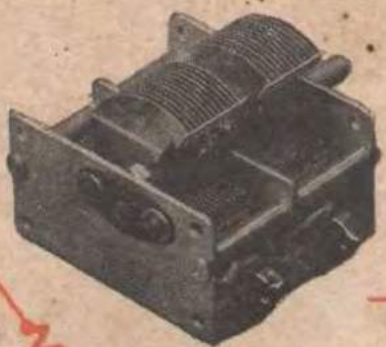


E. C. JORDAN  
P. H. NELSON  
W. OSTERBROCK  
F. H. PUMPHREY  
L. G. SMEBY

# COURS FONDAMENTAL DE RADIOÉLECTRICITÉ PRATIQUE

PUBLIÉ  
SOUS LA  
DIRECTION  
DE  
W. L. EVERITT

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO





TITRE DE L'OUVRAGE ORIGINAL :  
FUNDAMENTALS OF RADIO

Copyright, 1942, in the United States of America by PRENTICE-HALL, Inc.,  
70 Fifth Avenue, New York 11. New York. All rights reserved. No part  
of this book may be reproduced in any form without permission in writing  
from the Publishers.

Imprimerie Paul Dupont, Paris - C. O. L. 31-2567 Dépôt légal 2<sup>e</sup> trim. 1958

N° d'Imp. 6684

PRINTED IN FRANCE

Éditeur N° 234



# **COURS FONDAMENTAL DE RADIOÉLECTRICITÉ PRATIQUE**

PAR

**EDWARD C. JORDAN**, Assistant Professor of Electrical Engineering  
Ohio State University; Associate Institute of Radio Engineers.

**PAUL H. NELSON**, Assistant Professor of Electrical Engineering,  
the University of Connecticut.

**WILLIAM CARL OSTERBROCK**, Professor Electrical Engineering,  
University of Cincinnati; Member of A.I.E.E. and I.R.E.

**FRED H. PUMPHREY**, Professor of Electrical Engineering, Rutgers  
University.

**LYNNE C. SMEBY**, Director of Engineering for the National Association  
of Broadcasters; Member of the Board of Editors of the  
Institute of Radio Engineers.

PUBLIÉ SOUS LA DIRECTION DE

**W. L. EVERITT**

Professor of Electrical Engineering, Ohio State  
University; Fellow of A.I.E.E. and I.R.E.; Member  
of the Board of Directors and Board of Editors  
of the Institute of Radio Engineers



Traduit sous la rédaction de  
**W. SOROKINE**

**TROISIÈME ÉDITION**

**SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO**  
9, rue Jacob — PARIS-VI<sup>e</sup>



## CHAPITRE I

# LES MATHÉMATIQUES DE LA RADIO

### Utilité des mathématiques dans la radio.

Dans la radio-technique, comme dans les autres domaines, il se pose souvent la question « combien ».

De quelle hauteur doit être le pylône d'une station de radio-diffusion? Combien de longueur doit avoir une antenne? Quel diamètre doit-on donner à une bobine de récepteur? Les mathématiques permettent de répondre à la plupart de ces questions.

Comment définir les mathématiques? On peut dire que c'est une sorte de système sténographique utilisant des signes faciles (lettres ou autres symboles) pour exprimer, de la façon la plus simple, des idées difficiles. De plus, elles comportent des règles permettant à chacun d'utiliser ces signes d'une façon correcte. Il en résulte que le comportement d'un appareil radio-électrique peut être prévu à l'avance dans certaines conditions, si l'on sait comment il s'est comporté dans des conditions similaires, à un autre moment. On comprendra donc mieux la radio en apprenant les mathématiques.

Le point de départ pour cette étude est l'étude des nombres. Les nombres se forment au moyen de dix symboles, dits chiffres : 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9. Le symbole 3 signifie toujours trois : trois hommes, trois postes de radio, trois objets que l'on dénombre. Le symbole 9 signifie neuf objets. Si un nombre supérieur à neuf doit être compté, il faut disposer d'autres symboles, ou convenir que la place du chiffre dans un nombre a une signification spéciale. La supériorité de notre système de chiffres sur tous ceux dont les hommes s'étaient servi avant son avènement réside dans le fait qu'il utilise la place du chiffre. Ainsi, le nombre 1492 veut dire 1 mille + 4 cents + 9 dizaines + 2 unités. Il n'y a pas de limites à la dimension des nombres, grands ou petits, que l'on peut ainsi former ; les distances entre les étoiles donnent l'exemple des grands nombres que les mathématiques utilisent couramment.

Le chiffre zéro (0) est un chiffre comme les autres, mais il joue un rôle important dans le système. Par exemple, dans le nombre cinq cent deux, il n'y a pas de dizaines ; ce fait est mis en évidence en plaçant le chiffre zéro à la place des dizaines : 502. Ce système des nombres est merveilleusement simple. Il permet de gagner du temps en écrivant des chiffres et, fait plus important encore, rend faciles les opérations arithmétiques qui, dans les autres systèmes, deviennent vite extrêmement complexes, sinon impossibles.



Il a été indispensable d'établir la distinction entre les nombres positifs et négatifs. Pour compter les personnes ou les objets, les nombres positifs suffisent, certes ; mais les températures sont au-dessus ou au-dessous du zéro, les altitudes au-dessus ou au-dessous du niveau de la mer, l'équilibre des profits ou des pertes peut être dépassé dans un sens ou dans l'autre. Les nombres positifs sont ceux qui s'étendent d'un côté du zéro ; ils sont supérieurs au zéro. Les nombres négatifs sont de l'autre côté ; ils sont inférieurs au zéro. Le diagramme de la figure 1-1 permet de mieux s'en rendre compte. Les distances le long d'une droite sont marquées avec des chiffres qui correspondent aux longueurs à partir du zéro. Les distances mesurées vers la

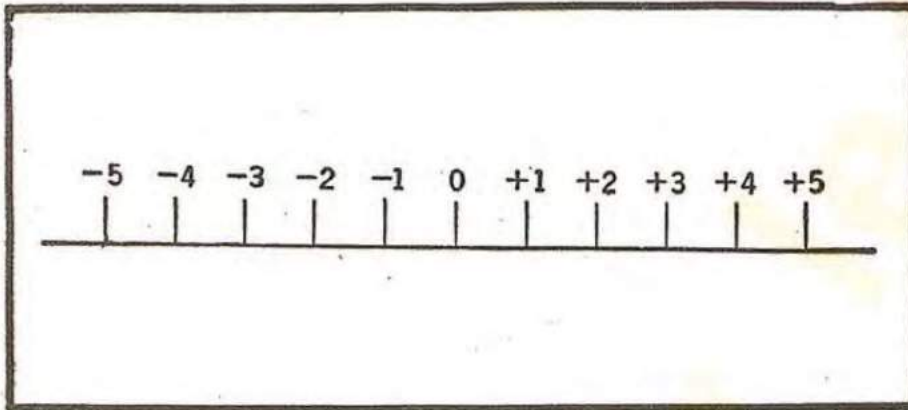


FIG. 1-1. — Graphique illustrant les nombres positifs et les nombres négatifs.

droite sont dites positives ; les distances marquées vers la gauche sont négatives. Ainsi,  $+1$ ,  $+2$ ,  $+3$ ,  $+4$ ,  $+5$ , etc., sont des nombres positifs ;  $-1$ ,  $-2$ ,  $-3$ ,  $-4$ ,  $-5$ , etc., sont des nombres négatifs. S'il n'y a pas de signe devant un nombre, c'est un nombre positif. La valeur absolue d'un nombre est obtenue en formant ce nombre sans signe (ni positif, ni négatif).

### Les quatre opérations fondamentales.

Aussi longtemps qu'on ne dénombre que des objets entiers, les nombres entiers 1, 2, 3, 4, etc., suffisent. Ces nombres sont utilisés dans les quatre opérations fondamentales.

On a besoin d'une addition quand on veut combiner deux groupes d'objets. On pourrait, certes, compter les objets de chaque groupe et, ensuite, ceux des deux groupes combinés, mais on peut montrer qu'au lieu des objets, il est possible d'additionner les nombres d'objets de chaque groupe, d'une façon qui reste toujours la même. Donc, 20 pommes ajoutées à 15 pommes, 20 postes de radio aux 15 postes de radio, ou, d'une manière générale, 20 objets quelconques ajoutés aux 15 objets de la même espèce donneront toujours 35 objets dans le groupe obtenu par leur addition. Il en résulte que : (1) on doit opérer sur les nombres qui représentent les groupes d'objets plutôt que sur les objets eux-mêmes, et (2) les opérations, quand elles sont effectuées correctement, conduisent toujours à des résultats justes. Pour tirer tout l'avantage du système décimal des nombres, il suffit de se souvenir de quelques résultats d'additions simples tels que 1 plus 1 égal à 2, 1 plus 2 égal à 3, etc. ; ces combinaisons de base permettent d'additionner ensuite n'importe quels nombres.

La soustraction, c'est l'inverse de l'addition. Lorsqu'un poste de télévision



compte 35 lampes et un récepteur de luxe n'en comporte que 24, la différence entre leurs nombres de lampes est 11, chiffre obtenu en retranchant 24 de 35.

Pour vérifier l'exactitude de l'opération, on ajoute la différence au plus petit nombre et l'on doit obtenir le plus grand.

La multiplication est une addition répétée. Lorsqu'une troupe défile en rang par quatre, les hommes peuvent être dénombrés en faisant  $4 + 4 + 4 + 4 = 16$ , s'il y a quatre rangs. On peut arriver au même résultat en comptant les rangs et en multipliant par le nombre d'hommes dans chaque rang, c'est-à-dire 4 fois 4 font 16.

La division est l'opération inverse de la multiplication. Si l'on divise 60 par 12, on obtient 5 ; l'opération inverse est : 12 multiplié par 5 donne 60. Il est donc impossible de diviser par zéro car il n'existe pas un nombre qui, multiplié par zéro, donne un autre nombre que zéro.

Toutes ces choses sont bien connues et faciles à comprendre. Elles ont été résumées ici parce qu'elles constituent le point de départ pour d'autres notions, qui ne sont pas plus difficiles, et qui sont indispensables pour étudier la radio.

Pour gagner du temps dans l'écriture mathématique, certains symboles opératoires sont employés. Parmi ceux-là nous trouvons :

Pour l'addition : le signe (+) :  $21 + 12 = 33$ .

Pour la soustraction : le signe moins (-) :  $18 - 8 = 10$ .

Pour la multiplication : le signe (×) ou quelquefois le point (.) ; d'autres fois les quantités à multiplier sont simplement juxtaposées.  $5 \times 6 = 30$  ou  $5 \cdot 6 = 30$  ;  $4 \times a = 4a$ .

Pour la division : le signe de division (:), la barre (—), ou la barre inclinée (/). Ainsi  $28 : 7 = 4$ ,  $\frac{28}{7} = 4$ ,  $28 / 7 = 4$ .

Quelquefois, pour éviter la confusion, une expression complexe est mise entre parenthèses. Il existe différentes espèces de parenthèses : ( ), [ ], { },  $\langle \rangle$ . Considérons, par exemple,  $15 \times 5 - 2$ . Cela signifie-t-il  $75 - 2$  ou  $15 \times 3$ ? Utilisons les parenthèses et le doute sera levé :  $(15 \times 5) - 2 = 75 - 2 = 73$  ;  $15 \times (5 - 2) = 15 \times 3 = 45$ .

En employant les parenthèses dans une multiplication, on peut omettre le signe ×. Ex.:  $15(5 - 2)$  au lieu de  $15 \times (5 - 2)$  ;  $(5)(6)$ , au lieu de  $5 \times 6$  ou  $5 \cdot 6$ .

### Exercice 1-1.

Effectuer les opérations suivantes :

1.  $18 + 6 + 4 =$

2.  $37 - 5 =$

3.  $30 + 6 - 10 =$

4.  $25 - 5 + 15 - 3 =$

5.  $5 \times 9 \times 2 =$

6.  $3 \times 0 \times 7 =$

7.  $35 : 7 =$

8.  $42 / 6 =$

9.  $7 / 0 =$

10.  $\frac{18}{9} =$

11.  $\frac{20 + 5}{3 + 2} =$

12.  $\frac{3 \times 5 \times 8}{2 \times 3 \times 4} =$

13.  $(200)(0)(5) =$

14.  $(4 + 3)(2 + 5) =$

15.  $(8 + 0)(3 + 1) =$

(Note : Faites l'addition d'abord).



## Fractions.

S'il faut partager un gâteau entre trois garçons, le gâteau doit être découpé en tranches ; ces tranches sont les fractions du gâteau ; chacune sera :

$$\frac{\text{Le gâteau entier}}{\text{Trois tranches}} = \frac{1}{3} \text{ du gâteau}$$

Ainsi, lorsqu'un nombre entier, appelé *numérateur*, est divisé par un autre nombre entier, appelé *dénominateur*, on obtient une fraction.

Quand le numérateur est inférieur au dénominateur, on a une fraction ordinaire, dans le cas contraire c'est une expression *fractionnaire*. Ces dernières sont souvent réduites à une somme d'un nombre entier et d'une fraction :

$$\frac{3}{2} = \frac{2}{2} + \frac{1}{2} = 1\frac{1}{2}; \quad \frac{11}{6} = \frac{6}{6} + \frac{5}{6} = 1\frac{5}{6} \text{ etc.}$$

Les quatre opérations fondamentales s'appliquent, moyennant certaines précautions, aux fractions comme aux nombres entiers. Pour ajouter  $\frac{2}{7}$  à  $\frac{3}{5}$ , il suffit de les réduire à 1 dénominateur commun :

$$\frac{3}{7} + \frac{2}{5} = \frac{3 \times 5}{7 \times 5} + \frac{2 \times 7}{5 \times 7} = \frac{15 + 14}{35} = \frac{29}{35}$$

Le même procédé doit être employé pour la soustraction des fractions ; pour retrancher  $\frac{4}{9}$  de  $\frac{7}{8}$ , il faut opérer comme suit :

$$\frac{7}{8} - \frac{4}{9} = \frac{7 \times 9}{8 \times 9} - \frac{4 \times 8}{9 \times 8} = \frac{63 - 32}{72} = \frac{31}{72}$$

Les fractions peuvent s'écrire sous différentes formes, qui sont équivalentes. Ainsi  $\frac{1}{2}$  est la même chose que  $\frac{2}{4}$ , puisqu'il suffit de diviser le numérateur et le dénominateur de  $\frac{2}{4}$  par 2 pour obtenir  $\frac{1}{2}$ .

La multiplication des fractions est une opération simple ; par exemple,  $\frac{3}{4}$  fois  $\frac{5}{8}$  donne :

$$\frac{3}{4} \times \frac{5}{8} = \frac{3 \times 5}{4 \times 8} = \frac{15}{32}$$

La division des fractions est facile également, si l'on applique la règle suivante : prendre l'inverse du diviseur et multiplier ensuite :

$$\frac{3}{4} \div \frac{5}{8} = \frac{3}{4} \times \frac{8}{5} = \frac{3 \times 8}{4 \times 5} = \frac{24}{20} = \frac{6}{5} = 1\frac{1}{5}$$

### Exercice 1-2.

Effectuer les opérations suivantes :

$$1. \quad \frac{3}{7} + \frac{5}{8} =$$

$$2. \quad \frac{5}{6} + \frac{2}{3} =$$

$$3. \quad \frac{1}{3} + \frac{1}{4} + \frac{1}{5} =$$

$$4. \quad \frac{5}{8} - \frac{4}{7} =$$



5.  $\frac{7}{8} - \frac{3}{4} =$

6.  $\frac{35}{43} - \frac{1}{6} =$

7.  $\frac{5}{9} \times \frac{4}{5} =$

8.  $\frac{17}{64} \times \frac{19}{49} =$

9.  $\frac{1}{3} \times \frac{2}{5} \times \frac{3}{7} =$

10.  $\frac{5}{8} : \frac{9}{16} =$

11.  $\frac{13}{32} : \frac{13}{15} =$

12.  $\frac{5}{8} + \frac{3}{7} =$

$\frac{4}{5} + \frac{7}{16} =$

Dans l'exercice 12, effectuez les additions d'abord, et la division ensuite.

Les fractions que nous venons d'étudier sont dites *fractions entières*. Il existe une catégorie de fractions (dites fractions décimales) qui utilise avantageusement la signification donnée dans notre système des nombres à la place de chaque chiffre.

Multiplions par 25 le numérateur et le dénominateur de  $\frac{1}{4}$ , cette fraction devient  $\frac{25}{100}$ , qui est égal à  $\frac{2}{10} + \frac{5}{100}$ . Cela peut s'écrire 0,25, par une extension de la notion de la place des chiffres, expliquée au paragraphe 1. Toute fraction entière peut être transformée en fraction décimale en divisant le numérateur par le dénominateur. Par exemple,  $\frac{7}{8} = 0,875$ ;  $\frac{11}{63} = 0,171\ 875$ ;  $\frac{1}{3} = 0,333\ \dots$ , les points indiquant, dans ce dernier exemple, que, aussi loin que l'on pousse la division, on continuera à trouver le chiffre 3.

Les fractions décimales peuvent être soumises aux différentes opérations de la même façon que les nombres entiers; les exemples qui suivent l'indiquent clairement :

$0,875 + 0,125 = 1,000 = 1.$

$0,625 - 0,0625 = 0,5625.$

$0,21 \times 0,3 = 0,063.$

$1,5 : 0,5 = 3.$

Dans les additions et dans les soustractions, les virgules doivent être placées l'une au-dessus de l'autre; dans la multiplication, le nombre des places décimales du produit est égal à la somme des nombres de ces places dans les facteurs. Dans la division, on déplace la virgule vers la droite du même nombre de places dans le diviseur que dans le nombre divisé, jusqu'à ce que le diviseur ne soit plus une fraction, et l'on place la virgule à la même place dans le résultat obtenu. Voici un exemple :

Soit à diviser 1,728 par 0,12 :

$$1,728 \quad | \quad 0,12$$

Déplaçons la virgule vers la droite (dans les deux nombres) jusqu'à ce que le diviseur ne soit plus une fraction :

$$\begin{array}{r} 172,8 \quad | \quad 12 \\ 12 \quad \quad | \quad 14,4 \\ \hline 52 \\ 48 \\ \hline 48 \\ 48 \\ \hline \end{array}$$



**Exercice 1-3.**

1. Transformer en fractions décimales :

$$\frac{3}{4}, \frac{5}{8}, \frac{9}{16}, \frac{17}{64}, \frac{72}{80}, \frac{2}{3}, \frac{13}{17}$$

2. Ajouter : 0,125, 0,791, 0,345, 1,403, 7,142.  
 3.  $0,784 - 0,038 =$   
 4.  $3,142 \times 7,553 =$   
 5.  $1,173 : 1,42 =$

**Précision et erreurs.**

Dans presque tous les calculs radio-électriques interviennent des nombres qui sont des résultats de mesures. Il est nécessaire, par conséquent, d'examiner l'approximation que l'on peut espérer de ces mesures, et plus précisément, combien de places décimales doivent être utilisées dans les calculs qui en découlent. Beaucoup de petits appareils de mesure ont une précision définie par « l'erreur maximum de 3 % de la déviation totale de l'aiguille ». Cela signifie que pour une déviation totale de 100 V, par exemple, la tension réelle pourra être comprise entre 97 et 103 V. Malheureusement, la même erreur peut se produire aux lectures plus faibles ; pour le même appareil, s'il indique 10 volts, l'erreur est comprise entre 7 et 13 volts.

Considérons maintenant la notion de l'erreur relative ou pourcentage d'erreur. Supposons qu'un appareil indique 16 V alors qu'il devrait indiquer 16,2 V. L'erreur est de  $16,2 - 16,0 = 0,2$  V, et l'erreur relative est :

$$\frac{\text{erreur}}{\text{valeur exacte}} = \frac{0,2}{16,2} = \frac{1}{81} = 0,0123.$$

Si l'on multiplie ce dernier chiffre par 100, on obtient le pourcentage d'erreur, donc  $1 \frac{1}{81}$  % environ. Si un autre appareil indique 16 000 V, pour une tension qui est en réalité de 16 200 V, l'erreur serait de 200 V, et l'erreur relative s'écrirait :

$$\frac{200}{16\,200} = \frac{1}{81} = 0,0123$$

ou  $1 \frac{1}{81}$  % environ. La position de la virgule, ou la grandeur des quantités considérées, n'ont rien à voir avec l'erreur relative. Le diamètre de la terre a été mesuré soigneusement au moyen d'instruments de grande précision. Cependant, son diamètre moyen est donné souvent comme étant égal à 12 700 km, chiffre précis à 100 km près. Une plus grande approximation serait obtenue par 12 740 km et une plus grande encore par 12 739 km, chiffre qui est exact à 1 km près. Mais la façon d'exprimer le diamètre approché de la terre par 12 700 km est utile si l'on se souvient que les chiffres significatifs sont 1, 2 et 7, et que les zéros ne servent qu'à définir la place respective de chacun des chiffres significatifs. On peut dire que 1, 2 et 7 sont des chiffres significatifs et que les zéros ne le sont pas. Seuls les chiffres déterminés par la mesure sont significatifs ; ainsi, dans le nombre 12 740 seuls les chiffres 1, 2, 7 et 4 sont significatifs, alors que dans 12 739 ils le sont tous. Les zéros qui suivent les autres chiffres d'un nombre ne



comptent pas comme chiffres significatifs, à moins que cela ne soit expressément mentionné. Par exemple : les nombres suivants ont deux chiffres significatifs : 17 000, 0,000 57, 95, 23 000 000. Certains instruments permettent de faire des mesures précises au cinquième chiffre décimal près, ainsi 60 103. Si l'appareil avait indiqué 60 100, les deux derniers zéros n'auraient pas compté comme chiffres significatifs, à moins que le fait n'ait été spécialement mentionné. Les mesures en radio, et les calculs qui en résultent, utilisent rarement plus de trois chiffres décimaux.

Si deux nombres, représentant des résultats de mesures, ont chacun trois chiffres significatifs, multipliés l'un par l'autre, ils donneront un nombre de six chiffres. Ainsi :  $32,4 \times 41,4 = 1\,341,36$ . Et pourtant il n'y a rien dans l'opération de la multiplication qui puisse accroître la précision des mesures initiales ; par conséquent, le produit n'est précis, lui aussi, qu'au troisième chiffre décimal près ; on doit donc écrire :  $32,4 \times 41,4 = 1\,340$ .

En général, on arrondira le résultat d'un calcul de façon que son approximation soit celle des quantités mesurées sur lesquelles le calcul a été fait. Si le dernier chiffre est supérieur à 5, on arrondit au prochain nombre supérieur, dans le cas contraire, on arrondit au nombre inférieur voisin. Quand le dernier chiffre est égal à 5, le précédent est augmenté de l'unité s'il est impair, et reste le même s'il est pair. Ainsi, 124 sera arrondi à 120, avec deux chiffres significatifs ; 127 sera remplacé par 130, et 125 par 120, mais 135 serait arrondi à 140.

#### Exercice 1-4.

Déterminez le nombre de chiffres significatifs dans les exemples qui suivent

- |                 |                     |
|-----------------|---------------------|
| 1. 24000.       | 6. 0,000 000 06.    |
| 2. 5280.        | 7. 0,087 35.        |
| 3. 186230.      | 8. 50000,21.        |
| 4. 3,141 597.   | 9. 0,080 900 750 0. |
| 5. 0,000 054 3. | 10. 0,142 857.      |

### Notation scientifique des nombres.

On utilise beaucoup de très grands et de très petits nombres en radio-électricité, et il existe un procédé commode pour éviter d'écrire le grand nombre de chiffres qu'exige leur écriture normale. On écrit le nombre comme s'il était inférieur à 10, et ensuite on le multiplie par autant de fois 10 qu'il faut pour placer la virgule correctement. Au lieu d'écrire toutes les dizaines on indique le nombre de multiplications par un exposant. Ainsi  $10^2$  veut dire  $10 \times 10 = 100$ ,  $10^3$  indique la multiplication  $10 \times 10 \times 10 = 1\,000$ . La table ci-dessous indique les puissances de 10 et leurs exposants :

Il est facile de voir qu'en ajoutant une unité à l'exposant d'un nombre placé à gauche du signe d'égalité, le nombre placé à droite se trouve multiplié par 10 ; en retranchant une unité de l'exposant, le nombre placé à droite du signe d'égalité est divisé par 10. On peut écrire indifféremment  $10^2$  pour 100,  $10^3$  pour 1 000, etc.... Utilisé de cette façon, le nombre dix porte le nom de *base*.



Table 1-1.

Grands nombres		Petits nombres
—		—
$10^1 = 10$	$10^0 = 1$	$10^{-1} = 0,1$
$10^2 = 100$		$10^{-2} = 0,01$
$10^3 = 1\ 000$		$10^{-3} = 0,001$
$10^4 = 10\ 000$		$10^{-4} = 0,000\ 1$
$10^5 = 100\ 000$		$10^{-5} = 0,000\ 01$
$10^6 = 1\ 000\ 000$		$10^{-6} = 0,000\ 001$

Pour écrire le nombre 2 500 dans ce système, il suffit de remarquer que 2 500 est égal à  $2,5 \times 1\ 000$ , donc  $2,5 \times 10^3$ . De même 2 500 000 est égal à  $2,5 \times 1\ 000\ 000$ , donc à  $2,5 \times 10^6$  ; on évite ainsi d'écrire un grand nombre de zéros.

Pour écrire de la même façon 0,002 5 on tient compte de ce que l'on a  $0,002\ 5 = 2,5 \times 0,001 = 2,5 \times 10^{-3}$ . Pour 0,000 002 5 on a  $2,5 \times 10^{-6}$ .

On peut énoncer la règle suivante :

*Pour écrire un nombre donné en notation scientifique, il faut placer la virgule immédiatement à droite du premier chiffre qui n'est pas un zéro (en allant de gauche à droite), ce qui donne un nouveau nombre compris entre 1 et 10, multiplier ce nombre par autant de fois dix que la virgule a franchi de places décimales. L'exposant sera positif si la virgule a été déplacée vers la gauche, et négatif dans le cas contraire.*

La règle inverse est valable quand on veut passer de la notation scientifique à l'écriture ordinaire des chiffres. Déplacer la virgule vers la droite si l'exposant est positif (vers la gauche dans le cas contraire), du nombre de places décimales indiqué par l'exposant, en ajoutant des zéros si c'est nécessaire.

### Exercice 1-5.

Exprimer en notation scientifique :

1. 605 000 000 000 000 000 000.
2. L'âge de la terre, estimé à environ 694 000 000 000 jours.
3. Une année-lumière égale à 9 392 000 000 000 kilomètres environ.
4. La distance de la terre au soleil égale à 148 000 000 kilomètres.
5. L'épaisseur d'une pellicule d'huile, sur une surface d'eau : 0,000 000 5 cm.
6. 0,000 000 000 000 000 000 000 03.

### Exercice 1-6.

Exprimer en notation ordinaire :

1. Le diamètre du soleil :  $13,7 \times 10^5$  km environ.
2. La masse de la terre :  $6,6 \times 10^{21}$  tonnes.
3. Le diamètre des globules rouges du sang :  $7,6 \times 10^{-5}$  cm.
4.  $6,4 \times 10^{-2}$ .
5.  $1,20 \times 10^9$ .
6.  $6,28 \times 10^{-6}$ .

En plus de l'avantage d'une écriture rapide, la notation scientifique permet de



manier les nombres très commodément dans les multiplications et dans les divisions. Supposons que nous ayons à multiplier  $2,2 \times 10^3$  par  $3 \times 10^2$ . On multipliera 3 par 2,2, ce qui donne 6,6 et pour les dizaines, on a  $10^3 \times 10^2 = 10^5$ . Mais  $10^5$  peut s'écrire  $10^{3+2}$ , donc finalement :

$$(2,2 \times 10^3) (3 \times 10^2) = (2,2 \times 3) (10^3 \times 10^2) = 6,6 \times 10^{2+3} = 6,6 \times 10^5.$$

*Règle pour effectuer les opérations sur les exposants.*

Pour une base donnée (telle que 10), appliquer les règles ci-dessous.

— Pour multiplier, ajouter les exposants :

$$10^4 \times 10^2 = 10^{4+2} = 10^6.$$

— Pour diviser, retrancher un exposant de l'autre :

$$10^4 : 10^2 = 10^{4-2} = 10^2.$$

**Exercice 1-7.**

Effectuer les opérations ci-dessous :

1.  $(1,86 \times 10^5) (3,6 \times 10^2) =$

2.  $(9,3 \times 10^7) : (1,86 \times 10^5) =$

3. Si la valeur exacte d'un nombre est  $4,3225 \times 10^5$ , quelle est l'erreur relative en prenant  $4,33 \times 10^5$  ?

Le second procédé pour écrire les grands ou les petits nombres a recours aux unités, petites ou grandes. Ces unités sont dérivées des unités de base et désignées à l'aide d'un certain nombre de préfixes. Une table de préfixes ci-dessous nous facilitera les opérations.

**Table 1-2.**

Multiplier le nombre connu de	Méga	Kilo	Unité	Centi	Milli	Micro	Milli-micro	Micro-micro
pour obtenir le nombre inconnu de	par	par	par	par	par	par	par	par
Méga .....	1	$10^{-3}$	$10^{-6}$	$10^{-8}$	$10^{-9}$	$10^{-12}$	$10^{-15}$	$10^{-18}$
Kilo .....	$10^3$	1	$10^{-3}$	$10^{-5}$	$10^{-6}$	$10^{-9}$	$10^{-12}$	$10^{-15}$
Unité .....	$10^6$	$10^3$	1	$10^{-2}$	$10^{-3}$	$10^{-6}$	$10^{-9}$	$10^{-12}$
Centi .....	$10^8$	$10^5$	$10^2$	1	$10^{-1}$	$10^{-4}$	$10^{-7}$	$10^{-10}$
Milli.....	$10^9$	$10^6$	$10^3$	10	1	$10^{-3}$	$10^{-6}$	$10^{-9}$
Micro.....	$10^{12}$	$10^9$	$10^6$	$10^4$	$10^3$	1	$10^{-3}$	$10^{-6}$
Milli-micro .....	$10^{15}$	$10^{12}$	$10^9$	$10^7$	$10^6$	$10^3$	1	$10^{-3}$
Micro-micro .....	$10^{18}$	$10^{15}$	$10^{12}$	$10^{10}$	$10^9$	$10^6$	$10^3$	1

Par exemple, un kilocycle est égal à mille cycles ; un mégacycle à un million de cycles ; un microfarad à 1/1 000 000 de farad ; un millihenry à 1/1 000 de henry, et ainsi de suite. Le sens des termes *cycle*, *farad* et *henry* sera expliqué plus loin.



Pour utiliser la table ci-dessus, trouver l'unité employée dans la rangée supérieure ; descendre ensuite dans la colonne jusqu'à l'unité désirée. Le nombre trouvé à cet endroit, multiplié par l'unité employée, donne l'unité désirée. Par exemple, pour convertir les millihenrys en microhenrys, trouver milli, dans la rangée du haut, suivre la colonne jusqu'à la ligne marquée micro, où l'on trouve  $10^3$ . Par conséquent, il faut multiplier les millihenrys par 1 000 pour obtenir des microhenrys.

## Symboles algébriques.

L'algèbre est une forme spéciale de langage mathématique, utilisant des symboles à la place des mots pour exprimer certaines relations. De même que le mot « arbre » fait penser à un certain objet, la lettre  $x$  représente, en algèbre, certaines idées. Il existe plusieurs espèces d'arbres : grands ou petits, d'un vert clair ou d'un vert sombre, mais l'idée d'un arbre ne peut être confondue avec celle d'un bâtiment ou avec celle d'un bateau. De même manière, un symbole algébrique peut représenter différents nombres à différentes époques, mais sera généralement employé pour le même genre de nombres, susceptibles de subir les mêmes sortes d'opérations.

Les symboles utilisés en mathématiques permettent de formuler les idées facilement et clairement ; l'emploi des mots entraîne souvent des confusions. Quelles règles doivent guider dans le choix des symboles ? D'abord, ils doivent être aussi brefs que possible ; ensuite, ils doivent être agréés par ceux qui ont à s'en servir. L'une des méthodes consiste à choisir la première lettre du mot ; ainsi l'on a  $R$ , pour résistance,  $C$  pour capacité,  $P$  pour pression. Quelquefois, les symboles sont employés depuis si longtemps, qu'ils sont admis universellement, tels  $E$  pour la tension,  $I$  pour le courant,  $L$  pour la self-inductance, etc.

D'autres symboles servent généralement à désigner des nombres. Ainsi  $x, y, z$  (les dernières lettres de l'alphabet) représentent le plus souvent les variables inconnues tandis que  $a, b, c$  (les premières lettres de l'alphabet) désignent les quantités connues ou constantes. Les mathématiques donnent aux symboles employés une signification telle qu'ils peuvent servir avantageusement là où le recours aux mots ou aux nombres s'avère inopérant.

Cette signification est caractérisée surtout par sa précision. D'ailleurs, même les mots utilisés ont un sens plus limité et plus précis que dans le langage de tous les jours et ce sens n'est du reste pas toujours le même. Nous donnons ci-dessous la définition de quelques-uns de ces mots.

Une *expression algébrique* est une combinaison quelconque des nombres, des lettres utilisées à la place des nombres, et des signes d'opérations, le tout étant écrit conformément aux règles de l'algèbre. Ainsi  $10x, t + t, mx + b$ . Notez que  $10x$  signifie 10 fois  $x$  ; c'est un produit où 10 et  $x$  sont les facteurs. En algèbre, les nombres et les lettres, ou combinaison de lettres, écrits côte à côte, sans signe d'opération, doivent être multipliés. Dans  $10a$ , 10 représente le coefficient (ou facteur) numérique,  $a$  étant le facteur algébrique. Quand on écrit  $x$  seul, le coefficient 1 est sous-entendu ;  $x$  veut dire 1 fois  $x$ .

On appelle *terme* une expression du genre de  $10x, t, mx, b, 5r$ , etc. Les termes



semblables sont ceux qui comportent la même ou les mêmes lettres, ainsi  $10x$  ou  $mx$ . Les termes semblables peuvent être combinés en ajoutant les facteurs numériques ; il faut se rappeler que la soustraction est une addition avec le signe  $-$  devant le terme qu'on ajoute. Par exemple :

$$3x + 4x = 7x.$$

$$3a - 2a = (3 - 2)a = 1a = a.$$

### Exercice 1-8.

Combiner les termes suivants :

$$1. \quad 10m + 8m + 6m =$$

$$2. \quad 40v - 30v =$$

$$3. \quad 90q + 50q - 40q =$$

$$4. \quad \frac{1}{4}b + \frac{3}{4}b =$$

$$5. \quad \frac{5}{6}e - \frac{1}{3}e =$$

$$6. \quad 9,5x - 7,2x =$$

$$7. \quad 19k - 1,73k =$$

$$8. \quad 11h + 12h - h =$$

### Quelques règles d'algèbre.

Dans l'addition, les termes peuvent être groupés dans un ordre quelconque. C'est-à-dire qu'on peut écrire :  $a + b = b + a$  ;  $a + b + c = (a + b) + c = a + (b + c)$ . Si tous les termes d'une expression ne sont pas semblables, on peut les grouper de façon à avoir des ensembles de termes semblables. Par exemple :

$$50a + 98b + 5a + 3b + a = (50 + 5 + 1)a + (98 + 3)b = 56a + 101b.$$

La multiplication et la division s'opèrent sur les coefficients des termes semblables, donc :

$$7 \times 2a = 14a ; \frac{1}{2} \times 10\omega = 5\omega ; \frac{10x}{2} = 5x ; \frac{2(6x - 3x)}{3} = 2x ; \frac{18x}{6x} = 3.$$

### Exercice 1-9.

Effectuer les opérations ci-dessous :

$$1. \quad 4a + 6b + 5a + 7b + a =$$

$$2. \quad 6,2e + 8,9d + 7,8c + 10,2d =$$

$$3. \quad 18 \times 2f =$$

$$4. \quad 20 \times \frac{4}{5}x =$$

$$5. \quad 10 \times 9,2y =$$

$$6. \quad 2,5 \times 6z =$$

$$7. \quad \frac{20a}{4} =$$

$$8. \quad \frac{3,68r}{4} =$$

$$9. \quad 4,5d : 1,5d =$$

$$10. \quad \frac{3a + 4x + 2y}{2} =$$

De même qu'on a  $10 \times 10 = 10^2$ , on a,  $a \times a = a^2$ , et  $a \times a \times a = a^3$ .

Les termes semblables ayant les mêmes exposants peuvent être groupés :  $3a^2 + 4a^2 = 7a^2$ . Les expressions comportant plusieurs termes s'appellent *polynômes*. Par exemple,  $3x^3 + 4x^2 - 5x + 2$  est un polynôme à puissances décroissantes de  $x$ . Les polynômes peuvent être additionnés en ajoutant les termes semblables comme ci-dessous :

$$\begin{array}{r} 3x^3 + 4x^2 - 5x + 2 \\ -2x^3 - x^2 + 8x - 1 \\ \hline x^3 + 3x^2 + 3x + 1 \end{array}$$



**Exercice I-10.**

1. Ajouter  $2a^2 - 3ab + 4b^2$  à  $6a^2 - 2ab - 4b^2$ .
2. Ajouter  $x^2 - 4x + 10$  à  $2 - 6x - 2x^2$ .
3. Ajouter  $r^2 + 3rs - 5s^2$ ,  $2r^2 + 7s^2$  et  $-5r^2 - rs - 5s^2$ .
4. Retrancher  $-2a^2 - 8a + 14$  de  $a^2 - 4a + 4$ .

Pour franchir plus facilement le pas qui sépare l'algèbre de l'arithmétique, voici un autre exemple. Supposons qu'on ait à ajouter 2 565 à 5 331. Dans la notation scientifique ces nombres s'écrivent :

$$\begin{array}{r} 2 \times 10^3 + 5 \times 10^2 + 6 \times 10 + 5 \\ 5 \times 10^3 + 3 \times 10^2 + 3 \times 10 + 1 \\ \hline 7 \times 10^3 + 8 \times 10^2 + 9 \times 10 + 6 \end{array}$$

Les additions des chiffres s'effectuent mentalement et les bases 10, avec leurs exposants, sont transcrites sans modification. Remplaçons maintenant 10 par  $x$ , les expressions algébriques ainsi obtenues peuvent être additionnées de la même manière :

$$\begin{array}{r} 2x^3 + 5x^2 + 6x + 5 \\ 5x^3 + 3x^2 + 3x + 1 \\ \hline 7x^3 + 8x^2 + 9x + 6 \end{array}$$

N'importe quel nombre peut être substitué à  $x$  et le résultat sera encore correct ;  $x$  est donc valable pour n'importe quel nombre. Les mêmes règles, relatives aux exposants, s'appliquent que pour la base 10 ; donc :  $a^2 \times a^3 = a^{2+3} = a^5$  ;  $a^2/a^3 = a^{-1}$  ;  $(a^2)^3 = a^2 \times a^2 \times a^2 = a^6$  ;  $a^{\frac{1}{2}} \times a^{\frac{1}{2}} = a = \sqrt{a} \times \sqrt{a}$  ;  $a^{\frac{1}{2}} = \sqrt{a}$ .

*Règle relative aux signes. Dans les multiplications et dans les divisions, si les termes ont les mêmes signes, le résultat est positif, si leurs signes sont contraires, le résultat est négatif.*

$$\begin{array}{l} (+a) \times (+b) = +ab \\ (-a) \times (-b) = +ab \\ (+a) \times (-b) = -ab \\ (-a) \times (+b) = -ab \\ (+a) : (+b) = +\frac{a}{b} \end{array} \quad \left| \quad \begin{array}{l} (-a) : (-b) = +\frac{a}{b} \\ (+a) : (-b) = -\frac{a}{b} \\ (-a) : (+b) = -\frac{a}{b} \end{array} \right.$$

Exemple :

$$(+3a^2b) \times (-2a^3b^2c) = (+3)(-2)(a^2)(a^3)(b)(b^2)(c) = -6a^5b^3c.$$

**Exercice I-11.**

Effectuer les opérations indiquées.

- |  |   |
|--|---|
| <ol style="list-style-type: none"> <li>1. <math>(2x^2)(3x^5) =</math></li> <li>2. <math>h^4(-h^3) =</math></li> <li>3. <math>(-5d)^3 =</math></li> <li>4. <math>(5E)(-3E^3)(-2E^2) =</math></li> </ol> | <ol style="list-style-type: none"> <li>5. <math>-(2t)^3 =</math></li> <li>6. <math>5y(-3x^2y) =</math></li> <li>7. <math>(-3a^3t)^2 =</math></li> <li>8. <math>-(3a^3t)^2 =</math></li> </ol> |
|--|---|



$$9. e(8e^3)\left(-\frac{3}{4}e^5\right) = \quad \left| \quad \begin{array}{l} 11. (-x^2y^6)^3 = \\ 12. (2dc^5)^2 = \end{array} \right.$$

$$10. (-2nd)(-3n)(-4d^2) =$$

La suppression des parenthèses est facile, si on observe certaines règles. Les parenthèses (et les autres signes de groupement des termes) sont souvent utilisées pour indiquer une multiplication; toutefois, dans certains problèmes, on est amené à les supprimer. Pour ce faire :

(1) Appliquer la règle des signes (voir plus haut).

Exemple :

$$2(a + b - c) = 2a + 2b - 2c$$

Et aussi :

$$-3a(a^2 - 3a + 5) = -3a^3 + 9a^2 - 15a.$$

(2) Si l'expression entre parenthèses n'est pas accompagnée d'un facteur, considérer que ce facteur est égal à l'unité.

Exemple :

$$(a + b) = 1(a + b) = a + b.$$

Et aussi :

$$-(x - 2y) = -1(x - 2y) = -x + 2y.$$

(3) Effectuer d'abord les divisions ou les multiplications, ensuite les additions et les soustractions.

Exemple :

$$5 - 3(a + 2b) = 5 - 3a - 6b.$$

Donc, cette expression n'est pas égale à  $2(a + 2b)$ .

(4) Enlever les signes de groupement (parenthèses, crochets), les uns après les autres, en commençant par ceux qui sont le plus à l'intérieur.

Exemple :

$$-3c[a + 2b(b - c)] = -3c[a + 2b^2 - 2bc] = -3ac - 6b^2c + 6bc^2.$$

### Exercice 1-12.

Enlever les parenthèses et autres signes de groupement, et combiner les termes semblables (c'est-à-dire : simplifier).

1.  $4(2b + 3) - 7 =$
2.  $4n - 4(n + 8) =$
3.  $-3(5d - 4) + 12 =$
4.  $4a(2a + b - c) + 7ac =$
5.  $6s - 3(r + s + t) + (2r - s + 3t) =$
6.  $-(8d - 3) + (-3d + 4) =$
7.  $6n^2 - (3n + 2) + 2n(n - 5) =$
8.  $5[2n - 6(n + 2)] - 3n + 8 =$
9.  $3a[6 + 2(a - 3)] + 10a^2 =$
10.  $s[s - 2(3 - 5s) + 7] - 2s^2 =$



11.  $2x - 3 [2x - 3(x - 5)] =$
12.  $4y + 2y [3y - (5 - y) + 6] =$
13.  $8r - [7 - 2(3r - 5)] =$
14.  $9x^2 + 3x + 2 [2x - 5x(x - 1) - 10] - (2x^2 + 7x) =$
15.  $19x - 3 [x - 3(x - 2); 4y + 3(-2y) + 3x] - y^2 =$

Dans la multiplication des expressions algébriques, certains produits reviennent si souvent qu'ils méritent une étude particulière. Lorsqu'on reconnaît l'un de ces produits particuliers, ces facteurs sont connus du même coup. La mise en facteur est le procédé qui permet de déterminer deux ou plusieurs expressions dont le produit nous est donné.

Le procédé le plus simple consiste à diviser par un facteur commun chaque terme de l'expression donnée. Par exemple, dans l'expression :

$$3x^4 - 9x^3 + 12x^2$$

il est possible de diviser chaque terme par 3, par  $x^2$ , ou par  $3x^2$ . Ce dernier terme étant le plus grand, est le plus souvent le facteur désiré, ainsi :

$$\begin{aligned} 3x^4 - 9x^3 + 12x^2 &= 3(x^4 - 3x^3 + 4x^2) \\ &= x^2(3x^2 - 9x + 12) \\ &= 3x^2(x^2 - 3x + 4). \end{aligned}$$

### Exercice 1-13.

Représenter sous forme d'un produit les expressions suivantes.

1.  $7xy - 14xz =$
2.  $5a^2b - 25ab^2 =$
3.  $2\pi r^2 + 2\pi rh =$
4.  $8xy^2 - 16xy + 12x =$
5.  $a^2b^2 - 3ab^2 + 4a^3b - 12ab =$
6.  $24m^2n - 6mn^2 + 36m^2n^2 - 42m^3 =$

Un autre produit, que l'on rencontre assez souvent, est celui de deux binômes (expressions comportant deux termes). Dans la multiplication, de même que pour les nombres, on trouve que :

$$\begin{array}{r} \times \quad 2x + 6 \\ \quad \quad x - 5 \\ \hline \quad 2x^2 + 6x \\ \quad \quad - 10x - 30 \\ \hline 2x^2 - 4x - 30 \end{array}$$

ou :

$$\begin{array}{cccc} (2x + 6)(x - 5) = 2x^2 - 4x - 30. \\ \uparrow \quad \uparrow \quad \uparrow \quad \uparrow \\ A \quad B \quad C \quad D \end{array}$$

On voit sur cet exemple que : (1) le produit aura habituellement 3 termes ; (2) le premier terme est le produit des premiers termes des binômes ; (3) le second terme est



la somme des produits des deux termes extérieurs et des deux termes intérieurs (donc  $A \cdot D + B \cdot C$ ); (4) le dernier terme est le produit des derniers termes des binômes. La règle des signes doit être constamment appliquée.

**Exercice 1-14.**

Écrivez les produits ci-dessous, suivant les 4 règles qui viennent d'être énoncées :

- |   |   |
|---|---|
| 1. $(n + 3)(n + 2) =$<br>2. $(a - 5)(a + 2) =$<br>3. $(p - 4)(p - 5) =$<br>4. $(a + b)(a + 2b) =$ | 5. $(x^2 - 4)(x^2 - 12) =$<br>6. $(th + 7)(th - 12) =$<br>7. $(3x + 1)(3x - 3) =$<br>8. $(x^2 - 11y^2)(x^2 + 5y^2) =$ |
|---|---|

Cette méthode peut être employée en sens inverse : pour un produit donné on peut trouver deux facteurs. Par exemple, pour l'expression  $9x^2 + 18x + 5$ , il faut trouver deux binômes, dont les premiers termes multipliés l'un par l'autre donnent  $9x^2$ , dont les seconds termes donnent 5, et dont la somme des produits des termes extérieurs et intérieurs donne  $18x$ .

Ces facteurs, sont déterminés en essayant différentes combinaisons, jusqu'à ce que la bonne soit trouvée. Plusieurs combinaisons sont possibles, mais l'une d'elles seulement satisfait aussi à la troisième condition.

	Facteurs essayés	Deuxième terme	Conclusion
Premier essai.....	$(x + 5)(9x + 1)$	$x + 45x = 46x$	mauvais
Deuxième essai.....	$(x + 1)(9x + 5)$	$5x + 9x = 14x$	mauvais
Troisième essai.....	$(3x + 1)(3x + 5)$	$15x + 3x = 18x$	bon

Un peu de pratique aidera évidemment à trouver assez vite la bonne combinaison.

**Exercice 1-15.**

Mettre en facteurs les expressions suivantes :

- |   |   |
|---|---|
| 1. $n^2 + 5n + 6 =$<br>2. $x^2 - 6x + 5 =$<br>3. $a^2 - 9a + 20 =$<br>4. $6n^2 + n - 2 =$ | 5. $x^2 + 3xy + 2y^2 =$<br>6. $15a^2 + 22a + 8 =$<br>7. $2 + 7x + 5x^2 =$<br>8. $a^4 - 6a^2b^2 - 55b^2 =$ |
|---|---|

Certains binômes interviennent comme facteurs identiques, ou carrés. Ils sont du type  $(a + b)$  ou  $(a - b)$ . Le carré de chacun comporte la somme des trois termes suivants : (1) le carré du premier terme du binôme; (2) le double du produit des deux termes du binôme; (3) le carré du deuxième terme du binôme.

Ainsi donc :

$$(a + b)^2 = (a + b)(a + b) = a^2 + 2ab + b^2.$$

$$(a - b)^2 = (a - b)(a - b) = a^2 - 2ab + b^2.$$

Cette méthode est quelquefois utilisée dans les calculs numériques pour obtenir rapidement les carrés. Par exemple :



$$\begin{aligned}(23)^2 &= (20 + 3)^2 = (20)^2 + 2(20)(3) + 3^2 \\ &= 400 + 120 + 9 = 529. \\ (29)^2 &= (30 - 1)^2 = (30)^2 - 2(30)(1) + 1^2 \\ &= 900 - 60 + 1 = 841.\end{aligned}$$

Il est donc plus simple d'utiliser ces formules pour obtenir certains carrés, que d'effectuer la multiplication ordinaire. La figure 1-2 donne la représentation des carrés des binômes.

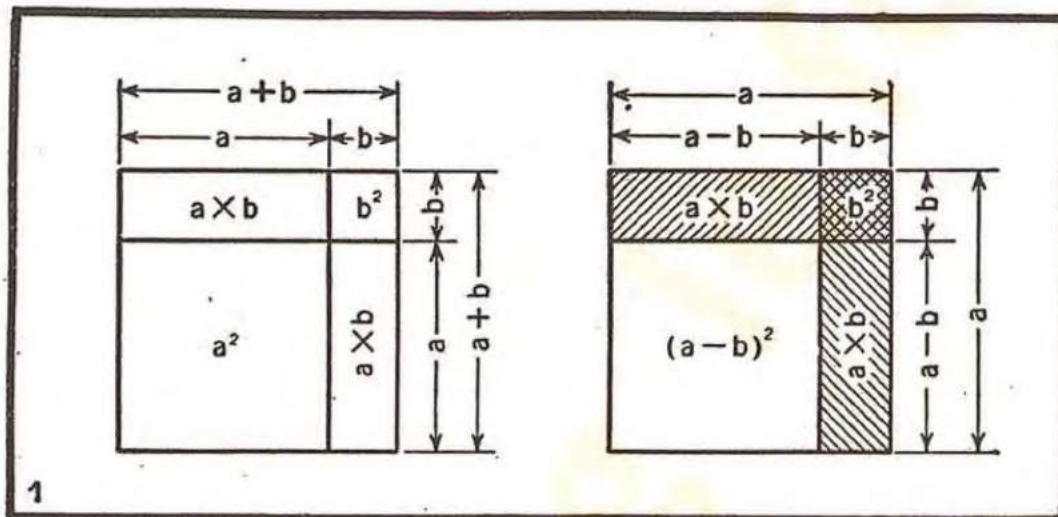


FIG. 1-2. — Représentation par les surfaces des carrés des binômes.

### Exercice 1-16.

Effectuer les opérations suivantes :

- |                   |   |
|-------------------|---|
| 1. $(x + 3)^2 =$  | 8. $(3k^2 - 1)^2 =$                     |
| 2. $(x - 5)^2 =$  | 9. $(5r^2 + s^2)^2 =$                   |
| 3. $(x + 6y)^2 =$ | 10. $(a^3 + 12)^2 =$                    |
| 4. $(a - c)^2 =$  | 11. $(h - \frac{1}{4})^2 =$             |
| 5. $(2x - 3)^2 =$ | 12. $(\frac{2}{3}a + \frac{1}{2}b)^2 =$ |
| 6. $(3a + 5)^2 =$ |   |
| 7. $(a - 3b)^2 =$ |   |

Il est facile de mettre en facteurs les expressions de cette espèce ; on prend simplement la racine carrée du premier et du dernier terme, et on écrit le signe du terme médian entre eux. Par exemple :

$$\begin{aligned}a^2 + 6a + 9 &= (a + 3)^2. \\ 4x^2 - 12x + 9 &= (2x - 3)^2.\end{aligned}$$

Remarque. — Il convient de s'assurer que le terme médian est bien le double du produit des termes extrêmes.

### Exercice 1-17.

Représenter sous forme d'un produit de deux facteurs les expressions suivantes :



1.  $x^2 - 12x + 36 =$
2.  $16x^2 - 40xy + 25y^2 =$
3.  $25a^4 + 120a^2b^2 + 144b^4 =$

Une autre expression utile est constituée par le produit de la somme par la différence de deux termes. On a :

$$(a + b)(a - b) = a^2 - b^2.$$

Donc la mise en facteur de la différence des deux carrés s'obtient en prenant la racine de chaque carré et en écrivant le produit de la somme par la différence de ces deux racines :

$$4n^2 - 36 = (2n + 6)(2n - 6).$$

Ce produit peut aussi être utile dans certains problèmes d'arithmétique. Si l'on désire multiplier 29 par 31, il suffit de former le produit :

$$(30 + 1)(30 - 1) = 900 - 1 = 899.$$

### Exercice 1-18.

Effectuer les opérations indiquées ci-dessous, en appliquant le principe qui vient d'être exposé.

- |                           |                       |
|---------------------------|-----------------------|
| 1. $(x + y)(x - y) =$     | 5. $-81v^3 + 25u^2 =$ |
| 2. $(10 - a)(10 + a) =$   | 6. $12c^3 - 3c =$     |
| 3. $(4a + 3b)(4a - 3b) =$ | 7. $63 \times 57 =$   |
| 4. $36s^2 - s^2 =$        | 8. $75 \times 45 =$   |

### Résolution des équations.

Le comportement des appareils radio-électriques est uniforme, cela veut dire que si un circuit se comporte d'une certaine façon, à un certain moment, il aura le même comportement à un autre moment, ce qui permet de prévoir, à l'avance, le fonctionnement des circuits en écrivant leurs *équations ou formules*. Certaines formules sont simples, d'autres paraissent compliquées, mais lorsqu'une équation a été mise sous une forme utilisable, elle peut être résolue. Le résultat obtenu donne une indication concernant le fonctionnement du circuit considéré, dans certaines conditions particulières. Il sera donc utile de se familiariser un peu avec le maniement des équations.

Là encore il y a certaines règles et définitions. Les deux côtés d'une équation séparés par le signe d'égalité sont appelés souvent les *membres* de l'équation. Ce sont, respectivement, les membres de gauche et de droite, ou encore le premier et le second membre.

Toute opération algébrique (sauf la division par zéro) peut être effectuée sur un membre, à condition que l'autre membre subisse la même opération. Autrement dit, si on ajoute ou retranche deux termes égaux de deux termes égaux, si l'on multiplie ou divise deux termes égaux par deux termes égaux, les résultats sont égaux. Prenons, par exemple, l'équation suivante



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

Supposons que  $\lambda$  soit égal à 600 ; comment peut-on trouver  $f$  ?

*Solution.* — Multipliez d'abord par  $f$  les deux côtés de l'équation :

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

et divisez ensuite par  $\lambda$  :

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

mais  $\frac{\lambda}{\lambda} = 1$  et  $\frac{f}{f} = 1$ , donc

$$f = \frac{300\,000}{\lambda} = \frac{300\,000}{600} = 500.$$

Une relation importante en radio-électricité, connue sous le nom de la loi d'Ohm, s'écrit habituellement sous la forme de  $E = IR$ .

La signification des symboles sera expliquée plus loin, mais nous allons l'étudier dès maintenant, comme exemple des opérations que l'on peut effectuer sur une équation.

Divisons les deux membres par  $I$ , il vient :

$$\frac{E}{I} = \frac{IR}{I} = R, \text{ ou } R = \frac{E}{I}$$

Les deux côtés divisés par  $R$ , donnent :

$$\frac{E}{R} = \frac{IR}{R} = I \text{ ou } I = \frac{E}{R}$$

Une autre modification s'obtient en multipliant par  $I$  les deux côtés de l'équation :

$$EI = (I)(IR) = I^2 R.$$

Mais on vient de voir que l'on a  $I = \frac{E}{R}$ . En substituant cette valeur de  $I$  dans la dernière équation, il vient :

$$E \times \frac{E}{R} = \frac{E^2}{R} = I^2 R = EI.$$

La règle de cette dernière opération s'énonce, en disant que : deux expressions égales à une troisième, sont égales.

### Exercice 1-19.

1. Étant donné  $R = 20$ ,  $I = 5$ , calculer  $E$ .
2. Étant donné  $E = 246$ ,  $R = 600$ , calculer  $I$ .
3. Étant donné  $E = 1$ ,  $I = 2 \cdot 10^{-2}$ , calculer  $R$ .
4. Étant donné  $E = 115$ ,  $I = 2,8$ , calculer  $I^2 R$ .

Il n'est quelquefois pas possible d'évaluer exactement une équation, certains facteurs de l'équation n'étant eux-mêmes qu'approximatifs ; il en est ainsi pour les formules renfermant  $\pi = 3,1416$  (approximativement), telles que :

$$X_L = 2\pi fL, \text{ ou } X_C = \frac{1}{2\pi fC}$$



Dans ce cas, on doit prendre pour  $\pi$  le nombre de chiffres significatifs égal à celui des autres facteurs. On utilise le plus souvent  $2\pi = 6,28$ .

### Exercice 1-20.

Effectuer les calculs suivants, à l'aide de la formule ci-dessus :

1. Etant donné  $f = 60$ ,  $L = 1$ , trouver  $X_L$ .
2. Etant donné  $f = 1,5 \times 10^6$ ,  $L = 5,5 \times 10^{-6}$ , trouver  $X_L$ .
3. Etant donné  $f = 500$ ,  $C = 2 \times 10^{-6}$ , trouver  $X_c$ .
4. Etant donné  $f = 3,105 \times 10^6$ ,  $C = 0,85 \times 10^{-8}$ , trouver  $X_c$ .
5. Etant donné  $X = X_L - X_c$ ,  $f = 10^6$ ,  $L = 1,4 \times 10^{-4}$ ,  $C = 1,8 \times 10^{-10}$ , trouver  $X$ .

Il est souvent nécessaire de simplifier et regrouper une équation pour pouvoir la résoudre plus facilement. Considérons l'équation :

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

Le premier pas consiste à réduire au même dénominateur les fractions du dénominateur, il vient :

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

et

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_2 + R_1}$$

### Exercice 1-21.

Effectuer les opérations ci-dessous, en utilisant la formule

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

1. Etant donné  $R_1 = 175$ ,  $R_2 = 362$ , trouver  $R$ .
2.  $R$  et  $R_2$  étant donnés, établir la formule donnant  $R_1$ .

## Équations du second degré.

Ce sont les équations du type

$$ax^2 + bx + c = 0.$$

Les coefficients  $a$ ,  $b$ , et  $c$  ont des valeurs positives ou négatives quelconques, et il faut trouver la valeur de la variable  $x$ . Certains cas particuliers de cette équation ont déjà été considérés, mais il est quelquefois difficile de trouver les facteurs nécessaires. Pour résoudre une équation du second degré, c'est-à-dire, pour trouver la formule donnant les valeurs correctes de  $x$ , il faut, au préalable, diviser toute l'équation par  $a$ , le facteur de  $x^2$ . Il vient :

$$x^2 + \frac{b}{a}x + \frac{c}{a} = 0.$$

En retranchant maintenant le terme  $\frac{c}{a}$  des deux côtés de l'équation on obtient :



$$x^2 + \frac{b}{a}x = -\frac{c}{a}.$$

On sait que le troisième terme d'un carré parfait est le coefficient de  $x$  divisé par 2 et élevé à la puissance 2. Si l'on effectue cette opération, et que l'on ajoute le terme obtenu aux deux membres de l'équation, il vient :

$$x^2 + \frac{b}{a}x + \frac{b^2}{4a^2} = \frac{b^2}{4a^2} - \frac{c}{a}.$$

On peut maintenant extraire la racine carrée des deux côtés de l'équation. Du côté gauche l'opération peut être effectuée, puisqu'on a affaire à un carré parfait. Du côté droit, l'opération ne peut être qu'indiquée, en mettant devant la racine les deux signes plus et moins, puisqu'une quantité (qu'elle soit positive ou négative) élevée au carré devient positive.

Ainsi :

$$x + \frac{b}{2a} = \pm \sqrt{\frac{b^2 - 4ac}{4a^2}},$$

ou

$$x = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad \text{et} \quad x = \frac{-b - \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}.$$

Donnons un exemple d'utilisation. Considérons l'équation :

$$4x^2 + 12x + 9 = 0.$$

C'est une équation du 2<sup>e</sup> degré, avec  $a = 4$ ,  $b = 12$  et  $c = 9$ . En substituant ces chiffres dans la formule qui vient d'être établie, on obtient :

$$x = \frac{-12 \pm \sqrt{(12)^2 - 4(4)(9)}}{2(4)} = -\frac{12}{8} = -\frac{3}{2}$$

Considérons un autre exemple ; soit donnée l'équation :

$$2x^2 + 5x - 12 = 0,$$

où l'on a :  $a = 2$ ,  $b = 5$ ,  $c = -12$ . En mettant ces valeurs à la place des lettres dans la formule, il vient :

$$x = \frac{-5 \pm \sqrt{5^2 - 2(4)(-12)}}{2(2)} = \frac{-5 \pm \sqrt{25 + 96}}{4}$$

Avec le signe positif on a :

$$x = \frac{-5 + 11}{4} = \frac{3}{2}.$$

Avec le signe négatif :

$$x = \frac{-5 - 11}{4} = -4.$$

A titre de vérification, substituer chacune de ces valeurs de  $x$  dans l'équation considérée :

$$x = -4. \\ 2(-4)^2 + 5(-4) - 12 = 0$$



$$\begin{aligned} 2(16) - 20 - 12 &= 0 \\ 32 - 32 &= 0 \\ 0 &= 0 \end{aligned}$$

$$x = 1 \frac{1}{2} = \frac{3}{2}$$

$$2 \left(\frac{3}{2}\right)^2 + 5 \left(\frac{3}{2}\right) - 12 = 0$$

$$2 \left(\frac{9}{4}\right) + \left(\frac{15}{2}\right) - 12 = 0$$

$$12 - 12 = 0$$

$$0 = 0$$

### Exercice 1-22.

Résoudre les équations du 2<sup>e</sup> degré, ci-dessous :

1.  $x^2 + 2x - 3 = 0.$

2.  $x^2 - 8x + 15 = 0.$

3.  $x^2 - 9x - 22 = 0.$

4.  $2x^2 - 9x + 4 = 0.$

5.  $6x^2 - 5x + 1 = 0.$

6.  $5x^2 - 11x + 2 = 0.$

7.  $12y^2 + 25y + 12 = 0.$

8.  $x^2 + 19 = 20x.$

9.  $x^2 + 2x = 48.$

10.  $x^2 + 2ax - 3a = 0.$

### Trigonométrie.

La trigonométrie est la partie des mathématiques qui traite des propriétés des triangles. En réalité, les notions de trigonométrie ont un grand champ d'application, et permettent, entre autres, de résoudre de nombreux problèmes de radio-électricité, ainsi que nous le verrons plus loin.

Un triangle rectangle est un triangle dont l'un des angles est un angle droit, comme le triangle de la figure 1-3. Pour la commodité de l'écriture, les angles sont désignés par les lettres majuscules A, B et C (C désignant l'angle droit), et les côtés opposés de chaque angle sont marqués respectivement par les petites lettres correspondantes a, b et c.

La géométrie nous apprend que la somme des angles d'un triangle est égale à  $180^\circ$ ; on a donc :  $A + B + C = 180^\circ$ . Mais puisque  $C = 90^\circ$ ,  $A + B = 180^\circ - C = 180^\circ - 90^\circ = 90^\circ$ . Donc, les angles A et B sont inférieurs à  $90^\circ$ , ce sont des *angles aigus*, et les relations suivantes, sont vraies :  $A + B = 90^\circ$ ;  $A = 90^\circ - B$ ;  $B = 90^\circ - A$ .

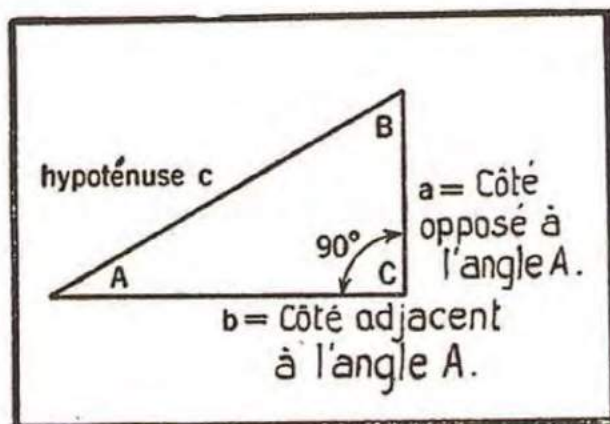


FIG. 1-3. — Notation du triangle rectangle.

Considérons maintenant, deux triangles tels que ABC et AB'C' de la figure 1-4, l'un d'eux étant plus grand que l'autre. La géométrie démontre que ces deux triangles



sont semblables, c'est-à-dire que leurs angles sont égaux et leurs côtés proportionnels l'un à l'autre. On peut dire que :

$$\frac{BC}{AC} = \frac{B'C'}{AC'} = \text{une constante.}$$

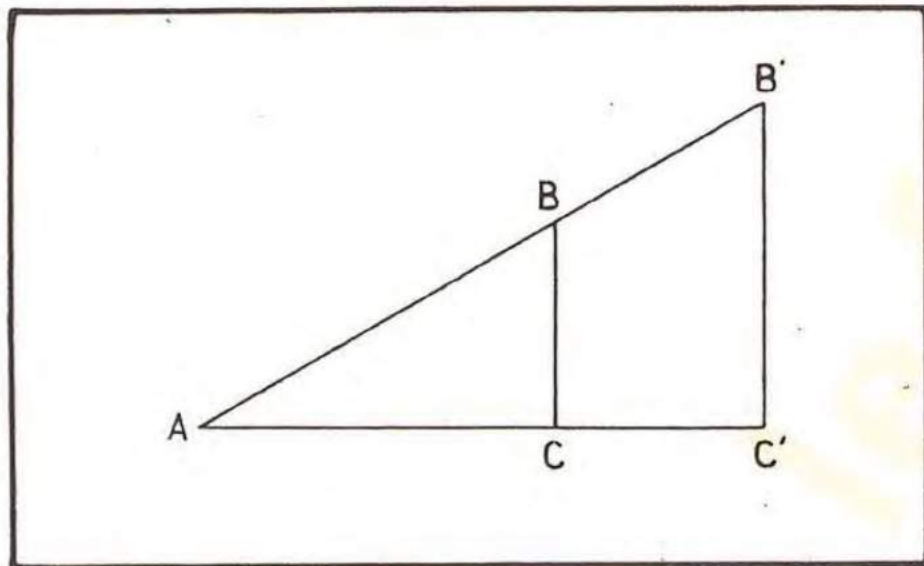


FIG. 1-4. — Triangles semblables ABC et AB'C'.

Indépendamment de la dimension du triangle AB'C', aussi longtemps que sa forme est la même que celle du triangle ABC, cette relation sera satisfaite. Si les angles sont modifiés, la valeur du rapport sera changée également.

Il existe une relation bien déterminée entre l'angle aigu d'un triangle rectangle et le rapport des deux côtés de ce triangle.

Pour utiliser ces rapports, il est commode de leur donner des noms suivant les définitions ci-dessous (qui utilisent les désignations de la figure 1-3).

On a pour l'angle A :

$$\text{Sinus de A} = \frac{\text{côté opposé à A}}{\text{hypoténuse}} = \sin A = \frac{a}{c};$$

$$\text{Cosinus de A} = \frac{\text{côté adjacent à A}}{\text{hypoténuse}} = \cos A = \frac{b}{c};$$

$$\text{Tangente de A} = \frac{\text{côté opposé à A}}{\text{côté adjacent à A}} = \text{tg A} = \frac{a}{b}.$$

Les abréviations sin, cos et tg sont constamment utilisées pour désigner le sinus, le cosinus et la tangente. D'autres rapports peuvent être formés, mais ne seront pas nécessaires dans ce qui suit. Il faut se rappeler que ces rapports ne dépendent que de l'angle du triangle rectangle, mais non de ses dimensions.

On peut démontrer que dans un triangle rectangle le carré de l'hypoténuse est égal à la somme des carrés des deux côtés, c'est le théorème de Pythagore. On a donc :

$$a^2 + b^2 = c^2.$$

D'où :

$$a = \sqrt{c^2 - b^2} \quad \text{et} \quad b = \sqrt{c^2 - a^2}.$$

Les valeurs des rapports (dites *fonctions trigonométriques*) peuvent être calculées



facilement pour certains angles. Considérons un triangle équilatéral dont chaque côté est égal à l'unité. Les côtés étant égaux, les angles opposés doivent l'être également. La somme des angles étant de  $180^\circ$ , chaque angle est donc égal à  $60^\circ$  (voir la figure 1-5). La droite verticale tracée depuis le sommet du triangle divise le côté opposé en deux tronçons égaux à 0,5 chacun. Deux triangles rectangles sont ainsi formés pour lesquels on peut écrire (figure 1-5c) :

$$a = \sqrt{c^2 - b^2} = \sqrt{1^2 - (0,5)^2} = \sqrt{3/4} = \frac{\sqrt{3}}{2} = 0,87.$$

Par définition :

$$\sin A = \frac{a}{c} = \frac{0,87}{1} = 0,87 = \frac{\sqrt{3}}{2} = \sin 60^\circ.$$

Et, de même :

$$\cos A = \frac{b}{c} = \frac{1}{2} : 1 = 0,50 = \cos 60^\circ.$$

Enfin :

$$\operatorname{tg} A = \frac{a}{b} = \frac{\sqrt{3}}{2} : \frac{1}{2} = \sqrt{3} = 1,73 = \operatorname{tg} 60^\circ$$

On peut donc écrire :

$$\sin 60^\circ = 0,87 ; \cos 60^\circ = 0,50 ; \operatorname{tg} 60^\circ = 1,73.$$

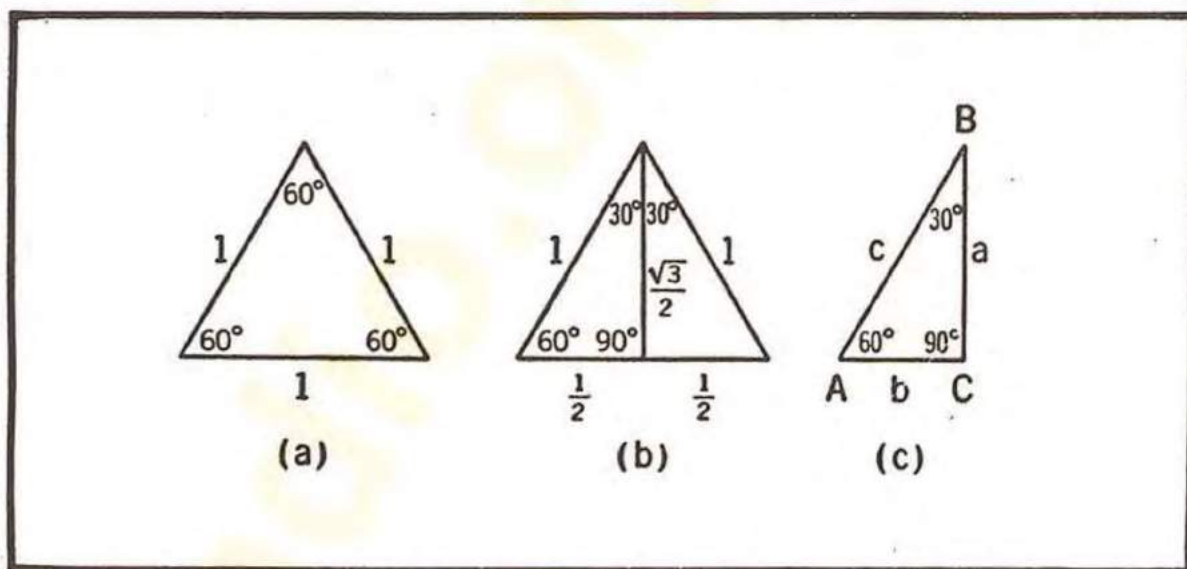


FIG. 1-5. — Triangle équilatéral et triangle à angles  $30^\circ$  et  $60^\circ$ .

On peut déterminer de la même façon les fonctions trigonométriques pour  $B = 30^\circ$ .  
On a :

$$\sin B = \sin 30^\circ = \frac{b}{c} = 0,50 ;$$

$$\cos B = \cos 30^\circ = \frac{a}{c} = 0,87 ;$$

$$\operatorname{tg} B = \operatorname{tg} 30^\circ = \frac{b}{a} = 0,58.$$



**Exercice 1-23.**

1. Tracer le triangle rectangle dont les côtés font respectivement 10,3 et 7,6 cm ; trouver la valeur de l'hypoténuse.

2. Le plus petit des angles de ce triangle est égal à  $37^\circ$  environ. Calculer  $\sin 37^\circ$ ,  $\cos 37^\circ$  et  $\operatorname{tg} 37^\circ$  d'après les relations entre les côtés de ce triangle.

3. Quelle est la relation entre  $\sin 30^\circ$  et  $\cos 60^\circ$ ? Entre  $\sin 60^\circ$  et  $\cos 30^\circ$ ?

4. Peut-on écrire pour les triangles étudiés :  $\sin (90^\circ - A) = \cos A$ ? Il n'est pas nécessaire de calculer toutes les valeurs numériques dont on a besoin, car il existe des tables, comme la table 1-3, de la page 32.

Pour utiliser cette table, procéder de la façon suivante :

(1) Pour trouver les fonctions de  $37^\circ$ , chercher dans la colonne de gauche le chiffre  $37^\circ$ . Sur la même ligne on lit :  $\sin 37^\circ = 0,6018$ ,  $\cos 37^\circ = 0,7986$  et  $\operatorname{tg} 37^\circ = 0,7536$ .

(2) Pour l'angle, dont le cosinus est égal à 0,8988, chercher, dans la colonne des cosinus, le nombre 0,8988. On voit que ce nombre correspond à l'angle de  $26^\circ$ ; on a donc  $\cos 26^\circ = 0,8988$ .

(3) Pour trouver  $\cos 16^\circ,5$  ( $16^\circ 30'$ ) on suppose que le cosinus de l'angle situé au milieu, entre les deux angles indiqués,  $16^\circ$  et  $17^\circ$ , est situé au milieu, entre les cosinus de ces angles. On effectue ce qu'on appelle une *interpolation* :

$$(a) \quad \cos 16^\circ = 0,9613$$

$$(d) \quad \cos 16^\circ = 0,9613$$

$$(b) \quad \cos 17^\circ = 0,9563$$

$$(e) \quad 0,5 \times 0,0050 = 0,0025$$

$$(c) \quad \text{différence} = 0,0050$$

$$\cos 16^\circ,5 = 0,9588$$

(4) Pour trouver la tangente de  $35^\circ 40'$  ( $35,66^\circ$ ), on effectuera le même genre d'interpolation :

$$(a) \quad \operatorname{tg} 36^\circ = 0,7265$$

$$(d) \quad \operatorname{tg} 35^\circ = 0,7002$$

$$(b) \quad \operatorname{tg} 35^\circ = 0,7002$$

$$(e) \quad 0,66 \times 0,0263 = 0,0174$$

$$(c) \quad \text{différence} = 0,0263$$

$$(f) \quad \operatorname{tg} 35,66 = 0,7177$$

(5) Trouver l'angle A, si l'on sait que  $\sin A = 0,6626$ . On voit d'après la table, que A est compris entre  $41^\circ$  et  $42^\circ$ .

$$(a) \quad \sin 42^\circ = 0,6691$$

$$(d) \quad \sin A = 0,6626$$

$$(b) \quad \sin 41^\circ = 0,6561$$

$$(e) \quad \sin 41^\circ = 0,6561$$

$$(c) \quad \text{différence} = 0,0130$$

$$(f) \quad \text{différence} = 0,0065$$

$$(g) \quad \text{l'on a : } A = 41^\circ + \frac{0,0065}{0,0130} \times 1^\circ.$$

$$(h) \quad A = 41^\circ + 0,5^\circ = 41,5^\circ \text{ (ou } 41^\circ 30').$$

**Exercice 1-24.**

Calculer, d'après la table 1-3, les angles et les fonctions ci-dessous :

1.  $\sin 45^\circ$ .

4.  $\sin 90^\circ$ .

2.  $\cos 45^\circ$ .

5.  $\cos 15,5^\circ$ .

3.  $\operatorname{tg} 45^\circ$ .

6.  $\operatorname{tg} 75^\circ$ .



- |                                       |  |
|---------------------------------------|--|
| 7. $\cos 88,6^\circ$ .                | 10. Angle A, quand $\text{tg } A = 0,2035$ . |
| 8. $\sin 79,25^\circ$ .               | 11. Angle A, quand $\cos A = 0,9310$ .       |
| 9. Angle A, quand $\sin A = 0,9135$ . | 12. Angle A, quand $\sin A = 0,9995$ .       |

Les fonctions trigonométriques trouvent de nombreuses applications dans les problèmes de radio-électricité. Nous allons toutefois commencer par discuter un exemple d'application où interviennent les forces mécaniques.

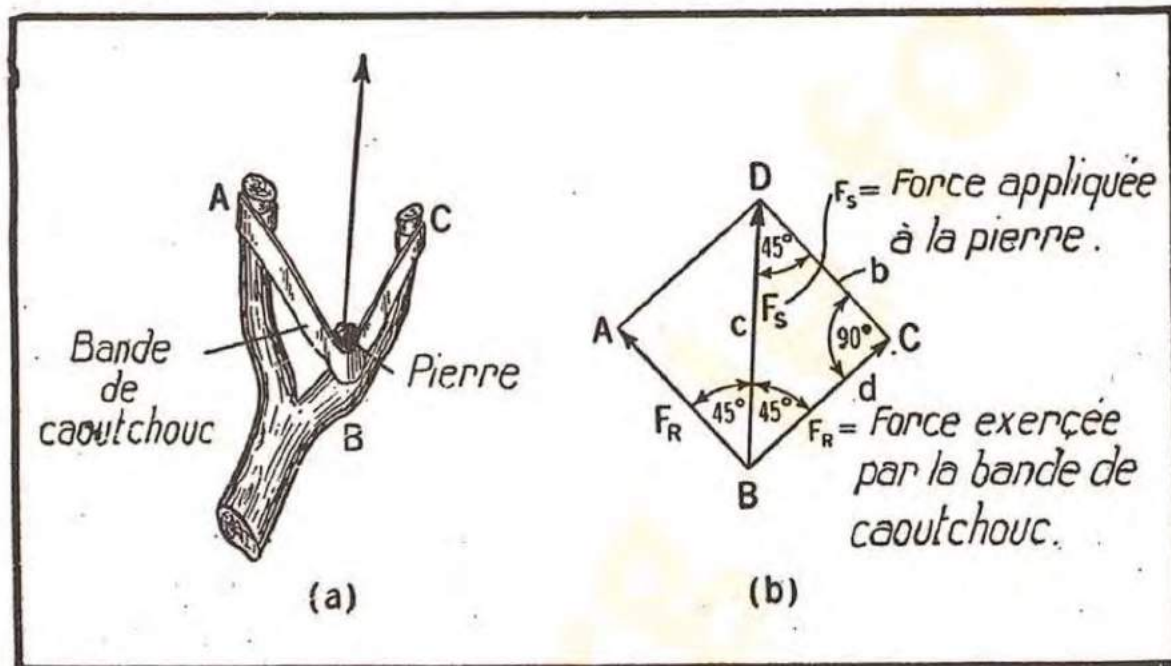


FIG. 1-6. — Un lance-pierre et son diagramme des forces.

Considérons un lance-pierre (fig. 1-6 a). Si l'on suppose que les angles sont ceux de la figure 1-6 b, on peut calculer les forces qui sollicitent la pierre placée comme sur la figure 1-6 a, puisque ces forces sont proportionnelles aux côtés du triangle ABD ou BCD. La moitié de la force qui agit sur la pierre est ainsi fournie par chaque moitié de la bande de caoutchouc. Si, par exemple, la bande est tendue de telle sorte que chaque partie exerce une force de 1 unité (que nous pouvons désigner par  $F_R$ ), dirigée suivant la direction de la bande elle-même, quel est l'effort qui s'exerce sur la pierre (désignons-le par le symbole  $F_s$ )?

Nous avons :

$$\cos 45^\circ = \frac{1}{2} \cdot \frac{c}{d} \text{ ou } \frac{1}{2} c = d \cos 45^\circ.$$

Il vient donc :

$$\frac{1}{2} F_s = F_R \times \cos 45^\circ = 1 \times 0,7071 = 0,7071.$$

L'effort total sera égal au double de cette valeur, c'est-à-dire à 1,4142.

### Addition vectorielle.

Le triangle de la figure 1-7, indique certaines relations qui seront expliquées plus loin :

$$\frac{R}{Z} = \cos \theta$$

$$R = Z \cos \theta$$

$$Z = \frac{R}{\cos \theta}$$



Table 1-3.

## Sinus, cosinus et tangentes.

Degrés	Sinus ( <i>opposé</i> ) ( <i>hypot.</i> )	Cosinus ( <i>adjac.</i> ) ( <i>hypot.</i> )	Tangente ( <i>opposé</i> ) ( <i>adjac.</i> )	Degrés	Sinus ( <i>opposé</i> ) ( <i>hypot.</i> )	Cosinus ( <i>adjac.</i> ) ( <i>hypot.</i> )	Tangente ( <i>opposé</i> ) ( <i>adjac.</i> )
0	0,000 0	1,000 0	0,000 0	45	0,707 1	0,707 1	1,000 0
1	0,017 5	0,999 8	0,017 5	46	0,719 3	0,694 7	1,035 5
2	0,034 9	0,999 4	0,034 9	47	0,731 4	0,682 0	1,072 4
3	0,052 3	0,998 6	0,052 4	48	0,743 1	0,669 1	1,110 6
4	0,069 8	0,997 6	0,069 9	49	0,754 7	0,656 1	1,150 4
5	0,087 2	0,996 2	0,087 5	50	0,766 0	0,642 8	1,191 8
6	0,104 5	0,994 5	0,105 1	51	0,777 1	0,629 3	1,234 9
7	0,121 9	0,992 5	0,122 8	52	0,788 0	0,615 7	1,279 9
8	0,139 2	0,990 3	0,140 5	53	0,798 6	0,601 8	1,327 0
9	0,156 4	0,987 7	0,158 4	54	0,809 0	0,587 8	1,376 4
10	0,173 6	0,984 8	0,176 3	55	0,819 2	0,573 6	1,428 1
11	0,190 8	0,981 6	0,194 4	56	0,829 0	0,559 2	1,482 6
12	0,207 9	0,978 1	0,212 6	57	0,838 7	0,544 6	1,539 9
13	0,225 0	0,974 4	0,230 9	58	0,848 0	0,529 9	1,600 3
14	0,241 9	0,970 3	0,249 3	59	0,857 2	0,515 0	1,664 3
15	0,258 8	0,965 9	0,267 9	60	0,866 0	0,500 0	1,732 1
16	0,275 6	0,961 3	0,286 7	61	0,874 6	0,484 8	1,804 0
17	0,292 4	0,956 3	0,305 7	62	0,882 9	0,469 5	1,880 7
18	0,309 0	0,951 1	0,324 9	63	0,891 0	0,454 0	1,962 6
19	0,325 6	0,945 5	0,344 3	64	0,898 8	0,438 4	2,050 3
20	0,342 0	0,939 7	0,364 0	65	0,906 3	0,422 6	2,144 5
21	0,358 4	0,933 6	0,383 9	66	0,913 5	0,406 7	2,246 0
22	0,374 6	0,927 2	0,404 0	67	0,920 5	0,390 7	2,355 9
23	0,390 7	0,920 5	0,424 5	68	0,927 2	0,374 6	2,475 1
24	0,406 7	0,913 5	0,445 2	69	0,933 6	0,358 4	2,605 1
25	0,422 6	0,906 3	0,466 3	70	0,939 7	0,342 0	2,747 5
26	0,438 4	0,898 8	0,487 7	71	0,945 5	0,325 6	2,904 2
27	0,454 0	0,891 0	0,509 5	72	0,951 1	0,309 0	3,077 7
28	0,469 5	0,882 9	0,531 7	73	0,956 3	0,292 4	3,270 9
29	0,484 8	0,874 6	0,554 3	74	0,961 3	0,275 6	3,487 4



Degrés	Sinus ( <i>opposé</i> / <i>hypot.</i> )	Cosinus ( <i>adjac.</i> / <i>hypot.</i> )	Tangente ( <i>opposé</i> / <i>adjac.</i> )	Degrés	Sinus ( <i>opposé</i> / <i>hypot.</i> )	Cosinus ( <i>adjac.</i> / <i>hypot.</i> )	Tangente ( <i>opposé</i> / <i>adjac.</i> )
30	0,500 0	0,866 0	0,577 4	75	0,965 9	0,258 8	3,732 1
31	0,515 0	0,857 2	0,600 9	76	0,970 3	0,241 9	4,010 8
32	0,529 9	0,848 0	0,624 9	77	0,974 4	0,225 0	4,331 5
33	0,544 6	0,838 7	0,649 4	78	0,978 1	0,207 9	4,704 6
34	0,559 2	0,829 0	0,674 5	79	0,981 6	0,190 8	5,144 6
35	0,573 6	0,819 2	0,700 2	80	0,984 8	0,173 6	5,671 3
36	0,587 8	0,809 0	0,726 5	81	0,987 7	0,156 4	6,313 8
37	0,601 8	0,798 6	0,753 6	82	0,990 3	0,139 2	7,115,4
38	0,615 7	0,788 0	0,781 3	83	0,992 5	0,121 9	8,144 3
39	0,629 3	0,777 1	0,809 8	84	0,994 5	0,104 5	9,514 4
40	0,642 8	0,766 0	0,839 1	85	0,996 2	0,087 2	11,430 1
41	0,656 1	0,754 7	0,869 3	86	0,997 6	0,069 8	14,300 7
42	0,669 1	0,743 1	0,900 4	87	0,998 6	0,052 3	19,081 1
43	0,682 0	0,731 4	0,932 5	88	0,999 4	0,034 9	28,636 3
44	0,694 7	0,719 3	0,965 7	89	0,999 8	0,017 5	57,290 0
45	0,707 1	0,707 1	1,000 0	90	1,000 0	0,000 0	... ..

$$\frac{X}{Z} = \sin \theta \quad X = Z \sin \theta \quad Z = \frac{X}{\sin \theta}$$

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} \quad \text{tg } \theta = \frac{X}{R}$$

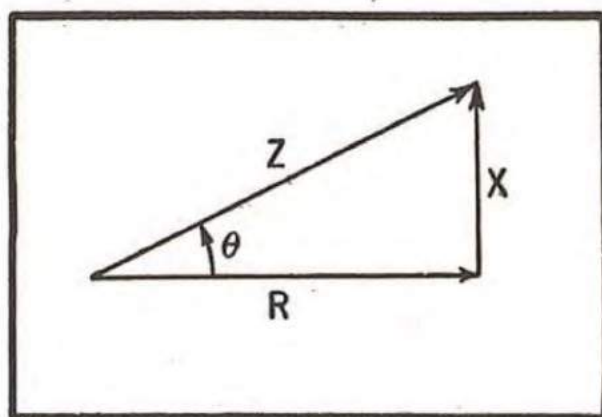


FIG. 1-7. — Triangle des impédances.

**Exercice 1-25.**

1. On a  $R = 8$  et  $X = 6$ ; calculer  $\theta$ .
2. On a  $Z = 10$  et  $\theta = 45^\circ$ ; trouver  $R$  et  $X$ .

Supposons que l'on ait  $R = 8$  et  $X = 6$ , et que ces valeurs doivent donner  $Z = 10$ . Bien entendu, ces valeurs ne peuvent être ajoutées arithmétiquement de façon à donner  $8 + 6 = 14$ . Les quantités qui ont une direction et une valeur bien définies, telles que  $R$ ,  $X$  ou  $Z$ , portent le nom de *vecteurs* et s'ajoutent *vectoriellement*. Pour ajouter  $R$  et  $X$  de cette façon, il faut les disposer comme l'indique le triangle de la



figure 1-7 (les flèches indiquent le sens de chaque vecteur) et tracer une ligne joignant l'origine de R à l'extrémité de X. On obtient le vecteur Z, somme de R et de X, dont la valeur algébrique est  $Z = \sqrt{R^2 + X^2} = \sqrt{8^2 + 6^2} = 10$ .

On indique les quantités vectorielles en caractères gras, ou par une flèche horizontale qui distingue un vecteur tel que  $\vec{x}$  d'une quantité non vectorielle telle que  $x$ .

Le procédé graphique pour déterminer la valeur des fonctions trigonométriques consiste à tracer une courbe sinusoïdale à partir d'un cercle de rayon unité (fig. 1-8) et de centre A. Le triangle A C B est un triangle rectangle et l'on a  $\sin \theta = \frac{CB}{AB}$

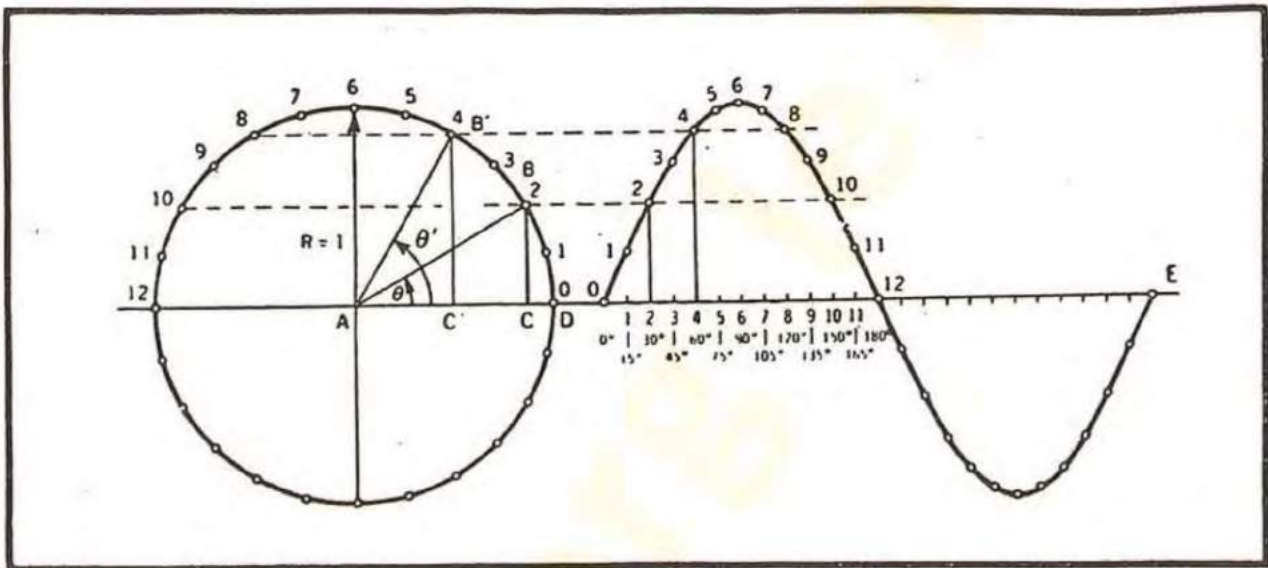


FIG. 1-8. — Construction de la courbe sinusoïdale.

Mais  $AB = 1$  (unité de longueur), d'où  $\sin \theta = CB$ . Si on prend un autre angle, tel que  $\theta'$ , l'on a encore  $\sin \theta' = C'B'$ . Si l'on divise la circonférence en un certain nombre de parties égales, 24 par exemple, on peut marquer les positions occupées successivement par le vecteur AB et leur faire correspondre les droites horizontales (en pointillé) qui permettent de tracer les points successifs d'une sinusoïde.

On remarquera, en passant, que l'on a  $\sin 120^\circ = \sin 60^\circ$ ,  $\sin 150^\circ = \sin 30^\circ$ , etc. On peut en conclure que l'on a :  $\sin (180^\circ - A) = \sin A$ . Plusieurs autres règles générales peuvent être déduites du graphique de la figure 1-8.

### Exercice 1-26.

Comparer les ordonnées de la figure 1-8 avec les valeurs de la table 1-3 pour plusieurs valeurs d'angles.

Nous avons, sur la figure 1-8 :  $\cos \theta = AC$ . Si l'on procède de la même façon que précédemment, on obtient la courbe des cosinus. Elle est identique à la courbe des sinus, mais se trouve décalée de telle façon que son ordonnée est nulle quand celle de la sinusoïde est égale à 1, et inversement.

### Exercice 1-27.

Comparer plusieurs points de la sinusoïde (de la figure 1-8) avec les valeurs des



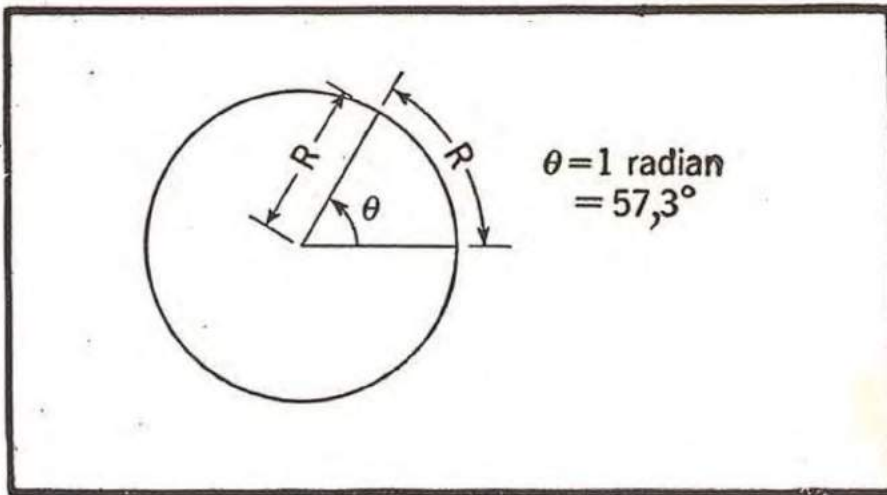


FIG. 1-9. — Mesure des angles en radians.

cosinus de la table 1-3. Peut-on utiliser la relation  $\sin(90^\circ - A) = \cos A$ , pour tracer une courbe des cosinus?

Dans certaines applications, il est utile d'employer une unité de mesure d'angle, dont nous allons donner maintenant la définition. Si on place le rayon d'un cercle le

long de sa circonférence, à la manière d'une règle flexible, on constate que cette circonférence a une longueur égale à  $2\pi$  fois le rayon. Cette relation est valable quelles que soient les dimensions du cercle. L'angle  $\theta$  défini par la figure 1-9 s'appelle le *radian* et est égal à  $57,3^\circ$ . Pour convertir les degrés en radians, diviser le nombre de degrés par  $57,3$  ; pour convertir les radians en degrés, multiplier le nombre de radians par  $57,3$

**Exercice 1-28.**

1. Convertir en radians les angles suivants :  $45^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 120^\circ, 135^\circ, 22,5^\circ, 200^\circ, 3.000^\circ$ .
2. Convertir en degrés les angles suivants :

$$\frac{\pi}{3}, \frac{3\pi}{4}, \frac{\pi}{72}, \frac{7\pi}{6}, \frac{20\pi}{3}, 0,98\pi.$$

**Graphiques et courbes.**

Un moyen précieux pour prévoir le futur réside dans la connaissance du passé. C'est la raison pour laquelle on recueille les chiffres concernant la production automobile, le nombre des naissances, les températures en différents lieux, les prix des marchés, etc. Ces chiffres peuvent être présentés sous forme de tables ou de graphiques. La figure 1-10 représente le graphique indiquant les températures diurnes d'une localité (voir aussi la table 1-4).

Table 1-4.

Date	Température (degrés Fahrenheit)
Mai 1	51
Mai 2	58
Mai 3	68
Mai 4	55
Mai 5	69
Mai 6	74



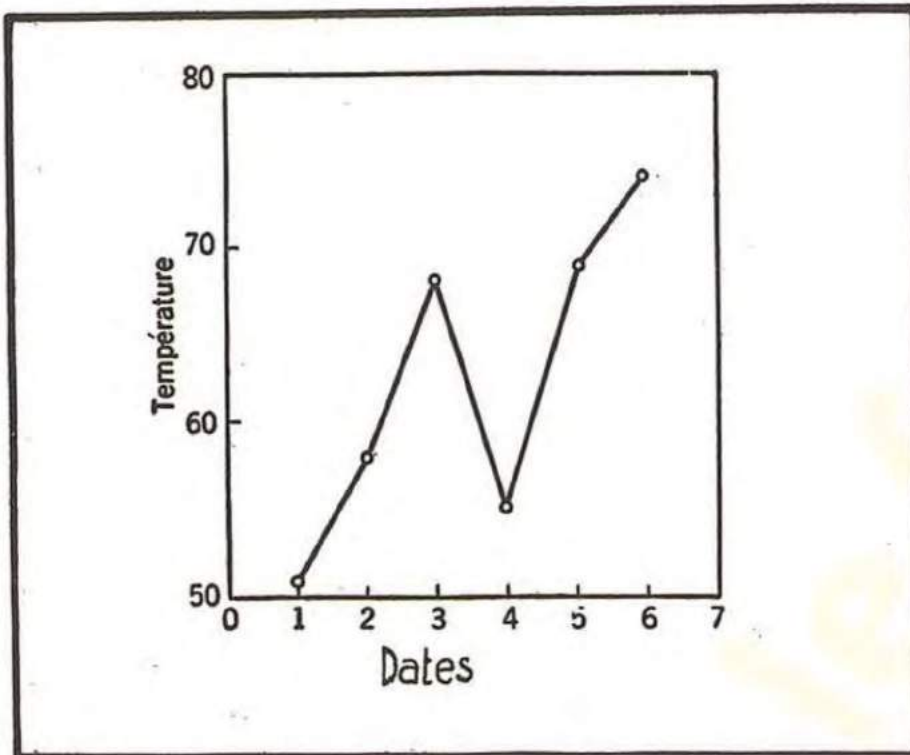


FIG. 1-10. — Graphique de la température diurne pour le mois de mai.

La montée graduelle de la température en cette saison de l'année, ainsi que la chute brusque du 4 mai sont très visibles sur le graphique.

Souvent, des décisions importantes découlent de l'observation des graphiques. Pour fixer les idées, citons l'exemple d'une compagnie d'électricité qui peut extrapoler dans le futur les graphiques indiquant les variations de la puissance

fournie par ses usines pendant une période prolongée. Elle peut en déduire la date à laquelle la puissance dont elle dispose ne sera plus suffisante pour satisfaire aux besoins croissants (fig. 1-11), et prévoir pour cette date la mise en service de nouveaux générateurs. Une autre utilisation des graphiques a déjà été indiquée : une courbe des sinus peut remplacer une table numérique des sinus des angles.

Les courbes des cosinus, des tangentes et des autres fonctions trigonométriques peuvent être construites et utilisées de la même façon.

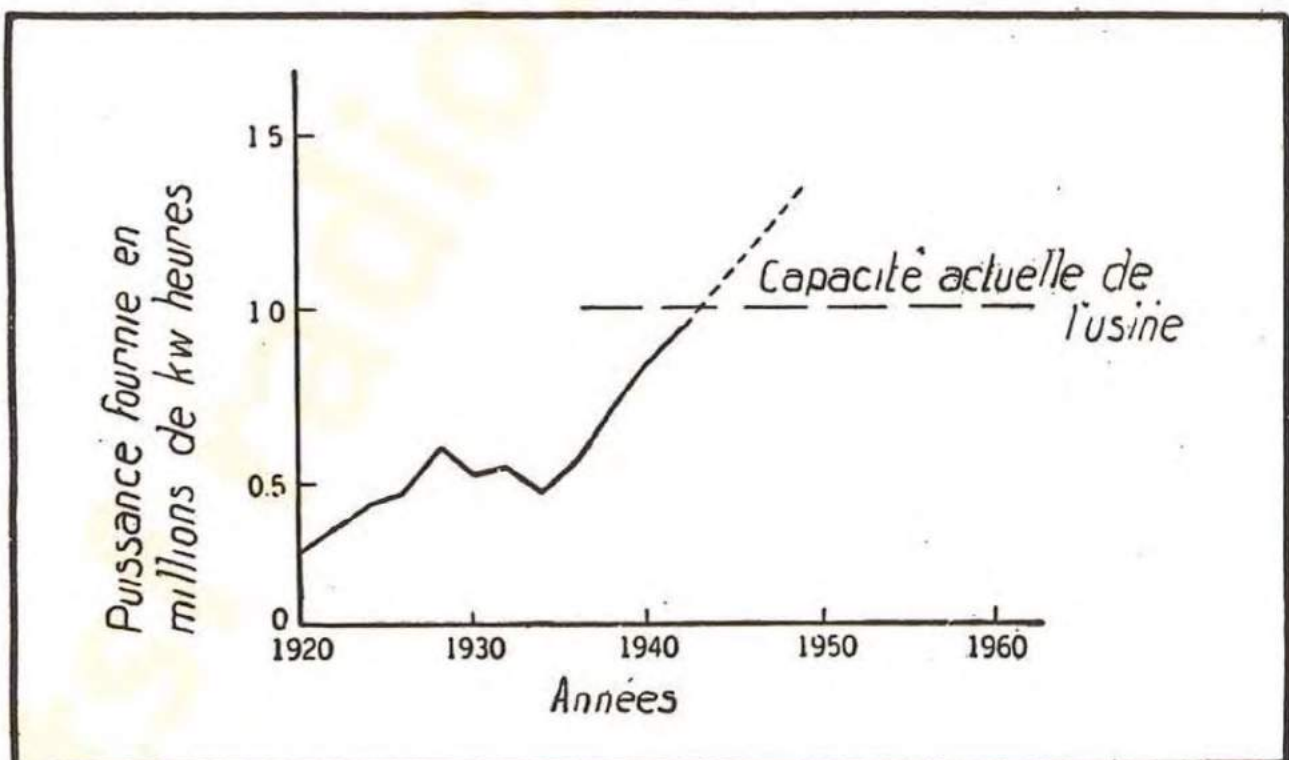


FIG. 1-11. — Puissance annuelle fournie par une usine électrique.



## Logarithmes.

Nous avons déjà montré la notation employée pour écrire les très grands et les très petits nombres. Cette notation peut être étendue aux différentes opérations (multiplication, division, etc.)

Considérons une fois de plus la table des puissances de dix ci-dessous.

$$\begin{aligned} 10^3 &= 1\,000 \\ 10^2 &= 100 \\ 10^1 &= 10 \\ 10^0 &= 1 \\ 10^{-1} &= 0,1 \\ 10^{-2} &= 0,01 \\ 10^{-3} &= 0,001 \\ &\text{etc.} \end{aligned}$$

On voit que l'on a  $10^0 = 1$  et  $10^1 = 10$ . Un nombre compris entre 1 et 10 doit être écrit comme une puissance fractionnaire de 10. Il existe des tables pour indiquer les valeurs de ces fractions. La table 1-5 en fournit un exemple.

Avant de l'utiliser, il faut se rappeler que le nombre 2, par exemple, est placé entre 1 et 10 ; il peut être représenté par  $10^{0,3010}$ . On peut écrire aussi au lieu de 3 :  $10^{0,4771}$ . Comme la base 10 intervient invariablement dans cette notation, on peut ne pas l'écrire, et noter l'exposant seul, qui prend alors le nom de *logarithme*. Les logarithmes des nombres compris entre 1 et 10 sont :

$$\begin{array}{lll} \log 1 = 0,000\,0 & \log 4 = 0,602\,1 & \log 7 = 0,845\,1 \\ \log 2 = 0,301\,0 & \log 5 = 0,699\,0 & \log 8 = 0,903\,1 \\ \log 3 = 0,477\,1 & \log 6 = 0,778\,2 & \log 9 = 0,954\,2 \end{array}$$

Les exposants des nombres compris entre 10 et 100 sont compris entre 1 et 2. Mais on peut remarquer que 20 est la même fraction de la distance entre 10 et 100, que 2 de la distance entre 1 et 10. On peut donc écrire :

$$\begin{aligned} \log 20 &= 1,301\,0 \\ \log 200 &= 2,301\,0 \\ \log 2\,000 &= 3,301\,0, \text{ etc.} \end{aligned}$$

La partie du logarithme à droite de la virgule reste la même quel que soit le nombre de décimales du nombre initial. La partie qui se trouve à gauche de la virgule change d'une unité chaque fois que le nombre initial est multiplié ou divisé par 10. La fraction décimale du logarithme porte le nom de *mantisse*. La partie entière porte le nom de *caractéristique* et se détermine de la façon suivante :

- (a) Déplacer la virgule, jusqu'à ce que le nombre restant soit compris entre 1 et 10.
- (b) Compter le nombre de places décimales ainsi sautées ; ce nombre, c'est la caractéristique.
- (c) Rendre la caractéristique positive, si la virgule a été déplacée vers la gauche, et négative si elle a été déplacée vers la droite.



Table 1-5. **Logarithmes des nombres de 100 à 549**

<i>N</i>	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
10	0000	0043	0086	0128	0170	0212	0253	0294	0334	0374
11	0414	0453	0492	0531	0569	0607	0645	0682	0719	0755
12	0792	0828	0864	0899	0934	0969	1004	1038	1072	1106
13	1139	1173	1206	1239	1271	1303	1335	1367	1399	1430
14	1461	1492	1523	1553	1584	1614	1644	1673	1703	1732
15	1761	1790	1818	1847	1875	1903	1931	1959	1987	2014
16	2041	2068	2095	2122	2148	2175	2201	2227	2253	2279
17	2304	2330	2355	2380	2405	2430	2455	2480	2504	2529
18	2553	2577	2601	2625	2648	2672	2695	2718	2742	2765
19	2788	2810	2833	2856	2878	2900	2923	2945	2967	2989
20	3010	3032	3054	3075	3096	3118	3139	3160	3181	3201
21	3222	3243	3263	3284	3304	3324	3345	3365	3385	3404
22	3424	3444	3464	3483	3502	3522	3541	3560	3579	3598
23	3617	3636	3655	3674	3692	3711	3729	3747	3766	3784
24	3802	3820	3838	3856	3874	3892	3909	3927	3945	3962
25	3979	3997	4014	4031	4048	4065	4082	4099	4116	4133
26	4150	4166	4183	4200	4216	4232	4249	4265	4281	4298
27	4314	4330	4346	4362	4378	4393	4409	4425	4440	4456
28	4472	4487	4502	4518	4533	4548	4564	4579	4594	4609
29	4624	4639	4654	4669	4683	4698	4713	4728	4742	4757
30	4771	4786	4800	4814	4829	4843	4857	4871	4886	4900
31	4914	4928	4942	4955	4969	4983	4997	5011	5024	5038
32	5051	5065	5079	5092	5105	5119	5132	5145	5159	5172
33	5185	5198	5211	5224	5237	5250	5263	5276	5289	5302
34	5315	5328	5340	5353	5366	5378	5391	5403	5416	5428
35	5441	5453	5465	5478	5490	5502	5514	5527	5539	5551
36	5563	5575	5587	5599	5611	5623	5635	5647	5658	5670
37	5682	5694	5705	5717	5729	5740	5752	5763	5775	5786
38	5798	5809	5821	5832	5843	5855	5866	5877	5888	5899
39	5911	5922	5933	5944	5955	5966	5977	5988	5999	6010
40	6021	6031	6042	6053	6064	6075	6085	6096	6107	6117
41	6128	6138	6149	6160	6170	6180	6191	6201	6212	6222
42	6232	6243	6253	6263	6274	6284	6294	6304	6314	6325
43	6335	6345	6355	6365	6375	6385	6395	6405	6415	6425
44	6435	6444	6454	6464	6474	6484	6493	6503	6513	6522
45	6532	6542	6551	6561	6571	6580	6590	6599	6609	6618
46	6628	6637	6646	6656	6665	6675	6684	6693	6702	6712
47	6721	6730	6739	6749	6758	6767	6776	6785	6794	6803
48	6812	6821	6830	6839	6848	6857	6866	6875	6884	6893
49	6902	6911	6920	6928	6937	6946	6955	6964	6972	6981
50	6990	6998	7007	7016	7024	7033	7042	7050	7059	7067
51	7076	7084	7093	7101	7110	7118	7126	7135	7143	7152
52	7160	7168	7177	7185	7193	7202	7210	7218	7226	7235
53	7243	7251	7259	7267	7275	7284	7292	7300	7308	7316
54	7324	7332	7340	7348	7356	7364	7372	7380	7388	7396
<i>N</i>	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9



Table 1-5. (suite)

## Logarithmes des nombres 550 à 999.

<i>N</i>	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
55	7404	7412	7419	7427	7435	7443	7451	7459	7466	7474
56	7482	7490	7497	7505	7513	7520	7528	7536	7543	7551
57	7559	7566	7574	7582	7589	7597	7604	7612	7619	7627
58	7634	7642	7649	7657	7664	7672	7679	7686	7694	7701
59	7709	7716	7723	7731	7738	7745	7752	7760	7767	7774
60	7782	7789	7796	7803	7810	7818	7825	7832	7839	7846
61	7853	7860	7868	7875	7882	7889	7896	7903	7910	7917
62	7924	7931	7938	7945	7952	7959	7966	7973	7980	7987
63	7993	8000	8007	8014	8021	8028	8035	8041	8048	8055
64	8062	8069	8075	8082	8089	8096	8102	8109	8116	8122
65	8129	8136	8142	8149	8156	8162	8169	8176	8182	8189
66	8195	8202	8209	8215	8222	8228	8235	8241	8248	8254
67	8261	8267	8274	8280	8287	8293	8299	8306	8312	8319
68	8325	8331	8338	8344	8351	8357	8363	8370	8376	8382
69	8388	8395	8401	8407	8414	8420	8426	8432	8439	8445
70	8451	8457	8463	8470	8476	8482	8488	8494	8500	8506
71	8513	8519	8525	8531	8537	8543	8549	8555	8561	8567
72	8573	8579	8585	8591	8597	8603	8609	8615	8621	8627
73	8633	8639	8645	8651	8657	8663	8669	8675	8681	8686
74	8692	8698	8704	8710	8716	8722	8727	8733	8739	8745
75	8751	8756	8762	8768	8774	8779	8785	8791	8797	8802
76	8808	8814	8820	8825	8831	8837	8842	8848	8854	8859
77	8865	8871	8876	8882	8887	8893	8899	8904	8910	8915
78	8921	8927	8932	8938	8943	8949	8954	8960	8965	8971
79	8976	8982	8987	8993	8998	9004	9009	9015	9020	9025
80	9031	9036	9042	9047	9053	9058	9063	9069	9074	9079
81	9085	9090	9096	9101	9106	9112	9117	9122	9128	9133
82	9138	9143	9149	9154	9159	9165	9170	9175	9180	9186
83	9191	9196	9201	9206	9212	9217	9222	9227	9232	9238
84	9243	9248	9253	9258	9263	9269	9274	9279	9284	9289
85	9294	9299	9304	9309	9315	9320	9325	9330	9335	9340
86	9345	9350	9355	9360	9365	9370	9375	9380	9385	9390
87	9395	9400	9405	9410	9415	9420	9425	9430	9435	9440
88	9445	9450	9455	9460	9465	9469	9474	9479	9484	9489
89	9494	9499	9504	9509	9513	9518	9523	9528	9533	9538
90	9542	9547	9552	9557	9562	9566	9571	9576	9581	9586
91	9590	9595	9600	9605	9609	9614	9619	9624	9628	9633
92	9638	9643	9647	9652	9657	9661	9666	9671	9675	9680
93	9685	9689	9694	9699	9703	9708	9713	9717	9722	9727
94	9731	9736	9741	9745	9750	9754	9759	9763	9768	9773
95	9777	9782	9786	9791	9795	9800	9805	9809	9814	9818
96	9823	9827	9832	9836	9841	9845	9850	9854	9859	9863
97	9868	9872	9877	9881	9886	9890	9894	9899	9903	9908
98	9912	9917	9921	9926	9930	9934	9939	9943	9948	9952
99	9956	9961	9965	9969	9974	9978	9983	9987	9991	9996
<i>N</i>	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9



(d) Une caractéristique négative s'écrit de la même façon qu'une caractéristique positive, mais en plaçant le signe « moins » au-dessus du nombre indiquant la caractéristique.

Exemple. — Trouver  $\log 4\,570$  dans la table.

(a) Trouver le nombre 45 dans la colonne de gauche de la table 1-5, et lire, sur la même ligne, et dans la colonne de 7, le nombre 6 599. Écrire : 0,659 9.

(b) Déplacer la virgule à gauche, de trois places décimales, jusqu'à ce qu'on obtienne un chiffre compris entre 1 et 10, soit 4,570.

(c) Le logarithme est donc,  $3 + 0,659\,9 = 3,659\,9$ .

Exemple. — Trouver  $\log 0,001\,21$ .

(a) Chercher 12 dans la colonne de gauche, trouver sur la même ligne, et dans la colonne de 1, le nombre 0,082 8.

(b) Déplacer la virgule de trois places, pour obtenir 1,21. La caractéristique est 3 et négative, et nous l'écrivons :  $-3$ .

(c) Écrire :  $\log 0,001\,21 = -3 + 0,082\,8 = \bar{3},082\,8$ .

### Exercice 1-29.

1. Vérifier : (a)  $\log 207 = 2,316\,0$ ; (b)  $\log 8\,500 = 3,929\,4$ ; (c)  $\log 0,667 = \bar{1},824\,1$ ; (d)  $\log 91,9 = 1,963\,3$ .

2. Trouver les logarithmes des nombres suivants : 206, 75 400, 8 330, 92,8, 0,000 26.

Le nombre qui correspond à un logarithme donné, porte le nom d'*antilogarithme* et se détermine de la façon suivante :

(a) Trouver la mantisse dans la table et lire le nombre auquel elle correspond. Considérer ce nombre comme étant compris entre 1 et 10.

(b) Déplacer la virgule vers la droite, d'autant de places que la caractéristique compte d'unités, quand elle est positive (et vers la gauche si elle est négative).

Exemple. — Trouver l'antilogarithme de 2,587 7.

(a) Trouver 0,587 7 dans la ligne 38, et la colonne 7. Considérer que le nombre trouvé est 3,87.

(b) Déplacer la virgule de 2 places décimales, ce qui donne 387.

Exemple. — Trouver l'antilogarithme de  $\bar{3},324\,3$ .

(a) Trouver 0,324 3 dans la ligne 21, et la colonne 1, considérer que le nombre trouvé est 2,11.

(b) La caractéristique est  $\bar{3}$ . Donc, déplacer la virgule de trois places vers la gauche. On a : 0,002.11.

Si l'on ne trouve pas la valeur exacte dans la table, il faut interpoler.

Exemple. — Trouver l'antilogarithme de 0,420 8.

$\log 2,64 = 0,421\,6$	$\log 2,64 = 0,421\,6$
$\log 2,63 = 0,420\,0$	$\log \text{donné} = 0,420\,9$
différence = 0,001 6	différence = 0,000 8

Comme l'on a  $0,000\,8 : 0,001\,6 = 0,5$ , l'antilogarithme cherché doit se trouver à 0,5 de l'intervalle compris entre 2,63 et 2,64, c'est donc 2,635.



**Exercice 1-30.**

1. Vérifier : (a) antilog  $1,8169 = 65,6$  ; (b) antilog  $\bar{3},9325 = 0,00856$  ; (c) antilog  $4,4814 = 30\,300$  ; (d) antilog  $3,5711 = 3\,725$  ; (e) antilog  $\bar{2},8766 = 0,07527$ .

2. Trouver les antilogarithmes des nombres suivants : (a)  $2,9274$  ; (b)  $\bar{1},9533$  ; (c)  $3,5441$  ; (d)  $0,6196$  ; (e)  $\bar{4},6169$ .

Les logarithmes facilitent les opérations de division et de multiplication. Les règles sont les mêmes que dans le cas des opérations effectuées sur les exposants. Donc, pour multiplier, ajouter les logarithmes des nombres et chercher l'antilogarithme du résultat. Prendre l'exemple de la multiplication  $479 \times 89$ .

$$\begin{array}{r} \log 479 = 2,6803 \\ \log 89 = 1,9494 \\ \hline \log \text{ du produit} = 4,6297 \\ \text{antilog } 4,6297 = 42\,630. \end{array}$$

Pour diviser, retrancher les logarithmes. Ainsi, pour effectuer l'opération  $479 : 890$ , il faut écrire :

$$\begin{array}{r} \log 479 = 2,6803 \\ - \log 890 = \underline{2,9494} \\ \hline \log \text{ du quotient} = \bar{1},7309 \\ \hline \text{antilog } \bar{1},7309 = 0,538 \end{array}$$

**Exercice 1-31.**

Effectuer, à l'aide des logarithmes, les opérations suivantes :

- |   |  |  |
|---|--|--|
| 1. $3 \times 7 =$<br>2. $746 \times 0,567 =$<br>3. $5,55 \times 637 =$<br>4. $0,0495 \times 0,0267 =$ |  | 5. $87,5 : 37,7 =$<br>6. $0,685 : 9,75 =$<br>7. $3,14 : 2,72 =$<br>8. $0,0385 : 0,00146 =$ |
|---|--|--|

Supposons maintenant, que nous ayons à calculer l'expression  $24^5$ . On pourrait effectuer les quatre multiplications successives :  $24 \times 24 \times 24 \times 24 \times 24$ , mais l'emploi des logarithmes rend le calcul plus facile :

$$\begin{array}{r} \log 24 = 1,3802 \\ \text{multiplié par } 5 \\ \hline \log (24^5) = 6,9010 \\ \text{antilog } 6,9010 = 7\,962\,000 \end{array}$$

Calculons l'expression  $2^{0,5} = 2^{\frac{1}{2}} = \sqrt{2}$  :

$$\begin{array}{r} \log 2 = 0,3010 \\ \text{multiplié par } 0,5 \\ \hline \log 2^{0,5} = 0,1505 \\ \text{antilog } 0,1505 = 1,414 \end{array}$$

C'est donc, en réalité, un procédé permettant d'extraire la racine carrée, puisqu'on peut écrire :

$$2^{0,5} \times 2^{0,5} = 2^{0,5 + 0,5} = 2^1 = 2.$$



On peut tracer une courbe des logarithmes, pouvant remplacer les tables, et servir dans certaines applications numériques. Au lieu d'utiliser le papier quadrillé ordinaire, il est commode de tracer cette courbe sur un papier dont le quadrillage est proportionnel aux logarithmes des nombres, comme l'indique la figure 1-12.

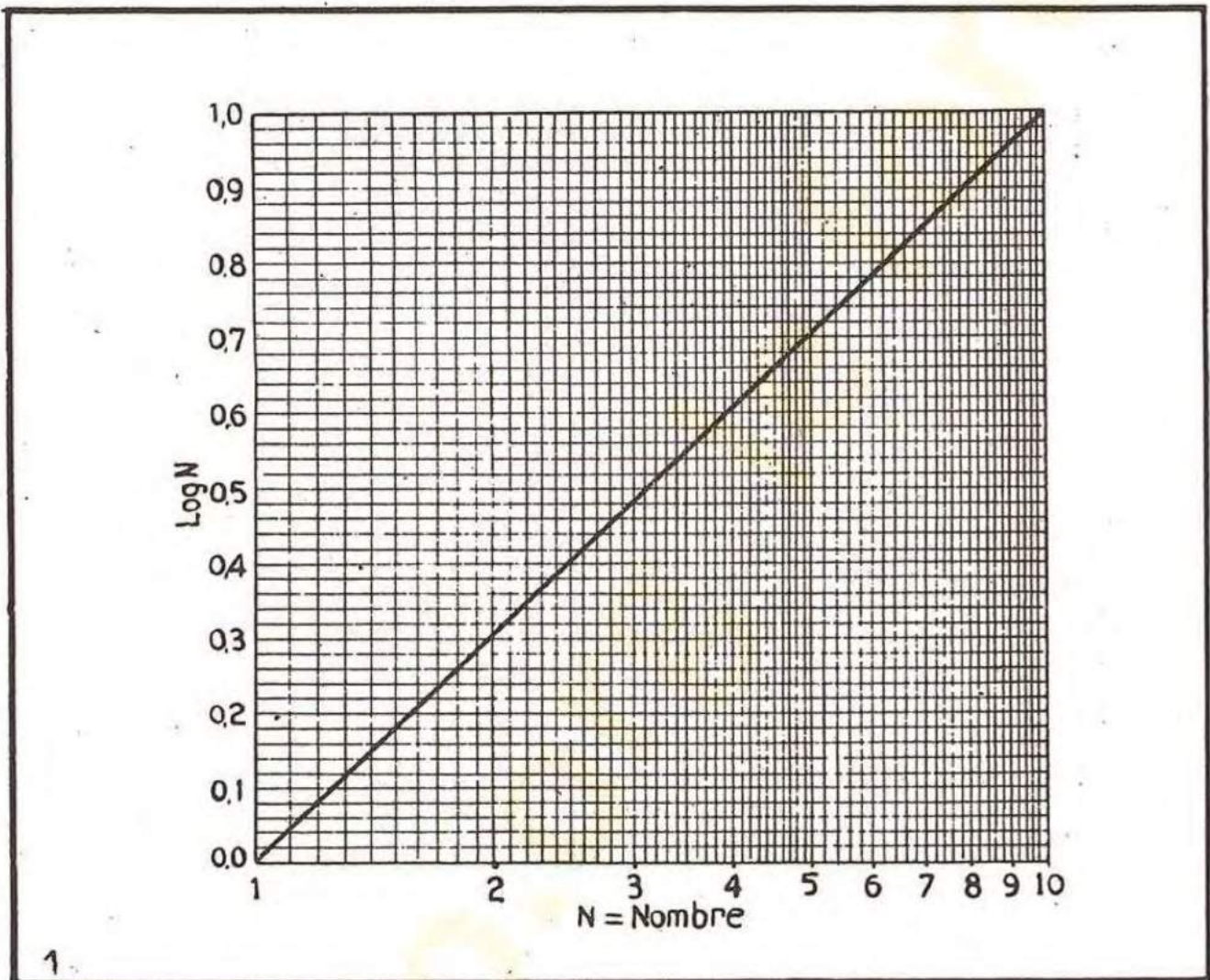


FIG. 1-12. — Courbe représentant les logarithmes des nombres.

### Exercice 1-32.

Comparer les valeurs des logarithmes, trouvées sur le graphique de la figure 1-12, avec celles de la table.

Les fonctions logarithmiques sont très utiles dans les calculs numériques, mais elles ont d'autres applications. La sensibilité de l'oreille humaine répond à une loi logarithmique. Chacun sait qu'il est plus difficile de se faire entendre dans un endroit bruyant qu'en un lieu tranquille. Il en est ainsi parce que l'augmentation du son nécessaire pour donner l'impression d'un changement de volume sonore, est régie non seulement par cette augmentation elle-même, mais aussi par le volume sonore déjà existant. Les ingénieurs radio-électriciens ont adopté une unité d'intensité sonore, qui tient compte de ce comportement de l'oreille.

Cette unité porte le nom de *décibel* (en abrégé *db*), elle est définie par l'équation :

$$db = 10 \log \frac{P_1}{P_2}$$



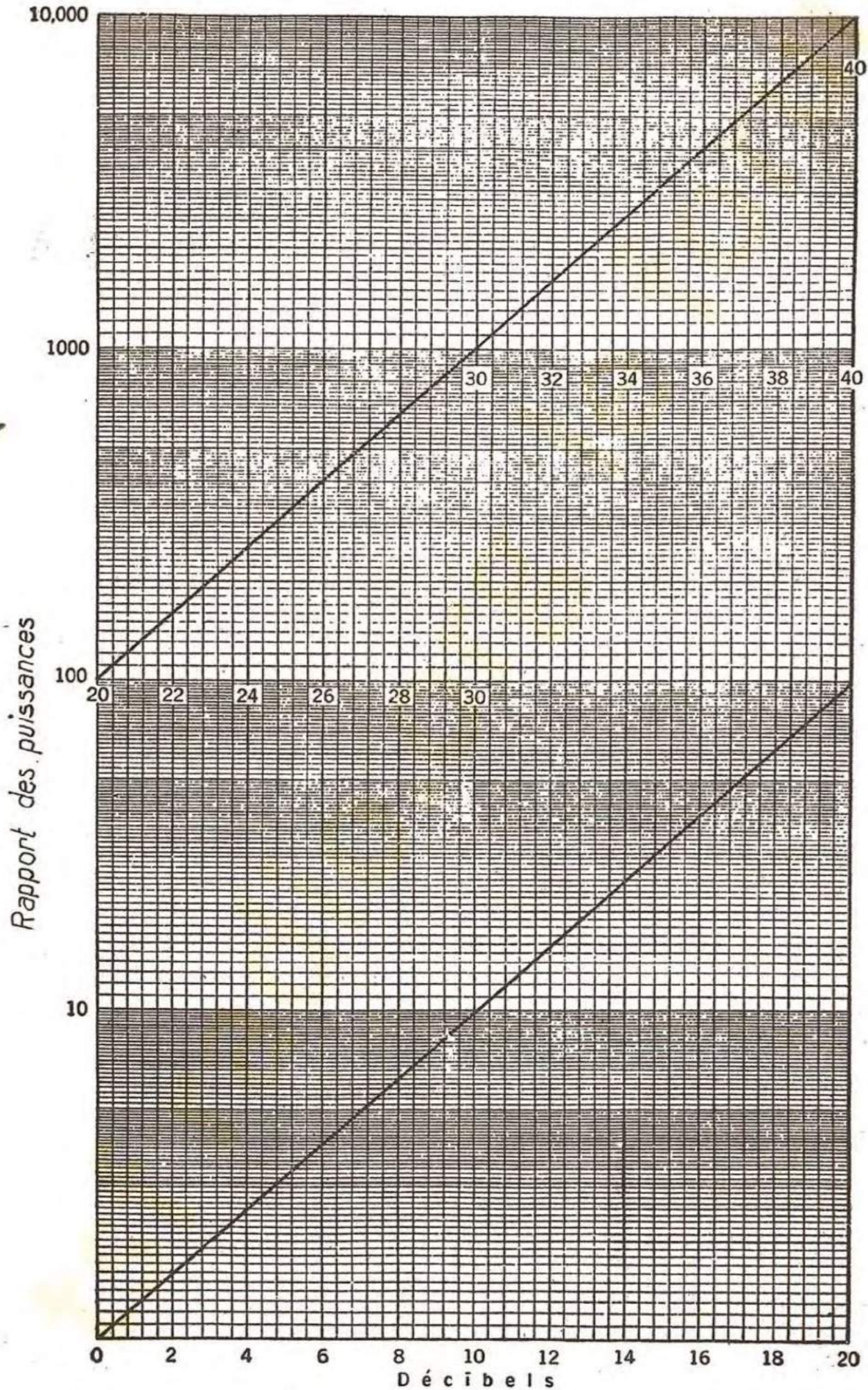


FIG. 1-13. — Graphique de conversion des rapports des puissances en décibels.



où  $db$  désigne le nombre de décibels,  $P_1$  le niveau supérieur et  $P_2$  le niveau inférieur de l'énergie (ou du son) à comparer. Si l'un des sons est deux fois plus fort que l'autre, on a  $P_1/P_2 = 2$ . Comme  $\log 2 = 0,301 0$ , le nombre de décibels est  $10 \times 0,301 0 = 3$ .

Le graphique de la figure 1-13 donne la relation entre le rapport des puissances et le nombre des décibels. Quand la puissance de sortie d'un système est supérieure à sa puissance d'entrée, on dit que le système présente un gain ; dans le cas contraire, il présente une atténuation (qui s'exprime par des décibels négatifs). En fixant la valeur du niveau nul, on peut exprimer en décibels les niveaux de sortie des amplificateurs. Cette façon de procéder est souvent employée.

### Exercice 1-33.

1. Relever sur le graphique de la figure 1-13 le nombre des décibels correspondant aux rapports de puissances suivants : 2, 4, 10, 100, 1 000, 3, 50, 600.

2. Trouver les rapports des puissances correspondant aux gains (ou atténuations), en décibels, ci-après : 2, 6, 35, 20, 10.

Comme nous l'avons montré, il est commode d'utiliser, dans certains cas, des graphiques tracés sur du papier millimétré. Dans d'autres cas, on a intérêt à employer une règle dont les graduations sont proportionnelles aux logarithmes des nombres (fig. 1-14). On voit, sur cette figure, que le repère 2 est situé à environ 0,3 de la longueur de l'échelle (à partir de l'extrémité de gauche) ; le repère 4 est situé à 0,6 de la longueur de l'échelle. Les autres repères obéissent à la distribution suivante : on considère que le repère 1 correspond au nombre 100, les repères principaux 2 et 3 correspondent aux nombres 200, 300 ; les subdivisions entre 1 et 2 correspondent à 110, 120, 130... Entre ces subdivisions, il existe encore les graduations intermédiaires qui représentent les nombres 101, 102... jusqu'à 199. Entre les repères 2 et 4, les subdivisions marquées avec les traits plus longs représentent les nombres 210, 220, 230 ; elles sont à leur tour subdivisées (nombre 202, 204, 206, etc.). Les plus petites divisions représentent ici des nombres deux fois plus grands que dans le secteur compris entre les repères 1 et 2. Dans le secteur délimité par le repère 4 et l'extrémité droite de l'échelle, les divisions longues marquent les nombres 410, 420 et 430 et les divisions courtes, les nombres 405, 415, 425. Les points suivants ont été repérés sur l'échelle de la figure 1-15 : A = 365 ; B = 327 ; C = 263 ; D = 1 745 ; E = 1 347 ; F = 305 ; G = 207 ; H = 1 078 ; I = 435 ; J = 427.

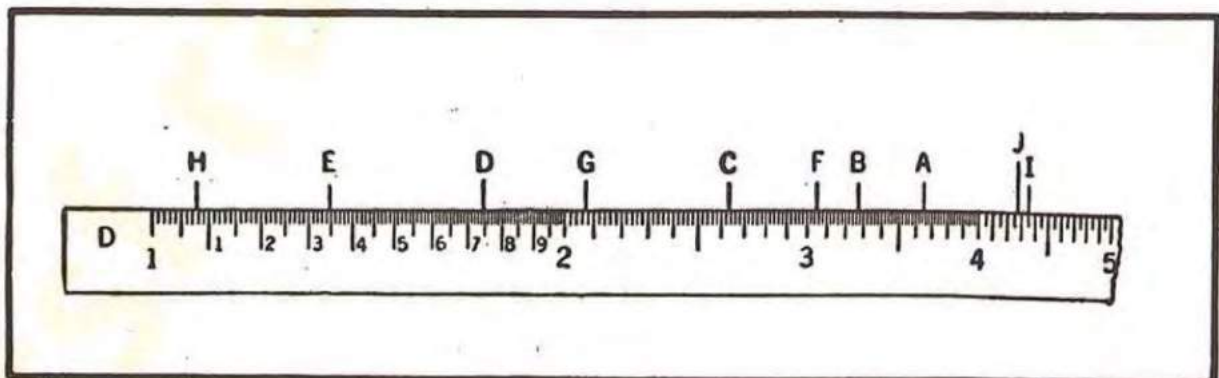


FIG. 1-15. — Échelle logarithmique (certains points sont repérés).



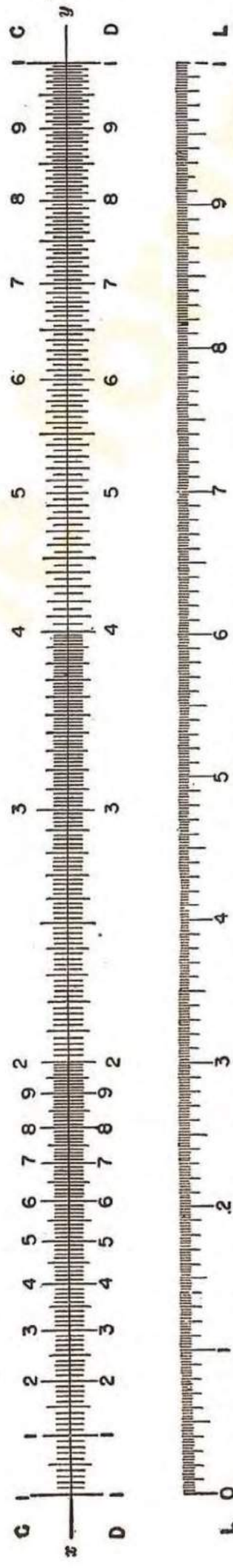
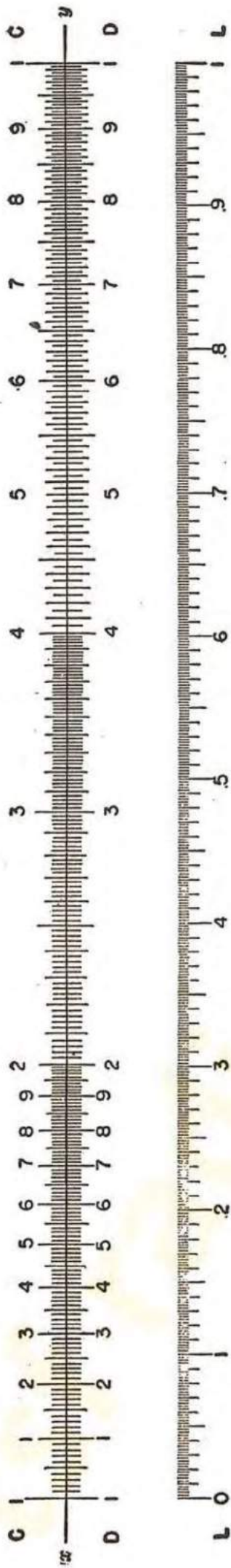


FIG. 1-14. — Échelles classiques des règles à calcul (on peut découper l'une de ces échelles et s'en servir pour construire un modèle de règle à calcul).



*Cette page n'est pas utilisée pour permettre le découpage des échelles imprimées au verso.*



**Exercice 1-34.**

Vérifier les points ci-dessus et situer les points suivants : 445, 463, 772, 255, 279, 1 850, 1 763, 1 941, 1 005.

Les repères d'extrémité peuvent être multipliés ou divisés par n'importe quelle puissance de 10 ; ainsi, le repère de gauche peut représenter les nombres, 1, 100,  $10^6$ , 0,001, tous les autres points de l'échelle devant être multipliés, ou divisés, par la même puissance de 10. Cette propriété, jointe aux autres caractéristiques des logarithmes, permet d'utiliser une combinaison de deux échelles, analogues à celles qui vient d'être décrite, pour effectuer rapidement les différentes opérations (sauf les additions et les soustractions) du calcul numérique.

Supposons que l'échelle C de la figure 1-14 soit coupée suivant la ligne  $xy$ . L'échelle C peut alors glisser le long de l'échelle D. Si, par exemple, le repère 1 de l'échelle C (appelée C pour abrégé) est placé en face du repère 2 sur D, le repère 2 sur C se trouvera en face du repère 4 sur D, le repère 3 en face du repère 6, etc. Mais 4 représente  $2 \times 2$  ; on a donc effectué mécaniquement l'addition du  $\log 2$  sur C et du  $\log 2$  sur D. Cette addition mécanique des logarithmes constitue le principe de la *règle à calcul*, qui évite tant de calculs fastidieux.

Les divisions s'effectuent avec la même facilité. Pour diviser 9 par 3, il faut placer le repère 3 sur C en face du repère 9 sur D, on lit le résultat sur D, au-dessous du repère 1 (de gauche) sur C.

La même position donne les résultats de division de 6 par 2 de 7,5 par 2,5, de 36 par 12, et de nombreuses autres combinaisons. Cette propriété peut être utilisée pour résoudre les problèmes de proportions, tels que :

$$3 : 9 = x : 42,$$

la réponse étant fournie par le nombre 14, au-dessus de 42 (sur l'échelle D). Pour déterminer la place de la virgule dans le résultat, on peut utiliser les règles qui s'appliquent dans le calcul des logarithmes, mais on peut procéder plus rapidement. Ainsi en multipliant 195 par 24, un calcul mental rapide, effectué sur  $200 \times 20$ , montre que le résultat doit être voisin de 4 000 ; c'est donc 4 680.

Les fractions ordinaires sont facilement converties en fractions décimales, en divisant le numérateur par le dénominateur.

La relation qui existe entre les divisions de l'échelle D et les logarithmes des nombres peut être déterminée facilement en trouvant les logarithmes sur l'échelle linéaire L. Par exemple en face du repère 2 sur D on trouve, sur L, le nombre 0,301, en face de 3 le nombre 0,477, etc.

**Exercice 1-35.**

Effectuer, avec la règle à calcul, les opérations suivantes :

1. Multiplier : 3 par 5 ; 3,05 par 5,17 ; 5,56 par 634 ; 743 par 0,056 7 ; 0,049 5 par 0,026 7.

2. Diviser : 87,5 par 37,7 ; 0,685 par 8,93 ; 1 029 par 9,70 ; 0,003 77 par 5,29.

3. Résoudre la proportion  $2 : 3 = x : 7,83$ .

4. Convertir les fractions décimales :



$$\frac{4}{5}, \frac{11}{16}, \frac{3}{32}, \frac{17}{348}, \frac{193}{1095}$$

Comparer les valeurs des logarithmes, trouvées sur l'échelle L, avec celles tirées de la table 1-5.

### Réponses des exercices.

1-1. — (1) 28; (2) 32; (3) 26; (4) 32; (5) 90; (6) 0; (7) 5; (8) 7; (9) cette opération n'est pas possible; (10) 2; (11) 5; (12) 5; (13) 0; (14) 49; (15) 32.

1-2. — (1)  $1 \frac{11}{50}$ ; (2)  $1 \frac{1}{2}$ ; (3)  $\frac{17}{60}$ ; (4)  $\frac{11}{50}$ ; (5)  $\frac{1}{8}$ ; (6)  $\frac{117}{258}$ ; (7)  $\frac{1}{11}$ ; (8)  $\frac{121}{3101}$ ; (9)  $\frac{2}{15}$ ; (10)  $1 \frac{1}{11}$ ; (11)  $\frac{15}{32}$ ; (12)  $\frac{111}{1011}$ .

1-3. — (1) 0,75; 0,625; 0,5625; 0,265625; 0,9; 0,666...; 0,764; (2) 9,806; (3) 0,746; (4) 23,731526; (5) 0,826.

1-4. — (1) 2; (2) 3; (3) 5; (4) 7; (5) 3; (6) 1; (7) 4; (8) 7; (9) 7; (10) 6.

1-5. — (1)  $6,05 \times 10^{23}$ ; (2)  $6,94 \times 10^{11}$ ; (3)  $9,39 \times 10^{12}$  km; (4)  $1,48 \times 10^8$  km; (5)  $5 \times 10^{-7}$  cm; (6)  $3 \times 10^{-23}$ .

1-6. — (1) 1 376 000 km; (2) 6 600 000 000 000 000 000 000; (3) 0,000 076 cm; (4) 0,064; (5) 1 200 000 000; (6) 0,000 006 28.

1-7. — (1)  $6,7 \times 10^7$ ; (2)  $5 \times 10^2$ ; (3) 0,001 74.

1-8. — (1) 24 m; (2) 10 v; (3) 100 q; (4) b; (5)  $\frac{1}{2} e$ ; (6) 2,3x; (7) 17,27 k; (8) 22 h.

1-9. — (1)  $10a + 13b$ ; (2)  $7,8c + 19,1d + 6,2e$ ; (3) 36f; (4) 16x; (5) 92y; (6) 15z; (7) 5a; (8) 0,92r; (9) 3; (10)  $\frac{11}{2}a + 2x + y$ .

1-10. — (1)  $8a^2 - 5ab$ ; (2)  $-x^2 - 10x + 12$ ; (3)  $-2r^2 + 2rs - 3s^2$ ; (4)  $3a^2 + 4a - 10$ .

1-11. — (1)  $6x^7$ ; (2)  $-h^7$ ; (3)  $-125d^3$ ; (4)  $30E^6$ ; (5)  $-8t^3$ ; (6)  $-15x^2y^2$ ; (7)  $9a^6t^2$ ; (8)  $-9a^6t^2$ ; (9)  $-6e^9$ ; (10)  $-24n^2d^3$ ; (11)  $-x^6y^{18}$ ; (12)  $4d^2c^{10}$ .

1-12. — (1)  $8b + 5$ ; (2)  $-32$ ; (3)  $-15d + 24$ ; (4)  $8a^2 + 4ab + 3ac$ ; (5)  $-r + 2s$ ; (6)  $-11d + 7$ ; (7)  $8n^2 - 13n - 2$ ; (8)  $-23n - 52$ ; (9)  $16a^2$ ; (10)  $9s^2 + s$ ; (11)  $5x - 45$ ; (12)  $8y^2 + 6y$ ; (13)  $14r - 17$ ; (14)  $-3x^2 + 10x - 20$ ; (15)  $16x - 90y - y^2 - 54$ .

1-13. — (1)  $7x(y - 2z)$ ; (2)  $5ab(a - 5b)$ ; (3)  $2\pi r(r + h)$ ; (4)  $4x(2y^2 - 4y + 3)$ ; (5)  $ab(ab - 3b + 4a^2 - 12)$ ; (6)  $6m(4mn - n^2 + 6m^2 - 7m^3)$ .

1-14. — (1)  $n^2 + 5n + 6$ ; (2)  $a^2 - 3a - 10$ ; (3)  $p^2 - 9p + 20$ ; (4)  $a^2 + 3ab + 2b^2$ ; (5)  $x^4 - 16x^2 + 48$ ; (6)  $t^2h^2 - 5th - 84$ ; (7)  $9x^2 - 6x - 3$ ; (8)  $x^4 - 6x^2y^2 - 55y^4$ .

1-15. — (1)  $(n + 3)(n + 2)$ ; (2)  $(x - 5)(x - 1)$ ; (3)  $(a - 4)(a - 5)$ ; (4)  $(2n - 1)(3n + 2)$ ; (5)  $(x + 2y)(x + y)$ ; (6)  $(3a + 2)(5a + 4)$ ; (7)  $(2 + 5x)(1 + x)$ ; (8)  $(a^2 - 11b^2)(a^2 + 5b^2)$ .

1-16. — (1)  $x^2 + 6x + 9$ ; (2)  $x^2 - 10x + 25$ ; (3)  $x^2 + 12xy + 36y^2$ ; (4)  $a^2 - 2ac + c^2$ ; (5)  $4x^2 - 12x + 9$ ; (6)  $9a^2 + 30a + 25$ ; (7)  $a^2 - 6ab + 9b^2$ ; (8)  $9k^4 - 6k^2 + 1$ ; (9)  $25r^4 + 10r^2s^2 + s^2$ ; (10)  $a^6 + 24a^3 + 144$ ; (11)  $h^2 - \frac{1}{2}h + \frac{1}{16}$ ; (12)  $\frac{4}{11}a^2 + \frac{2}{11}ab + \frac{4}{11}b^2$ .

1-17. — (1)  $(x - 6)^2$ ; (2)  $(4x - 5y)^2$ ; (3)  $(5a^2 + 12b^2)^2$ .



1-18. — (1)  $x^2 - y^2$ ; (2)  $100 - a^2$ ; (3)  $16a^2 - 9b^2$ ; (4)  $(6r + s)(6r - s)$ ; (5)  $(-9v + 5u)(9v + 5u)$ ; (6)  $3c(2c - 1)(2c + 1)$ ; (7)  $(60 + 3)(60 - 3) = 3600 - 9 = 3591$ ; (8)  $(60 + 15)(60 - 15) = 3375$ .

1-19. — (1) 100; (2) 0,41; (3) 50; (4) 322.

1-20. — (1) 377; (2) 51,9; (3) 159; (4) 6,03; (5) 0.

1-21. — (1) 118; (2)  $(RR_2)/(R_2 - R)$ .

1-22. — (1)  $x = -3, +1$ ; (2)  $x = +3, +5$ ; (3)  $x = +11, -2$ ; (4)  $x = 4, \frac{1}{2}$ ; (5)  $x = \frac{1}{2}, \frac{1}{3}$ ; (6)  $x = 2, \frac{1}{5}$ ; (7)  $y = -\frac{2}{4}, -\frac{4}{3}$ ; (8)  $x = +19, +1$ ; (9)  $x = -8, +6$ ; (10)  $x = -3a, +a$ .

1-23. — (1) 12,7 cm; (2) 0,6, 0,8, 0,75; (3)  $\sin 30^\circ = \cos 60^\circ$ ,  $\sin 60^\circ = \cos 30^\circ$ ; (4) oui.

1-24. — (1) 0,707 1; (2) 0,707 1; (3) 1,000 0; (4) 1,000 0; (5) 0,963 6; (6) 3,732 1; (7) 0,024 5; (8) 0,982 4; (9)  $66^\circ$ ; (10)  $11,5^\circ$ ; (11)  $21,5^\circ$ ; (12)  $88,25^\circ$ .

1-25. — (1)  $37^\circ$ ; (2)  $R = 7,07$ ,  $X = 7,07$ .

1-27. — Oui.

1-28. — (1) 0,785, 1,047, 1,571, 3,142, 2,094, 2,356, 0,398, 3,491, 52,36; (2)  $60^\circ$ ,  $135^\circ$ ;  $2,5^\circ$ ,  $210^\circ$ ,  $1200^\circ$ ,  $176,4^\circ$ .

1-29. — (2) 2,313 9, 4,877 4, 3,920 6, 1,967 5,  $\bar{4},415 0$ .

1-30. — (2) (a) 846; (b) 0,898; (c) 3 500; (d) 4,16; (e)  $4,14 \times 10^{-4}$ .

1-31. — (1) 21; (2) 422; (3) 3 530; (4)  $1,32 \times 10^{-3}$ ; (5) 2,32; (6) 0,070 2; (7) 1,155; (8) 26,4.

1-33. — (1) 3; 6; 10; 20; 30; 4,7; 16,9; 27,8; (2) 1,6; 4; 3 200; 100; 10.

1-35. — (1) 15; 15,8; 3 520; 42,1;  $1,32 \times 10^{-3}$ ; (2) 2,32;  $7,68 \times 10^{-2}$ ;  $106 7,13 \times 10^{-4}$ ; (3) 5,22; (4) 0,8; 0,688; 0,094;  $4,88 \times 10^{-2}$ ; 0,176.



## CHAPITRE II

# CIRCUITS A COURANT CONTINU

### Introduction .

La science qui traite des télécommunications et de la télécommande, au moyen des vibrations électro-magnétiques, se propageant à travers l'espace, porte le nom de *radio-électricité*. Le rôle des techniciens et des opérateurs de la radio consiste à créer des vibrations de fréquence appropriée et de puissance suffisante pour qu'elles puissent être détectées par des circuits électriques accordés sur ces vibrations particulières. L'entretien et la manipulation correcte des appareils radio-électriques actuels, de plus en plus complexes, exigent une connaissance complète des circuits électriques, des tubes à vide, et de tout l'appareillage électrique. A la base de tout travail efficace en radio se trouve la compréhension de la nature des phénomènes électriques, et, en particulier, la façon dont les circuits se comportent sous l'influence des impulsions électriques.

Il y a une centaine d'années, on pensait que l'électricité était un genre particulier de fluide, qui coulait dans les fils comme l'eau ou l'huile coulent dans les tuyaux. Cette idée a permis aux savants d'expliquer un grand nombre de leurs expériences avec l'électricité. Au fur et à mesure que de nouvelles expériences étaient tentées, il s'avérait que la théorie du fluide ne permettait pas d'expliquer tous les résultats obtenus ; les nouvelles théories, qui les expliquaient mieux que l'ancienne, devenaient plus compliquées.

Actuellement, un si grand nombre d'expériences a été tenté, et les théories qui permettent de les expliquer sont devenues tellement complexes, qu'une étude très étendue, comportant les mathématiques supérieures, est nécessaire pour les comprendre. Fort heureusement, l'électricien moyen n'a besoin de connaître que le résumé élémentaire de ces théories pour pouvoir travailler efficacement.

L'ancienne image représentant le courant électrique comme un fluide qui coule à cause d'une pression électrique qu'il subit, et à laquelle s'oppose la résistance du fil, est encore très utile dans la solution de nombreux problèmes de l'électricien et du radio-électricien. Cependant, on sait maintenant que le courant électrique n'est pas un véritable fluide, mais qu'il consiste en une migration, le long du fil, de millions de petites particules chargées négativement. Ces particules, chargées négativement, se nomment *électrons* et sont de dimensions si faibles qu'elles passent dans les espaces compris entre les atomes d'un conducteur.

Dans la plupart des métaux, quelques électrons, situés dans la partie extérieure de l'atome, sont très faiblement attirés par le noyau de celui-ci. Il en résulte qu'un grand nombre de ces électrons peuvent circuler librement dans l'espace inter-atomique. Les métaux de ce type s'appellent *conducteurs*. Si ces électrons sont mis en mouvement en connectant le conducteur à une batterie d'accumulateurs, ils seront accélérés par la



force d'attraction, mais la vitesse atteinte par chaque électron sera relativement faible à cause des chocs et des déviations de trajectoire que vont lui faire subir les atomes rencontrés sur son chemin.

L'énergie que l'électron aura absorbé en raison de son accélération est rendue à l'atome et apparaît sous forme de chaleur. Certaines substances possèdent une structure moléculaire caractérisée par une liaison très forte entre ces électrons et le noyau des atomes, et il s'ensuit qu'une pression électrique considérable est nécessaire pour les en arracher. Les substances de ce type sont appelées *isolants* et sont utilisées dans les circuits électriques pour interdire aux électrons des trajectoires autres que celles désirées. Bien qu'il soit intéressant de savoir quel est le rôle des électrons dans la naissance d'un courant électrique, une connaissance complète de cette question n'est pas nécessaire pour l'étude pratique des circuits électriques. Occasionnellement, on pourra se référer aux notions qui viennent d'être exposées, pour une compréhension plus claire de l'aspect physique des phénomènes. De toute façon, l'ancienne théorie du fluide sera à la base de la plupart des développements.

## Grandeurs électriques.

Avant de discuter les phénomènes électriques eux-mêmes, il est indispensable de définir un certain nombre de grandeurs électriques, ainsi que les unités qui serviront à mesurer ces quantités. Quatre de ces grandeurs, et les unités qui permettent leur mesure, sont données ci-dessous. D'autres définitions suivront quand leur besoin se fera sentir.

**Le coulomb.** — L'unité de charge électrique ou la quantité d'électrons excédentaires est appelé le coulomb. C'est la charge qui serait obtenue en rassemblant environ 6 300 000 000 000 000 000 ( $6,3 \times 10^{18}$ ) électrons libres dans un corps conducteur unique.

C'est une unité considérable, et qui est rarement utilisée dans les calculs élémentaires. Elle est importante toutefois comme point de départ pour d'autres unités.

**L'ampère.** — L'unité de courant électrique est l'ampère. Si un coulomb de charge passe par un point donné d'un fil en une seconde, on dit que le fil est parcouru par un courant de 1 ampère. En d'autres termes, l'ampère est un nom spécial donné à *un coulomb par seconde*. Il est défini, par un accord international, comme étant un courant continu d'intensité telle que le dépôt d'argent qu'il produit est de 0,001 118 gramme, par seconde. Cette définition donne le moyen d'obtenir un étalon de mesure accessible, alors qu'il serait très difficile de compter le nombre d'électrons. Le sens conventionnel du courant est opposé à celui du fluide électronique.

**L'ohm.** — L'unité de résistance opposée à un courant électrique se nomme l'ohm, et est désignée par un accord international comme étant la résistance opposée au courant par une colonne de mercure de section uniforme, de longueur de 106,3 cm, dont la masse est de 14,45 g, et la température de 0° C. La valeur de la section ainsi définie est de 1 millimètre carré.

**Le volt.** — L'unité de pression électrique est le volt. Et c'est la pression qui fera passer un ampère à travers une résistance de un ohm.



Il est souvent difficile de mettre en évidence l'ordre de grandeur de ces unités à partir des définitions officielles, de sorte que le complément d'information qui suit pourra être utile au débutant.

On peut se faire une certaine idée de la grandeur du coulomb si l'on sait qu'une charge de 6,8 millièmes de coulomb, placée à environ 30 cm d'une charge similaire, serait soumise à une force répulsive d'environ 450 g. L'ampère est plus facile à matérialiser en songeant à une lampe électrique de 100 watts qui consomme environ 1 ampère.

Pour le volt, il est utile de rappeler qu'une pile sèche ordinaire donne environ 1,5 volt, et une batterie pour lampe de poche 4,5 V. La tension normale pour les usages domestiques est de 110-120 volts environ. La résistance d'un grille-pain électrique est d'environ 25 ohms.

Ces quelques renseignements permettent aux débutants de se familiariser avec les unités électriques.

### Loi d'Ohm.

Pour obtenir une meilleure compréhension des circuits électriques, employons la vieille, mais toujours utile analogie avec les fluides. Dans la figure 2-1, une pompe est actionnée par un moteur. Cette pompe envoie de l'huile (l'huile est utilisée à la place de l'eau, étant un liquide de grande viscosité et obéissant à la loi d'Ohm du circuit

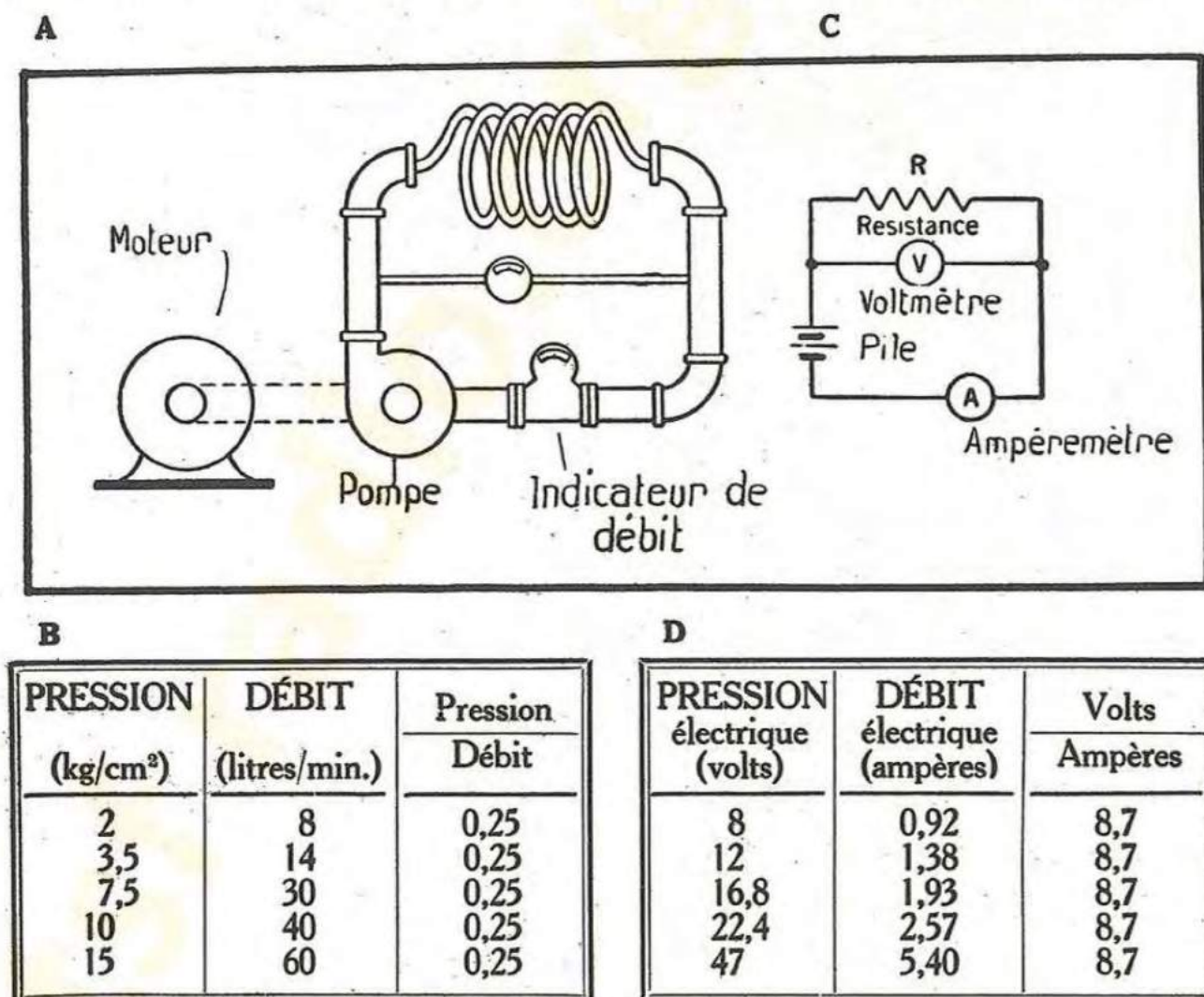


FIG. 2-1. — Analogie entre un circuit hydraulique et un circuit électrique.



hydraulique), à travers un serpentin refroidisseur, constitué par un tube en cuivre de faible diamètre. Un indicateur de pression est branché entre les extrémités du serpentin, pour mesurer la différence de pression entre l'entrée et la sortie, et un indicateur de débit est inséré dans le tuyau pour mesurer le débit de l'huile qui le traverse. Si la vitesse de rotation de la pompe est modifiée, et si les lectures de la pression et du débit sont faites pour les deux vitesses, on obtiendra un tableau de valeurs tel que celui de la figure 2-1 b. Il est important d'observer que pour chaque vitesse de la pompe, la pression divisée par le débit donne le même résultat. Dans notre cas, cette valeur est de 0,193. Le débit correspondant à une pression donnée peut évidemment être trouvé en divisant cette pression par le facteur 0,193. Si l'on désire avoir le débit correspondant à une pression différente, il peut également être obtenu en divisant la nouvelle valeur de la pression par le coefficient 0,193.

*Exemple.* — Quel est le débit correspondant à une pression de 3,5 kilogrammes par centimètre carré?

Conformément à la relation établie plus haut, on a :

$$\text{Débit} = \frac{\text{pression}}{0,193} = \frac{3,50}{0,193} = 18,1 \text{ litres par minute,}$$

la pression étant donnée en kilogrammes par centimètre carré.

La constante 0,193 (cette constante dépend également de la viscosité de fluide, mais en électricité le paramètre correspondant à la viscosité n'intervient pas) est caractéristique de la dimension et de la longueur du serpentin et peut être appelée sa résistance.

À droite de ce circuit hydraulique simple, on a représenté un circuit électrique similaire. Une pile fournit la tension électrique qui provoque la naissance du courant à travers une bobine de cuivre, indiquée schématiquement par la lettre R. L'appareil qui sert à la mesure électrique en volts, est un *voltmètre*. L'appareil qui donne la mesure du courant en ampères, est un *ampèremètre*. Si la batterie comporte des bornes intermédiaires qui permettent d'appliquer différentes tensions à la bobine de fil, une série de lectures de tensions et de courants correspondants peut être effectuée. Ces lectures sont comparables à celles qui donnaient précédemment la pression et le débit hydraulique. Dans le circuit électrique, l'indication du voltmètre divisée par celle de l'ampèremètre est toujours 8,7, et cette constante s'appelle la résistance. On voit par cette analogie que dans le circuit électrique, il est possible aussi de prévoir l'intensité du courant pour une tension donnée. Par exemple, si on veut connaître le courant qui correspond à une tension de 65 volts, on obtient :

$$I = \frac{E}{8,7} = \frac{65}{8,7} = 7,5 \text{ ampères,}$$

E étant donné en volts. Cette valeur de 8,7 est caractéristique de la bobine utilisée dont elle constitue la résistance. Elle est mesurée au moyen de l'unité qui a été définie précédemment, et qui s'appelle l'ohm. La définition exacte de la relation qui vient d'être établie est donc la suivante :

*Le courant en ampères est égal à la tension en volts, divisée par la résistance en ohms.*



Cette loi est connue sous le nom de loi d'Ohm, et elle est à la base de toute la théorie des circuits électriques. Elle peut être exprimée mathématiquement par les trois formules ci-dessous :

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

Disons tout de suite, que tout en étant la traduction du comportement de la grande majorité des circuits électriques, la loi d'Ohm comporte quelques exceptions. Certaines de ces exceptions servent de point de départ à d'importantes réalisations techniques, et l'étudiant n'aura pas de mal à se familiariser avec elles lorsqu'il les rencontrera par la suite.

## Montage en série.

Les conducteurs électriques peuvent être reliés les uns à la suite des autres, de manière que le courant traversant l'un d'entre eux traverse également les autres. Cela est représenté sur la figure 2-2. Quand les éléments d'un circuit sont montés de cette façon, on dit qu'ils sont connectés en série. La résistance équivalente de  $R_1$  et  $R_2$ , connectés comme dans la figure 2-2 est :

$$R_{\text{totale}} = R_1 + R_2.$$

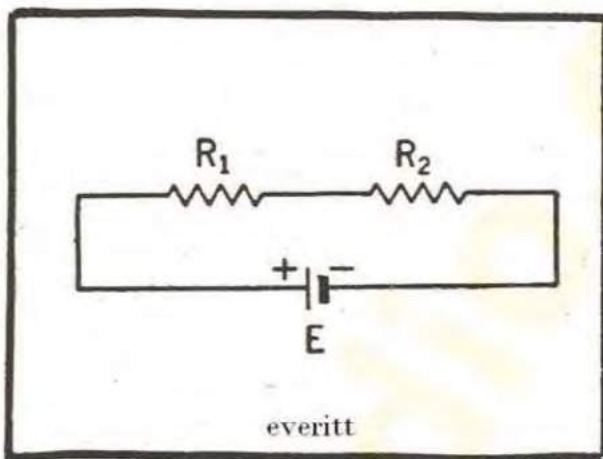


FIG. 2-2. — Résistances en série.

La tension électrique à travers  $R_1$ , ajoutée à celle aux bornes de  $R_2$  sera égale à la tension totale donnée par la batterie.

Conformément à la loi d'Ohm, la tension à travers  $R_1$  est  $R_1I$ , et la tension à aux bornes de travers  $R_2$  est  $R_2I$ . Etant donné que le courant est le même dans les deux résistances, la tension aux bornes de chacune d'elles sera proportionnelle à la valeur de cette résistance. Ainsi, la fraction de la tension totale aux bornes de  $R_1$  sera  $R_1 / (R_1 + R_2)$ . Cette relation est utilisée

très souvent en radio, et une combinaison de résistances permettant de réduire une tension donnée est connue sous le nom de potentiomètre ou diviseur de tension.

*Exemple.* — Une résistance de 100 000 ohms est branchée en série avec une résistance de 5 000 ohms, aux bornes d'une pile de 90 volts.

(a) Quel sera le courant?

(b) Si la tension à travers la résistance de 5 000 ohms est utilisée pour alimenter un tube à vide, quelle est cette tension?

*Solution.* — La résistance équivalente aux deux résistances en série est :

$$R_{\text{total}} = 100\,000 + 5\,000 = 105\,000 \text{ ohms.}$$

En vertu de la loi d'Ohm, le courant sera :



$$I = \frac{E}{R} = \frac{90}{105\,000} = 0,000\,86\text{ A} = 0,86\text{ mA}.$$

La tension aux bornes de la résistance de 5 000 ohms sera,

$$E = E_b \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 90 \times \frac{5\,000}{105\,000} = 4,28\text{ V}.$$

### Exercice 2-1.

Le filament d'un tube à vide absorbe 0,9 A sous 6,3 V.

(a) Quelle est la résistance de ce filament?

(b) Quelle résistance additionnelle serait nécessaire si l'on voulait alimenter le filament à partir d'une pile de 12 V?

### Exercice 2-2.

Les filaments de cinq tubes à vide doivent être alimentés en série. Ils absorbent chacun un courant de 0,3 A et ont chacun une résistance de 21 ohms.

Quelle est la résistance totale et quelle est la tension nécessaire aux bornes de l'ensemble?

### Exercice 2-3.

Quelle résistance doit être placée en série avec une résistance de 50 000 ohms pour obtenir une tension de 8,4 V aux bornes de cette résistance de 50 000 ohms, si une batterie de 45 V alimente l'ensemble?

## Montage en parallèle.

Les résistances des circuits électriques peuvent être montées en parallèle, comme dans la figure 2-3. Lorsqu'un tel montage est employé, on peut remarquer que la tension de la source est appliquée à chaque résistance, comme si les autres résistances étaient absentes. Le courant dans chaque résistance est, en vertu de la loi d'Ohm :

$$I_1 = \frac{E}{R_1}, \quad I_2 = \frac{E}{R_2} \quad \text{et} \quad I_3 = \frac{E}{R_3}.$$

Le courant total dans le circuit est la somme des courants qui parcourent chacune des résistances, de sorte que l'on a :

$$\begin{aligned} I_{total} &= I_1 + I_2 + I_3. \\ &= \frac{E}{R_1} + \frac{E}{R_2} + \frac{E}{R_3} \\ &= E \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right). \end{aligned}$$

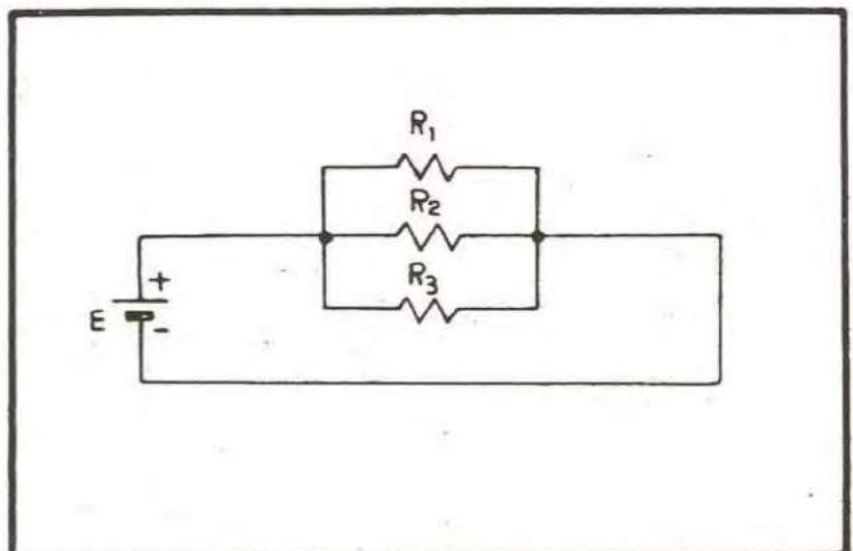


FIG. 2-3. — Résistances en parallèle.



La quantité  $1/R$  est une constante appelée conductance, et désignée par le symbole  $G$ . C'est la quantité caractéristique d'une résistance qui, multipliée par la tension, donne le courant. L'unité de conductance s'appelle le *mho*. On reconnaît le mot ohm prononcé à l'envers, et ce nom a été choisi pour rappeler que le mho est la grandeur inverse de l'ohm. Comme la somme des courants est égale au courant total, la somme des conductances dans un circuit parallèle est égale à la conductance totale.

$$G_{total} = G_1 + G_2 + G_3 + \dots$$

La fraction du courant total qui parcourt chacune des résistances est égale au rapport de sa conductance à la conductance totale de l'ensemble des circuits en parallèle. Exprimée mathématiquement, cette relation s'écrit :

$$\frac{I_1}{I_t} = \frac{E G_1}{E (G_1 + G_2 + G_3 + \dots)} = \frac{G_1}{G_1 + G_2 + G_3 + \dots}$$

*Exemple.* — Déterminer la résistance équivalente des quatre résistances ci-dessous, connectées en parallèle. Quelle fraction du courant total traversera la résistance de 8 ohms?

$$R_1 = 20 \text{ ohms};$$

$$R_2 = 25 \text{ ohms};$$

$$R_3 = 12 \text{ ohms};$$

$$R_4 = 8 \text{ ohms}.$$

Solution :

$$G_1 = \frac{1}{20} = 0,050;$$

$$G_2 = \frac{1}{25} = 0,040;$$

$$G_3 = \frac{1}{12} = 0,084;$$

$$G_4 = \frac{1}{8} = 0,125.$$

La conductance totale est

$$G_t = G_1 + G_2 + G_3 + G_4 = 0,299.$$

La résistance équivalente est

$$R_{eq} = \frac{1}{0,299} = 3,34 \text{ ohms}.$$

La fraction du courant qui traverse la résistance de 8 ohms est :

$$\frac{I_4}{I_t} = \frac{G_4}{G_1 + G_2 + G_3 + G_4} = \frac{0,125}{0,299} = 0,418 = 41,8 \%$$

Il est intéressant d'attirer l'attention sur le cas particulier des deux résistances connectées en parallèle. Ce cas est si courant qu'il englobe probablement la majorité des problèmes des circuits parallèles. Dans ce cas particulier, on a :

$$\begin{aligned} I_t &= I_1 + I_2 = \frac{E}{R_1} + \frac{E}{R_2} \\ &= E \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right). \end{aligned}$$



$$\begin{aligned}
 &= E \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2} \right) \\
 &= \frac{E}{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}
 \end{aligned}$$

On a donc :

$$R_{eq} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Cette résistance équivalente se comportera exactement comme les deux résistances en parallèle, de sorte que les ingénieurs utilisent fréquemment la résistance équivalente de deux éléments en parallèle, en prenant directement le produit de ces éléments, divisé par leur somme. On doit se rappeler toutefois que cette formule ne s'applique qu'aux cas des deux résistances en parallèle.

#### Exercice 2-4.

Deux résistances, l'une de 50 ohms et l'autre de 20 ohms, sont connectées en parallèle aux bornes d'un réseau de 100 V. Quel est le courant total, et quelle est la résistance équivalente?

#### Exercice 2-5.

Deux éléments sont branchés en parallèle sur un réseau de 240 volts. La conductance de l'un est de 0,006 3 mho, et celle de l'autre est de 0,017 2 mho.

Quel sera le courant dans l'ensemble?

Quelle fraction de ce courant sera absorbée par l'élément dont la conductance est 0,017 2 mho?

#### Exercice 2-6.

Une batterie de 90 V fournit un courant global de 0,134 A à deux résistances connectées en parallèle.

Quelle est la résistance de chaque élément, si l'on sait que l'un d'entre eux absorbe un courant de 0,039 A?

#### Exercice 2-7.

Cinq résistances sont branchées en parallèle. Leurs valeurs sont :  $R_1 = 4$  ohms,  $R_2 = 7$  ohms,  $R_3 = 22$  ohms,  $R_4 = 10$  ohms,  $R_5 = 65$  ohms. Quel est le courant total, et quelle est la fraction du courant total traversant la résistance  $R_3$  lorsque l'on sait que la tension appliquée à l'ensemble est de 24 V?

### Montages en série-parallèle.

Il est souvent utile, dans les circuits radio-électriques, de combiner les montages en série avec des montages en parallèle. La méthode employée pour calculer les ensembles de ce genre consiste à remplacer les éléments en parallèle par leurs résistances équivalentes série, et de calculer le courant total produit à partir de la tension appliquée. Ce courant total se répartit dans les circuits en parallèle proportionnellement



aux conductances, ce qui permet de déterminer rapidement le courant qui parcourt chacun des éléments.

*Exemple.* — Déterminer, dans le circuit représenté dans la figure 2-4, le courant dans la résistance  $R_3 = 7$  ohms.

Solution :

$$G_2 = \frac{1}{10} = 0,100$$

$$G_4 = \frac{1}{12} = 0,083.$$

$$G_3 = \frac{1}{7} = 0,142$$

La conductance équivalente est :

$$G_{eq} = 0,100 + 0,142 + 0,083 = 0,325.$$

D'où la résistance équivalente :

$$R_{eq} = \frac{1}{0,325} = 3,08 \text{ ohms.}$$

La résistance totale est :

$$R_t = 3,08 + 3 = 6,08 \text{ ohms.}$$

Il s'en suit que l'on a

$$I_t = \frac{E}{R_t} = \frac{45}{6,08} = 7,40 \text{ A.}$$

Le courant dans la résistance de 7 ohms est :

$$I_3 = \frac{G_3}{G_{eq}} I_t = \frac{0,142}{0,325} \times 7,40 = 3,23 \text{ A.}$$

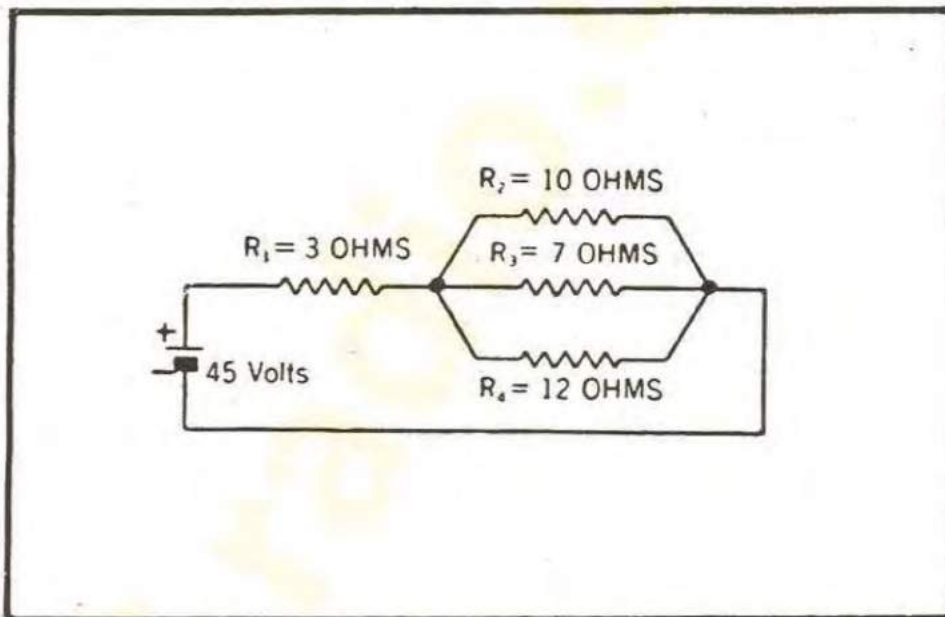


FIG. 2-4. — Résistances en série et en parallèle.

Solution : la résistance équivalente du circuit parallèle est

$$R_{eq} = \frac{10 \times 15}{10 + 15} = \frac{150}{25} = 6 \text{ ohms.}$$

La résistance totale est

$$R_t = 5 + 6 = 11 \text{ ohms.}$$

Une autre méthode consiste à déterminer la tension aux bornes du circuit parallèle à partir de  $I R_{eq}$ , et à diviser cette tension par la résistance de l'élément considéré.

*Exemple.* — Calculer le courant traversant la résistance de 10 ohms dans le circuit représenté sur la figure 2-5.



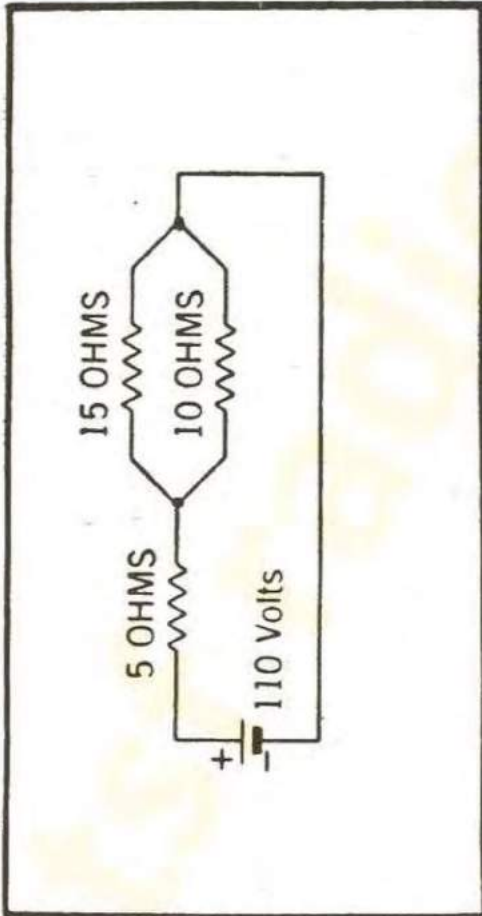


FIG. 2-5. — Un circuit série-parallèle.

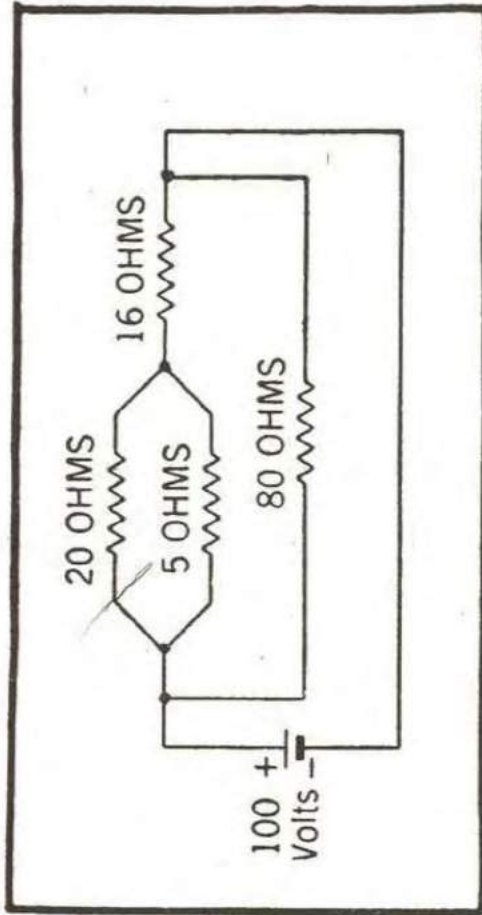


FIG. 2-6. — Circuit de l'exercice 2-8.

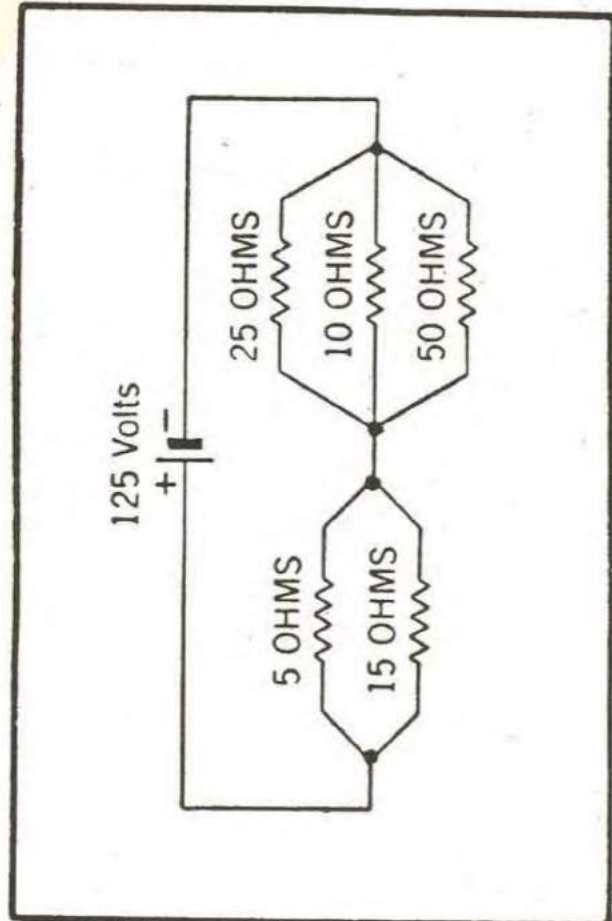


FIG. 2-7. — Circuit de l'exercice 2-9.

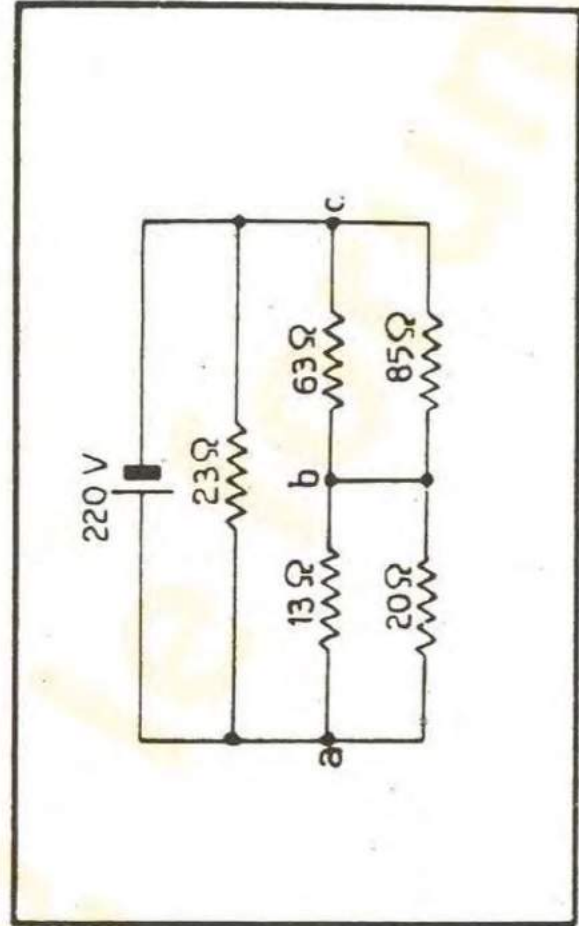


FIG. 2-8. — Circuit de l'exercice 2-10.



et le courant total :

$$I_t = \frac{E}{R_t} = \frac{110}{11} = 10 \text{ A.}$$

La chute de tension aux bornes des deux résistances en parallèle est :

$$E_p = I R = 10 \times 6 = 60 \text{ V,}$$

et la résistance de 10 ohms sera traversée par un courant de

$$I_{10} = \frac{E_p}{R_{10}} = \frac{60}{10} = 6 \text{ A.}$$

### Exercice 2-8.

Déterminer le courant total, ainsi que le courant dans la résistance de 5 ohms, dans le circuit de la figure 2-6.

### Exercice 2-9.

Déterminer le courant total, ainsi que le courant qui traverse la résistance de 25 ohms, dans le circuit de la figure 2-7.

### Exercice 2-10.

Quelle est la différence de potentiel dans le circuit de la figure 2-8, entre les points *a b* et *b c*?

## Détermination de la résistance.

Le fil en cuivre est employé très couramment dans les circuits radio-électriques, et il est important de connaître la résistance des fils des différentes sections. La table 2-1 donne non seulement la résistance, mais plusieurs autres indications concernant les fils de cuivre de différents diamètres.

Quelquefois, on utilise d'autres métaux que le cuivre; si leur résistance comparée à celle du cuivre est connue, la résistance des fils fabriqués avec ces métaux peut être obtenue en multipliant cette résistance relative connue, par la résistance relative du fil en cuivre du même diamètre. La table 2-2 donne quelques valeurs des résistances relatives.

Table 2-2.

**Résistance des métaux : Rapport de la résistance à celle du cuivre.**

Métaux purs	Résistance relative	Alliages	Résistance relative
Fer .....	5,80	Radiohm	77
Zinc .....	3,43	Nichrome	65
Tungstène .....	3,20	Advance	28
Aluminium .....	1,55	Laiton	4,8
Or .....	1,40	Laiton	3,8
Argent.....	0,943	Bronze commercial	2,4



Table 2-1

## Caractéristiques des fils de cuivre émaillés

Diamètre en mm.	Section en mm <sup>2</sup>	Diamètre avec émail en mm.	Nombre de spires par cm.	Résistance en ohms pr 100 m.	Poids en grammes p. 1.000 m.	Longueur en m. par kg.
0,05	0,00196	0,08	125	908	18,3	54.700
0,07	0,0038	0,10	100	468	35,4	28.200
0,08	0,005	0,115	86	356	46	21.700
0,09	0,0064	0,127	78	278	58	17.200
0,10	0,0078	0,138	72	228	72	13.800
0,12	0,0113	0,163	61	158	104	9.660
0,15	0,0177	0,200	50	100,4	159	6.290
0,16	0,0201	0,212	47	87	183	5.460
0,18	0,0254	0,236	42,3	70,2	231	4.330
0,20	0,0314	0,259	38,6	56,7	286	3.500
0,22	0,038	0,282	35,4	46,8	346	2.915
0,25	0,0491	0,316	31,6	36,3	434	2.305
0,27	0,0572	0,342	29,2	31,1	520	1.925
0,28	0,0616	0,350	28,5	28,9	560	1.796
0,30	0,0707	0,374	26,7	25,2	643	1.561
0,32	0,0884	0,396	25,2	21,9	732	1.371
0,35	0,0962	0,430	23,2	18,5	873	1.145
0,38	0,113	0,460	21,7	15,7	1.028	972
0,40	0,126	0,487	20,5	14,2	1.143	880
0,45	0,159	0,540	18,5	11,2	1.443	696
0,50	0,196	0,595	16,7	9,08	1.780	563
0,55	0,238	0,650	15,4	7,48	2.150	465
0,60	0,283	0,700	14,3	6,29	2.384	392
0,65	0,332	0,750	13,3	5,36	3.000	334
0,70	0,385	0,810	12,3	4,62	3.536	283
0,75	0,442	0,860	11,6	4,03	3.990	241
0,80	0,503	0,920	10,9	3,54	4.490	223
0,85	0,568	0,970	10,3	3,13	5.120	196
0,90	0,636	1,03	9,7	2,8	5.620	178
0,95	0,709	1,08	9,25	2,51	6.387	157
1	0,785	1,13	8,84	2,27	7.070	141
1,1	0,950	1,23	8,13	1,88	8.572	118
1,2	1,131	1,34	7,46	1,58	10.220	97,8
1,25	1,227	1,39	7,19	1,45	11.050	90,5
1,3	1,327	1,44	6,94	1,34	11.940	83,8
1,4	1,539	1,55	6,45	1,16	13.840	72,3
1,5	1,767	1,64	6,09	1,01	15.880	63



Les résistances données plus haut se rapportent à la température normale d'intérieur, et peuvent être employées avec une précision suffisante dans presque tous les cas. Il convient de se rappeler que dans la plupart des cas la résistance des métaux croît avec la température, et que si la température des métaux est très élevée, ou si l'on veut obtenir des résultats très rigoureux, les effets de température doivent être pris en considération.

## Les lois de Kirchhoff.

Deux règles, connues sous le nom de lois de *Kirchhoff*, permettent de résoudre des problèmes compliqués, rencontrés dans les circuits électriques. Ces règles étaient implicitement contenues dans les explications précédentes concernant les circuits

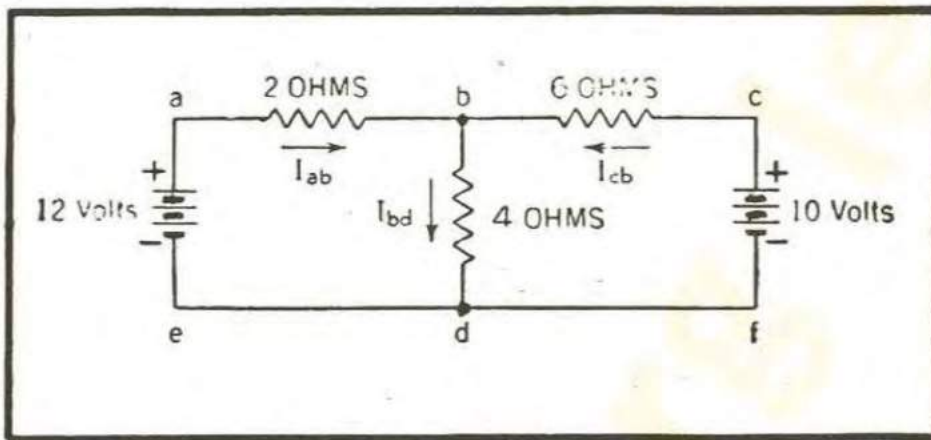


FIG. 2-9. — Circuit illustrant les lois de Kirchhoff.

série et parallèle. Nous allons les donner maintenant sous une forme générale.

1. — *Le courant arrivant à un point de jonction de conducteurs électriques est égal au courant qui quitte la jonction.*

2. — *La somme des tensions de piles ou générateurs, insérés dans*

*un circuit fermé, est égale à la somme des chutes de tension le long du même circuit.*

*Exemple.* — On peut illustrer les règles ainsi énoncées en calculant le courant qui parcourt la résistance de 10 ohms de la figure 2-9. Les courants sont désignés par  $I_{ab}$ , symbole précisant qu'il s'agit du courant dans le tronçon entre  $a$  et  $b$ ,  $I_{cb}$  étant le courant traversant le tronçon  $cb$ , et  $I_{bd}$  étant le courant entre les points  $b$  et  $d$ .

Si on utilise la première loi de Kirchhoff au point  $b$ , on a :

$$I_{ab} + I_{cb} = I_{bd}.$$

La deuxième loi de Kirchhoff, le long du circuit  $cabd$  donne :

$$2 I_{ab} + 4 I_{bd} = 12.$$

On a également, avec la deuxième loi de Kirchhoff, le long du circuit  $fcbd$  :

$$6 I_{cb} + 4 I_{bd} = 10.$$

Les trois équations ci-dessus contiennent les trois inconnues  $I_{ab}$ ,  $I_{cb}$  et  $I_{bd}$ . Étant donné que l'on a  $I_{ab} = I_{bd} - I_{cb}$ , la deuxième équation peut être écrite sous la forme

$$2 I_{bd} - 2 I_{cb} + 4 I_{bd} = 12,$$

ou,

$$6 I_{bd} - 2 I_{cb} = 12.$$

En multipliant les deux côtés par trois, et en ajoutant à la troisième équation, on obtient



$$\begin{array}{r}
 18 I_{bd} - 6 I_{cb} = 36 \\
 4 I_{bd} + 6 I_{cb} = 10 \\
 \hline
 22 I_{bd} = 46 \\
 I_{bd} = \frac{46}{22} = \frac{23}{11} = 2 \frac{1}{11}
 \end{array}$$

## Méthode de superposition.

Une autre méthode conduisant à la solution d'un circuit comportant plusieurs sources de tension est basée sur un principe souvent employé dans la théorie de l'électricité. Son énoncé est le suivant : *le courant dans un fil est la somme des courants résultant de l'action de chaque source considérée isolément, les autres sources étant considérées comme court-circuitées.*

*Exemple.* — Dans la figure 2-9, la part de  $I_{bd}$  due à la batterie de 12 V, peut être calculée en court-circuitant la batterie de 10 V.

La résistance équivalente de l'ensemble des résistances de 4 et de 6 ohms en parallèle est  $(6 \times 4)/10 = 2,4$ . Elle est en série avec la résistance de 2 ohms, de sorte que le courant total est :

$$I = \frac{12}{4,4} = \frac{30}{11}$$

Six dixièmes de ce courant passent par la résistance de 4 ohms, de sorte que le courant délivré par la batterie de 12 V est :

$$\frac{30}{11} \times \frac{6}{10} = \frac{18}{11} = 1 \frac{7}{11} \text{ A.}$$

La partie du courant dans  $fd$ , due à la batterie de 10 V, peut être obtenue en court-circuitant la batterie de 12 V. La résistance équivalente parallèle est :

$$\frac{2 \times 4}{6} = \frac{8}{6} = 1 \frac{1}{3} \Omega$$

Elle est en série avec la résistance de 6 ohms, ce qui fait que le courant total est :

$$I = \frac{10}{7\frac{1}{3}} = \frac{30}{22} = \frac{15}{11} \text{ A.}$$

Un tiers seulement de ce courant passera dans la résistance de 4 ohms. Ainsi donc, la part de courant due à la batterie de 10 volts est :

$$\frac{15}{11} \times \frac{1}{3} = \frac{5}{11} \text{ A.}$$

Le courant total est donc :

$$1 \frac{7}{11} + \frac{5}{11} = \frac{23}{11} = 2 \frac{1}{11} \text{ A.}$$

La réponse obtenue par cette méthode est évidemment la même que celle obtenue par les lois de Kirchhoff.



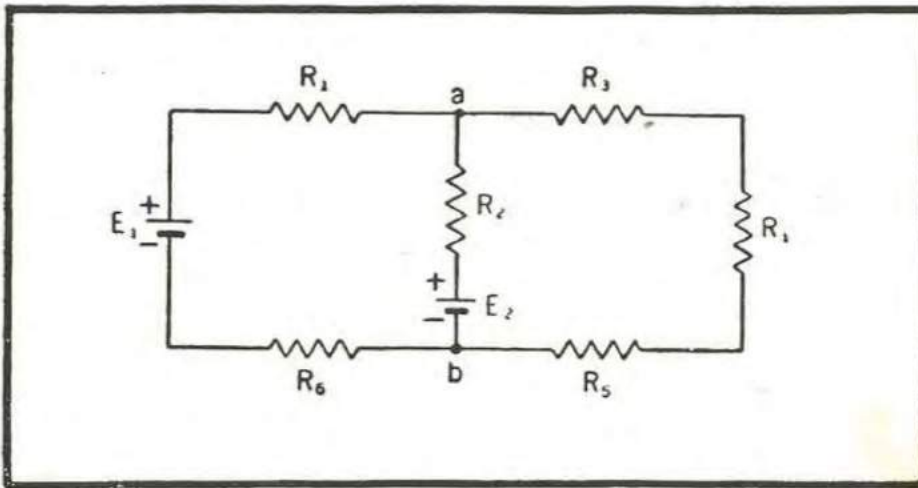


FIG. 2-10. — Circuit de l'exercice 2-11.

alimenté à partir de deux générateurs de 125 V, branchés en série, comme l'indique la figure 2-11. Déterminer la tension aux bornes de chaque résistance de charge, si tous les fils de distribution sont en fil de cuivre de 65/10 mm.

### Puissance et énergie.

La nature du flux d'électrons à travers les conducteurs a été décrite dans la première partie de ce chapitre. L'agitation et l'accroissement du mouvement désordonné des molécules, du fait qu'elles sont continuellement heurtées par les électrons libres détachés, produisent un accroissement de la température. Le passage d'un courant à travers un conducteur résistant est donc toujours accompagné d'un dégagement de chaleur. La relation entre le courant, la tension et la résistance du circuit, d'une part, et la transformation de l'énergie en chaleur, d'autre part, est un élément important dans l'étude des circuits électriques. Si nous nous reportons une fois de plus au circuit hydraulique de la figure 2-1, nous pouvons remarquer, qu'à débit constant, l'énergie emmagasinée dans le circuit par la pompe sera doublée si la pression est doublée. Elle sera doublée également si la pression reste constante et que le débit soit doublé. Une variation de puissance similaire a lieu dans le cas des circuits électriques. La puissance transformée en chaleur dans une résistance est donc directement proportionnelle au produit du courant et de la tension. Cette relation s'écrit :

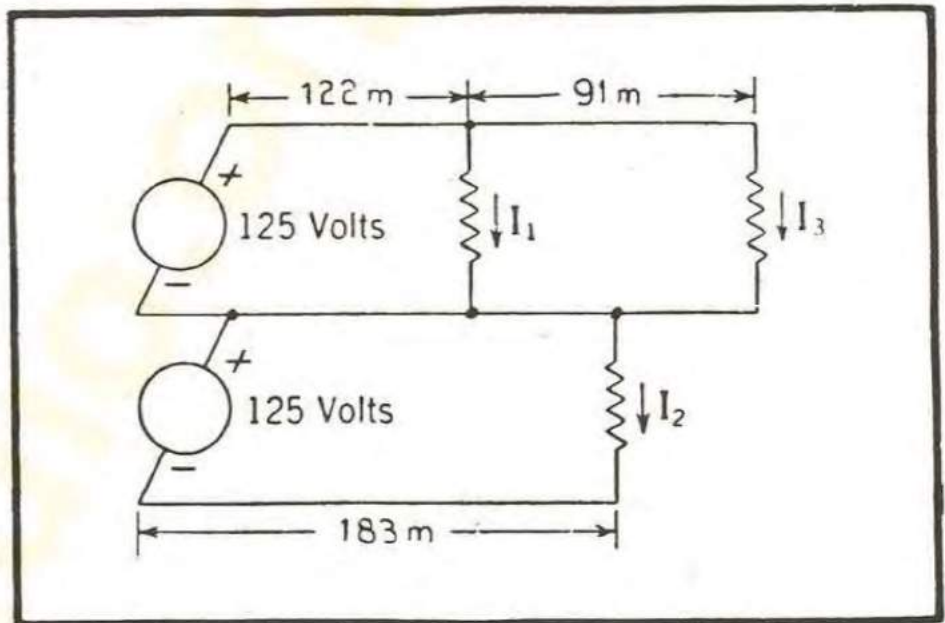


FIG. 2-11. — Circuit de l'exercice 2-12.

### Exercice 2-11.

Calculer la tension entre le point *a* et *b* de la figure 2-10, en employant d'une part les lois de Kirchhoff et d'autre part la méthode de superposition.

### Exercice 2-12.

Un réseau de distribution à trois fils est



$$P = E \times I,$$

P étant exprimé en watts, E en volts et I en ampères. Elle peut servir comme relation de définition du watt ; on l'énonce alors de la façon suivante : *le watt est le taux d'énergie électrique fournie par seconde dans un circuit où un courant de 1 ampère circule sous une tension de 1 volt.*

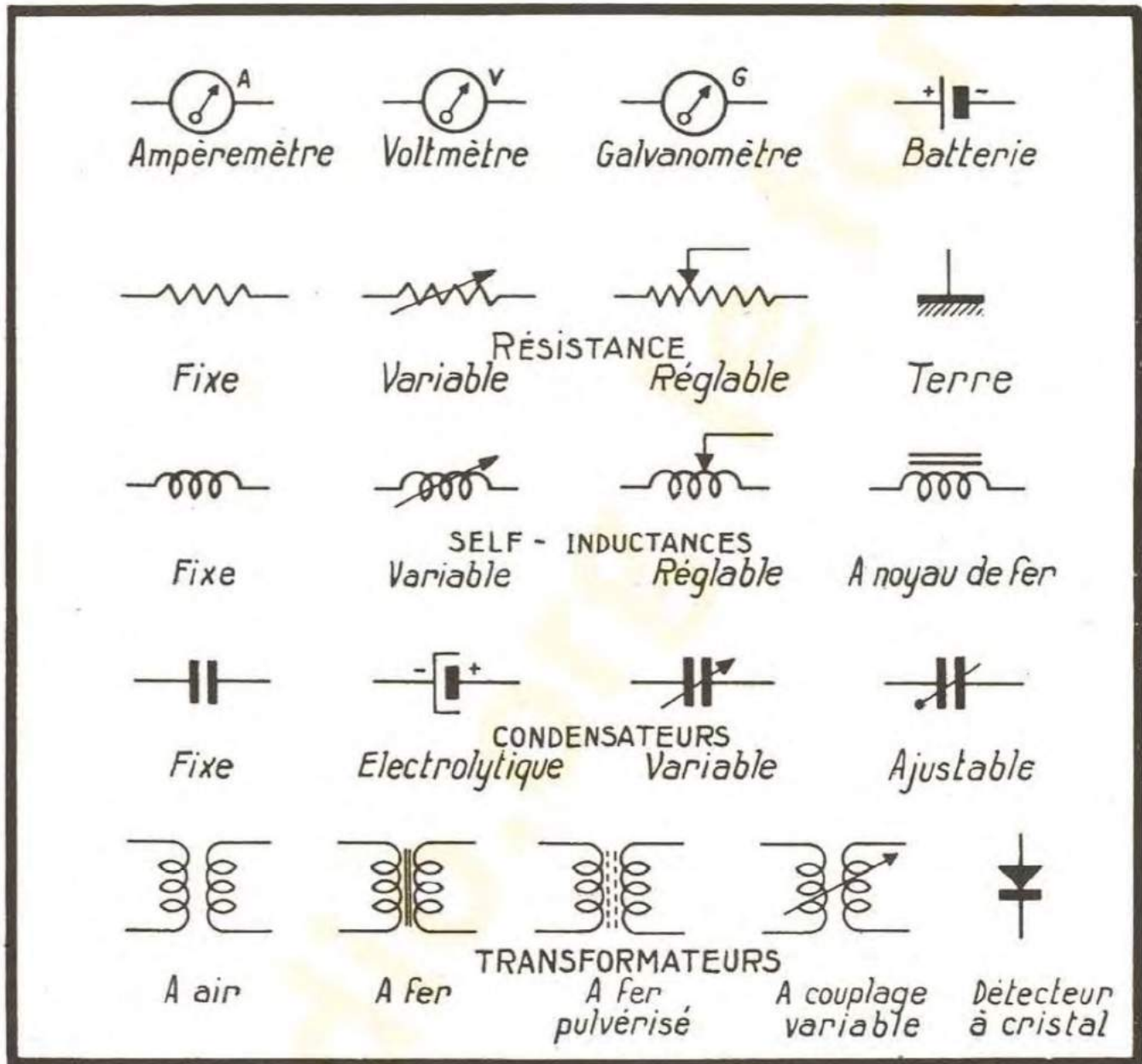


FIG. 2-12. — Symboles employés dans les schémas radio-électriques.

L'équation précédente peut s'écrire de plusieurs autres façons, en faisant intervenir la loi d'Ohm. On a :

$$P = EI = IR \times I = I^2 R;$$

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

La puissance étant la quantité d'énergie transmise par seconde, l'énergie totale est le produit de la puissance par le temps. Ainsi, le watt-seconde ou *joule* est une unité d'énergie, mais comme il représente une quantité d'énergie très faible, l'unité couramment employée est le kilowatt-heure qui représente une puissance de 1 000 watts, c'est-à-dire 1 kilowatt, fournie pendant 1 heure. C'est cette unité qui figure



sur les quittances de la plupart des compagnies de distribution d'électricité.

*Exemple.* — Le filament d'un tube du type 850 est alimenté sous 10 volts par un courant de 3,25 ampères.

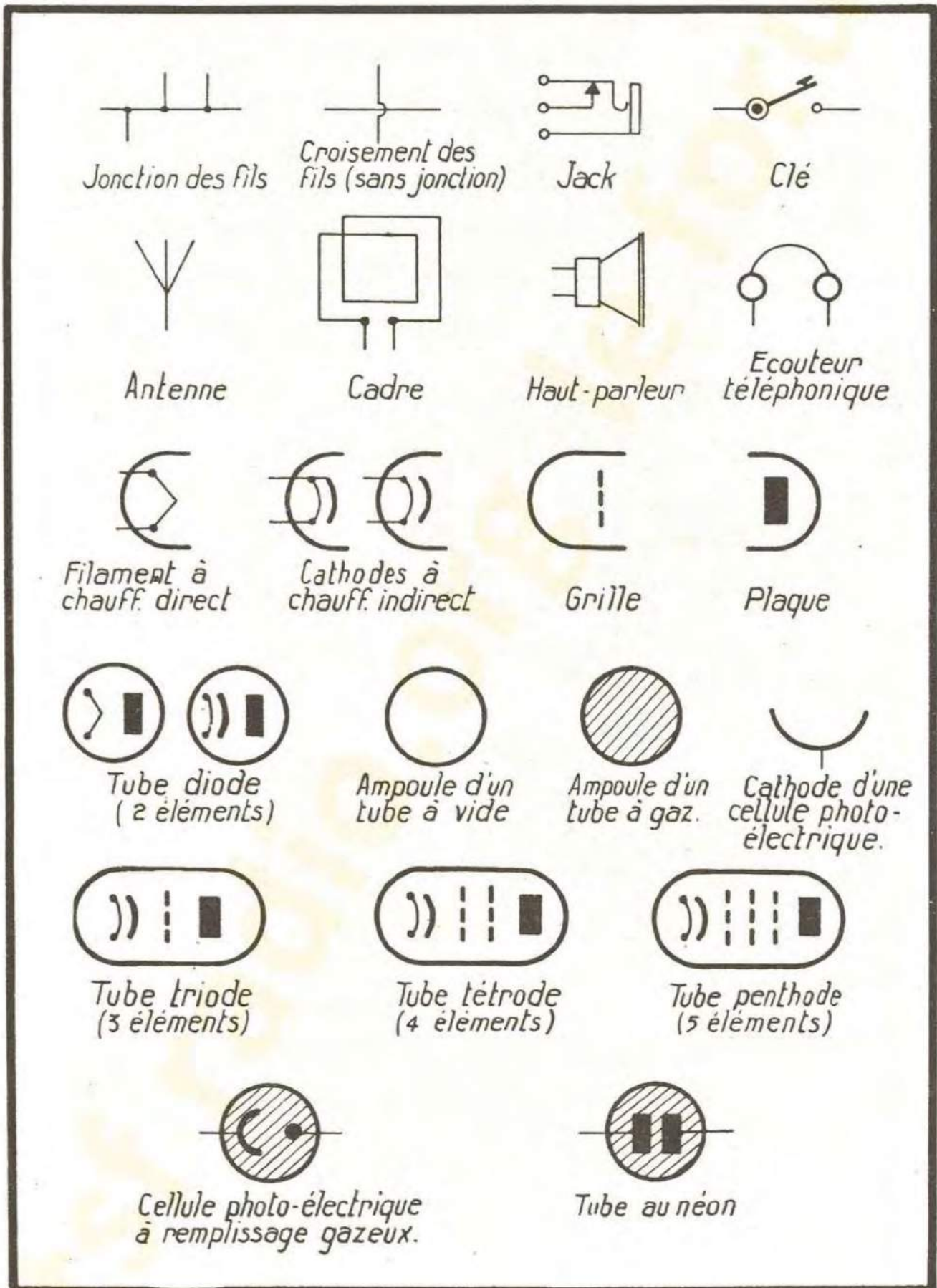


Fig. 2-13.



Quelle est la puissance absorbée par le filament?

Solution :

$$P = EI = 10 \times 3,25 = 32,5 \text{ watts.}$$

## Fusibles .

L'une des applications importantes de l'effet Joule du courant électrique, consiste à insérer dans le circuit un conducteur laissant passer un courant bien déterminé. Quand le courant dépasse sa valeur limite admissible, le conducteur chauffe, fond et coupe le circuit. Ce conducteur s'appelle fusible, et protège les autres appareils du circuit contre les effets destructeurs d'un courant plus fort que celui pour lequel ils sont prévus. Il y a différents modèles de fusibles, qui vont de quelques milliampères à plusieurs centaines d'ampères. Placés dans un circuit pour le protéger, ils ne doivent pas être remplacés par des fusibles de calibre supérieur, ni par de gros conducteurs, si on veut qu'ils assurent correctement leur fonction d'ouvrir le circuit sous l'effet d'une surintensité.

## Symboles et abréviations .

Différentes sortes d'appareils sont utilisés en radio-technique, et les circuits sont souvent très compliqués. Pour simplifier le plus possible leur représentation, on emploie un ensemble de symboles désignant les différents éléments des circuits. Nous avons rassemblé ces divers signes dans les figures 2-12 et 2-13. A côté de chaque signe est donné le nom de l'élément, ainsi que le nom de l'abréviation et de l'unité correspondante.

L'échelle très étendue des quantités utilisées en radio-électricité a conduit à l'utilisation de nombreuses unités qui sont des fractions décimales de l'unité de base. Ainsi, par exemple, le millivolt représente la millième partie du volt. La liste des préfixes et le rapport entre la nouvelle unité et l'unité de base est donnée dans la table 1-2. Il faut toutefois garder présent à l'esprit que les lois des circuits sont exprimées en ohms, ampères et volts, et toutes les autres unités doivent être ramenées à celles-ci pour conduire aux solutions correctes.

## Piles et batteries de piles .

Une source de tension, souvent employée en radio-électricité, est la pile électrique ou la batterie de piles. Il existe deux types de batteries. La pile sèche ne sert qu'une seule fois et devient inutilisable lorsqu'elle est usée. On l'emploie dans les appareils portatifs et, d'une manière générale, partout où de faibles puissances doivent être fournies pendant un intervalle de temps réduit. Le deuxième type est désigné sous le nom d'accumulateur ; on peut le recharger, en le faisant traverser par un courant de sens inverse à son sens normal d'utilisation. Les accumulateurs emmagasinent une plus grande quantité d'énergie que les piles sèches et sont utilisés comme source principale d'énergie pour les émetteurs et récepteurs transportables, dans tous les cas où la charge des accumulateurs peut s'effectuer facilement comme à bord de voitures automobiles.



**Pile sèche.** — La figure 2-14 donne le schéma d'une pile sèche. L'électrode positive de la pile est un gros crayon de charbon placé au centre d'un cylindre en zinc, qui forme l'électrode négative. L'électrolyte, constitué par une solution de chlorate d'ammonium, est mélangé avec une matière poreuse inerte dont on revêt la paroi intérieure du cylindre en zinc. Entre ce revêtement et le crayon au carbone, on insère

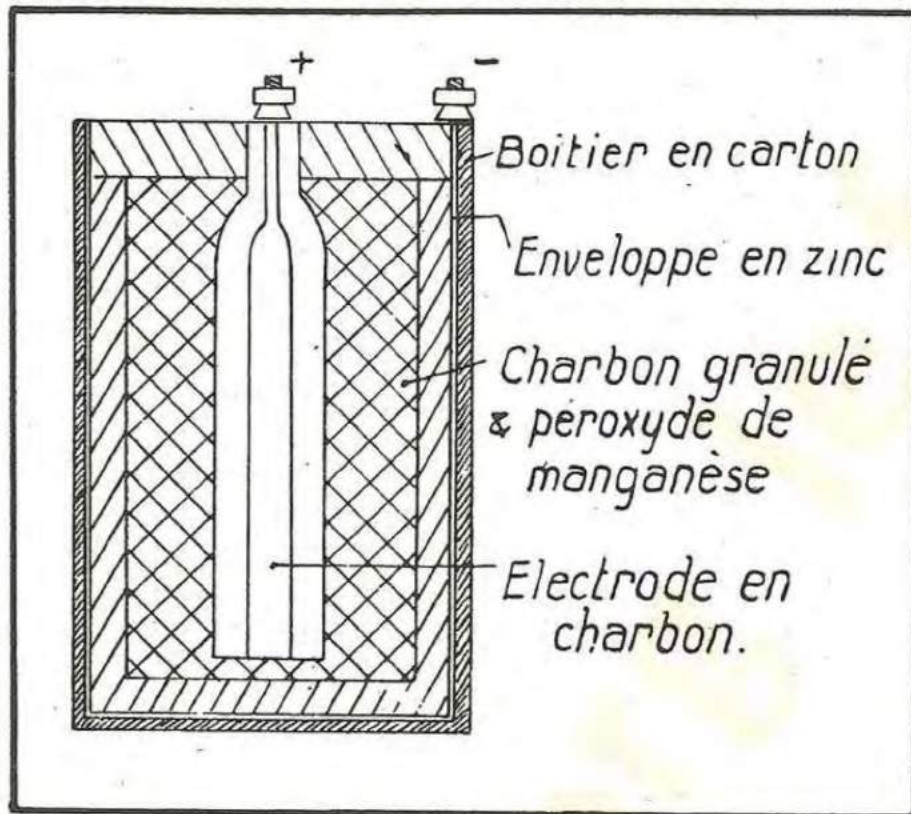


FIG. 2-14. — Pile sèche.

un mélange poreux d'oxyde de manganèse et de granules de charbon. Cette substance porte le nom de dépolariseur et son rôle est d'absorber le gaz d'ammonium et d'hydrogène, qui se dégage à l'électrode positive, et qui tend à la rendre isolante. Le sommet de la pile est scellé par un aggloméré isolant de sorte que seules les bornes, connectées au charbon et à l'enveloppe de zinc, sont visibles. L'ensemble est en-

fermé dans un boîtier en carton qui le protège et l'isole. Quand on désire obtenir des tensions élevées et quand les courants demandés sont faibles, un certain nombre de petites piles sont reliées en série et montées dans un boîtier commun ; plusieurs bornes intermédiaires permettent d'utiliser les différentes tensions. Une telle pile fournit souvent la tension anodique des tubes à vide.

**Accumulateurs.** — L'accumulateur en plomb, de loin le plus répandu, consiste en une plaque positive de peroxyde de plomb, et en une plaque négative de plomb poreux ou spongieux, dans une solution d'acide sulfurique à faible concentration. La structure habituelle des accumulateurs légers, du type portatif, consiste en des carcasses en alliages de plomb et d'antimoine (voir fig. 2-15). Ces carcasses sont remplies avec du plomb qui donne, après une transformation électro-chimique, du peroxyde de plomb sur la plaque positive. Le peroxyde de plomb est une substance chimique active, alors que la grille n'agit que comme support physique de la réaction chimique et comme conducteur électrique pour le courant développé par cette réaction. Une grille similaire est employée pour la plaque négative, mais elle est remplie avec du plomb qui, après formation, devient très spongieux.

La figure 2-16 montre une plaque positive et une plaque négative seules, alors que la figure 2-17 représente plusieurs de ces plaques assemblées en groupes. Sur la figure



2-18, on voit des plaques séparatrices, en bois poreux et fibre-verre. Les plaques du groupe positif sont insérées entre les plaques négatives, avec interposition de fines plaques en bois, verre, caoutchouc ou combinaison de ces substances. L'ensemble est ensuite installé dans un récipient en caoutchouc, avec un couvercle supportant les bornes, et le tout est disposé dans le boîtier extérieur comme le montre la figure 2-19. L'acide sulfurique est ensuite introduit par le trou de remplissage prévu à cet effet dans le couvercle.

Cette construction a l'avantage de mettre la plus grande surface possible au contact de l'électrolyte, la distance entre les plaques positives et négatives étant réduite au minimum, et conditionnée simplement par l'épaisseur des plaques séparatrices. Ces plaques sont suffisamment poreuses pour n'offrir qu'une faible résistance au flux des ions porteurs des charges électriques, mais elles assurent l'isolement mécanique et électrique des électrodes.

L'ensemble des réactions chimiques qui se déroulent dans un accumulateur en

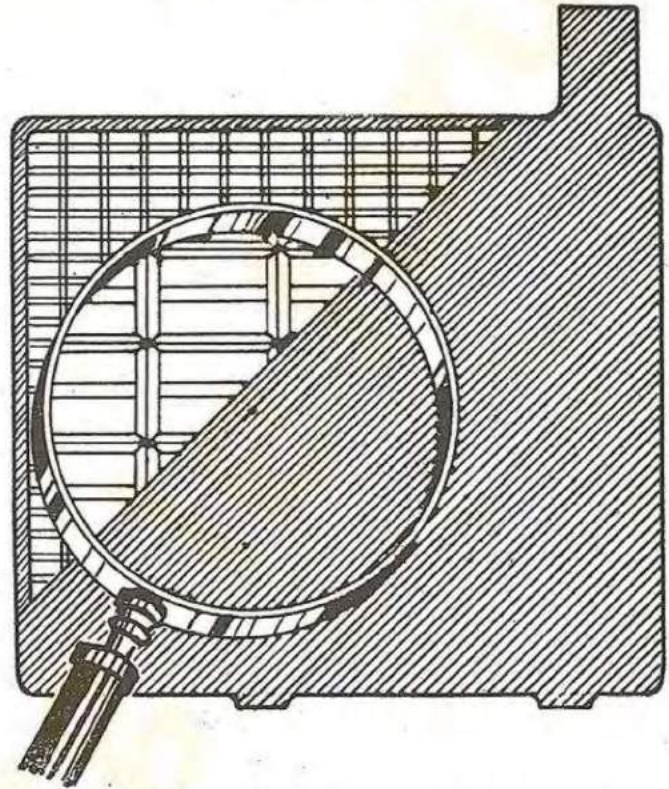


FIG. 2-15. — Grille d'accumulateur, partiellement remplie de substance active.

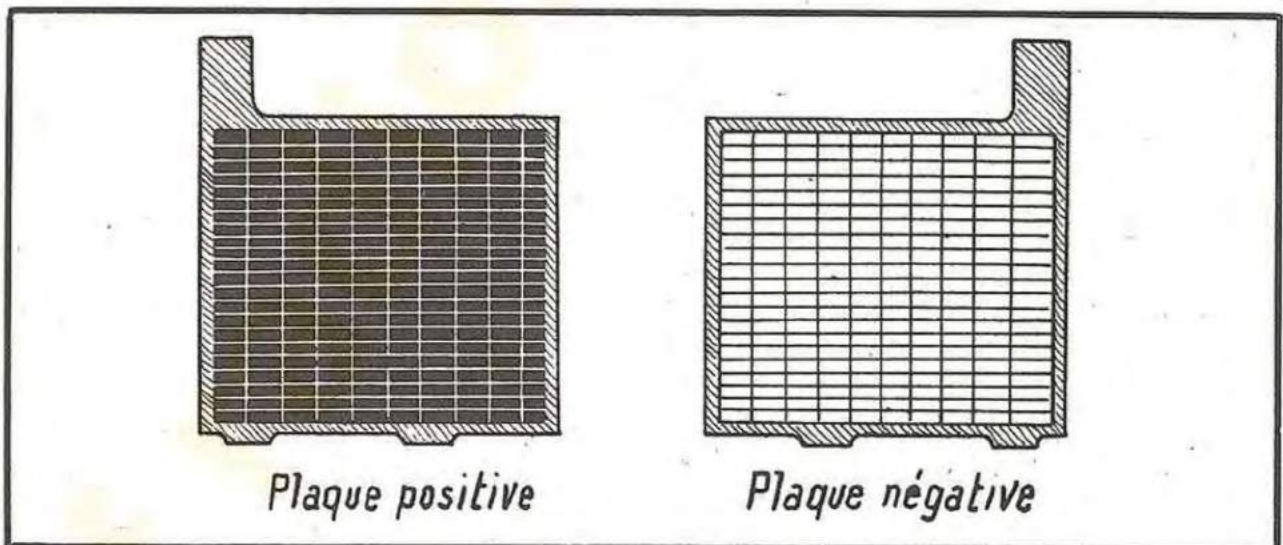


FIG. 2-16. — Plaques d'accumulateur.

fonctionnement, est assez complexe, mais le résultat final est qu'au fur et à mesure que l'accumulateur se décharge, les plaques substituent du sulfate de plomb à leur substance active.



Le sulfate de plomb a tendance à durcir et à se cristalliser lorsque l'accumulateur n'est pas chargé pendant longtemps. On a donc intérêt à toujours maintenir chargés

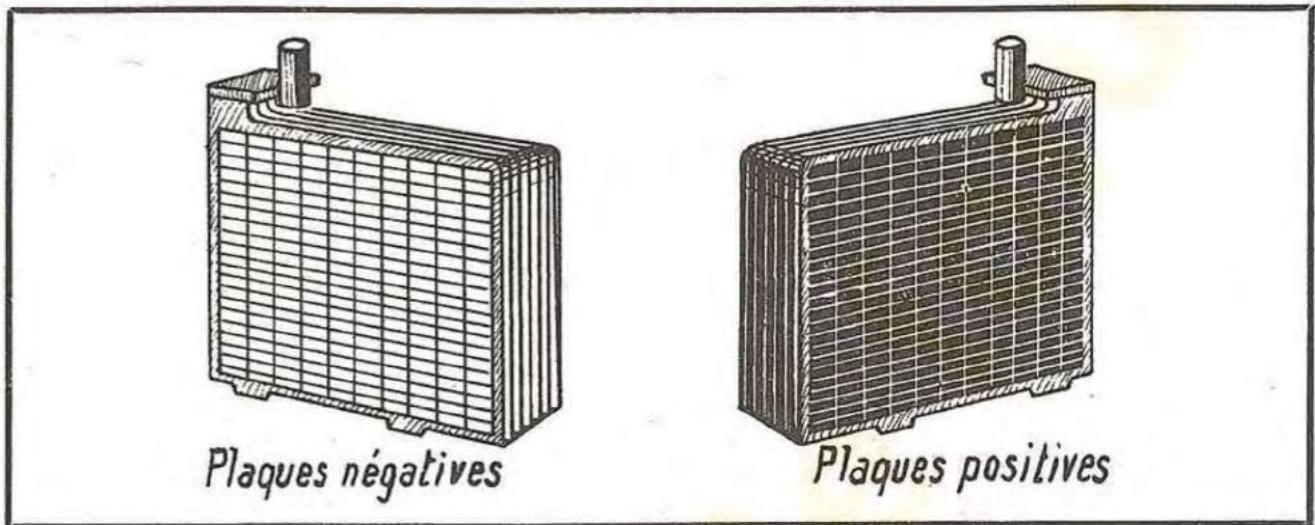


FIG. 2-17. — Plaques d'accumulateur assemblées.

les accumulateurs au plomb. Un accumulateur qui reste souvent déchargé sera hors service bien avant le délai normal.

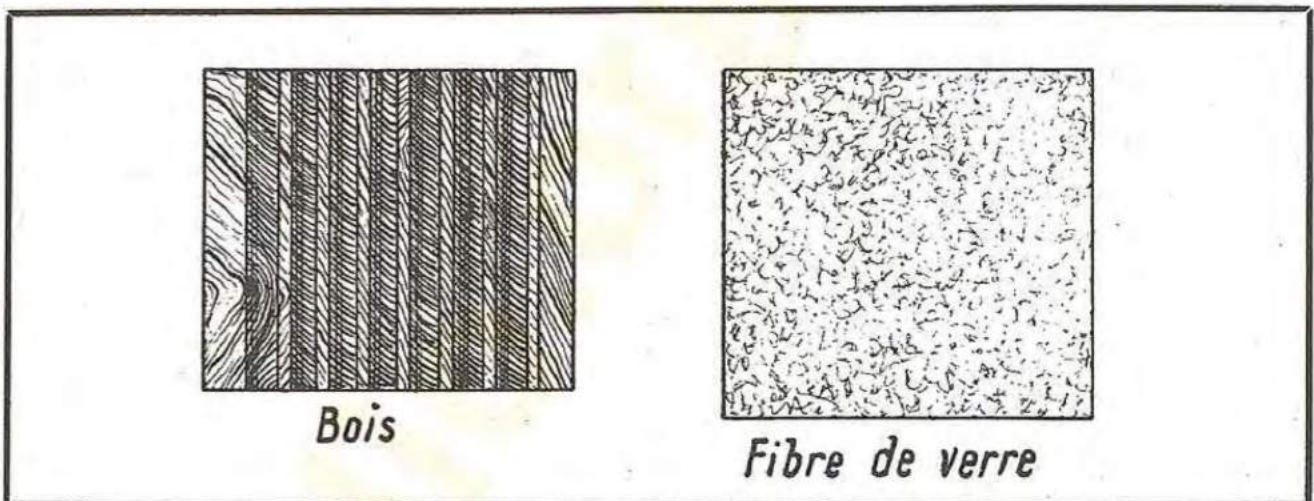


FIG. 2-18. — Plaques séparatrices.

**Résistance intérieure et polarisation.** — Aussi bien dans la pile sèche que dans l'accumulateur, la source d'énergie est de nature chimique, et les produits de la réaction chimique peuvent tendre, soit à isoler les électrodes, soit à produire des concentrations chimiques (ou des concentrations d'ions) ayant pour effet de réduire la tension aux bornes lorsque l'accumulateur débite un courant. Cet effet s'appelle la polarisation, et se prolonge quelquefois après que le courant a été arrêté. Normalement, l'accumulateur est conçu de telle manière que cet effet est à peu près neutralisé après un certain temps de fonctionnement. Tout le processus est équivalent à une résistance, et porte le nom de résistance intérieure de la batterie.

L'effet de polarisation est beaucoup plus sensible dans le cas de la pile sèche que dans celui de l'accumulateur.



## Electromagnétisme.

Le phénomène du magnétisme est étroitement lié à celui de l'électricité. L'aimant en fer à cheval, et sa propriété d'attirer des objets en fer et en acier, sont universellement connus. De toute évidence, cette attraction est le résultat d'une perturbation dans l'espace qui environne l'aimant; en effet, un champ magnétique prend naissance, comme nous l'avons indiqué par les lignes reliant les pôles Nord et Sud, sur la figure 2-20.

La figure 2-21 représente deux aimants, le pôle Nord de l'un étant placé en face du pôle Sud de l'autre. Les lignes du flux magnétique vont du pôle Nord au pôle Sud; comme ces pôles s'attirent, nous pouvons dire, dans ce cas, que les lignes de flux magnétique tendent à se raccourcir, comme le feraient des élastiques en caoutchouc.

Sur la figure 2-22, les deux pôles Nord sont en face l'un de l'autre, et les lignes de flux magnétique doivent quitter chacun d'eux pour retourner en direction des pôles Sud. Elles s'aplatissent donc les unes contre les autres, et comme les pôles du même nom se repoussent, nous pouvons dire, que dans ce cas, les lignes de flux magnétique exercent sur eux une poussée latérale.

L'expérience montre que les fils parcourus par un courant électrique sont le siège

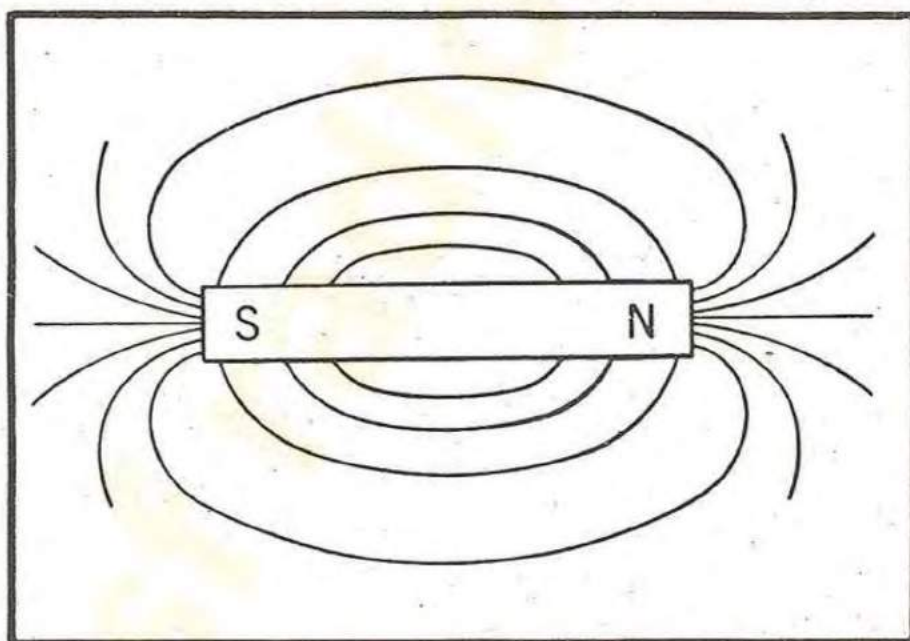


FIG. 2-10. — Champ magnétique d'un barreau magnétisé.

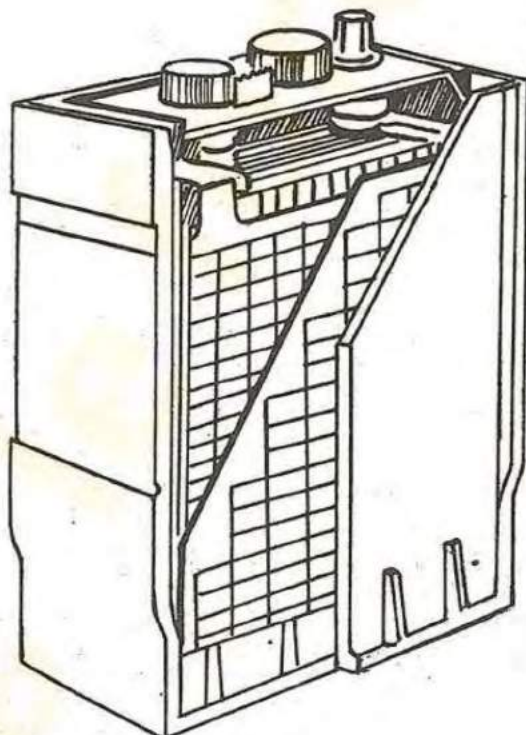


FIG. 2-19. — Un accumulateur au plomb assemblé (la coupe permet de voir les détails de réalisation).

de phénomènes magnétiques. On voit, sur la figure 2-23, un fil traversé par un courant allant de droite à gauche. Le pôle Nord d'une boussole placée au-dessus du fil pointera hors de l'observateur et indiquera que les lignes de flux ont la même orientation. On peut énoncer la règle de la main droite qui rappelle, sous une forme simple, l'effet

magnétique du courant électrique : si la main droite est disposée autour du fil, avec le pouce



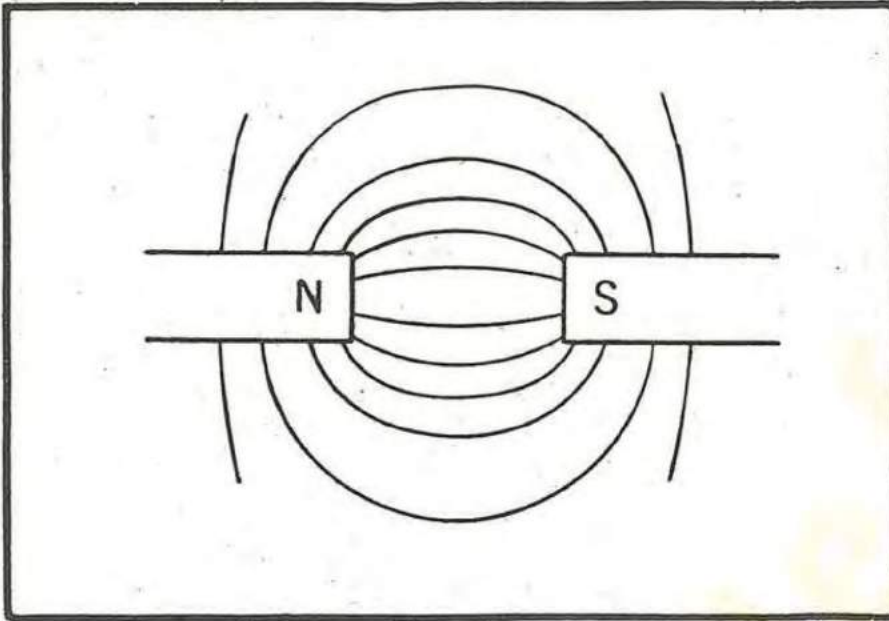


FIG. 2-21. — Champ magnétique autour de deux pôles de signes contraires.

pointant dans la direction du courant, les doigts indiquent la direction du flux magnétique. Si le fil est bobiné autour d'un tube cylindrique, les effets magnétiques des différentes spires s'ajoutent et produisent un effet analogue à celui d'un aimant naturel (voir fig. 2-24). L'intensité du champ magnétique dépend de l'intensité du courant et du nom-

bre des spires de la bobine. Cela explique que l'ampère-tour ait été adopté comme unité de force magnéto-motrice. L'ampère-tour peut être défini comme étant la force magnétique produite par un courant de 1 ampère passant dans une bobine comportant 1 spire. Ainsi, un courant de 3 ampères circulant dans une bobine de 5 spires, produira une force magnétique de 15 ampères-tours.

### Le fer conducteur de magnétisme.

Si un barreau de fer non aimanté est placé dans une bobine parcourue par du courant, on observe que l'intensité du champ magnétique augmente notablement. Cet accroissement est dû au fait que le fer se comporte comme un conducteur du flux magnétique. Le rapport entre le flux produit dans le fer, et celui obtenu dans l'air, avec la même force magnéto-motrice, est variable, et peut aller de plusieurs centaines jusqu'à six ou sept mille pour les aciers commerciaux.

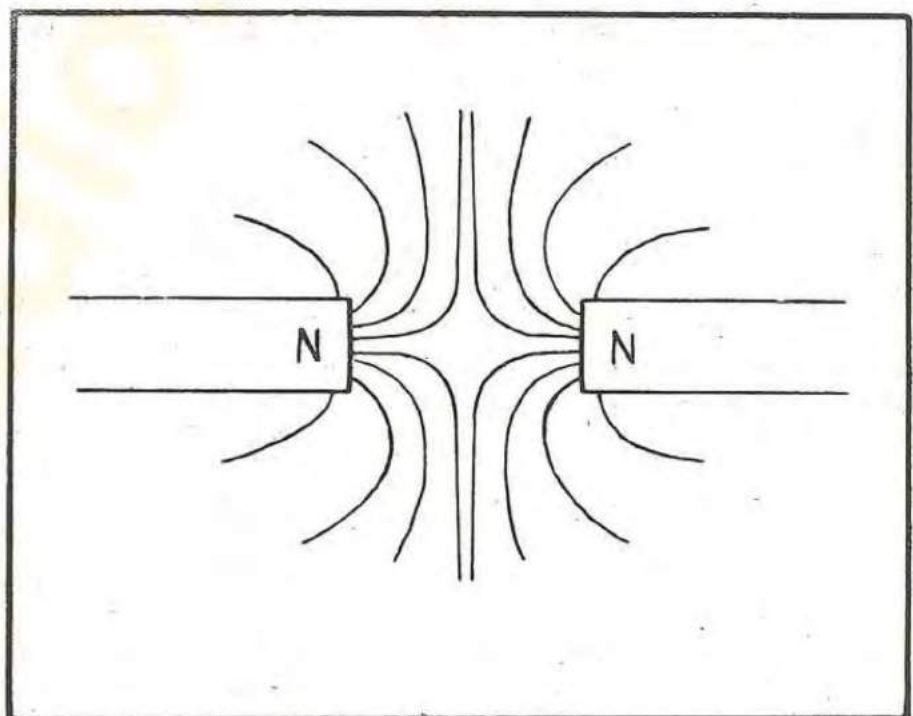


FIG. 2-22. — Champ magnétique autour de deux pôles de signes semblables.



La constitution de certains contacteurs illustre bien comment on utilise, dans les équipements électriques, le fer et l'acier pour canaliser le flux magnétique. Une bobine est placée sur un assemblage de fer en U, et une armature, en fer également, est suspendue de telle façon, que dans les conditions normales elle retombe, sous l'effet de la pesanteur. Quand la bobine est alimentée par un courant continu, le flux produit attirera cette armature et le contacteur sera fermé.

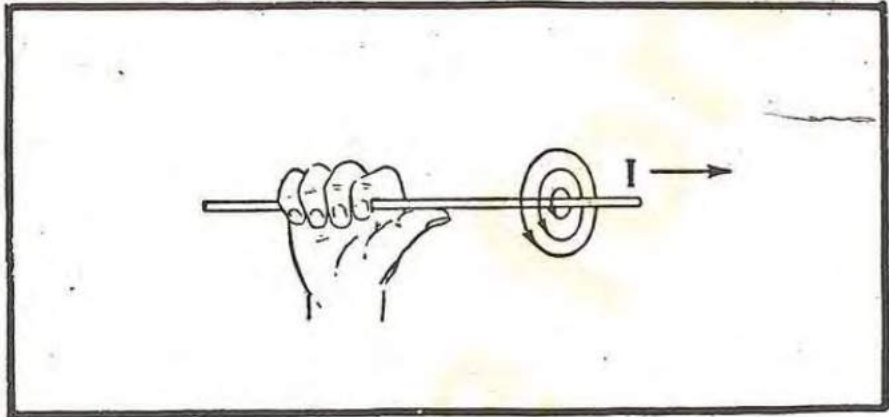


FIG. 2-23. — Règle de la main droite.

**Caractéristiques magnétiques du fer.** — Le fer et l'acier sont d'une importance essentielle dans la construction de l'appareillage électrique, et il est utile d'étudier les propriétés du fer et des autres matériaux magnétiques dans lesquels le fer rentre comme élément de base.

Les recherches scientifiques ont montré que la propriété qu'a le fer, d'augmenter le magnétisme d'un électro-aimant, vient du fait que la molécule du fer est elle-même

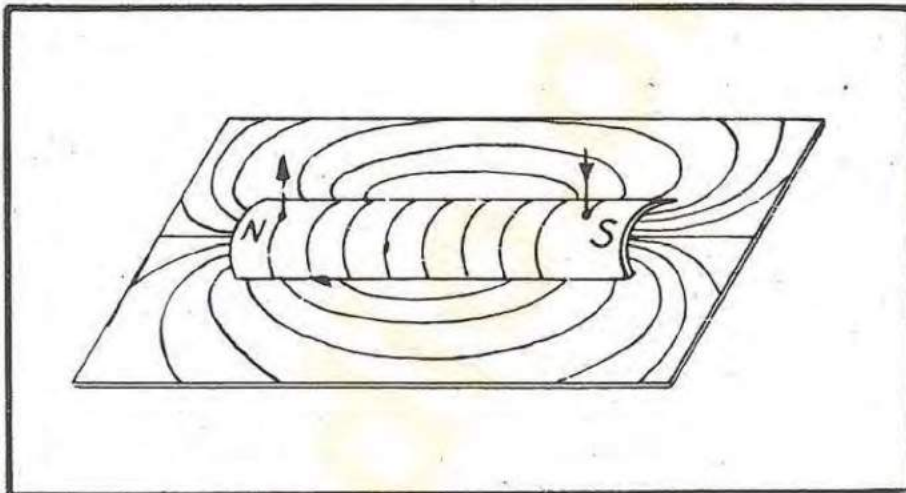


FIG. 2-24. — Champ magnétique d'une bobine parcourue par un courant.

un électro-aimant de très petites dimensions. Dans un fer doux, non aimanté, les molécules ont une orientation quelconque, et on n'observe aucun effet extérieur. Lorsque le fer est placé dans une bobine parcourue par un courant, les molécules tendent à s'aligner sur le champ, et leur force

magnéto-motrice s'ajoute à celle de la bobine. Si on remplace le fer doux par un acier au carbone, l'alignement des molécules ne sera pas aussi net que dans le cas du fer doux, parce que les tensions intermoléculaires sont ici beaucoup plus fortes. Par contre, une fois retiré de la bobine, l'acier dur conservera presque tout son magnétisme, et pourra être appelé aimant permanent. La résistance interne à l'alignement magnétique des molécules porte le nom d'hystérésis, et on peut tracer la courbe indiquant la variation du flux magnétique en fonction du champ magnétisant. Cette courbe a la forme d'une boucle.

Différentes courbes d'hystérésis sont représentées sur la figure 2-25. Celle de



gauche est caractéristique des aciers utilisés dans les moteurs, les génératrices et les transformateurs. La courbe du milieu est celle des aimants permanents, et celle de droite des bobines et des transformateurs des circuits téléphoniques (avec des courants faibles). On détermine la courbe d'hystérésis en faisant croître la force magnéto-motrice, et en mesurant le flux magnétique jusqu'à ce que le maximum soit atteint (en  $a$  sur la courbe du milieu de la fig. 2-25). On diminue ensuite la force magnéto-motrice, et le flux tombe jusqu'en  $b$ , après quoi il est nécessaire, pour qu'il continue à tomber, d'inverser le sens de la force magnétisante et de la faire croître jusqu'à  $c$  et  $d$ . Le point  $d$  représente le maximum dans la direction opposée. La force magnétisante est ensuite ramenée à zéro, inversée et amenée à nouveau jusqu'à la valeur représentée par le point  $a$ . On peut noter qu'une force magnéto-motrice plus grande est nécessaire pour

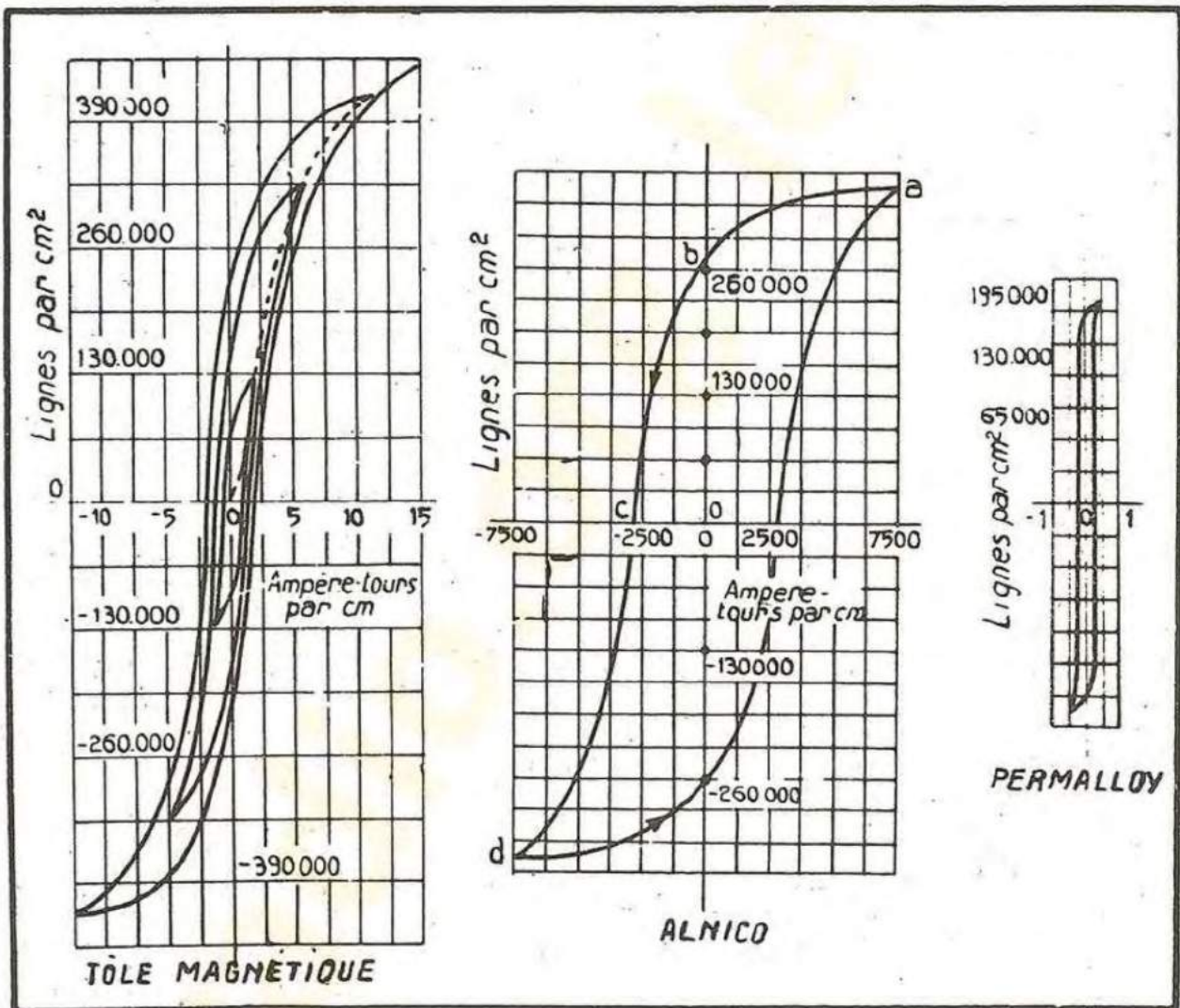


FIG. 2-25. — Quelques exemples de courbes d'hystérésis.

obtenir le même effet quand le flux magnétique croît, que quand il décroît. La distance horizontale entre les deux côtés de la boucle d'hystérésis fournit donc la mesure de l'effet d'hystérésis. La perte d'énergie correspondant à chaque renversement du magnétisme est proportionnelle à la surface de la courbe, tandis que le magnétisme résiduel est donné par le segment  $ab$ . La force magnéto-motrice inverse, nécessaire pour ramener le flux au zéro, est donnée par  $ac$  et porte le nom de force coercitive. Le flux moyen produit par une force magnéto-motrice alternée sera défini par la



courbe joignant les points des différentes courbes d'hystérésis. Une telle courbe, connue sous le nom de courbe d'aimantation, sert à déterminer l'effet d'un noyau de fer dans un transformateur.

Plusieurs courbes d'aimantation sont représentées sur la figure 2-26.

**Aciers pour dynamos et transformateurs.** — Étant donné que les pertes d'énergie sont proportionnelles à la surface de la boucle, il est nécessaire que les aciers utilisés dans les machines à courant alternatif aient des boucles d'hystérésis étroites. On a constaté que les caractéristiques électriques et magnétiques sont meilleures en ajoutant à l'acier une certaine proportion de silicium. La plupart des aciers pour dynamos et transformateurs sont utilisés sous la forme d'assemblages de feuilles découpées de façon à donner le trajet magnétique désiré.

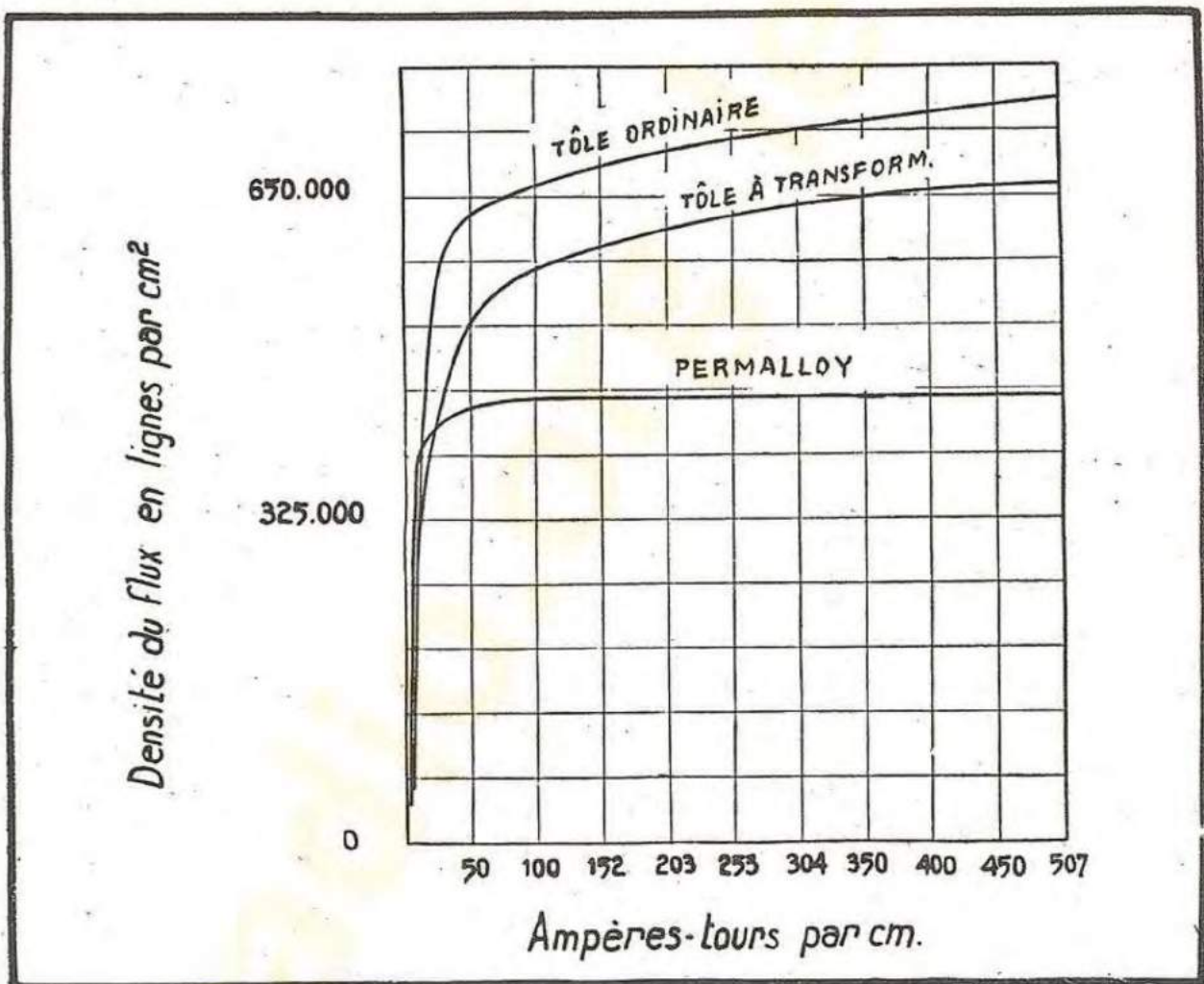


FIG. 2-26. — Courbes d'hystérésis.

**Aciers pour aimants permanents.** — Nous avons déjà indiqué comment l'acier au carbone peut être magnétisé et former des aimants permanents. Cela explique la magnétisation des lames de couteaux, des tourne-vis et autres outils. On a découvert que les alliages où le fer est additionné d'aluminium, de nickel et de cobalt, donnent, après un traitement thermique approprié, des aimants permanents de haute qualité.

D'autres alliages, renfermant des combinaisons de tungstène, de chrome et de



cobalt sont également très employés ; une rétention et une force coercitive élevées les caractérisent.

**Permalloy.** — Une autre substance magnétique, connue sous le nom de permalloy, est constituée par un alliage de fer et de nickel, et donne, après un traitement thermique convenable, un flux très élevé avec une force magnétisante faible ; sa boucle d'hystérésis est très étroite. Le permalloy est employé dans les bobines et transformateurs des circuits téléphoniques, quand les courants qui les parcourent sont faibles.

### Génératrices à courant continu.

Lorsqu'on fait mouvoir un fil à travers un courant magnétique (voir la fig. 2-27), une force électro-motrice prend naissance entre les deux extrémités du fil.

Cet effet est très important, car il est à l'origine de la plupart des machines génératrices de puissance électrique.

La valeur de la force électro-motrice produite dépend de l'intensité du champ, le la longueur du fil qui se trouve dans le champ, et de la vitesse de son mouvement.

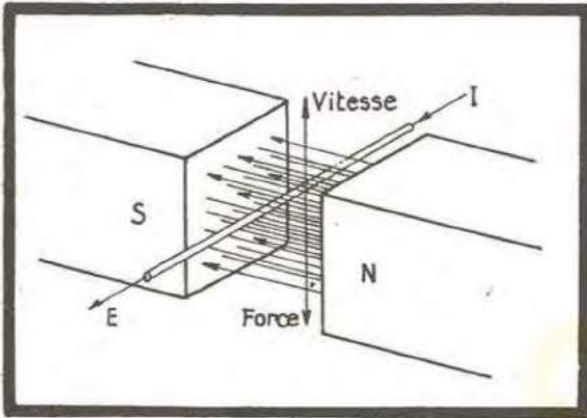


FIG. 2-27. — Relations entre (a) le champ magnétique, la vitesse du mouvement et la tension ; (b) le champ magnétique, le courant et la force.

L'intensité du champ magnétique étant représentée par la densité des lignes de force, la tension produite est proportionnelle à la vitesse à laquelle le fil coupe les lignes de force.

Un autre effet accompagne celui qui vient d'être décrit, c'est celui de l'effort qui s'exerce sur un fil placé dans un champ magnétique et parcouru par un courant. Si le courant circule dans la même direction que la tension créée, la force qui s'exercera sur le fil sera de sens opposé à celui du mouvement. Autrement dit, si le conducteur de la

figure 2-27 se déplace vers le haut, une force électro-motrice prendra naissance, qui tendra à le pousser hors du plan de la figure. Si un courant peut circuler dans le conducteur, ce courant fera naître une force qui tendra à s'opposer au mouvement.

Cette condition découle du principe de la conservation de l'énergie, et explique la transformation de l'énergie mécanique en énergie électrique dans une génératrice. Notons que la force électro-motrice produite ne dépend pas du courant, mais simplement de la valeur du flux magnétique et de la vitesse de rotation de la machine.

D'une façon analogue, le couple électro-magnétique résistant ne dépend pas de la vitesse de la génératrice, mais de l'intensité du champ et de celle du courant.

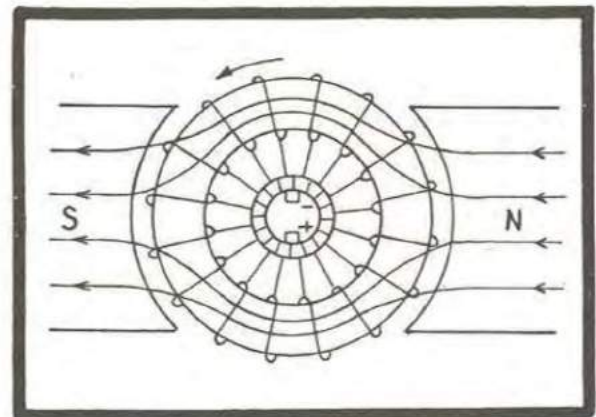


FIG. 2-28. — Schéma élémentaire d'un générateur à courant continu.



La figure 2-28 donne le schéma de principe d'une génératrice à courant continu. Un anneau en fer est monté de façon à pouvoir tourner entre deux masses polaires. Le flux pénètre dans l'anneau du côté du pôle Nord, et ressort du côté du pôle Sud. Un bobinage est disposé autour de l'anneau comme l'indique la figure 2-28, chaque spire étant connectée à une lame de cuivre faisant partie d'un assemblage appelé collecteur. Le collecteur se compose d'un certain nombre de lames en cuivre, isolées les unes des autres par des lames en mica, et montées de façon à former un cylindre parfaitement ajusté. Des balais au charbon établissent le contact avec les lames du collecteur en rotation.

Quand l'armature tourne, les conducteurs de la surface extérieure de l'anneau coupent le flux, et une force électro-motrice prend naissance. Les conducteurs se trouvant du côté du pôle Nord donnent naissance à une tension sortant du plan de la figure. Toutes les tensions s'ajoutent, et la tension globale entre les balais est égale à la somme des tensions produites de ce côté de l'anneau. Les forces électro-motrices qui naissent dans l'autre partie de l'anneau sont toutes dirigées dans le sens opposé du précédent, et elles s'ajoutent également. Pour les deux moitiés considérées, le courant se dirigera donc vers le balai inférieur et sortira du balai supérieur.

Un examen attentif du diagramme montre que la rotation modifiera la position relative des différents conducteurs sur la surface périphérique de l'anneau, mais qu'elle ne changera pas la tension produite entre les balais. On obtient ainsi une génératrice à courant continu.

Si on connecte les balais à un circuit extérieur, un courant passera du balai positif au balai négatif à travers ce circuit ; le même courant traversera également la machine en se divisant en deux courants égaux dans les deux côtés de l'anneau. Le courant dans les enroulements a le même sens que la tension engendrée, de sorte que la force qui s'exerce sur les conducteurs tend à s'opposer au mouvement et à ralentir la génératrice. L'ensemble de ces forces résistantes doit être vaincu par un moteur d'entraînement dont le rôle est de fournir l'énergie mécanique qui sera transformée par la génératrice en énergie électrique.

## **Moteurs à courant continu.**

Si la génératrice décrite ci-dessus est connectée à une ligne fournissant du courant continu, et que le moteur qui l'entraîne est débrayé, elle va d'abord ralentir. Ensuite, la tension engendrée, qui est directement proportionnelle à la vitesse de rotation de la rotation de la génératrice, va diminuer rapidement et le courant produit par la tension extérieure passera dans la direction opposée à celle de la force électro-motrice précédemment engendrée par la machine. Cette inversion donne naissance à une force qui s'exerce sur les conducteurs et qui a le même sens que le mouvement, ce qui explique pourquoi la machine continue à tourner. Couplons une charge quelconque, une pompe par exemple, à la machine, elle ralentit davantage encore, le courant augmente, l'effort moteur augmente également, et la rotation continue. Quand une dynamo travaille dans ces conditions, elle devient un moteur à courant continu.



## Convertisseurs.

Dans la radio, à l'émission principalement, on a souvent besoin de tensions continues très élevées, et la puissance demandée dépasse la capacité des accumulateurs courants. On emploie alors une génératrice à haute tension, mue par un moteur alimenté sous basse tension, à partir d'un accumulateur ordinaire.

Pour réduire le plus possible le poids de l'appareillage, on réunit habituellement les deux machines sur une même carcasse métallique.

L'enroulement moteur est constitué par quelques spires de gros fil, connectées au collecteur d'un côté de la machine, alors que l'enroulement générateur, consistant en un grand nombre de spires en fil fin, est relié au collecteur de l'autre côté.

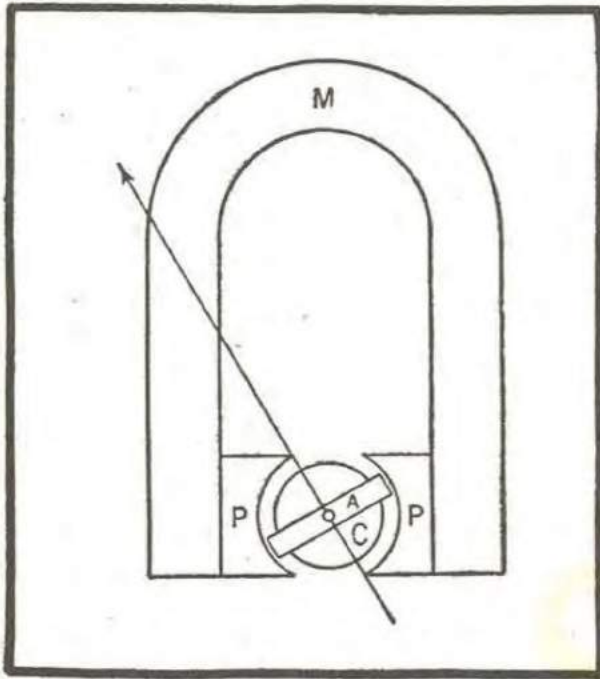


FIG. 2-29. — Galvanomètre d'Arsonval.

basé sur un dispositif mis au point par *Arsène d'Arsonval* en 1881 (d'où leur nom de galvanomètre d'Arsonval). Le schéma de principe de ces appareils est indiqué sur la figure 2-29, alors que la figure 2-31 donne une vue par transparence d'un appareil commercial.

La partie principale de l'appareil est constituée par l'aimant permanent M, auquel sont fixées les pièces polaires P, en fer doux. Le noyau en fer doux C est tenu par des supports en métal non magnétique, eux-mêmes fixés aux pièces polaires. Cet ensemble comporte un espace d'air entre les pièces polaires et le noyau mobile, qui reste constant quelle que soit la position de celui-

Dans la construction courante, on utilise des inducts à tambour, et les conducteurs sont disposés dans des encoches.

## Appareils de mesure.

Les applications pratiques des principes théoriques exposés précédemment dépendent en grande partie de la possibilité de mesurer les amplitudes des courants, des tensions et des résistances en fonctionnement réel. Une brève étude de la théorie et des principes de réalisation des appareils de mesure pour courant continu est donc d'un grand intérêt.

Presque tous les appareils à courant continu employés à l'heure actuelle sont

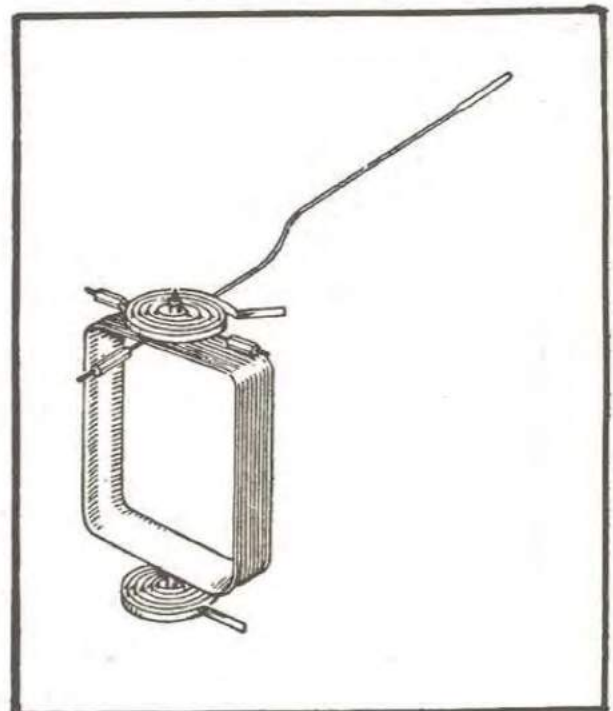


FIG. 2-30. — Équipage mobile.



ci, et qui est le siège d'un champ magnétique radial, constant en amplitude.

Une bobine mobile, comme celle indiquée sur la figure 2-30, est montée sur des pivots d'horlogerie de façon à pouvoir tourner avec un frottement négligeable. La bobine elle-même se compose de plusieurs spires de fil fin, et deux ressorts de rappel en forme de spirale la maintiennent à la position zéro, en l'absence de courant. Ces ressorts servent également comme connexions électriques de la bobine mobile. Une aiguille équilibrée par un contrepoids indique, sur un cadran gradué, la position de celle-ci.

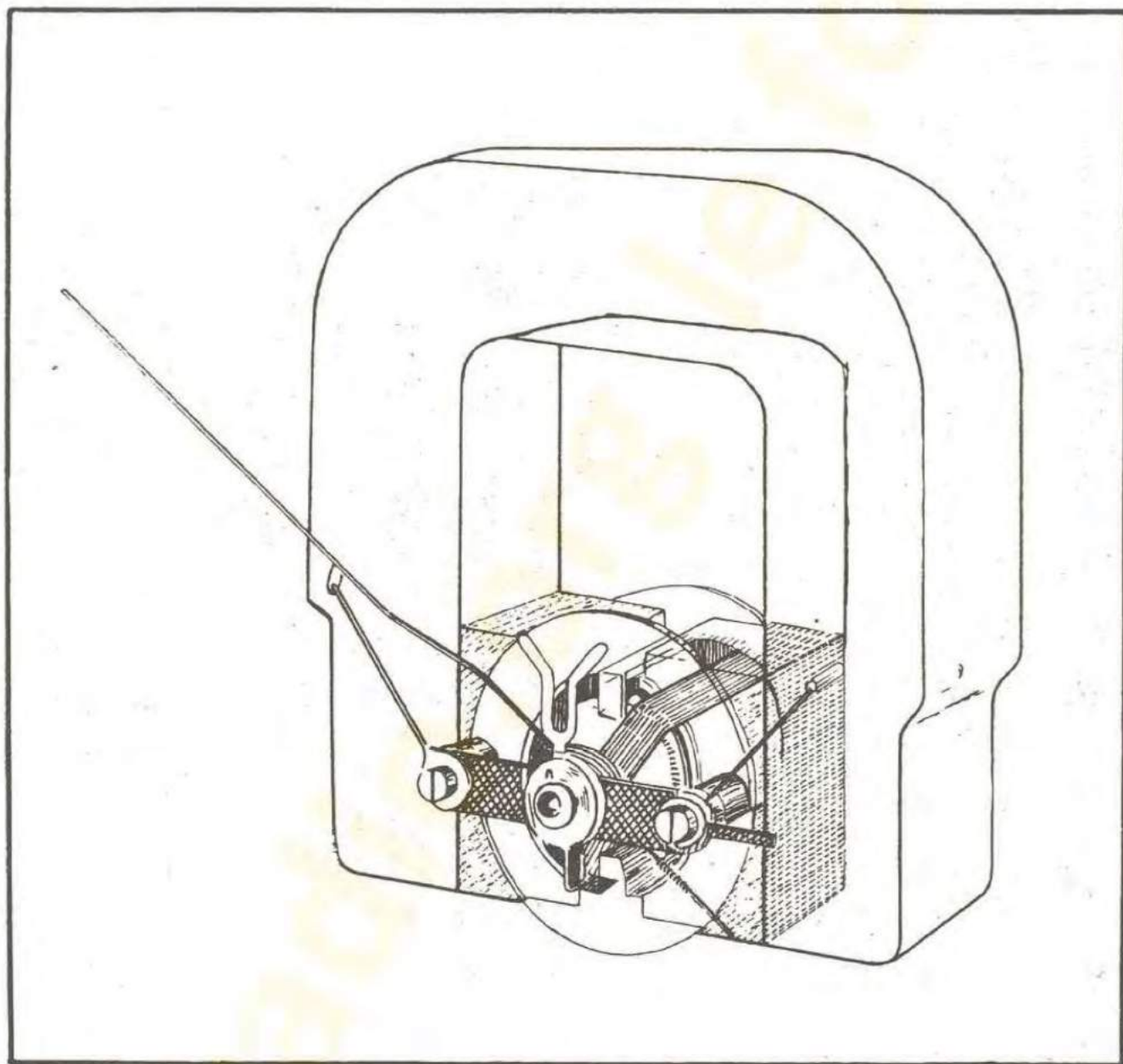


FIG. 2-31. — Vue en transparence d'un galvanomètre d'Arsonval.

Quand la bobine est parcourue par un courant, le couple électro-magnétique créé lui imprime une rotation dont l'amplitude est limitée par la tension des ressorts. Elle est proportionnelle à la force exercée, et, par conséquent, aussi à l'intensité du courant qui parcourt la bobine. L'appareil de mesure pour courant continu est donc normalement un ampèremètre. Il est facile, cependant, de le faire fonctionner en voltmètre ou en ohmmètre à l'aide de circuits auxiliaires.

**Ampèremètre.** — L'appareil qui vient d'être décrit permet d'obtenir une



déviations appréciables de l'aiguille avec un courant extrêmement faible. On emploie donc une résistance de très petite valeur pour laisser passer la majeure partie du courant, et on branche l'appareil en parallèle sur cette résistance, dite de shunt. En utilisant des shunts de différentes valeurs, le même appareil peut servir pour mesurer des courants de différents ordres de grandeur.

**Voltmètre.** — En plaçant, en série avec l'appareil, une résistance de forte valeur, la tension aux bornes d'un circuit peut être déterminée en mesurant le courant qui parcourt cette résistance. Différentes échelles de mesure peuvent être obtenues en ajoutant d'autres résistances en série.

**Ohmmètre.** — En disposant dans le boîtier de l'appareil de mesure une petite pile, et en branchant en série avec la pile et l'appareil une résistance de valeur suffisante pour limiter la déviation au maximum de l'échelle quand les bornes de sorties sont court-circuitées, on obtient le fonctionnement en ohmmètre. En effet, si une résistance est connectée aux bornes de sortie, l'aiguille se place à une position intermédiaire entre le zéro et le maximum et un étalonnage convenable permet de déterminer la valeur d'une résistance d'après la position de l'aiguille.

*Exemple.* — L'un des types d'appareils les plus courants donne la déviation totale de l'aiguille pour un courant de 1 milliampère, avec une tension de 1 volt aux bornes. La résistance interne de cet appareil est donc de 1 000 ohms ; sans résistances auxiliaires, il ne peut servir que comme un voltmètre de 1 volt, ou comme un milliampèremètre de 1 milliampère.

*Exemple.* — *Échelles de mesures des courants.* Ajoutons un shunt de 111 ohms à l'appareil ci-dessus, sa lecture totale sera maintenant de 10 m A. Avec un shunt de 1 ohm, la lecture totale sera de 1 ampère.

*Exemple.* — *Échelles de mesures des tensions.* Avec une résistance série de 9 000 ohms, la résistance totale sera de 10 000 ohms, et la tension pour la totalité de l'échelle sera de 10 volts. Pour une résistance extérieure de 99 000 ohms cette tension sera de 100 volts.

*Exemple.* — *Circuits d'ohmmètre.* Une résistance de 2 000 ohms, utilisée avec une pile de 3 volts, donnera la déviation totale de l'aiguille avec les bornes de sortie court-circuitées. Mais si ces bornes sont reliées à une résistance de 3 000 ohms, la déviation sera moitié de la précédente ; cette déviation peut être marquée 3 000 ohms. Pour changer l'échelle de lecture, on utilise des résistances auxiliaires série et parallèle. Des appareils de ce genre sont couramment employés dans les essais de matériel radio-électrique.

## Quelques aspects de la pratique des circuits.

Nous avons laissé ces quelques questions concernant la pratique des circuits pour la fin de ce chapitre, afin de permettre aux lecteurs de bénéficier des éléments acquis précédemment. L'une de ces questions, c'est la dissipation des résistances et son importance suivant la nature des circuits où elles sont employées. Souvent, une résistance de très forte valeur ne fera passer qu'un faible courant. En général, les résistances sont classées en fonction de leur « wattage », c'est-à-dire de la puissance en watts qu'elles peuvent dissiper sans un échauffement exagéré. Étant donné que cette puissance est égale à  $E^2/R$ , et que la tension aux bornes de la résistance est connue, ou peut être



mesurée facilement, il est facile de déterminer si la puissance réelle est au-dessous, ou non, de celle indiquée par le constructeur. Nombreux sont les circuits, en radio, où des puissances égales ou inférieures à 1 watt suffisent, mais il y a des cas où des puissances

beaucoup plus considérables sont nécessaires.

Un soin particulier doit être apporté au calcul des diviseurs de tension, si l'on veut éviter des échauffements indésirables.

Examinons le circuit classique de la figure 2-32. Les puissances demandées pour les différents tubes sont indiquées, et les résistances nécessaires sont déterminées.

*Exemple.* — Pour rendre le circuit plus stable, on laisse passer

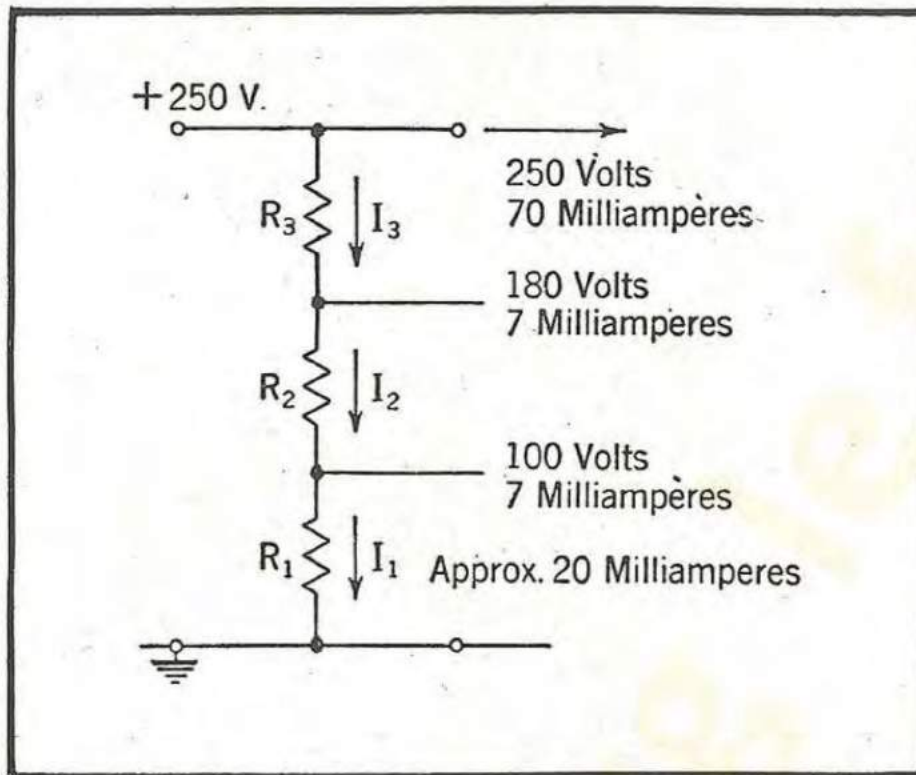


FIG. 2-32. — Diviseur de tension.

un courant permanent  $I_1$  de 20 m A environ dans une résistance « bleeder »  $R_1$ . On demande de déterminer la valeur de la résistance et sa dissipation.

$$R_1 = \frac{E_1}{I_1} = \frac{100}{0,02} = 5\,000 \text{ ohms.} \quad P = EI = 100 \times 0,02 = 2 \text{ watts.}$$

Déterminons maintenant la valeur de  $R_2$ . Le courant dans  $R_2$  comporte le courant de 20 m A du bleeder, auquel s'ajoute le courant de 7 m A qui doit être fourni sous 100 volts ; on a donc :

$$I_2 = 0,020 + 0,007 = 0,027 \text{ A ;}$$

$$E_2 = 180 - 100 = 80 \text{ V ;}$$

$$R_2 = \frac{E_2}{I_2} = \frac{80}{0,027} = 3\,000 \text{ ohms ;}$$

$$P = EI = 80 \times 0,027 = 2,2 \text{ watts.}$$

Finalement,  $R_3$  est calculée d'une manière analogue :

$$I_3 = 0,027 + 0,007 = 0,034 \text{ A ;}$$

$$E_3 = 250 - 180 = 70 \text{ V ;}$$

$$R_3 = \frac{E_3}{I_3} = \frac{70}{0,034} = 2\,000 \text{ ohms ;}$$

$$P = 70 \times 0,034 = 2,5 \text{ watts.}$$



Notons que les valeurs des résistances ont été arrondies aux valeurs standard qu'on trouve dans le commerce.

### Remarque sur l'emploi du voltmètre.

Étant donné que de nombreuses résistances utilisées dans les montages radio-électriques ont des valeurs très élevées, un voltmètre branché en parallèle risque de modifier très notablement la tension que l'on se propose de mesurer. Dans de nombreux appareils, dits contrôleurs universels, le courant nécessaire pour provoquer la déviation globale est très faible, de l'ordre de  $50 \mu\text{A}$ . Sur ces appareils, une échelle de 500 correspondra à une résistance série de 10 mégohms. Un appareil de ce type donnera donc des résultats corrects, alors qu'un appareil qui demande 10 mA pour la déviation totale de l'aiguille fournirait des indications fausses. D'une manière générale, lorsque la résistance du voltmètre est connue, il est possible de déterminer son action dans le circuit.

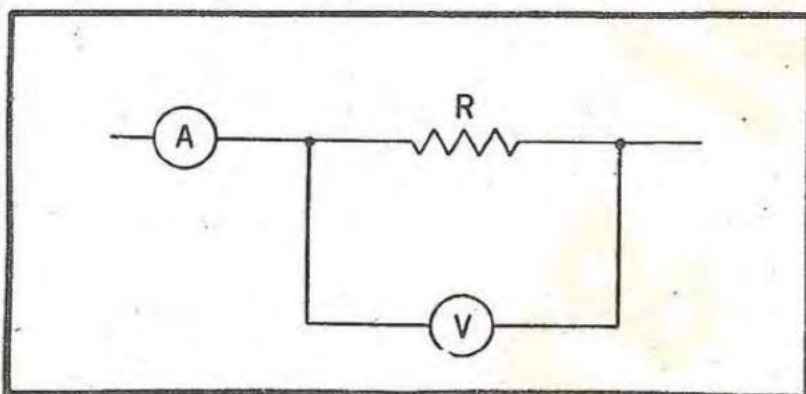


FIG. 2-35. — Détermination d'une résistance à l'aide d'un ampèremètre et d'un voltmètre.

*Exemple.* — Une résistance doit être déterminée en employant un voltmètre et un ampèremètre, sachant que la résistance du voltmètre est de 100 000 ohms. Le schéma de la figure 2-33 est réalisé, et l'on obtient les lectures suivantes : ampèremètre — 1,4 mA ;

voltmètre — 100 V. De par la loi d'Ohm, le courant qui traverse le voltmètre est de réel 1 mA. Comme le courant dans le milliampèremètre comprend ce courant, le courant qui traverse la résistance inconnue est de 0,4 mA. D'où la valeur de cette résistance :

$$R = \frac{E}{I} = \frac{100}{0,0004} = 250\,000 \text{ ohms.}$$

### Réponses aux exercices.

2-1. — (a) 7 ohms ; (b) 6,33 ohms.

2-2. — 105 ohms ; 31,5 V.

2-3. — 218 000 ohms.

2-4. — 7 A ; 14,28 ohms.

2-5. — 5,64 A ; 73,2 %.

2-6. — 2,308 ohms ; 947 ohms.

2-7. — 13,29 A ; 4 A.

2-9. — 12,5 A ; 3,125 A.

2-10. —  $E_{ab} = 39,3 \text{ V}$  ;  $E_{bc} = 180,7 \text{ V}$ .

2-11. —  $E_{ab} = 70,9 \text{ V}$ .

2-12. —  $E_1 = 119,7 \text{ V}$  ;  $E_2 = 118,6 \text{ V}$  ;  $E_3 = 118,45 \text{ V}$ .



## CHAPITRE III

# CIRCUITS A COURANTS ALTERNATIFS

### **Courants alternatifs.**

Nous avons étudié, dans le chapitre précédent, les circuits parcourus par des courants continus. Bien que les circuits à courant continu soient d'une grande importance dans les applications radio-électriques, les systèmes à courant alternatif ont une importance égale, sinon plus grande. On dit qu'un courant, ou une tension, sont alternatifs lorsque leur sens change périodiquement. En d'autres termes, le flux d'électrons se dirige d'abord dans un sens et ensuite dans l'autre, cette inversion se produisant à intervalles réguliers.

La fréquence à laquelle le cycle entier se déroule peut être de 50 fois par seconde comme dans la plupart des réseaux électriques français (aux États-Unis la fréquence du secteur est de 60 p/s), de 20 à 10 000 p/s (dans le cas des ondes musicales), et jusqu'à plusieurs millions de périodes par seconde (dans le cas des ondes utilisées dans les télécommunications et dans d'autres domaines).

Les fréquences basses utilisées pour les courants forts, et les très hautes fréquences radio-électriques sont très approximativement de forme sinusoïdale ; ce sont donc les courants sinusoïdaux qui seront étudiés dans ce chapitre. Les courants dont la forme, plus complexe, reproduit la musique et la parole, seront étudiés dans la dernière partie de ce chapitre.

### **Représentation graphique des ondes sinusoïdales.**

La théorie des circuits radio-électriques est presque entièrement basée sur la notion de la fonction sinusoïdale, et il est très utile d'étudier cette notion de la manière la plus complète et la plus claire.

On a montré au chapitre I que la fonction sinusoïdale pouvait être obtenue à partir d'un rayon-vecteur tournant (voir la figure 3-1). Nous allons reprendre une fois encore cette notion importante. Le rayon  $OR$ , de longueur unité, projeté sur l'axe vertical, donne l'ordonnée de la sinusoïde, alors que son angle  $\alpha$ , en radians, porté sur l'axe horizontal, fournit l'abscisse. La flèche à l'extrémité de  $OR$  indique simplement qu'il s'agit d'un rayon-vecteur. Quand un courant varie de telle sorte qu'à chaque instant son amplitude est représentée en fonction du temps par une sinusoïde, la courbe de la figure 3-1 donne une représentation graphique de ce courant. Supposons, par exemple, que la valeur maximum du courant soit de 10 A, et que sa valeur instantanée passe de zéro au maximum positif, de celui-ci au maximum négatif, et



revient ensuite au zéro en effectuant le cycle entier en  $1/60^e$  de seconde. On peut construire sa courbe représentative en faisant tourner un rayon-vecteur, de longueur égale à 10, à la vitesse de 60 tours par seconde. C'est ce qui a été fait sur la figure 3-2, qui est identique à la figure 3-1, sauf que deux nouvelles échelles ont été introduites, la première pour la longueur des rayons-vecteurs, et la seconde pour sa vitesse, qui

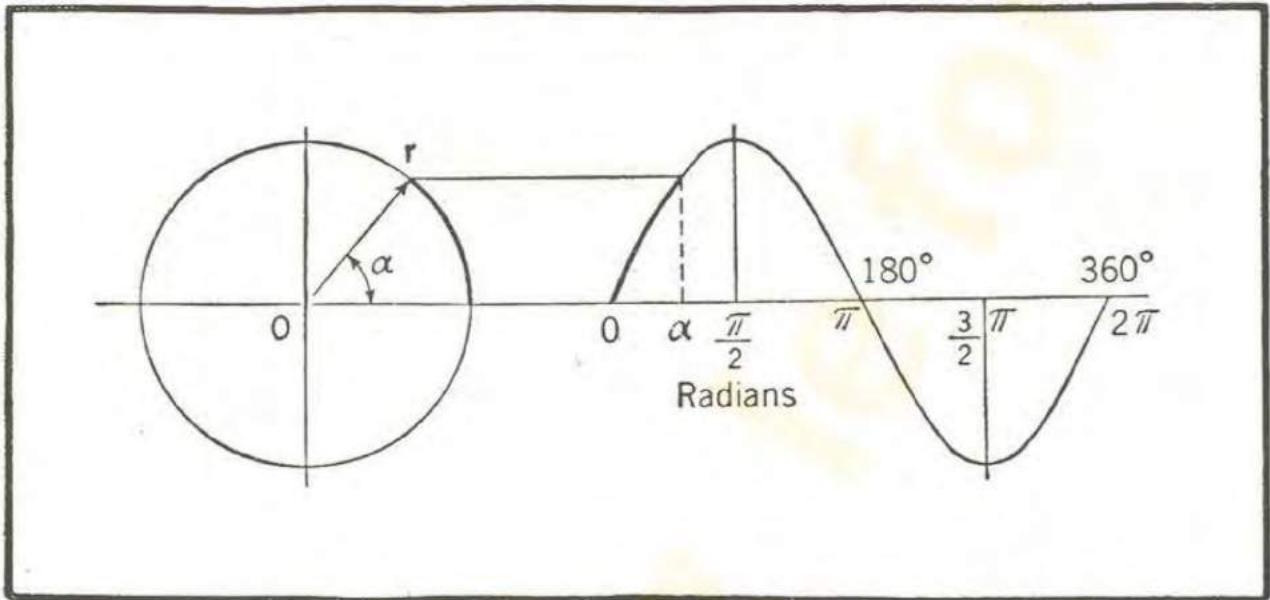


FIG. 3-1. — Rayon vecteur tournant et la construction d'une courbe sinusoïdale.

est de  $2\pi \times 60$  radians par seconde. La sinusoïde elle-même est tracée avec un axe horizontal repéré en secondes (il aurait pu être gradué en radians, en se rappelant qu'une rotation de  $2\pi$  radians est effectuée en  $1/60^e$  sec. Le nombre des cycles complets qui ont lieu en une seconde s'appelle la *fréquence*. La fréquence de 60 cycles par seconde est celle des réseaux de distribution d'électricité aux États-Unis.

### Addition des courants alternatifs.

Il n'est pas possible d'ajouter les courants alternatifs comme les courants continus, car ils n'atteignent pas toujours leurs valeurs maxima au même instant dans les

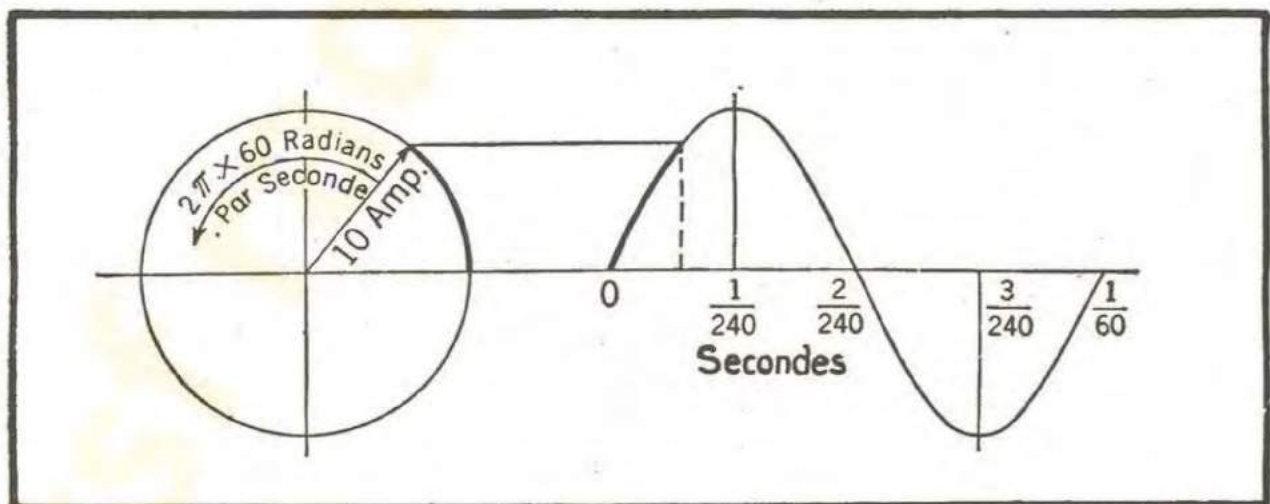


FIG. 3-2. — Rayon vecteur et courbe sinusoïdale représentant la variation d'un courant alternatif.



différentes branches d'un circuit. Pour bien comprendre cette différence, considérons un circuit où un courant de 5 A vient s'ajouter au courant qui le parcourait avant, et qui était de 10 A. Les deux courants ont la même fréquence (60 p/s), mais le courant de 5 A atteint sa valeur maximum  $60^\circ$ , ou  $\pi/3$  radians, après le courant de 10 A. Les valeurs instantanées des deux courants, ainsi que les sommes de ces valeurs instanta-

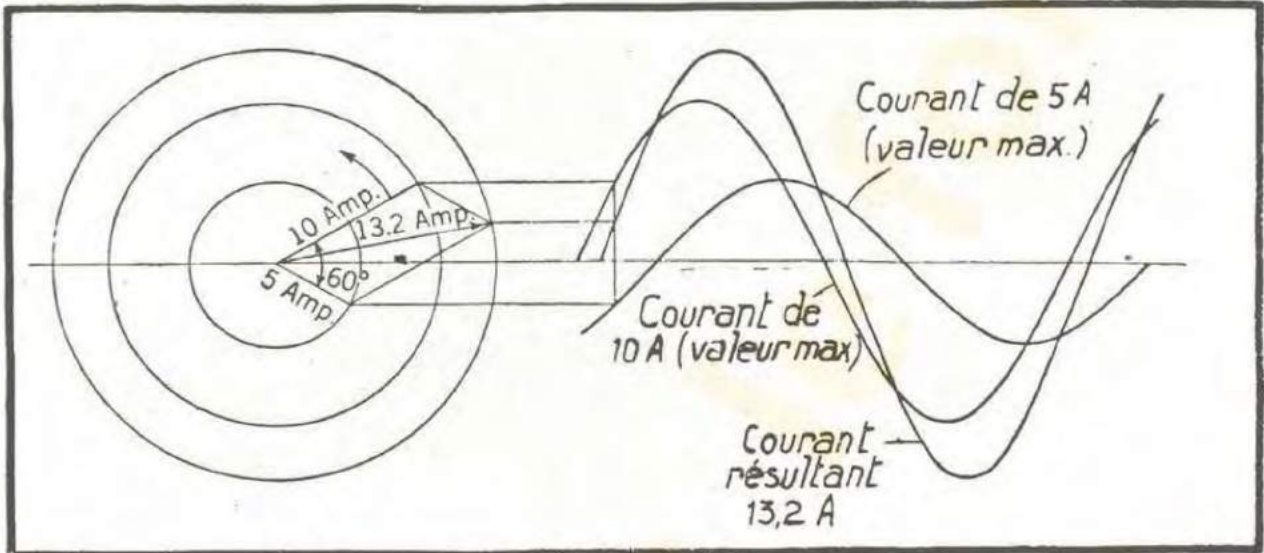


FIG. 3-3. — Addition des courants alternatifs.

nées, sont représentées sur la figure 3-3, où le rayon-vecteur du courant de 5 A est disposé à  $60^\circ$  en arrière de celui de 10 A. On voit que le résultat de l'addition est une sinusoïde, et ce résultat nous amène à considérer une propriété importante des fonctions sinusoïdales : la somme de deux sinusoïdes est une sinusoïde. D'autre part, on peut démontrer que cette nouvelle fonction s'obtient à partir de la diagonale du losange construit avec les deux rayons-vecteurs composants, prise comme nouveau rayon-vecteur.

On voit d'après ce qui précède que ni la sinusoïde tracée, ni le rayon vecteur ne

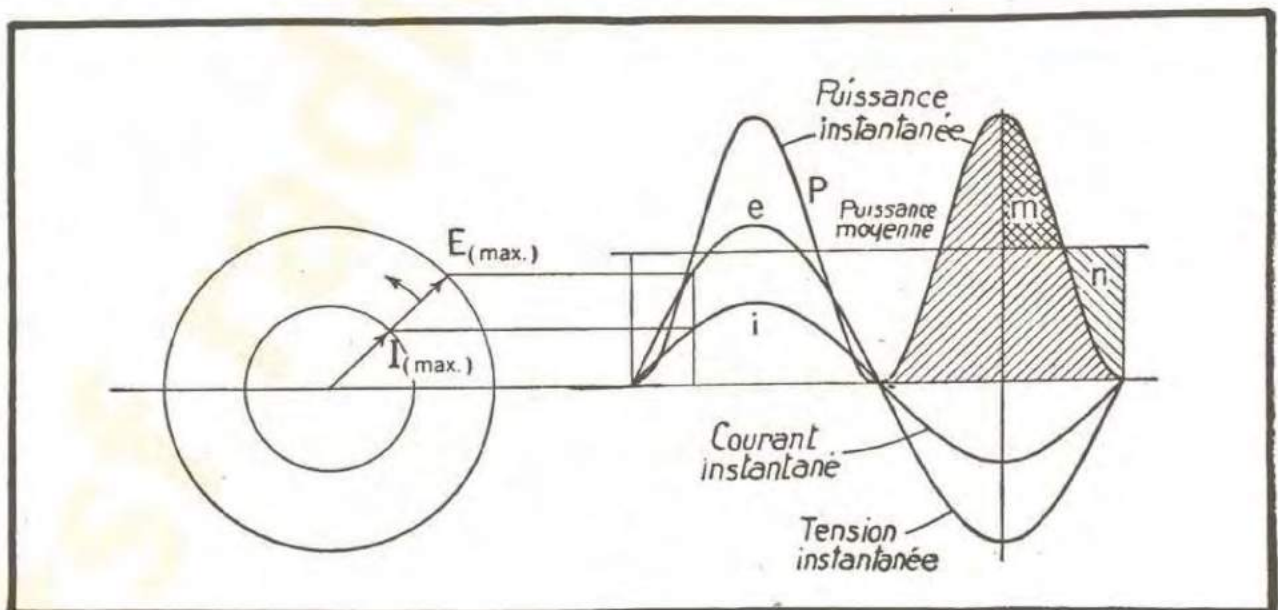


FIG. 3-4. — Courant, tension et puissance dans un circuit résistif.



donnent à eux seuls la représentation complète d'un courant alternatif. Suivant les cas, l'une ou l'autre de ces notions permet de mieux dégager les propriétés des quantités variables étudiées. Dans ce qui suit, nous allons utiliser l'une ou l'autre ; rarement le besoin se fera sentir d'utiliser les deux représentations dans le même problème. Le diagramme sinusoïdal, aussi bien que le diagramme vectoriel, sont particulièrement commodes pour montrer les relations d'amplitude et de phase des courants et des tensions qui interviennent dans un problème ; dans ce cas on emploie des échelles différentes pour les courants et les tensions.

### **Circuits à courant alternatif avec résistance.**

Quand une tension alternative est appliquée à un circuit ne comportant qu'une résistance, telle une lampe ou un filament, le courant est sinusoïdal, et atteint son maximum lorsque la tension atteint sa valeur maximum. Ainsi donc la loi d'Ohm s'applique, à chaque instant, aussi bien dans les circuits à courant alternatif que dans les circuits à courant continu. Le diagramme de la figure 3-4 permet de bien s'en rendre compte. De plus, une courbe a été construite, en calculant pour chaque instant, le produit du courant par la tension. Ce produit est égal à la puissance instantanée et l'on voit qu'il varie du zéro au maximum, et du maximum au zéro, deux fois dans chaque cycle.

### **Valeurs moyennes, efficaces et de crête, des grandeurs alternatives.**

Jusqu'ici, nous avons parlé des courants alternatifs en spécifiant leur valeur maximum (ou de crête). Il peut en résulter certaines confusions lorsqu'on détermine la puissance moyenne. En effet, seule la puissance de crête est égale au produit de la tension maximum par le courant maximum :

$$P_{\text{crête}} = E_{\text{max}} \times I_{\text{max}}.$$

La puissance instantanée, d'où nous déduisons la puissance moyenne, est représentée sur la figure 3-4, et on voit que c'est une sinusoïde de fréquence double. Une droite horizontale passant par le milieu de cette sinusoïde donne la puissance moyenne, qui est égale à la moitié de la puissance de crête. Cette proposition est vérifiée graphiquement, en constatant que la surface hachurée en traits croisés *m* est égale à celle hachurée en traits simples *n*. Comme la surface comprise entre la courbe représentative de l'onde et l'axe des abscisses donne la mesure de l'énergie, il est clair que la puissance moyenne est donnée par la droite qui délimite une surface égale à celle de la courbe représentative de l'onde. La puissance moyenne pour un circuit à résistance peut donc être exprimée par la formule :

$$P_{\text{moy}} = \frac{E_{\text{max}} \times I_{\text{max}}}{2} = \frac{E_{\text{max}}}{\sqrt{2}} \times \frac{I_{\text{max}}}{\sqrt{2}}.$$

Les quantités  $E_{\text{max}}/\sqrt{2}$  et  $I_{\text{max}}/\sqrt{2}$  sont les valeurs du courant et de la tension dont le produit fournit la puissance moyenne ; on les appelle, pour cette raison, valeurs



efficaces du courant et de la tension. Notons tout de suite qu'un courant, dont la valeur maximum serait de 10 A, aurait pour valeur efficace :

$$I_{eff} = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}} = \frac{10}{\sqrt{2}} = 7,07 \text{ A.}$$

On peut parvenir à la notion de la valeur efficace d'une manière différente. Comme il est utile d'avoir  $P = I^2 R$  en courant alternatif, aussi bien qu'en courant continu, le  $I$  en courant alternatif doit être choisi de façon à donner la même puissance moyenne qu'en courant continu. La puissance instantanée étant  $i^2 R$ , où  $i$  est l'intensité instantanée, la moyenne des valeurs  $i^2$  sur une demi-période doit être égale à  $I^2$ . La table 3-1 donne cette moyenne pour un courant de  $I_{max}$  10 A. On trouve une valeur moyenne de 50 et sa racine carrée est 7,07 A. On retrouve donc le résultat précédent. Disons, dès maintenant, que l'emploi des valeurs efficaces est absolument général, et que toutes les fois où le contraire n'est pas précisé, les valeurs indiquées sont des valeurs efficaces. De même, à moins d'une indication spéciale, les appareils de mesure sont gradués en ampères et en volts efficaces.

Table 3-1

**Détermination des valeurs moyennes et valeurs efficaces  
d'un courant sinusoïdal dont la valeur maximum  
est de 10 ampères.**

Degrés	$i$ (ampères)	$i^2$
10	1,74	3,03
20	3,42	11,79
30	5,00	25,00
40	6,43	41,35
50	7,66	58,67
60	8,66	75,00
70	9,40	83,36
80	9,86	97,22
90	10,00	100,00
100	9,86	97,22
110	9,40	88,36
120	8,66	75,00
130	7,66	58,67
140	6,43	41,35
150	5,00	25,00
160	3,42	11,79
170	1,74	3,03
180	0,00	0,00
Somme .....	114,34	900,8
Moyenne .....	6,36	50,0
Courant continu équivalent = $\sqrt{50} = 7,07 \text{ A.}$		



Dans certaines applications, dans les redresseurs d'alimentation par exemple, la véritable mesure de l'efficacité d'un courant est fournie par le flux électronique moyen ; dans ces cas, on emploie la moyenne d'une seule alternance. Comme on le voit dans la table 3-1, un courant continu de 0,636 A donnera un flux électronique global équivalent à un courant alternatif redressé de valeur maximum égale à 10 A. Le courant alternatif moyen est donc égal à 0,636 de sa valeur maximum.

### Vitesse de variation d'un courant sinusoïdal.

Une variable importante à connaître, quand on étudie les circuits à courants alternatifs, est la vitesse de variation du courant. Elle est obtenue simplement en prenant une variation du courant et en la divisant par la variation de temps correspondante. Le rapport obtenu est la pente de la sinusoïde. Dans la figure 3-5, nous avons représenté le courant de 10 A étudié plus haut. En traçant, en  $a$ , la tangente à la courbe,

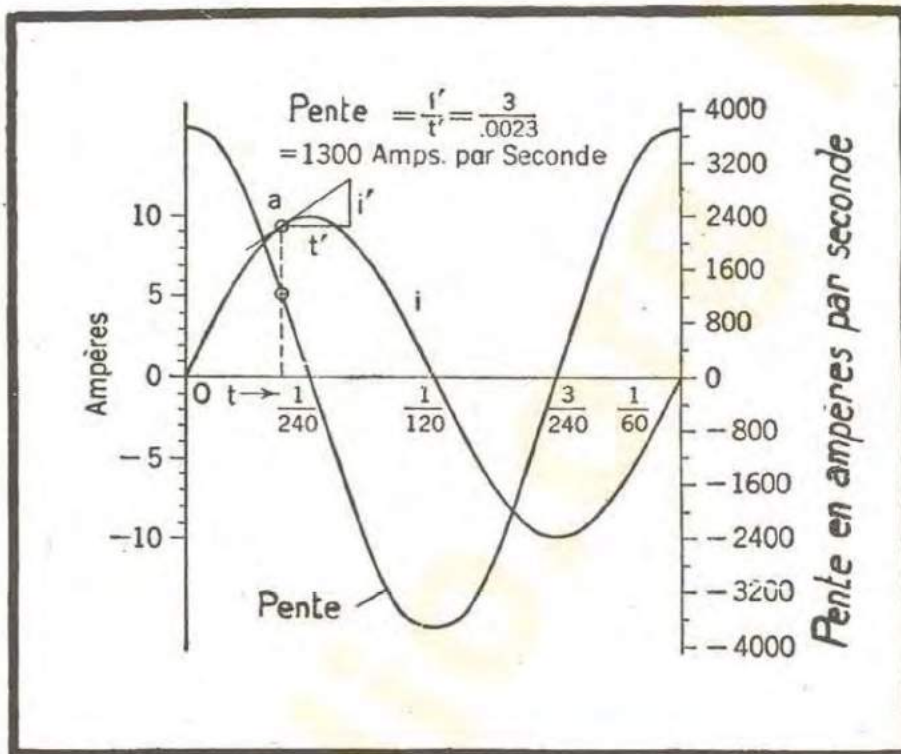


FIG. 3-5. — Vitesse de variation d'un courant alternatif.

on peut calculer la pente en divisant la distance  $i'$ , en ampères, par la distance  $t'$  en secondes. Si on effectue la même opération pour une série d'autres points, on peut tracer la courbe donnant la pente en fonction du temps. Cette courbe sera encore une sinusoïde, mais décalée de  $90^\circ$  par rapport à celle qui représente le courant, et cela constitue une nouvelle propriété importante de la fonction sinusoï-

dale. La valeur maximum de la courbe représentative de la pente est égale à  $2\pi f$  fois la valeur maximum du courant,  $f$  étant la fréquence. Cela s'explique si l'on remarque que la vitesse de variation, quand le courant passe par zéro, est donnée par la vitesse de l'extrémité du rayon-vecteur. Or, cette vitesse s'obtient en multipliant sa vitesse angulaire, qui est de  $2\pi f$  radians par seconde, par sa longueur, qui est égale à la valeur maximum du courant. Cette relation est à la base du calcul de la réactance dans les circuits à courant alternatif.

### Ondes sinusoïdales dans la nature.

Le fait que la vitesse de variation d'une sinusoïde est représentée par une autre



sinusoïde, décalée de  $90^\circ$  par rapport à la première, est l'une des principales raisons pour lesquelles on rencontre si fréquemment cette fonction dans l'étude des phénomènes naturels.

Lorsqu'on jette un caillou dans une eau tranquille, les vagues qui naissent ont une forme sinusoïdale. Un diapason donne un son, c'est-à-dire une variation sinusoïdale de la pression atmosphérique, en fonction du temps. Le pendule d'une horloge transforme son énergie potentielle en énergie cinétique, et inversement, au cours de son mouvement sinusoïdal. De même, une lame encastrée, avec un poids placé à son extrémité, oscille suivant une loi sinusoïdale, en faisant passer son énergie de tension interne en énergie cinétique, et vice-versa. Les oscillations d'un circuit accordé d'un appareil radio sont également de nature sinusoïdale. D'une manière générale, on peut dire que les oscillations électriques ne sont qu'un cas particulier, parmi les nombreux phénomènes où se manifestent les variations sinusoïdales.

## Inductance .

Une bobine de fil possède une propriété très importante qui s'appelle inductance. Nous l'étudierons en faisant d'abord quelques expériences simples, comme le firent, il y a une centaine d'années, les savants qui posaient les fondements de la science électrique. Supposons qu'un fil soit enroulé sur un tube en carton, comme l'indique la figure 3-6, les extrémités du fil étant reliées à un galvanomètre sensible. Supposons que nous introduisions rapidement, dans la bobine, un barreau aimanté (fig. 3-7); on voit l'aiguille du galvanomètre dévier brusquement vers la droite, indiquant qu'une force électro-motrice a été engendrée dans la bobine. Si ensuite l'aimant reste au repos dans la bobine, comme sur la figure 3-8, aucun courant n'est décelé par le galvanomètre. Mais en le retirant brusquement, on constate une nouvelle déviation de l'aiguille, à gauche cette fois-ci (fig. 3-9). Le sens de la force électro-motrice créée est donc inverse du précédent.

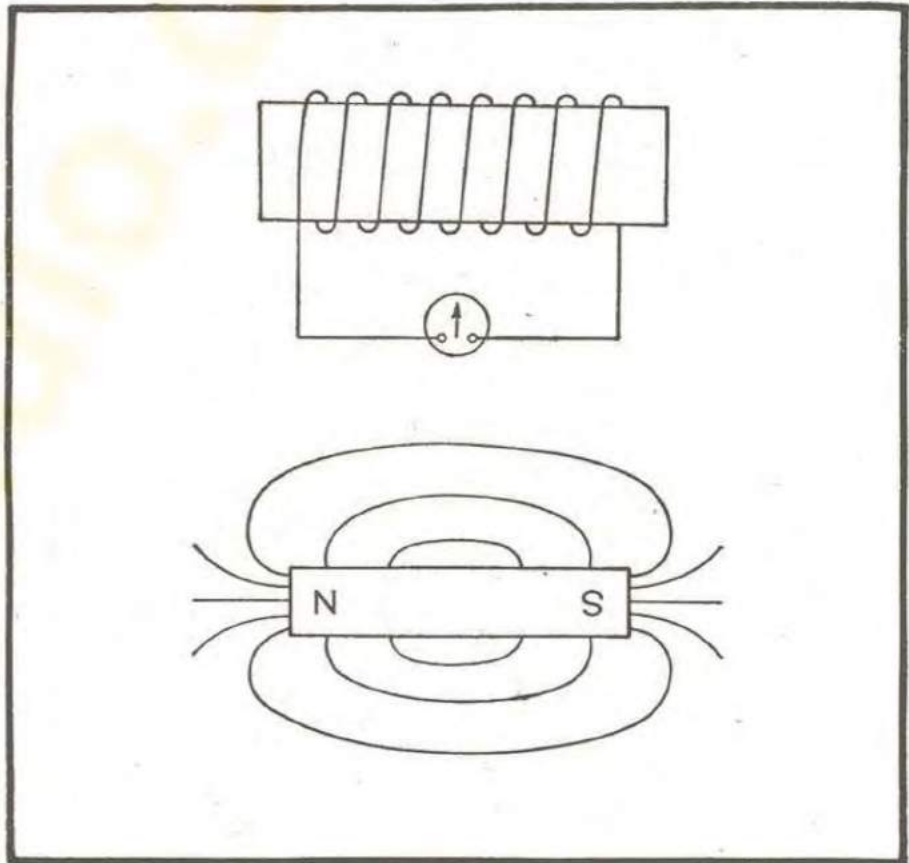


FIG. 3-6. — Une bobine et un barreau aimanté.



## Règle de Lenz.

Plusieurs conclusions peuvent être formulées à la suite de ces expériences. Tout d'abord, nous venons de voir que le déplacement d'une bobine dans un champ magnétique engendre une force électro-motrice dans la bobine, et que le signe de cette

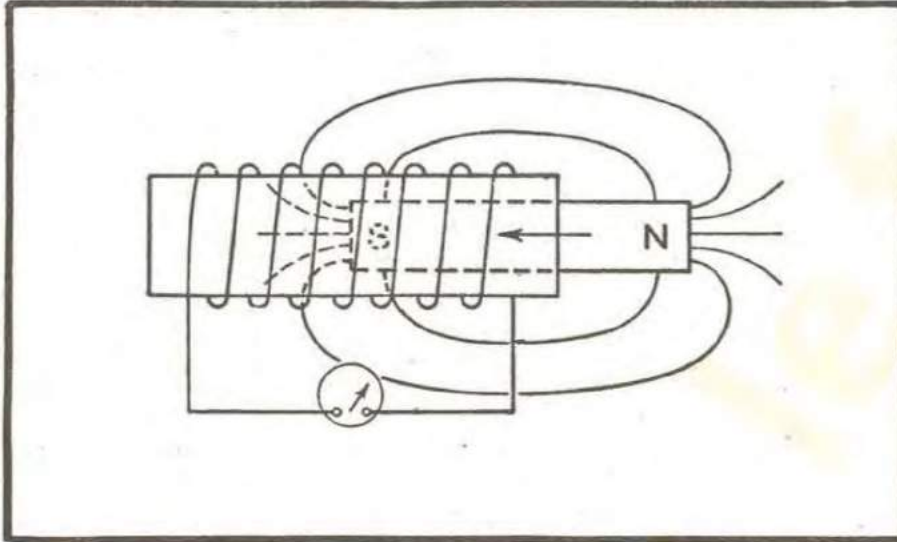


FIG. 3-7. — Le barreau aimanté est introduit dans la bobine.

force électro-motrice dépend du sens du déplacement. D'autre part, on peut montrer que le sens du courant est tel que la force électro-magnétique qu'il provoque tend à s'opposer au mouvement de l'aimant. Cette règle porte le nom de règle de LENTZ. Elle trouve de nombreuses applications dans l'étude de l'électricité. Énoncée

sous une forme plus générale, elle devient : *Lorsqu'une force électro-motrice est induite dans une bobine par la variation d'un champ magnétique par rapport à cette bobine, le sens de la force électro-motrice est tel que le courant qui en résulte tend à s'opposer à la variation qui lui a donné naissance.*

Nous avons observé un phénomène analogue au chapitre 2, où la force qui s'exerçait sur les enroulements d'un générateur était dirigée de façon à s'opposer au mouvement. Nous nous servirons souvent, dans ce qui suit, de la loi qui vient d'être énoncée.

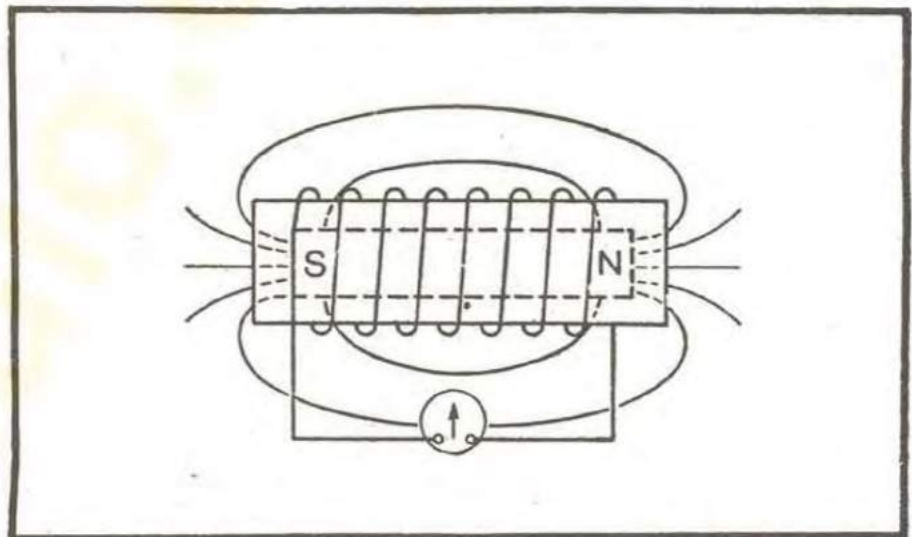


FIG. 3-8. — Barreau aimanté en repos dans la bobine.

## Valeur de la force électro-motrice induite.

En observant soigneusement l'aiguille du galvanomètre au cours de l'expérience des figures 3-6 et 3-9, on constate que ses déviations sont proportionnelles à la vitesse du mouvement de l'aimant par rapport à la bobine. Autrement dit, la tension induite



dans la bobine est proportionnelle à la vitesse de variation du flux. La même expérience, répétée avec une bobine comportant deux fois moins de spires donnerait une déviation du galvanomètre deux fois plus faible, en supposant bien entendu que la vitesse à laquelle on déplace l'aimant soit restée la même. Donc, la tension induite est proportionnelle à la vitesse de variation du flux et au nombre des spires de la bobine.

Le galvanomètre du circuit précédent étant remplacé par une pile, un ampèremètre et un interrupteur, commençons par fermer l'interrupteur. Le courant s'établit dans le circuit, et un champ magnétique est créé comme l'indique la figure 3-10. Ce champ est analogue à celui de la figure 3-8, et il semble normal de s'atten-

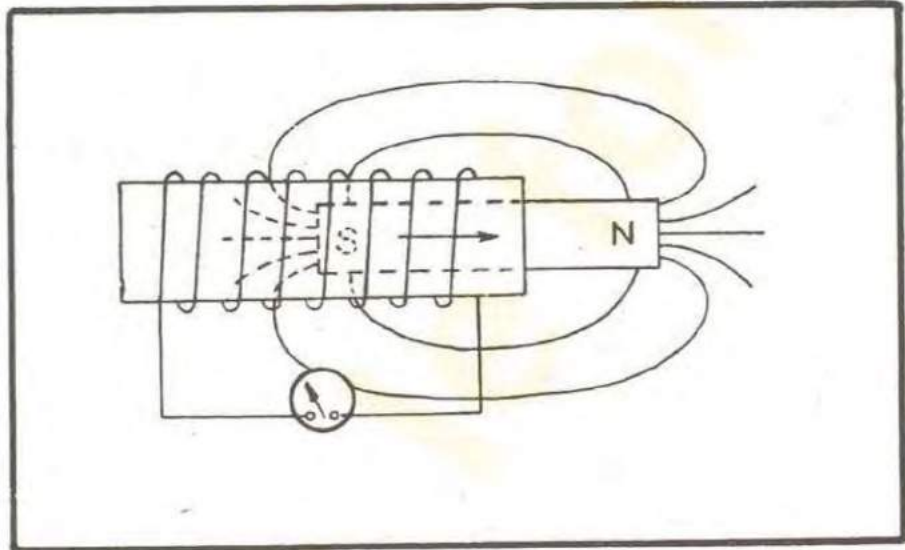


FIG. 3-9. — Barreau aimanté est retiré de la bobine.

dre à des réactions pareilles à celles qui ont été observées dans l'expérience de l'aimant. Il est facile de déceler ces réactions en introduisant dans le circuit un ampèremètre n'ayant qu'une faible inertie, et pouvant répondre presque instantanément à une variation de courant. Un tel appareil montre que le courant n'atteint pas brusquement la valeur déterminée par la résistance du circuit, mais qu'il croît progressivement, comme le montre la figure 3-11 a. Dans une bobine ne comportant que quelques spires, le courant atteindra sa valeur

définitive après un temps qui sera inférieur à 0,01 sec. ; dans un grand générateur, ce temps peut aller jusqu'à plusieurs secondes. Dans tous les cas, les expériences confirment les prévisions et montrent qu'une réaction existe.

Si on trace la courbe de la chute de tension  $IR$  en fonction du temps, on s'aperçoit

qu'il existe une différence bien définie entre  $IR$  et la tension appliquée au circuit. Cette différence, indiquée par la surface hachurée de la figure 3-11 b, s'appelle

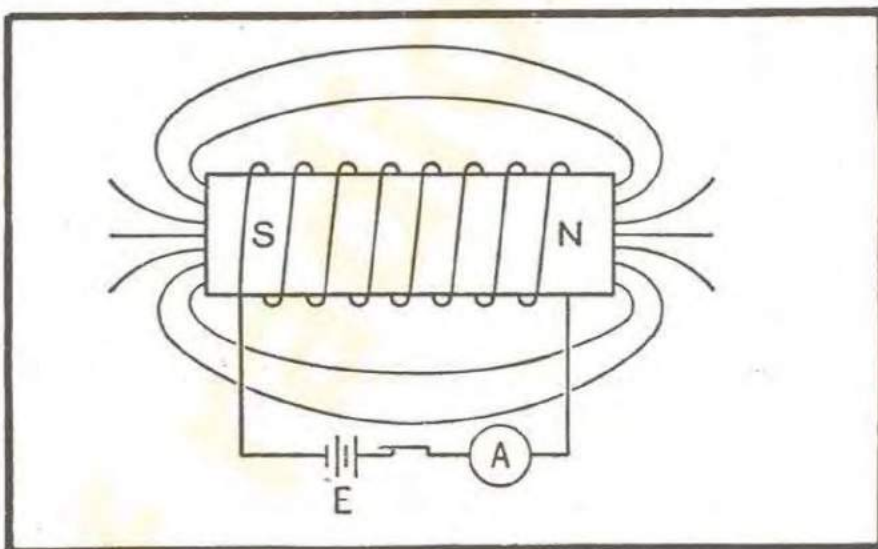


FIG. 3-10. — Champ magnétique d'une bobine parcourue par un courant.



la tension de *self-induction*. Son symbole est  $e_L$ ,  $e$  étant le symbole d'une tension instantanée et l'indice  $L$  se rapportant aux inductances.

En étudiant de plus près les résultats de la figure 3-11, on constate que la tension de *self-induction* est proportionnelle à la vitesse à laquelle le courant croît. D'après l'expérience avec l'aimant permanent, on pouvait prévoir ce résultat. Comme le flux dépend directement du courant, il est naturel, en effet, d'après la loi de Lenz, que la force contre-électro-motrice de *self-induction* dépende de la vitesse de variation du courant. Ce fait est très important, et il en découle une série de conséquences concernant la résistance inductive des bobines parcourues par le courant alternatif.

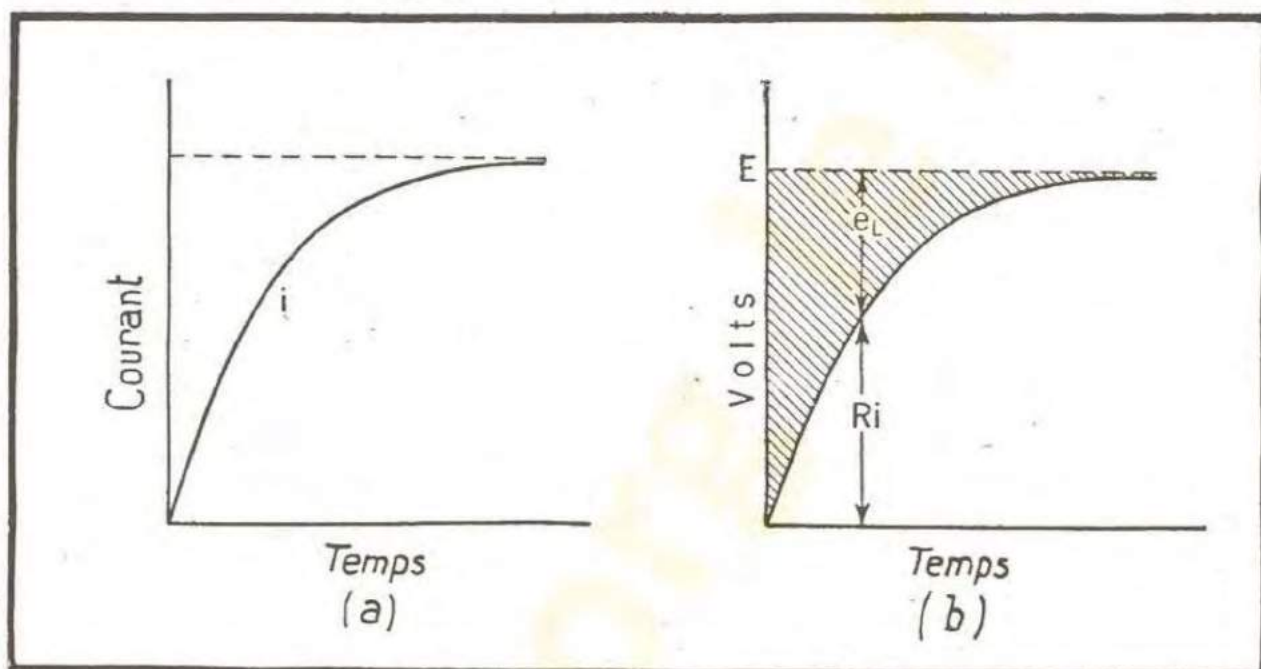


FIG. 3-11. — (a) Établissement du courant dans un circuit inductif.  
(b) Distribution de la tension dans un circuit inductif.

### Énergie emmagasinée dans un champ magnétique.

Le moment est venu d'étudier certaines relations ayant trait à l'énergie d'une bobine et de son champ magnétique associé. La vitesse à laquelle l'énergie a été fournie à la bobine de la figure 3-11 est donnée par :

$$P = Ei.$$

Mais on a :

$$E = iR + e_L,$$

d'où il résulte que :

$$P = i(iR + e_L) = e_L i + i^2 R,$$

et :

$$e_L i = P - i^2 R.$$

La quantité  $i^2 R$  représente la puissance perdue en chaleur dans la résistance de la bobine ; on est donc forcé d'admettre que l'énergie qui reste et qui est représentée par  $e_L i$ , est emmagasinée dans le champ magnétique.

L'expérience montre que cette énergie est emmagasinée dans le champ magné-



tique à peu près de la même manière que l'énergie cinétique est emmagasinée dans un gros volant qui tourne. Pour s'en convaincre, il suffit de connecter (fig. 3-12) un transformateur, ayant une forte inductance, en série avec une pile et un interrupteur, une lampe étant montée en parallèle sur l'ensemble. On choisira une lampe de tension légèrement supérieure à celle que donne la pile, de façon qu'elle soit éteinte ou brille faiblement quand l'interrupteur est fermé. En ouvrant l'interrupteur, la lampe s'allume fortement pendant un instant, et s'éteint ensuite. L'énergie nécessaire pour faire briller la lampe était fournie par le champ magnétique qui produisait un courant tendant à le maintenir. Le seul trajet possible étant le filament de la lampe celle-ci s'éclaire fortement pendant un instant.

On peut dire qu'un champ magnétique tend à s'opposer à une modification de son état, en créant (par cette modification même) une force électromotrice dans les fils qui l'entourent. La direction du courant qui prend alors naissance (dans un circuit fermé) tend à s'opposer à la modification du champ. La définition de l'unité d'inductance en découle :

*Une bobine possède une inductance de 1 henry lorsqu'une variation de courant de 1 ampère par seconde produit une tension de 1 volt aux bornes de la bobine.*

**Valeur de l'inductance.** — L'inductance d'une bobine est une caractéristique physique de la bobine et de son circuit magnétique, tout comme l'inertie d'un volant est sa caractéristique physique, dépendant des dimensions, de la forme et du matériau dont il est construit. Si on ajoute des spires supplémentaires à la bobine, sans modifier sensiblement ses dimensions, on s'aperçoit que le champ magnétique augmente en proportion du nouveau nombre des spires. Mais ce champ magnétique plus fort agit à son tour sur un nombre de spires plus grand. La tension induite augmentera donc en fonction directe du champ magnétique accru et du nombre des spires plus fort, donc en fonction directe du carré du nombre des spires. Lorsqu'on désire changer l'inductance d'une bobine ayant un nombre de spires connu, on peut utiliser la formule approximative suivante :

$$L = K T^2,$$

où  $K$  est une constante et  $T$  le nombre de spires. Si on double le nombre de spires, l'inductance est 4 fois plus forte ; si le nombre de spires est triplé, l'inductance augmente 9 fois.

Quand on désire avoir de très fortes valeurs d'inductance, et que la fréquence

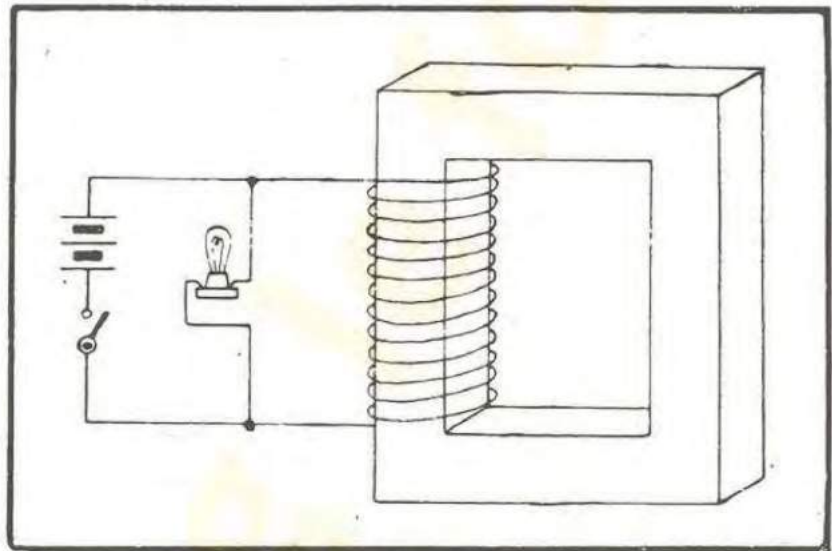


FIG. 3-12. — Énergie emmagasinée dans le champ magnétique d'un transformateur.



n'est pas très élevée, on place la bobine sur un noyau de fer. Nous avons vu, au chapitre II, que le fer fait passer le flux magnétique à plusieurs milliers de fois sa valeur dans l'air. Par conséquent, un noyau de fer augmentera l'inductance d'une bobine dans les mêmes proportions. Comme le flux dans le fer n'est pas directement proportionnel au courant de la bobine (voir la courbe de la figure 2-27), on ménage habituellement dans le circuit magnétique un espace d'air (dit *entrefer*) qui rapproche la relation entre le flux et le courant, de la proportionnalité. Cette disposition rendra l'inductance à peu près constante pour une variation étendue du courant de charge. A chaque cycle du courant alternatif correspond une dissipation d'énergie dans le fer, ce qui conduit à des pertes excessives quand la fréquence croît. Au delà de 10 000 p/s, on ne rencontre plus guère de noyaux en fer ordinaire; mais le fer divisé est souvent utilisé aux fréquences plus élevées.

### Réactance inductive.

Lorsqu'un courant alternatif traverse une bobine d'inductance  $L$ , la tension de self-induction peut être examinée au moyen du diagramme de la figure 3-13. Le courant instantané est représenté ici par la courbe représentative de l'onde, d'une part, et par le rayon-vecteur, d'autre part. D'après la figure 3-5, la vitesse de variation d'un courant sinusoïdal est représentée par une autre sinusoïde, décalée de  $90^\circ$  par rapport à celle que représente le courant. Par ailleurs, quand nous avons défini le

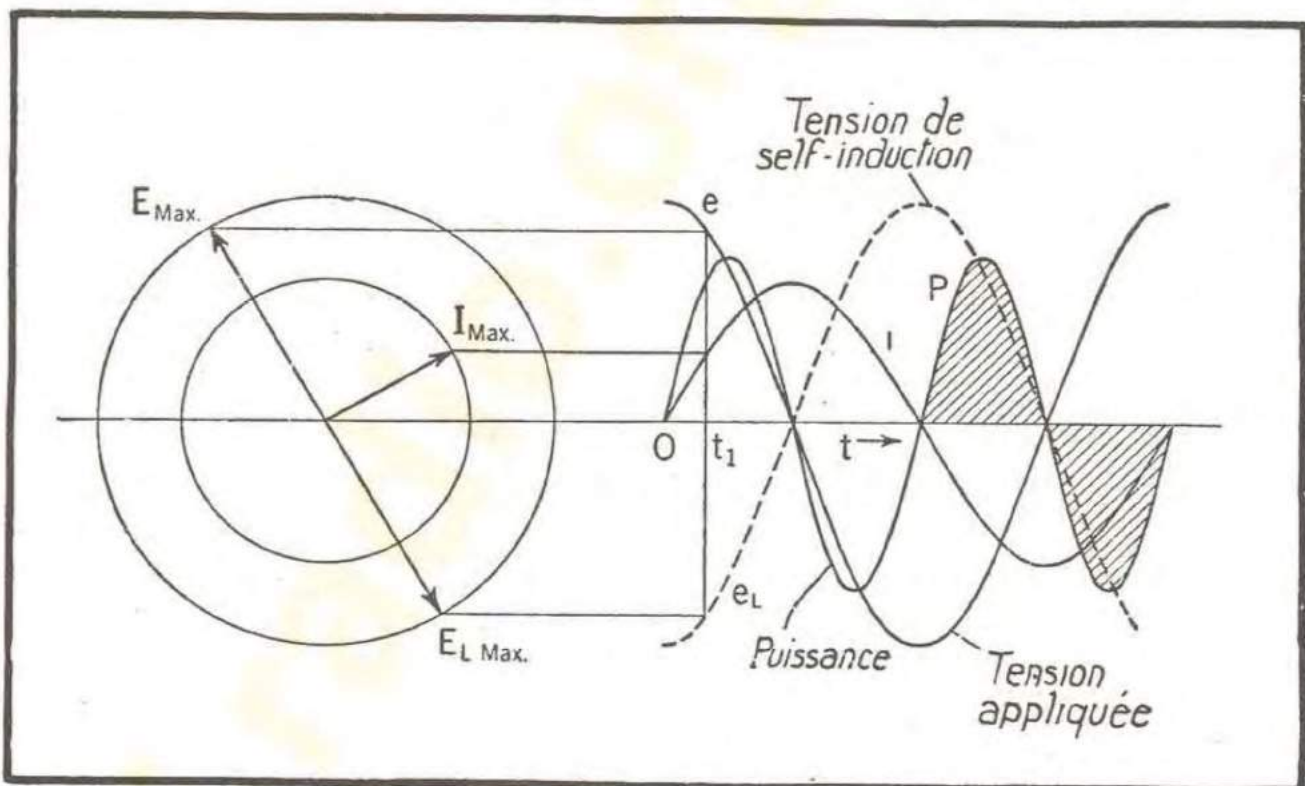


FIG. 3-13. — Courant, tension et puissance dans un circuit inductif.

henry comme unité d'inductance, la tension instantanée de self-induction a été désignée comme étant le produit de l'inductance en henrys par la vitesse de variation du courant en ampères par seconde. Si nous revenons à la figure 3-5, la valeur maximum de cette vitesse de variation est  $2\pi f I_{max}$ .



La tension maximum de self-inductance sera donc :

$$E_{L(\max)} = 2 \pi f I_{\max} L,$$

et elle se produira à l'instant où le courant passera par zéro. Nous avons déjà vu que le sens de cette tension sera tel que le courant auquel elle donne naissance tendra à s'opposer à la variation du flux. A l'instant qui correspond à la position des rayons-vecteurs de la figure 3-13, le courant croît. Le courant qui tendrait à s'opposer à la variation du flux est de signe négatif, et la tension de self-induction est donc également de signe négatif. Cette tension, désignée sur la figure 3-13 par le symbole  $e_L$ , est représentée par une sinusoïde passant par un minimum négatif égal à  $2 \pi f I_{\max} L$ , en même temps que le courant passe par zéro, en allant des valeurs négatives aux valeurs positives. Cette sinusoïde est celle de la vitesse de variation du courant, changée de signe, de sorte qu'on écrit habituellement que la tension de self-induction est égale au produit, changé de signe, de la vitesse de variation du courant par l'inductance :

$$E_{L(\max)} = -(2 \pi f I_{\max}) L.$$

La quantité  $2 \pi f L$  s'appelle la *réactance inductive*, ou simplement la *réactance*. Le symbole habituel, pour la désigner, est  $X$  ou  $X_L$ , l'indice  $L$  précisant que la réactance provient d'une bobine de self induction  $L$ . Une réactance s'exprime en ohms, comme une résistance, car le produit d'une réactance par un courant donne une tension.

### Exercice 3-1.

Quelle est la vitesse de variation du courant dans une bobine parcourue par un courant dont la valeur maximum est de 100 mA à la fréquence de 2 000 p/s?

L'inductance de la bobine étant de 50 mH, quelle est la tension de self-induction?

La tension de self-induction joue un rôle important dans l'étude des relations entre le courant et la tension dans une bobine d'inductance, mais elle n'est que rarement employée dans l'analyse courante des circuits. Habituellement, le problème qui se pose devant le praticien est de calculer le courant, connaissant la tension extérieure appliquée au circuit, et c'est cette dernière qui est une donnée importante à considérer. Une tension alternative étant appliquée à une bobine dont la résistance est négligeable, le courant dans la bobine va croître jusqu'à ce que la force contre-électromotrice soit égale à la tension appliquée. Dans ces conditions, la courbe de la tension appliquée  $e$  de la figure 3-13 est égale à celle de  $e_L$ . La supposition que la résistance de la bobine soit négligeable peut paraître un peu paradoxale pour le débutant, et pourtant, certaines méthodes de mesures, parmi les plus sûres, sont basées sur cette hypothèse.

### Exercice 3-2.

Calculer la tension nécessaire pour produire un courant de valeur maximum égale à 10 mA à travers une inductance de 0,80 mH, la fréquence étant de 750 kHz?

## Représentation vectorielle des fonctions sinusoïdales.

L'étude des relations entre les courants et les tensions dans une bobine d'inductance nous a amenés à utiliser fréquemment les fonctions sinusoïdales.

Nous allons maintenant nous tourner vers les rayons-vecteurs, qui donnent une



représentation très simple des mêmes relations. Rappelons, tout d'abord, que ces vecteurs ne sont pas stationnaires, mais tournent à une vitesse égale (en tours par seconde) à la fréquence du courant alternatif. Dans la plupart des cas, comme sur la figure 3-13, la flèche sera omise. Le vecteur courant, désigné par  $I_{max}$ , représente l'onde sinusoïdale du courant, et sa projection sur l'axe vertical donne sa valeur instantanée au moment  $t_1$ . Le vecteur  $E_{max}$  représente la tension appliquée, et se trouve décalé de  $90^\circ$  en avant du courant.

La tension  $E_L$  ( $max$ ) donne l'image vectorielle de la tension de self-induction.

### Puissance dans une bobine d'inductance.

L'examen de la figure 3-13 conduit à une autre observation importante. Nous avons vu que la courbe de la puissance instantanée était une sinusoïde de fréquence double, et que les alternances positives et négatives étaient égales. Les alternances positives correspondent au flux de l'énergie de la source vers la bobine, alors que pendant les alternances négatives, l'énergie revient vers la source. Autrement dit, l'énergie est emmagasinée dans le champ magnétique de la bobine pendant que le courant croît, et elle revient vers la source quand le courant décroît. Cette aptitude du champ magnétique d'absorber et de restituer l'énergie donne à la bobine d'inductance son inertie électrique.

*Exemple.* — Une bobine dont la résistance est négligeable et dont l'inductance est de 15 mH, est connectée à une source de 120 V ; la fréquence de la source est de 60 p/s. Calculer le courant et tracer le diagramme vectoriel.

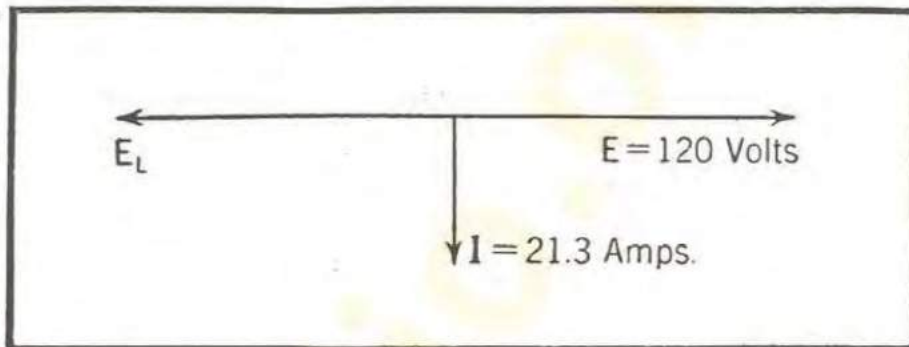


FIG. 3-14. — Courant et tension dans un circuit inductif.

Tout d'abord, déterminons la réactance. Comme il n'y a pas de mention contraire, nous allons considérer que la tension de 120 V est une tension efficace. La réactance de la bobine est :

$$X_L = 2 \pi f L = 2 \pi \times 60 \times 0,015 = 5,65 \text{ ohms.}$$

Maintenant, nous pouvons calculer le courant. La tension efficace est égale à la réactance multipliée par le courant efficace ; nous avons donc :

$$E = X_L I \quad \text{ou} \quad I = \frac{E}{X_L}$$

$$I = \frac{120}{5,65} = 21,3 \text{ A.}$$

REMARQUE. — Jusqu'ici, aucune propriété de la réactance  $X_L$  ne spécifiait que le courant était en retard sur la tension appliquée.

### Propriétés de la réactance.

L'examen des courants et des tensions dans une inductance a montré que le courant était en retard sur la tension de  $90^\circ$ , de sorte qu'il reste à choisir un plan



arbitraire indiquant les positions relatives du courant et de la tension. On trace habituellement l'inductance verticalement, vers le haut, sur un diagramme dont l'axe de référence est horizontal. La figure 3-15 indique cette convention. En (a) on voit l'inductance  $X_L$  tracée à  $90^\circ$  en avant de l'axe de référence.

En (b) le courant  $I$ , qui est confondu avec l'axe de référence, a été multiplié par  $X_L$  de façon à donner  $IX_L$  qui est la tension appliquée, et qui précède de  $90^\circ$  le courant, comme nous l'avons montré sur le graphique de la figure 3-13. En (c), la quantité  $1/X_L$  est tracée à  $90^\circ$  en arrière de l'axe horizontal; quand la tension est multipliée par  $1/X_L$ , on doit obtenir le courant. En (d), nous avons dessiné la tension le long de l'axe de référence; le courant résulte de la multiplication de  $E$  par  $1/X_L$ .

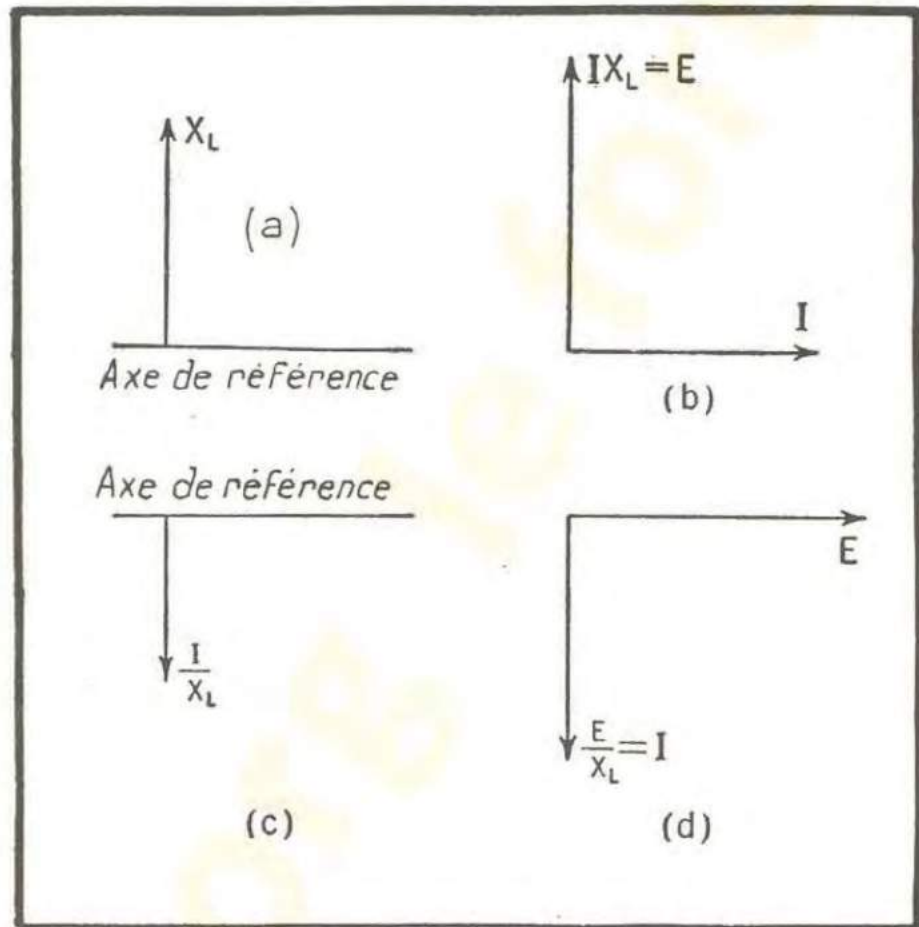


FIG. 3-15. — (a) Réactance inductive.

- (b) Tension dans un circuit inductif, la direction de référence étant celle du vecteur courant.  
 (c) La réciproque de la réactance inductive.  
 (d) Courant dans un circuit inductif, la direction de référence étant celle du vecteur-tension.

### Effet de la fréquence sur la réactance inductive.

La réactance étant égale à  $2\pi fL$ , elle croîtra en raison directe de la fréquence. Si on veut qu'un courant appréciable la traverse aux fréquences élevées, la self-inductance devra être de valeur faible, autrement la réactance sera si forte que le courant ne pourra pas passer. On utilise quelquefois cet effet, et les selfs-inductances, généralement de valeur élevée, qui servent à bloquer le courant, portent le nom de selfs de choc ou d'arrêt.

#### Exercice 3-3.

Un réseau de 120 V, 60 p/s, débite sur une bobine dont l'inductance est de 0,04 H. Calculer la réactance et le courant. Tracer le diagramme vectoriel mettant en évidence la réactance, la tension et le courant.



**Exercice 3-4.**

Une bobine de 1,5 mH est utilisée comme self d'arrêt à 600 kHz. Quel est le courant dans cette bobine, si la tension appliquée est de 12 V?

**Résistance et inductance en série.**

L'effet de la résistance sur la relation entre la tension et le courant est le même, comme nous l'avons vu, en courant alternatif qu'en courant continu, et la relation  $e = iR$  s'applique à chaque instant (voir fig. 3-4). Les deux ondes sont dites en phase, puisqu'elles passent par zéro et atteignent leurs valeurs maxima en même temps. Si une résistance et une bobine d'inductance sont connectées en série, le courant sera le même dans la bobine et dans la résistance à chaque instant ; pour étudier la tension nous allons tracer les diagrammes de la figure 3-16.

Le courant, utilisé comme grandeur de référence, part de zéro et varie sinusoidalement comme l'indique le diagramme de droite. Cette variation est figurée également par le vecteur  $I$ , tracé horizontalement sur le diagramme vectoriel, avec une amplitude égale à  $I_{\max}$ . La tension aux bornes de  $R$  (de  $a$  vers  $b$ ) est en phase avec  $I$  et a pour valeur  $IR$ , comme nous l'avons indiqué sur le diagramme.

Sur le diagramme sinusoïdal, la variation de la tension est figurée par la courbe en pointillé, en phase avec le courant. La tension de  $b$  à  $c$ , à travers l'inductance, est représentée en pointillé également, à  $90^\circ$  en avant du courant. La même relation de

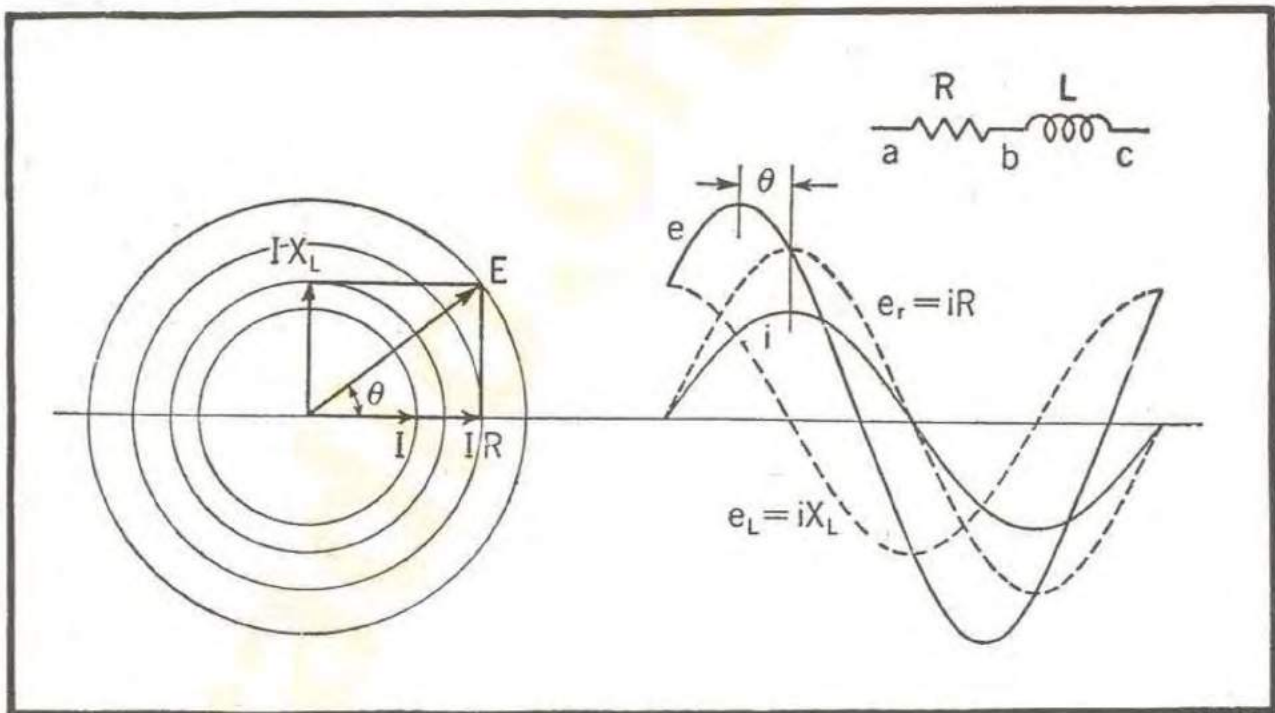


FIG. 3-16. — Courant et tension dans une résistance et une bobine de self-inductance en série.

phase est respectée sur le diagramme vectoriel, où la tension a pour mesure  $IX$ .

La valeur de la tension aux bornes de la réactance est inférieure à celle qui se développe aux bornes de la résistance. Cela veut dire que la résistance de  $R$  en ohms est plus grande que la résistance de  $L$ , en ohms également.

La tension de  $a$  à  $c$  est la somme instantanée des tensions à travers  $R$  et  $L$ , et est représentée par la courbe en trait plein, désignée par la lettre  $e$ . Cette onde précède



la courbe du courant d'un angle  $\theta$  indiqué sur le diagramme. La somme des tensions à travers la résistance et à travers l'inductance est également déterminée par le diagramme vectoriel. La facilité avec laquelle cette tension peut être tracée, est digne d'attention. Il suffit, en effet, de compléter le parallélogramme (rectangle dans le cas présent) dont les deux côtés sont formés par  $I X$  et  $I R$  ; la diagonale constitue la valeur maximum de la tension, tandis que l'angle entre cette diagonale et le courant est l'angle  $\theta$  représentant le décalage de la tension par rapport au courant. La simplicité de ce mode de détermination des relations des phases et des amplitudes dans les circuits comprenant des résistances et des inductances, fait qu'il est universellement employé pour la résolution des problèmes relatifs aux circuits à courant alternatif.

### Impédance et angle de phase.

La méthode de détermination des tensions et courants dans les circuits alternatifs, décrite ci-dessus, montre qu'un circuit comprenant une résistance et une réactance possède certaines caractéristiques, qui ne dépendent pas du courant qui le traverse. La constante d'un circuit qui, multipliée par le courant, fournit la tension s'appelle son *impédance*, et le symbole employé pour la désigner est la lettre  $Z$ . L'unité de mesure de l'impédance est l'ohm. Dans la figure 3-16, les chutes de tension à travers  $R$  et à travers  $L$  sont exprimées par les produits d'une résistance et d'une réactance par un courant. La somme de ces deux tensions peut être exprimée par le produit d'un courant et d'une impédance, de sorte que l'impédance est le résultat d'une addition d'une espèce particulière, opérée sur une résistance et sur une réactance. Ce genre d'addition s'effectue à angle droit, comme on le voit clairement sur la figure 3-17, où une résistance  $R$  est tracée horizontalement, et où un segment égal à  $X_L$  est porté perpendiculairement à  $R$ , vers le haut. L'impédance est obtenue en complétant le rectangle et en traçant la diagonale à partir de l'origine. Son amplitude peut être déterminée soit par la mesure, soit en appliquant la relation qui donne la valeur de l'hypoténuse d'un triangle rectangle :

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2}.$$

L'angle  $\theta$  peut être mesuré avec un rapporteur, ou calculé avec l'aide des tables trigonométriques à partir de la formule :

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{X}{R}.$$

On voit que l'impédance est complètement déterminée par son amplitude et par

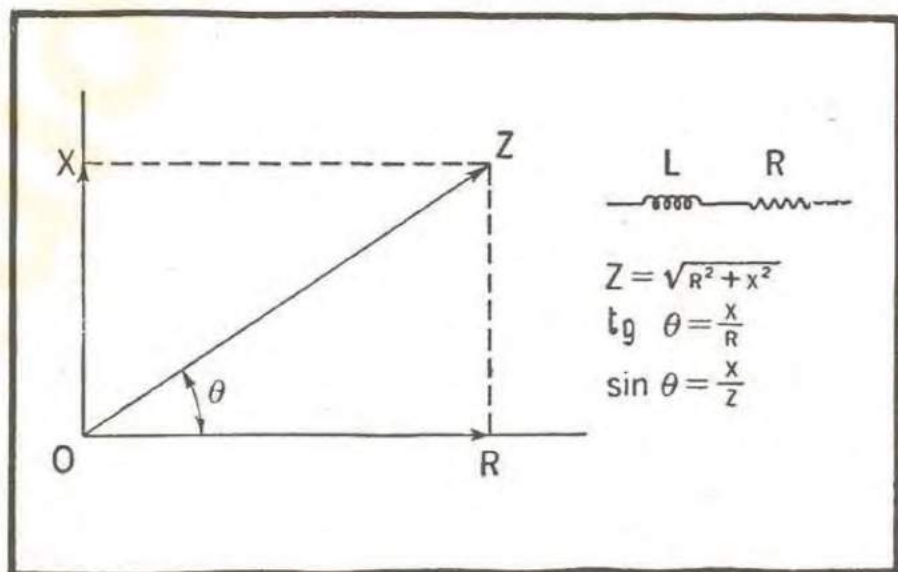


FIG. 3-17. — Impédance ; somme vectorielle d'une résistance et d'une réactance.

son angle de phase. Ces deux caractéristiques sont connues sans ambiguïté, si l'on connaît les valeurs de la réactance et de la résistance, de sorte que, fréquemment, or



définit une impédance en spécifiant la réactance et la résistance qui la composent. La méthode qui vient d'être décrite est valable également quand il y a d'autres résistances dans le circuit que celle constituée par l'enroulement de la bobine elle-même.

Pour déterminer le courant à partir d'une tension donnée, il est nécessaire de diviser la tension par l'impédance :

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

Cette opération donne l'amplitude du courant, l'angle de déphasage étant déterminé comme précédemment.

*Exemple.* — Quelle est la tension à appliquer aux bornes d'une bobine, ayant une inductance de 10 mH et une résistance de 50 ohms, pour y faire passer un courant de 20 mA? La fréquence est de 2 000 p/s. Quel est l'angle d'avance de la tension par rapport au courant?

Pour commencer, déterminons la réactance :

$$X = 2 \pi f L = 2 \pi \times 2\,000 \times \frac{10}{1000} = 40 \pi = 125 \text{ ohms.}$$

Maintenant nous pouvons calculer l'impédance :

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} = \sqrt{50^2 + 125^2} = \sqrt{2\,500 + 15\,625} = 134 \text{ ohms ;}$$

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \theta &= \frac{X}{R} = \frac{125}{50} = 2,5 ; \\ \theta &= 68,2^\circ \end{aligned}$$

Et pour terminer, calculons la tension :

$$E = I Z = 0,020 \times 134 = 2,68 \text{ V.}$$

Une tension alternative de 2,68 V est nécessaire pour faire passer un courant de 20 mA à travers la bobine définie ci-dessus. La tension sera déphasée en avant du courant de 68,2°.

**REMARQUE.** — Nombreux sont les étudiants qui estiment qu'un diagramme dessiné avec soin fournira des résultats comportant une précision industrielle et cela avec plus de rapidité et moins de chances d'erreurs que n'en comporterait le calcul correspondant. L'emploi d'un diagramme dessiné à l'échelle constitue de toute façon une excellente vérification de la solution par calcul.

### Exercice 3-5.

Calculer la tension nécessaire pour faire passer un courant de 20 A dans une bobine dont l'inductance est de 20 mH et dont la résistance est de 4 ohms, la fréquence étant de 60 p/s. Déterminer l'angle de déphasage.

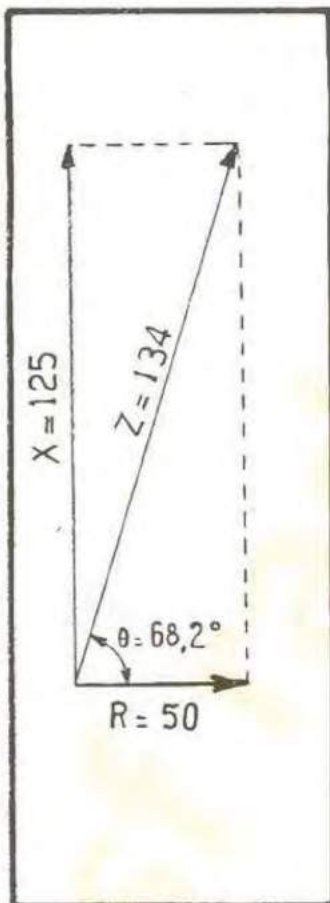


FIG. 3-18. —  
Diagramme  
des impédances.



## Impédance d'un circuit comportant plusieurs éléments.

La somme des tensions dans un circuit série n'est pas nécessairement limitée à deux éléments ; leur nombre peut être quelconque. Dans les circuits de ce type, les tensions s'ajoutent à chaque instant, comme cela a été montré sur la figure 3-16. Ces différentes chutes de tensions doivent être groupées en parts dues aux résistances, et celles dues aux réactances. Quand cela est réalisé, l'impédance du circuit global peut être obtenue en additionnant les impédances de ces différentes parties. Cette opération peut être effectuée graphiquement, ou par le calcul de la somme des résistances, de celles des réactances, et en en déduisant l'impédance équivalente de l'ensemble.

*Exemple.* — Aux bornes d'un réseau de 220 volts, 60 p/s, sont connectées en série deux bobines, A et C, et la résistance B. La bobine A est de 2 mH et 0,3 ohm, la bobine C est de 5 mH, 0,7 ohm, et la résistance B de 1,2 ohm.

Déterminons d'abord la réactance des bobines.

Bobine A :

$$X_A = 2 \pi f L = 2 \pi \times 60 \times 0,002 = 0,24 \pi = 0,754 \text{ ohm.}$$

Bobine C :

$$X_C = 2 \pi f L = 2 \pi \times 60 \times 0,005 = 0,60 \pi = 1,88 \text{ ohm.}$$

On peut calculer maintenant l'impédance totale :

$$X_{\text{totale}} = X_A + X_C = 2,63 \text{ ohms ;}$$

$$R_{\text{totale}} = R_A + R_B + R_C = 0,3 + 0,7 + 1,2 = 2,2 \text{ ohms ;}$$

$$Z_{\text{totale}} = \sqrt{R^2 + X^2} = \sqrt{(2,2)^2 + (2,63)^2} = 3,43 \text{ ohms.}$$

Finalement on a, pour le courant et pour l'angle de phase :

$$I = \frac{E}{Z} = \frac{220}{3,43} = 64,2 \text{ A ;}$$

$$\text{tg } \theta = \frac{X}{R} = \frac{2,63}{2,2} = 1,19 ;$$

$$\theta = 50,1^\circ.$$

### Exercice 3-6.

Une résistance de 10 000 ohms est connectée en série avec une bobine d'inductance dont la self est de 10 mH et la résistance de 2 000 ohms. Une tension de 75 volts et de fréquence égale à 150 kHz étant appliquée à ce circuit, calculer le courant et l'angle de déphasage.

### Exercice 3-7.

Deux bobines et une résistance sont reliées à un réseau de 110 volts, 60 p/s. La bobine A possède une self de 15 mH et une résistance de 3 ohms ; la bobine B, une résistance de 7 ohms et une inductance de 5 mH ; enfin, la résistance C est de 2 ohms. Déterminer le courant et l'impédance équivalente, le circuit étant du type série,



## Résistances et inductances en parallèle.

Dans ce cas, le même type de solution générale est utilisé que lorsqu'on avait des résistances en parallèle. Cela veut dire que l'on calcule le courant qui traverse chaque branche de l'ensemble et que le courant total est la somme des courants partiels.

Mais on doit se souvenir que les courants peuvent ne pas être en phase et que leurs vecteurs doivent être additionnés en tenant compte de leurs angles respectifs.

Cette façon de procéder a été développée dans la première partie de ce chapitre, et on la retrouvera sur la figure 3-3.

Si l'on désire obtenir l'impédance équivalente du circuit parallèle \*) ce calcul peut être effectué en supposant d'abord que la tension aux bornes du

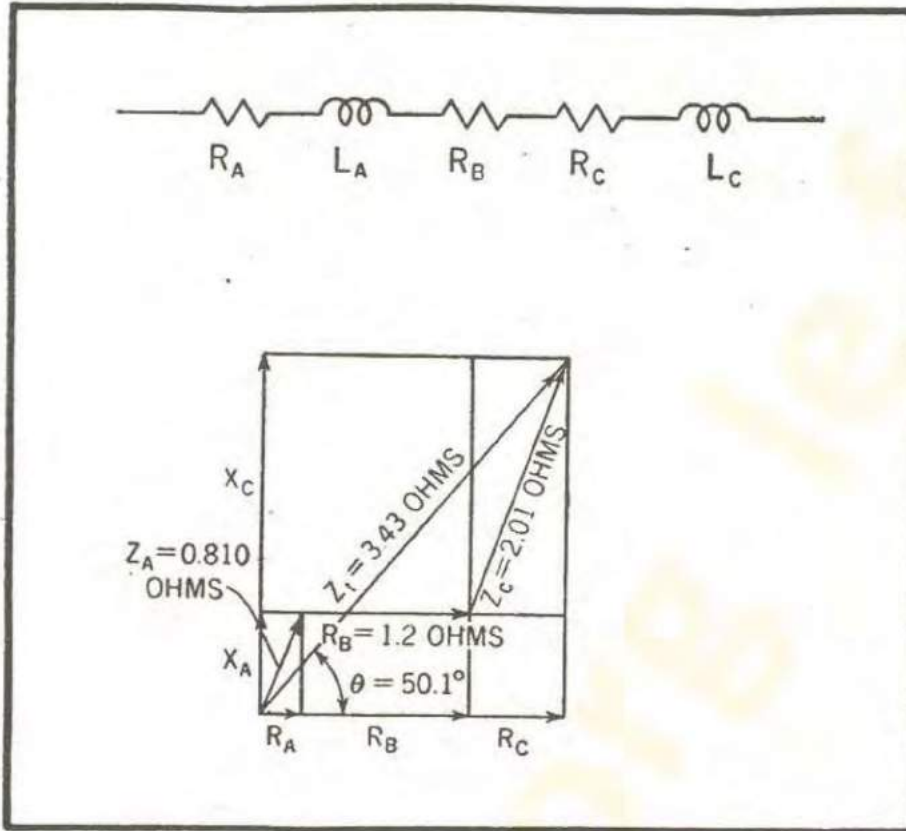


FIG. 3-19. — Diagramme des impédances ; exemple précédant l'exercice 3-6.

circuit est de 1 volt, et en déterminant le courant total. Pour trouver l'impédance il suffit ensuite de diviser la tension par le courant total.

*Exemple.* — La bobine A et la résistance B de l'exemple précédent sont reliées en série. La bobine C est montée en parallèle avec elles aux bornes d'un réseau de 110 volts 60 p/s.

Calculer le courant total absorbé par ce circuit, son angle de déphasage et l'impédance équivalente.

Déterminons d'abord le courant dans la bobine A et dans la résistance B, en utilisant les valeurs obtenues dans l'exemple précédent :

$$Z_{A+B} = \sqrt{(R_A + R_B)^2 + X_A^2} = \sqrt{(1,5)^2 + (0,754)^2} = 1,68 \text{ ohm ;}$$

$$\text{tg } \theta_{A+B} = \frac{X}{R} = \frac{0,754}{1,5} = 0,503 ;$$

$$\theta_{A+B} = 26,7^\circ ;$$

\*) Une constante appelée *admittance*, et qui est l'inverse de l'impédance, est quelquefois utilisée à cette fin. Mais cette constante est une cause fréquente de confusions, et nous avons préféré l'éviter dans cet exposé. Cette omission volontaire n'est pas gênante, car tous les problèmes courants peuvent être résolus sans y avoir recours.



$$I_{A+B} = \frac{E}{Z} = \frac{110}{1,68} = 65,5 \text{ A.}$$

$I_{A+B}$  est en retard de  $26,7^\circ$  sur la tension.

Calculons maintenant le courant dans la bobine C :

$$Z_C = \sqrt{R_C^2 + X_C^2} = \sqrt{(0,7)^2 + (1,88)^2} = 2,01 \text{ ohms ;}$$

$$\text{tg } \theta_C = \frac{X}{R} = \frac{1,88}{0,7} = 2,68 ;$$

$$\theta_C = 69,6^\circ$$

$$I_C = \frac{E}{Z} = \frac{110}{2,01} = 54,7 \text{ A.}$$

$I_C$  est en retard sur la tension de  $69,6^\circ$ .

Nous pouvons déterminer maintenant le courant total en faisant la somme des courants individuels \*).

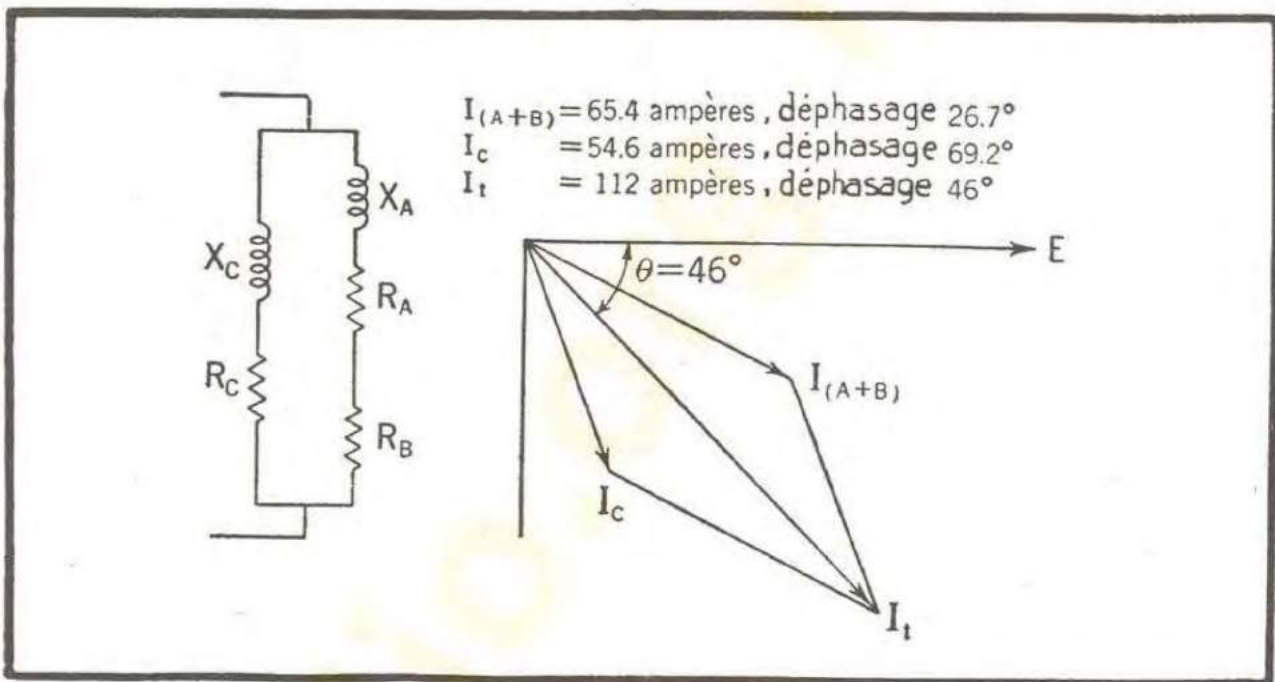


FIG. 3-20. — Diagramme vectoriel pour le circuit parallèle de l'exemple ci-dessus.

Commençons par le calcul des composantes qui sont en phase avec la tension :

$$I_{A+B} \cos \theta_{A+B} = 65,4 \cos 26,7^\circ = 65,5 \times 0,893 = 58,5 \text{ A ;}$$

$$I_C \cos \theta_C = 54,7 \cos 69,6^\circ = 19,0 \text{ A ;}$$

$$I_{\text{(en phase)}} = 58,5 + 19,0 = 77,5 \text{ A.}$$

Ensuite, calculons les composantes déphasées de  $90^\circ$  :

$$I_{A+B} \sin \theta_{A+B} = 65,4 \sin 26,7^\circ = 29,4 \text{ A ;}$$

\*) On peut le faire par la méthode graphique, comme sur la figure 3-20, ou en calculant les parts des courants partiels en phase avec la tension, ensuite les parts en retard de  $90^\circ$  sur la tension et en additionnant respectivement ces parts de façon à obtenir les composantes globales en phase et en quadrature par rapport à la tension. Le courant total est ensuite calculé à partir du triangle rectangle formé par ces composantes.



$$I_C \sin \theta_C = 54,6 \sin 69,6^\circ = 51,3 \text{ A ;}$$

$$I_{(90^\circ)} = 29,4 + 51,3 = 80,7 \text{ A.}$$

Nous pouvons calculer maintenant l'intensité totale :

$$I_{\text{total}} = \sqrt{I_{(\text{en phase})}^2 + I_{(90^\circ)}^2} = \sqrt{(77,5)^2 + (80,7)^2} = 111,9 \text{ A ;}$$

$$\text{tg } \theta_{\text{total}} = \frac{I_{(90^\circ)}}{I_{(\text{en phase})}} = \frac{80,7}{77,5} = 1,04 ;$$

$$\theta_{\text{total}} = 46,2^\circ.$$

Enfin, l'impédance équivalente est :

$$Z_{\text{eq}} = \frac{E}{I_{\text{total}}} = \frac{110}{111,9} = 0,984 \text{ ohm ;}$$

$$R_{\text{eq}} = Z \cos \theta = 0,984 \cos 46,2^\circ = 0,984 \times 0,692 = 0,682 \text{ ohm ;}$$

$$X_{\text{eq}} = Z \sin \theta = 0,984 \times 0,722 = 0,711 \text{ ohm.}$$

### Exercice 3-8.

Déterminer l'impédance équivalente du circuit de la figure 3-21.

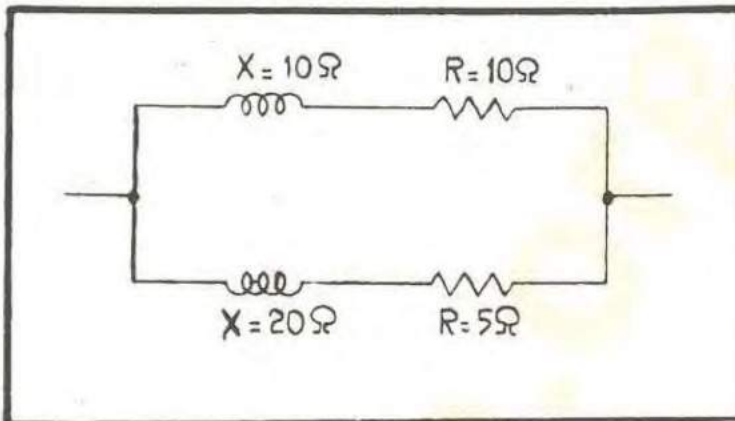


FIG. 3-21. — Schéma du circuit de l'exercice 3-8.

### Exercice 3-9.

Une résistance de 100 ohms est branchée en parallèle avec une bobine de réactance, dont la self est de 25 mH et dont la résistance est de 20 ohms. Calculer le courant total si une tension de 40 volts, 1 000 p/s, est appliquée au circuit.

### Exercice 3-10.

Trois circuits sont connectés en parallèle aux bornes d'une source fournissant 20 volts sur 120 kHz. Le circuit A comporte une résistance de 2 000 ohms. Le circuit B est constitué par une bobine dont la résistance est de 100 ohms et dont l'inductance est de 5 mH. Le circuit C est une bobine dont la self est 1,2 mH et la résistance 1 000 ohms. Calculer le courant total, ainsi que l'impédance équivalente.

## Puissance et facteur de puissance.

Dans une section précédente de ce chapitre, nous avons vu que la puissance moyenne, en courant alternatif, et dans un circuit ne comportant que des éléments résistants, était donnée par :

$$P_{\text{moy}} = E I$$

où E et I sont des valeurs efficaces. Un peu plus loin, on a vu que la puissance dissipée dans une bobine, dont la résistance pouvait être considérée comme négligeable, était nulle. Ce fait a été expliqué en analysant la figure 3-13, et l'on a vu que l'énergie était



alternativement emmagasinée dans le champ magnétique, et restituée. On peut donc conclure en disant que la seule puissance absorbée par une bobine de self est celle qui est transformée en chaleur dans la résistance de l'enroulement. Cette conclusion est confirmée par l'expérience, de sorte que la puissance dans un circuit comportant une inductance et une résistance s'écrit :

$$P_{\text{moy}} = I^2 R = (I R) I.$$

Étant donné que  $I R$  est la composante de la tension en phase avec le courant, cette expression peut être déduite de la tension totale en la multipliant par l'angle de déphasage. On a donc :

$$I R = E \cos\theta$$

et

$$P_{\text{moy}} = I E \cos\theta.$$

Le facteur  $\cos \theta$  porte le nom de *facteur de puissance*, car c'est le facteur par lequel le produit  $I E$  doit être multiplié pour obtenir la puissance moyenne.

## Condensateur électrique.

Quand deux plateaux métalliques sont placés l'un près de l'autre, tout en étant isolés, ils forment ce qu'on appelle un *condensateur*.

Une charge électrique peut être emmagasinée dans ces plateaux, qui la conserveront aussi longtemps qu'ils resteront isolés l'un de l'autre. L'une des notions fondamentales de l'électricité consiste dans l'attraction qui s'exerce entre les charges de polarités opposées, et la force répulsive entre charges de même polarité. Par conséquent, si l'on réunit le plateau chargé positivement à celui qui porte des charges négatives, les actions attractives et répulsives des charges feront passer un courant dans le conducteur qui relie les plateaux. Ce courant aura à surmonter la chute de tension résistive, et il en résultera une dissipation d'énergie en chaleur. Cette énergie était emmagasinée dans le condensateur ; c'était l'énergie potentielle due aux efforts répulsifs des charges. Le potentiel résultant de ces efforts est proportionnel à la charge et la constante de proportionnalité dépend de la surface des plateaux, de leur écartement et de la substance isolante interposée. Elle porte le nom de capacité et on la désigne généralement par la lettre  $C$ . Mathématiquement, la relation entre le potentiel et la charge s'écrit :

$$Q = E C,$$

$Q$  étant mesuré en coulombs,  $E$  en volts et  $C$  en farads. L'unité de capacité appelée *le farad* peut être définie comme étant la capacité permettant d'emmagasiner une charge de 1 coulomb sous un potentiel de 1 volt.

## Constante diélectrique.

Les considérations précédentes étaient entièrement basées sur les effets des charges dans les conducteurs, et étaient valables pour les conducteurs placés dans le vide (dont les capacités inter-électrodes des tubes à vide constituent un exemple). L'étude expérimentale montre que le même raisonnement s'applique aux conducteurs dans l'air. Toutefois, lorsqu'on place entre les plateaux du condensateur certains



isolants, solides ou liquides, on constate que la capacité s'accroît sensiblement. Cet accroissement permet d'emmagasiner un supplément d'énergie, suivant le mécanisme indiqué sur la figure 3-22. La charge positive du plateau supérieur attire les électrons négatifs dans les molécules du diélectrique. Ces électrons sont liés fortement à la

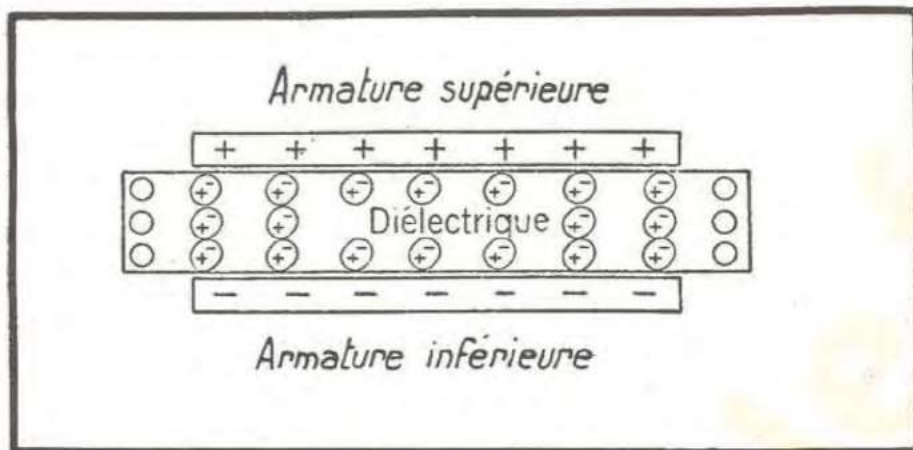


FIG. 3-22. — Tension dans le diélectrique.

molécule et ne peuvent circuler librement, comme le font les électrons dans les métaux, mais les efforts d'attraction exercés par le plateau supérieur, et les efforts de répulsion partant du plateau inférieur produisent une tension des molécules du diélectrique analogue à celle d'une

corde qui a été tendue. Les effets des forces qui s'exercent entre les plateaux du condensateur peuvent être neutralisées par la tension dans le diélectrique à un degré qui dépend de la nature de celui-ci. L'aptitude d'un diélectrique à changer la capacité d'un condensateur est indiquée par une constante, dite constante diélectrique, qui peut être définie comme étant le rapport des capacités d'un condensateur respectivement avec le diélectrique considéré, et à vide. La table 3-2 donne les constantes diélectriques de quelques isolants usuels. A noter que, du fait des différences de fabrication ou de qualité du matériau, ces constantes peuvent varier entre certaines limites.

Table 3-2.

### Constantes diélectriques des matériaux isolants.

Désignation de la substance	Constante diélectrique
Air	1
Verre	6-9
Porcelaine	5-7
Stéatite	5-6
Mica	6-7
Polystyrène	2,6
Bakélite	5-15

### Capacité d'un condensateur.

La plupart des condensateurs utilisés en radio ont des armatures planes et leur capacité peut être déterminée, à partir de leurs dimensions, au moyen de la formule suivante :

$$C = 8,84 \cdot 10^{-8} \frac{kS}{e} \text{ (en microfarads),}$$



où  $k$  est la constante diélectrique,  $S$  la surface de l'une des armatures en  $\text{cm}^2$ , et  $e$  l'épaisseur du diélectrique en  $\text{cm}$ .

Le farad est une unité si grande, qu'il n'est presque jamais utilisé dans la pratique. Les unités courantes sont le microfarad ( $\mu\text{F}$ ) et le micromicrofarad ( $\mu\mu\text{F}$ ). Cependant, dans les équations, ces unités doivent être converties en farads, à moins que ces équations n'aient déjà été transformées pour l'utilisation de ces unités.

### Relation entre la tension et le courant dans un condensateur.

La charge d'un condensateur, à un instant donné, étant proportionnelle à sa tension, la charge va varier en même temps que la tension. Nous avons tracé, sur la figure 3-23, la sinusoïde représentant la tension, et une autre sinusoïde d'amplitude différente mais de même phase, représentant la charge. Le courant dans le circuit est égal, par conséquent, à la vitesse de variation de la charge du condensateur ; nous avons vu déjà que la vitesse de variation d'une sinusoïde était donnée par une autre courbe sinusoïdale, décalée par rapport à la première de  $90^\circ$  dans le temps. Sur la figure 3-23, le courant peut donc être représenté par une sinusoïde précédant de  $\pi/2$  celles de la tension et de la charge.

La puissance instantanée est tracée également sur la figure 3-23 ; c'est une sinusoïde de fréquence double de celle de la tension, la puissance moyenne étant nulle, comme dans le cas de la bobine d'inductance de la figure 3-13. Une étude attentive montrera cependant que pendant le quart de cycle où la tension va du maximum positif

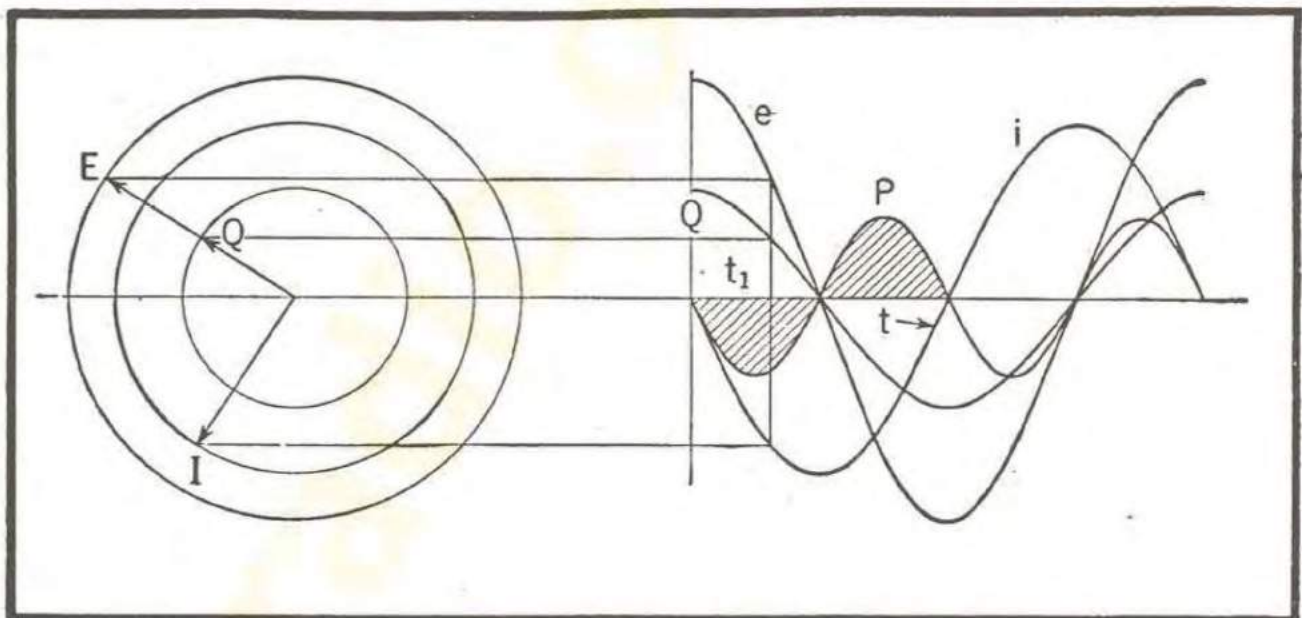


FIG. 3-23. — Courant, tension et puissance dans un circuit capacitif.

au zéro, la puissance est négative dans le circuit du condensateur, alors qu'elle est positive dans celui de la bobine. Dans la demi-alternance suivante, c'est l'inverse qui se produit. C'est une propriété importante des selfs et des condensateurs, car elle permet le transfert périodique de l'énergie de l'un de ces éléments à l'autre ; elle est à la base des oscillations engendrées dans les circuits accordés utilisés si fréquemment dans les appareils radio-électriques.



## Réactance capacitive.

Dans le paragraphe précédent, nous avons vu que le courant, dans le circuit d'un condensateur, était donné par la vitesse de variation de la charge. Il reste à déterminer les relations numériques (qui font intervenir la fréquence). On sait que la valeur maximum de la sinusoïde représentant la vitesse de variation est égale à  $2 \pi f$  fois la valeur maximum de la sinusoïde initiale. On peut donc écrire :

$$I_{\max} = 2 \pi f Q_{\max}.$$

Mais la charge est égale au produit de la tension par la capacité :

$$Q_{\max} = C E_{\max}.$$

En portant cette valeur dans l'équation précédente nous avons :

$$I_{\max} = (2 \pi f C) E_{\max},$$

où  $2 \pi f C$  est la constante donnant la relation entre le courant et la tension. Comme la réactance d'un circuit capacitif est la valeur par laquelle il faut multiplier le courant pour obtenir la tension, la réactance d'un condensateur peut être définie comme étant égale à  $1/2 \pi f C$ . Ce qu'on écrit de la façon suivante :

$$E = I X_C = \frac{1}{2 \pi f C},$$

donc :

$$X_C = \frac{1}{2 \pi f C}.$$

La capacité et la fréquence figurant toutes les deux au dénominateur, l'impédance décroît lorsque la fréquence ou la capacité croissent. C'est le contraire de ce qui se passe dans l'inductance. Le courant précédant de  $90^\circ$  la tension appliquée aux bornes d'un condensateur, on trace habituellement le vecteur impédance verticalement et vers le bas, ce qui indique que si le vecteur courant, servant de référence, est disposé horizontalement et dirigé vers la droite, le vecteur tension sera vertical et dirigé vers le bas.

## Résistance et capacité en série.

Lorsqu'une résistance est connectée en série avec un condensateur, leur comportement est semblable, en plusieurs points, à celui de l'ensemble résistance-inductance, en série. La tension à travers la résistance est en phase avec le courant, alors qu'aux bornes du condensateur, elle est déphasée de  $90^\circ$  en arrière du courant. La tension totale, résultant de la composition des tensions précédentes, est également en arrière du courant. La tangente de l'angle de déphasage est égale à  $X_C/R$ .

*Exemple.* — Un condensateur de  $1 \mu F$  est branché en série avec une résistance de 1 000 ohms, aux bornes d'un réseau fournissant 12 volts à 500 p/s. Déterminer le courant, l'impédance équivalente et le facteur de puissance.

D'abord, calculons la réactance du condensateur :

$$X_C = \frac{1}{2 \pi f C} = \frac{1}{2 \pi \times 500 \times 10^{-6}} = \frac{1\,000}{\pi} = 318,5 \text{ ohms.}$$



Ensuite, déterminons l'impédance équivalente :

$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2} = \sqrt{(1\,000)^2 + (318,5)^2} = 1\,050 \text{ ohms ;}$$

$$\text{tg } \theta = \frac{X_C}{R} = \frac{318,5}{1\,000} = 0,318 ;$$

$$\theta = 17,7^\circ,$$

Enfin, le courant est donné par :

$$I = \frac{E}{Z} = \frac{12}{1\,050} = 0,0114 \text{ A} = 11,4 \text{ mA.}$$

### Exercice 3-11.

Calculer le courant débité par une source de 175 volts, 600 kHz, dans un condensateur de  $0,001 \mu\text{F}$ , en série avec une résistance de 125 ohms. Quel est l'angle de déphasage? Tracer le diagramme vectoriel.

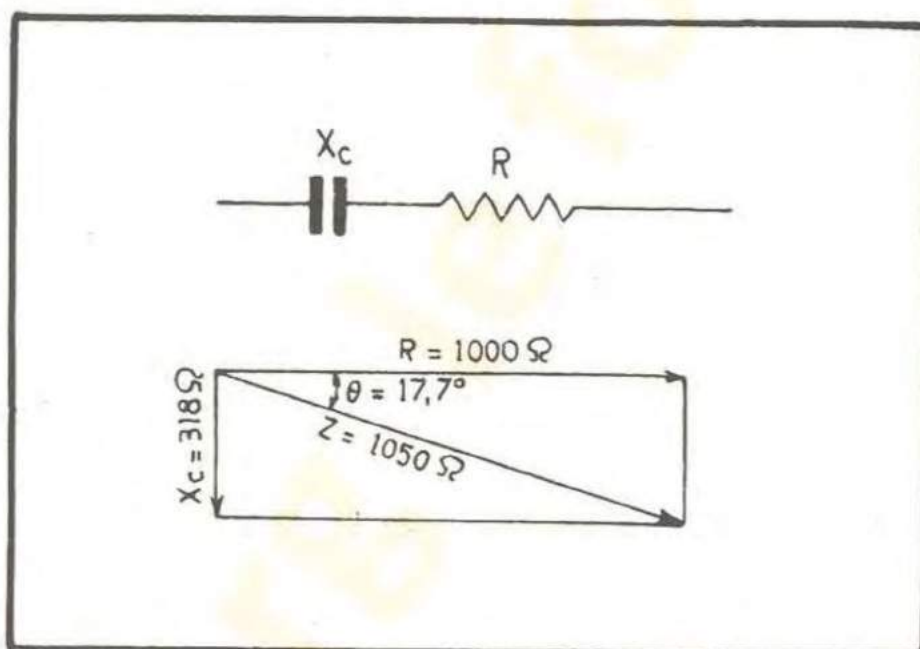


FIG. 3-24. — Diagramme vectoriel d'un circuit capacitif.

## Résistance, inductance et capacité en série.

La tension totale est encore, dans ce cas, la somme vectorielle des tensions aux bornes des différents éléments du circuit. En analysant ces tensions on constate que celle à travers le condensateur est directement opposée à celle développée aux bornes de la self. La tension aux bornes de l'ensemble peut être inférieure à celle des éléments composants. La réactance d'un tel circuit série est égale à la différence entre la réactance inductive de la bobine et la réactance capacitive du condensateur. Comme il est convenu de tracer la réactance inductive vers le haut (le vecteur résistance étant pris comme référence), on lui donne le signe positif, et on donne le signe négatif à la réactance capacitive. Dans ces conditions, le facteur de puissance est négatif quand la tension est en arrière du courant, et positif dans le cas contraire. Le procédé de calcul est le même que dans le cas d'une self en série avec une résistance, et l'addition des impédances peut être effectuée graphiquement, ou par calcul algébrique.

*Exemple.* — Un condensateur de  $50 \mu\text{F}$ , une self de  $0,08 \text{ H}$  et de  $5 \text{ ohms}$ , et une résistance de  $6 \text{ ohms}$  sont connectés en série aux bornes d'un réseau fournissant  $110 \text{ volts}$  à  $60 \text{ p/s}$ . Déterminer l'impédance équivalente, le courant, l'angle de déphasage et la tension aux bornes de chaque élément de ce circuit.

Calculons d'abord l'impédance  $Z$ .



$$X_{\text{cond}} = -\frac{1}{2\pi fC} = -\frac{1}{2\pi \times 60 \times 50 \times 10^{-6}} = -53,0 \text{ ohms};$$

$$X_{\text{self}} = 2\pi fL = 2\pi \times 60 \times 0,08 = 30,1 \text{ ohms};$$

$$X_{\text{total}} = -53,0 + 30,1 = -22,9 \text{ ohms de réactance capacitive};$$

$$R_{\text{total}} = 5 + 6 = 11 \text{ ohms};$$

$$Z_t = \sqrt{R^2 + X^2} = \sqrt{(11)^2 + (22,9)^2} = 25,4 \text{ ohms};$$

$$\text{tg } \theta = -\frac{X}{R} = -\frac{22,9}{11} = -2,08; \theta = -64,4^\circ.$$

Calculons maintenant le courant :

$$I = \frac{E}{Z} = \frac{110}{25,4} = 4,33 \text{ A}; \cos \theta = 0,43.$$

Les tensions aux bornes des différents éléments sont :

$$E_{\text{cond}} = I X_C = 4,33 \times 53,0 = 229 \text{ V};$$

$$Z_{\text{self}} = \sqrt{R^2 + X^2} = \sqrt{(5)^2 + (30,1)^2} = 30,5 \text{ ohms};$$

$$E_{\text{self}} = I Z_{\text{self}} = 4,33 \times 30,5 = 132 \text{ V};$$

$$E_{\text{résistance}} = 4,33 \times 6 = 26 \text{ V}.$$

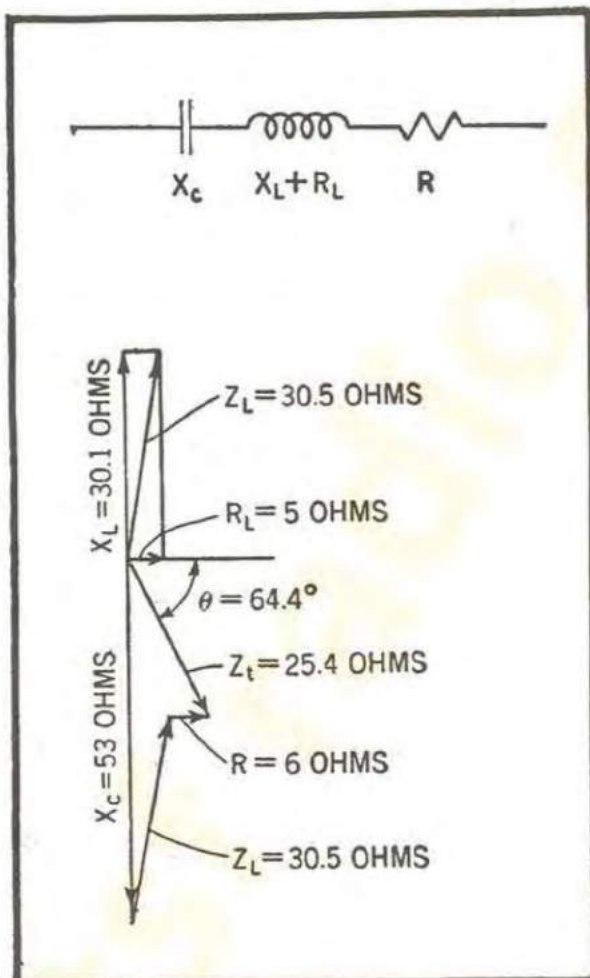


FIG. 3-25. — Diagramme vectoriel; résistance, inductance et capacité en série.

REMARQUE. — Notons que, dans l'addition graphique de la figure 3-25, chaque impédance a été déterminée séparément. Certains techniciens préfèrent ajouter les résistances et les réactances séparément, exactement comme cela a été fait dans l'analyse algébrique ci-dessus. Certains autres préfèrent l'addition des impédances, cette méthode donnant une vue plus claire des tensions entre les différents points du circuit.

### Exercice 3-12.

Une résistance de 20 ohms est connectée en série avec une self de  $100 \mu\text{H}$  et un condensateur de  $0,05 \mu\text{F}$ , aux bornes d'un réseau de 10 volts, 100 kHz. Calculer le courant et l'impédance équivalente.

### Exercice 3-13.

Une self de  $1,5 \mu\text{H}$ , dont la résistance est de 0,3 ohm, est branchée en série avec une résistance de 2 ohms et un condensateur de  $10 \mu\text{F}$ , aux bornes d'une source de 5 volts à 40 kHz. Déterminer la différence



de phase entre la tension à travers la bobine et la tension aux bornes de la résistance. Quel est le déphasage entre la tension à travers la bobine et la tension appliquée?

### Résistance, inductance et capacité en parallèle.

On détermine la réactance de chaque branche séparément et l'on détermine les courants composants dont la somme fournit le courant total. Cette addition peut être effectuée graphiquement ou par calcul, en déterminant les composantes du courant en phase avec la tension et celles qui sont déphasées de  $90^\circ$ . L'impédance équivalente est obtenue en divisant la tension par le courant. La tangente de l'angle de déphasage est donnée par le rapport du courant en quadrature au courant en phase avec la tension.

*Exemple.* — Le condensateur et la résistance de 6 ohms de l'exemple précédent sont connectés en série aux bornes de la source de 110 volts, et la bobine est également branchée aux bornes de la source de façon à ce que l'ensemble forme un circuit parallèle. Déterminer l'impédance équivalente, le courant et l'angle de déphasage entre le courant et la tension.

Reprenons les réactances qui ont déjà été calculées.

$$Z_C = \sqrt{R^2 + X^2} = \sqrt{(6)^2 + (53)^2} = 53,4 \text{ ohms ;}$$

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \theta_C &= \frac{-X}{R} = -\frac{53}{6} = -8,83 ; \\ \theta_C &= -83,5^\circ. \end{aligned}$$

$$Z_L = \sqrt{R^2 + X^2} = \sqrt{(5)^2 + (30,1)^2} = 30,5 \text{ ohms ;}$$

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \theta_L &= \frac{30,1}{5} = 6,02 ; \\ \theta_L &= 80,5^\circ. \end{aligned}$$

Calculons maintenant les composantes en phase et en quadrature :

$$I_C = \frac{E}{Z_C} = \frac{110}{53,4} = 2,06 \text{ A ;}$$

$$I_L = \frac{E}{Z_L} = \frac{110}{30,5} = 3,61 \text{ A.}$$

Courant en phase :

$$I_{\text{en phase}} = I_C \cos \theta_C + I_L \cos \theta_L = 2,06 \cos (-83,5^\circ) + 3,61 \cos (80,5^\circ) = 0,827 \text{ A.}$$

Courant en quadrature :

$$I_{\text{quadr.}} = I_C \sin \theta_C + I_L \sin \theta_L = 2,06 \sin (-83,5^\circ) + 3,61 \sin (80,5^\circ) = 1,51 \text{ A.}$$

Il s'ensuit :

$$I_{\text{total}} = \sqrt{(0,827)^2 + (1,51)^2} = 1,72 ;$$

$$\operatorname{tg} \theta_t = \frac{1,51}{0,827} = 1,83 ;$$

$$\theta_t = 61,3^\circ.$$



L'impédance équivalente sera :

$$Z_t = \frac{E}{I} = \frac{110}{1,72} = 64 \text{ ohms.}$$

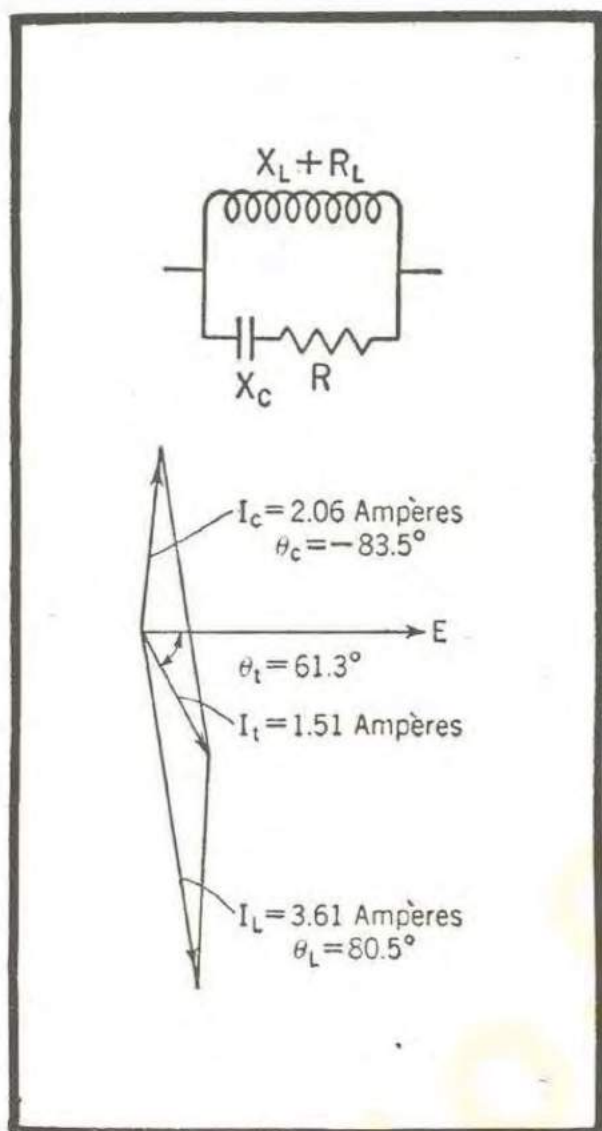


FIG. 3-26. — Diagramme vectoriel d'un circuit parallèle.

### Exercice 3-14.

Quel est le courant débité par une source de 275 volts, 180kHz, dans un circuit parallèle composé d'un condensateur de  $500 \mu\mu\text{F}$ , dans une branche, et d'une résistance de 250 ohms en série avec une self de 1 m H dans l'autre branche. Quelle est la puissance instantanée maximum : (a) dans le condensateur ; (b) dans le circuit inductif ; (c) dans le circuit entier ? (Déterminer le courant dans chaque circuit et tracer les courbes sinusoïdales du courant, de la tension et de la puissance).

### Exercice 3-15.

Ajoutons à l'ensemble de l'exercice 3-14 un condensateur de  $50 \mu\mu\text{F}$  en série, avant de brancher le tout aux bornes de la source. Calculer le courant.

### Exercice 3-16.

Quel est le courant dans le circuit de la figure 3-27, si la source est de 10 volts, 750 kHz ; les valeurs des éléments sont :

$$C_1 = 0,001 \mu\text{F} ;$$

$$L_2 = 100 \mu\text{H} ;$$

$$L_3 = 80 \mu\text{H} ;$$

$$R_1 = 100 \text{ ohms} ;$$

$$R_2 = 100 \text{ ohms} ;$$

$$R_3 = 50 \text{ ohms.}$$

Quelle est la tension entre les points *a* et *b*, et quel est son angle de déphasage par rapport à la tension appliquée à l'ensemble ?

## Notions générales sur la résonance.

Le terme résonance vient de la propriété de certains objets de répondre, de renvoyer les sons. En général, ces objets ne renvoient que les sons d'une certaine fré-



quence, et l'on dit qu'ils sont « accordés » sur cette fréquence. Ces résonances sont difficiles à observer visuellement, mais un phénomène semblable est fourni par les oscillations d'un pendule qui monte et descend en transformant périodiquement de l'énergie cinétique (de

son mouvement quand il passe par la position verticale) en énergie potentielle (à sa position la plus inclinée). La très légère poussée, obtenue au moyen de la roue d'échappement, suffit entièrement à entre-

tenir le mouvement du pendule en compensant les pertes d'énergies dues au frottement et à la résistance de l'air. Mais une seule poussée serait évidemment très insuffisante pour donner au balancement du pendule l'amplitude que l'on observe.

Un phénomène analogue peut prendre naissance dans un circuit électrique comportant de la self et de la capacité. Il est possible, en effet, de faire passer alternativement de grandes quantités d'énergie d'un condensateur à une self et inversement, le circuit extérieur servant simplement à compenser les pertes. Le circuit résonnant fonctionnera le mieux quand la quantité d'énergie absorbée par le condensateur sera égale à celle que restitue la bobine. On obtient donc un fonctionnement satisfaisant lorsque le produit  $E I$  est le même pour la self que pour le condensateur. Dans un circuit série, le courant est le même dans les deux éléments ; quant à la tension, elle croît avec la fréquence dans la self, et décroît dans le condensateur. Pour une certaine valeur de fréquence, la tension à travers la self doit donc être égale à celle aux bornes du condensateur ; pour cette fréquence, dite *fréquence de résonance*, les deux énergies, capacitive et inductive, sont égales. Les tensions développées aux bornes de la self et du condensateur peuvent être plusieurs fois plus fortes que la tension extérieure. Nous avons vu, dans l'exemple du circuit comportant une self et une capacité, que la tension aux bornes du condensateur était de 229 volts, c'est-à-dire plus du double de la tension appliquée ; on était donc dans ce circuit au voisinage de la condition de résonance.

Quand une bobine et un condensateur sont connectés en parallèle, la tension aux bornes de chaque élément est la même, de sorte que ce sont les courants qui doivent être égaux pour que la condition de la résonance soit réalisée. Si le rapport de la réactance à la résistance est élevé, comme c'est le cas de la plupart des circuits radio-électriques, la fréquence de résonance sera la même à peu de chose près, pour le circuit série que pour le circuit parallèle. Pour certains circuits compliqués, il est difficile de dire s'ils appartiennent à la catégorie des circuits parallèle ou à celle des circuits série ; toutefois, dans une étude élémentaire, les circuits peuvent être classés et étudiés suivant ces deux catégories.

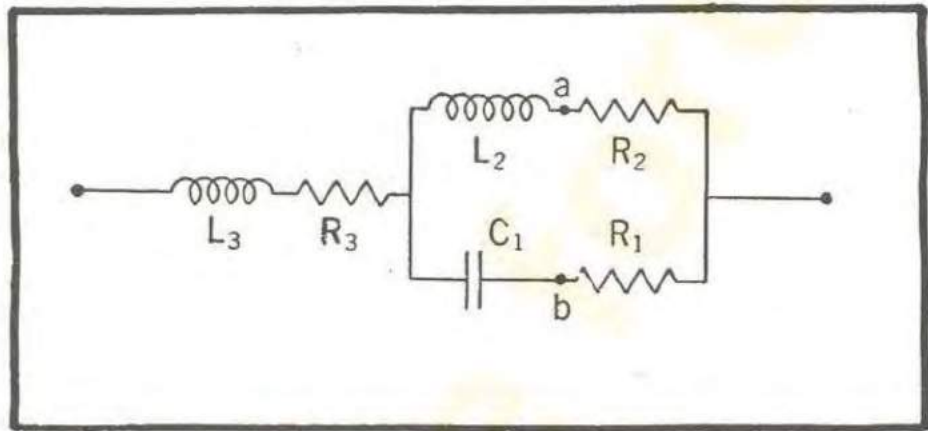


FIG. 3-27. — Schéma du circuit de l'exercice 3-16.



## Circuits résonnants série.

Si l'on se rapporte au diagramme des impédances de la figure 3-25, on voit que l'impédance équivalente de l'ensemble est beaucoup plus faible que les impédances de la self seule ou du condensateur seul. De plus, si on utilisait un condensateur variable, on pourrait ajuster la réactance capacitive de façon qu'elle soit égale à la réactance inductive ; l'impédance équivalente serait alors égale à la résistance seule du circuit, qui est, dans ce cas, égale à 11 ohms. Le circuit serait réglé ainsi à la résonance.

*Un circuit série est en résonance lorsque la réactance inductive est égale à la réactance capacitive, de sorte que l'impédance équivalente se confond entièrement avec la résistance.*

Cette condition peut être obtenue, pratiquement, en faisant varier la capacité du condensateur, la self de la bobine ou, encore, la fréquence. Quel que soit le mode de réglage choisi, on suppose que la résistance du circuit reste constante, de sorte que l'impédance équivalente restera toujours sur la droite  $mn$  de la figure 3-28 *a*. Si la réactance inductive est la plus forte, elle sera située au-dessus de l'axe horizontal (les vecteurs marqués  $Z_L$ ) ; si la réactance inductive est la plus faible, l'impédance sera située au-dessous de cet axe (les vecteurs  $Z_C$ ). Si les deux réactances, inductive et capacitive, sont égales, le vecteur impédance devient  $R$ . La figure 3-28 *c* indique la variation du courant avec la fréquence ; le courant atteint un maximum pour la fréquence de résonance, comme l'indique la courbe  $R$ , mais ce maximum n'est pas très élevé, ni pointu.

La figure 3-28 *b* montre le comportement du même circuit, mais avec une résistance notablement plus faible.

On peut noter que le courant atteindra, à la résonance, une valeur bien plus élevée avec la résistance  $R'$ , et aussi qu'une légère variation de réactance, pour une variation de fréquence donnée, donnera lieu à une variation proportionnellement beaucoup plus grande de l'impédance, de sorte que la courbe  $R'$  sera beaucoup plus pointue. Le circuit peu résistant aura donc un accord plus pointu que le circuit à forte résistance.

## Définition de $Q$ .

Considérons, à cette occasion, les conditions à imposer aux selfs et aux condensateurs pour obtenir des courbes de résonance aiguës.

En général, les condensateurs ont très peu de pertes, et on peut considérer comme nulle leur résistance série. La plus grande partie des pertes d'un circuit doit être attribuée aux conducteurs des selfs. Or, plus ces pertes sont faibles, meilleur est le rendement du circuit (nous l'avons vu en analysant le mouvement du pendule). On a été conduit à mettre en évidence la qualité des bobines à ce point de vue en définissant le facteur  $Q^*$ :

$$Q = \frac{X}{R}.$$

\*) Le facteur  $Q$  n'a absolument aucun rapport avec le symbole  $Q$  désignant la charge. On évitera la confusion par le sens des formules ou par le contexte.



Ainsi donc la bobine ou le condensateur seront d'autant meilleurs que le rapport de la réactance à la résistance sera plus élevé. En haute fréquence, les pertes dans le diélectrique de la bobine, ainsi que l'accroissement rapide de la résistance, dû à l'*effet de peau* du fil, font que la résistance croît à peu près aussi vite que la réactance. Il en résulte que le facteur

$$Q = \frac{2\pi fL}{R}$$

reste presque constant dans une large gamme de fréquences. Avec un  $Q$  élevé, on peut

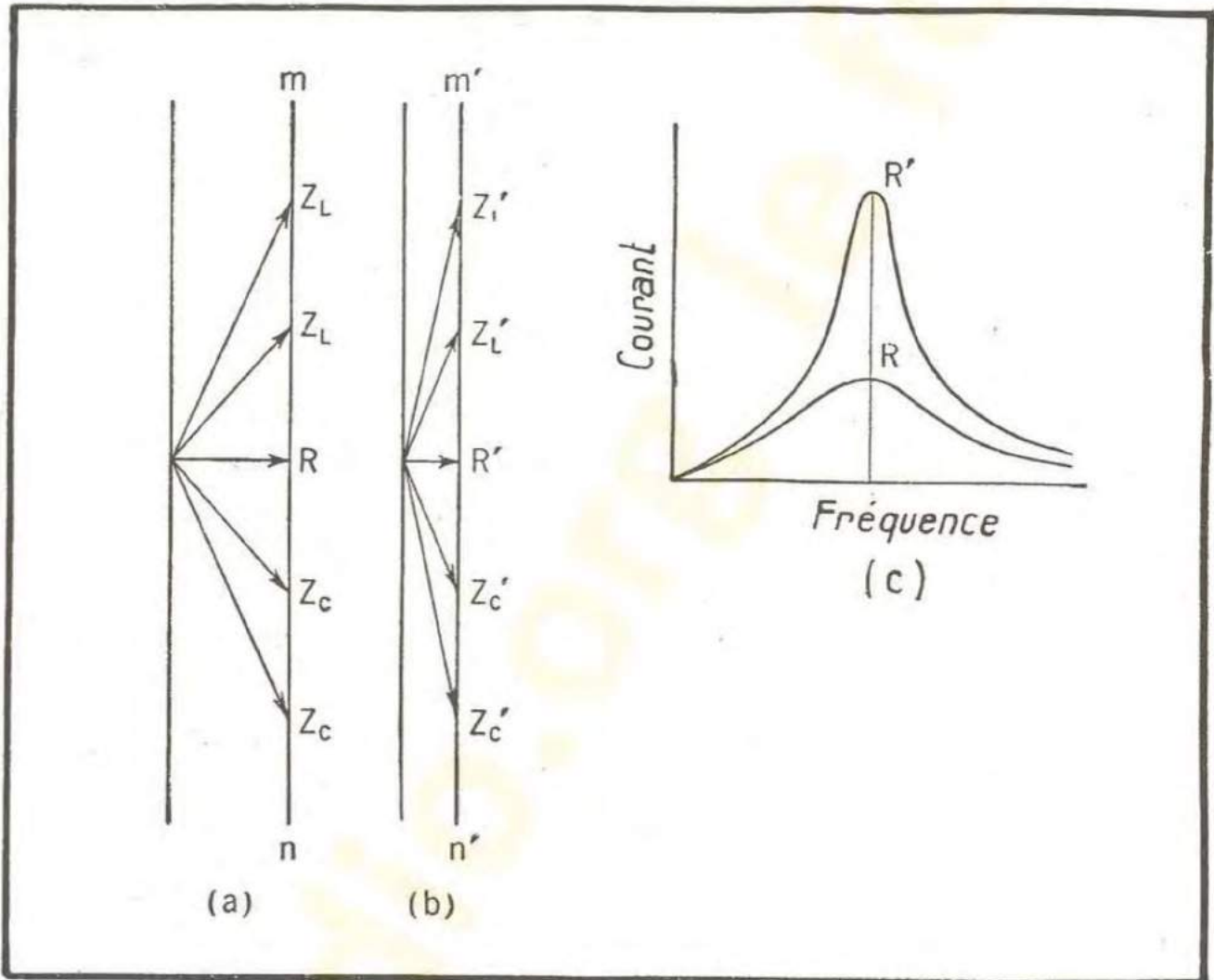


FIG. 3-28. — Résonance série.

employer le circuit série comme élévateur de tension. Dans certains circuits, on a besoin d'une tension pour l'attaque de la grille d'un tube ; dans ce cas, on peut prendre cette tension aux bornes de la self ou du condensateur d'un circuit résonnant série. Si le  $Q$  du circuit est grand, la tension obtenue sera plusieurs fois plus forte que la tension appliquée.

### Effet de l'impédance de la source.

On a supposé, dans ce qui précède, que le circuit était relié à un réseau à tension constante. Dans les circuits radio-électriques cela n'est vrai que rarement, étant donné que la source elle-même peut avoir une impédance considérable. Dans un circuit



série, toutes les résistances doivent être prises en considération, de sorte que la résistance de la source doit être faible, au même titre que celle de la charge. Il s'en suit que si l'on utilise un tube à vide, dont la résistance de plaque est élevée, il ne faudra pas s'attendre à une bonne sélectivité du circuit série.

### Résonance parallèle.

Dans l'exemple qui illustre les circuits parallèles, on a vu que le courant total était inférieur aux courants dans chaque branche. De plus, si l'on augmente le courant dans le condensateur, en augmentant la capacité, le courant total décroît encore. En rendant le courant capacitif égal au courant inductif, l'échange de l'énergie entre le condensateur et la self est équilibré et le circuit est en résonance parallèle. Le seul courant débité par la source extérieure est alors celui nécessaire pour compenser les pertes. Comme nous l'avons déjà vu, les pertes dans le condensateur sont négligeables, de sorte qu'avec un  $Q$  élevé de la bobine, les pertes du circuit sont très faibles et sa résistance équivalente atteint une valeur considérable. Comme le nom de résonance a été tout d'abord appliqué à la résonance série, et qu'il correspondait alors à une condition d'impédance minimum, il est devenu courant d'appeler la condition d'impédance maximum de la résonance parallèle du nom d'*antirésonance*.

On peut faire une distinction entre le réglage du circuit parallèle tel qu'il vient d'être défini (facteur de puissance égal à 1) et le réglage au maximum d'impédance, mais dans les circuits à faibles pertes, et c'est le cas de la plupart des circuits radio-électriques, les deux réglages se confondent.

**Effet de l'impédance de la source.** — Nous avons vu que le circuit résonnant série, pour être sélectif, exigeait une source de faible résistance. La sélectivité d'un circuit parallèle est, au contraire, d'autant plus élevée que la résistance de la source est grande ; en effet, l'impédance équivalente du circuit parallèle croît très vite au voisinage de la résonance, de sorte que la tension aux bornes du circuit est bien plus grande à la résonance que de part et d'autre.

Comme les tubes à vide, et en particulier les tubes à grille-écran, ont une résistance interne élevée, leur charge est très souvent constituée par des circuits à résonance parallèle.

#### Exercice 3-17.

(a) Déterminer la valeur du condensateur nécessaire pour faire résonner une self de  $10 \mu\text{H}$  sur une fréquence de 300 kHz. (b) Tracer la courbe de résonance du courant en fonction de la fréquence, sachant que la tension appliquée est de 4 volts et le facteur de surtension  $Q$  égal à 20. (c) Tracer une courbe analogue avec  $Q = 6$ . (d) Tracer une troisième courbe de résonance avec  $Q = 20$ , en supposant que la résistance de la source est de 25 ohms.

#### Exercice 3-18.

(a) Quelle est la valeur à donner au condensateur pour obtenir avec une self de 1 mH une résonance parallèle sur 300 kHz. (b) Supposer que le circuit constitue la charge d'un tube à vide, dont la résistance intérieure est de 5 000 ohms et qui déve-



loppe aux bornes du circuit une tension de 125 volts. Tracer la courbe donnant la tension en fonction de la fréquence, sachant que l'on a  $Q = 20$ . (c) Tracer la même courbe pour une résistance intérieure de 50 000 ohms.

## Adaptation des impédances.

Dans la plupart des circuits radio-électriques, la puissance mise en jeu est si faible que le rendement n'a pas beaucoup d'importance. Il est important, toutefois, d'obtenir dans un circuit le maximum de puissance de façon à avoir un signal de la plus grande amplitude possible. On peut démontrer que l'on obtient le transfert de puissance maximum lorsque la résistance de la charge est égale à celle de la source, et que sa réactance est égale, et de signe contraire, à celle de la source. Cette égalisation des impédances entre le générateur et sa charge est une des formes de l'adaptation des impédances. Pour une bonne adaptation, il faut utiliser le circuit résonnant série avec des sources à faible impédance, et le circuit parallèle avec les sources qui ont une impédance élevée.

On utilise souvent un circuit résonnant parallèle pour adapter deux impédances l'une à l'autre. La figure 3-29 donne un exemple de la façon de procéder ; le circuit parallèle normal est le circuit à haute impédance, le circuit à basse impédance étant pris sur

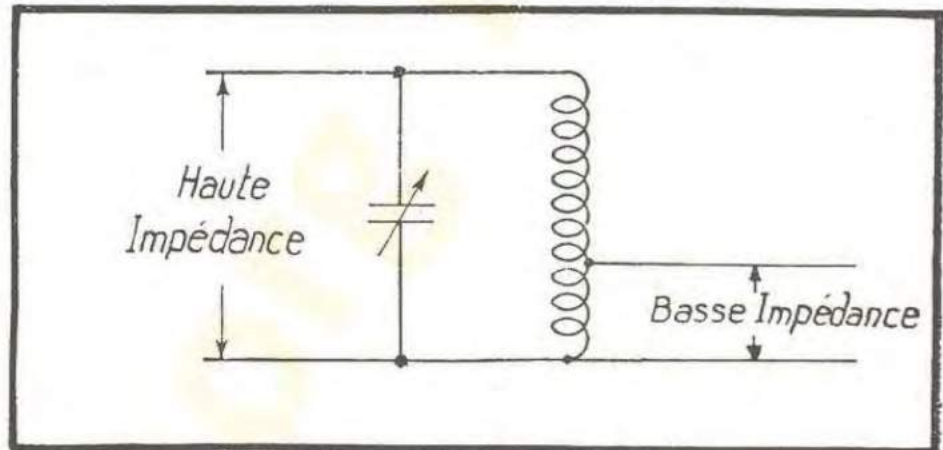


FIG. 3-29. — Adaptation des impédances au moyen d'un circuit parallèle accordé.

une prise intermédiaire de la self. En regardant du côté de la basse impédance, il est difficile de déterminer si le circuit est en résonance parallèle ou en résonance série, bien qu'il soit indiscutable qu'il est en résonance. Ce circuit peut être utilisé aussi bien pour réduire l'impédance que pour l'élever.

## Ondemètres.

Le circuit résonnant est souvent appliqué dans les mesures approchées de la fréquence ou de la longueur d'onde. L'appareil de mesure est constitué par une bobine et par un condensateur variable étalonné en fréquences. Placé à côté d'une source d'énergie radio-électrique, l'accord du condensateur au maximum de l'indicateur (lecture d'un milliampèremètre ou éclat d'une lampe) donne la résonance, et la lecture de la fréquence cherchée.

## Inductance mutuelle.

Lorsqu'une bobine d'inductance, telle que celle de la figure 3-10, est disposée



avec une autre bobine analogue sur un même support (figure 3-30) et qu'un courant alternatif circule dans la bobine primaire, une force électro-motrice est induite dans la bobine secondaire. Cette tension secondaire est due au flux sinusoïdal engendré par la bobine primaire.

Nous avons vu que ce flux produisait dans la bobine primaire une tension donnant naissance à un courant qui tend à s'opposer à la variation du flux. Mais les deux enroulements étant très voisins, le flux engendré par l'un est presque entièrement embrassé par l'autre. Le flux étant directement proportionnel au courant primaire, la tension secondaire est directement proportionnelle à la vitesse de variation du courant primaire.

Quand deux bobines sont placées de telle façon qu'une variation de courant dans l'une produit une variation de flux dans l'autre, on dit qu'elles sont couplées par inductance mutuelle.

L'inductance mutuelle se mesure avec les mêmes unités que la self-inductance.

Ainsi, lorsqu'une variation de 1 ampère par seconde dans la bobine primaire produit une tension de 1 volt dans la bobine secondaire, on dit que les deux bobines ont 1 henry d'inductance mutuelle.

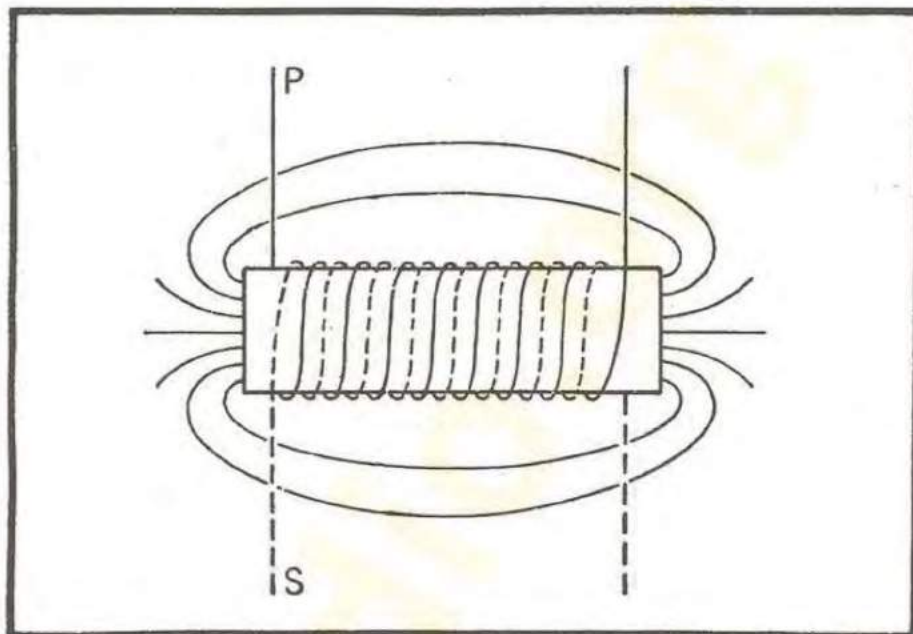


FIG. 3-30. — Inductance mutuelle. Transformateur à air.

che ; les deux bobines y sont placées à une certaine distance, bien qu'elles soient encore coaxiales.

### Effet du secondaire .

Quand nous avons affaire à une bobine unique, nous avons vu qu'en négligeant la résistance, le courant dans la bobine croissait jusqu'à ce que la tension de self-induction soit égale à la tension appliquée. Quand une deuxième bobine entre en jeu, comme sur la figure 3-30, elle ne produit aucun effet sur le primaire aussi longtemps qu'elle reste en circuit ouvert. Mais si on ferme cette bobine sur une résistance, ou sur toute autre charge, un courant prendra naissance ; ce courant sera dirigé de façon

Quand deux bobines sont disposées très près l'une de l'autre, comme sur la figure 3-30, on dit que le couplage entre elles est serré. Quand elles sont disposées de telle façon qu'une faible partie du flux produit par le primaire est embrassée par le secondaire, on dit que le couplage est faible ou lâche.

Le couplage de la figure 3-31 est lâche ; les deux bobines y sont placées à une certaine distance, bien qu'elles soient encore coaxiales.



à s'opposer à la variation du flux qui le produit. Cet effet tend à réduire le flux dans le primaire et la tension contre-électromotrice tend à diminuer à son tour. Mais aussitôt, la ligne débite un courant supplémentaire qui neutralise la force magnéto-motrice due au courant secondaire et ramène le flux primaire à sa valeur initiale. Cela augmente la force électro-motrice induite jusqu'à ce qu'elle soit égale à la tension appliquée. Si le secondaire fournit une certaine puissance, le courant secondaire sera en phase avec la tension, et le courant primaire qu'il a appelé sera également en phase avec la tension ; la puissance

est donc d'abord fournie au primaire, et son transfert dans le secondaire se fait par l'intermédiaire du flux commun. Un tel arrangement des bobines en couplage serré porte le nom de *transformateur*. Si le flux est dans l'air (fig. 3-30), on a un transformateur à couplage dans l'air ; si un circuit magnétique en fer est disposé sur le parcours du flux, on a un transformateur à noyau de fer.

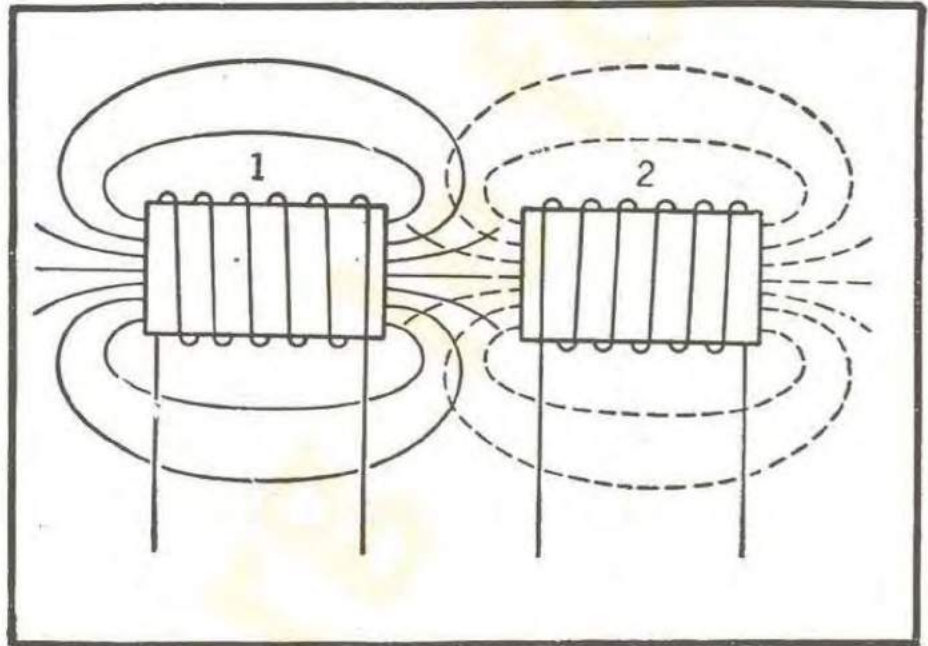


FIG. 3-31. — Inductance mutuelle. Couplage lâche.

## Emploi et caractéristiques des transformateurs.

Comme dans la plupart des transformateurs, surtout ceux à noyau de fer, le couplage est très serré, nous allons supposer dans l'étude préliminaire, que la totalité du flux traverse les deux bobines. Si cette condition est réalisée, la vitesse de variation du flux est la même pour toutes les spires, qu'elles soient primaires ou secondaires. La tension induite dans chaque bobine sera donc proportionnelle au nombre des spires, ce qui permet d'utiliser les transformateurs pour augmenter ou réduire une tension alternative. Si, par exemple, on désire élever la tension appliquée à la grille d'un tube, on peut utiliser un transformateur ayant beaucoup plus de spires au secondaire qu'au primaire. Ou encore, si l'on veut alimenter un haut-parleur, nécessitant un courant élevé sous une tension faible, à partir d'un tube à vide à haute impédance, le primaire du transformateur (connecté au tube) devra avoir un grand nombre de spires, alors que le secondaire (débitant dans le haut-parleur) n'en comportera que quelques-unes. Nous avons là un autre exemple de l'adaptation des impédances.

Étudions maintenant de plus près le fonctionnement d'un transformateur. Nous avons déjà vu que les effets magnétiques étaient proportionnels à la fois au courant et au nombre de spires, donc à ce qu'on appelle les ampères-tours.



Comme les ampères-tours doivent être égaux, les courants dans le primaire et dans le secondaire seront en proportion inverse du nombre de spires. Ainsi, si le primaire a trois fois plus de spires que le secondaire, il demandera trois fois moins de courant pour donner le même nombre d'ampères-tours.

Rappelons que cette égalité d'ampères-tours n'est pas tout à fait exacte, puisque le primaire est le siège d'un certain courant même quand le secondaire est à vide ; en effet, un certain flux doit être produit pour induire la force contre-électromotrice nécessaire pour neutraliser la tension appliquée. Le courant primaire porte le nom de *courant magnétisant* ou *courant à vide*. Une règle très commode dans l'analyse des transformateurs, découle de ce qui précède : *en négligeant le courant à vide, les ampères-tours primaires sont égaux et opposés aux ampères-tours secondaires*. Comme la tension est proportionnelle au nombre des spires et que le courant lui est inversement proportionnel, leurs produits (les volt-ampères) au primaire et au secondaire sont égaux.

### **Transformateurs à noyaux de fer. Transformateurs de puissance.**

— Dans les transformateurs à fréquence faible, et en particulier dans les transformateurs industriels, on utilise des noyaux de fer pour réduire le courant magnétisant, et augmenter ainsi le rendement. Dans la plupart des cas, ces transformateurs sont calculés pour une certaine tension maximum aux bornes de l'enroulement. En effet, le rapport des courants magnétisants au flux croît très vite quand la densité du flux dépasse une certaine valeur. On le voit sur la courbe de la figure 2-27, où la densité du flux croît rapidement avec les ampères-tours jusqu'à la valeur de 500 000 lignes par centimètre carré; après quoi, elle augmente beaucoup moins vite. Il s'ensuit que si une densité de flux élevée est nécessaire pour équilibrer la tension extérieure appliquée au primaire, le courant magnétisant sera très grand. Si, par exemple, un transformateur de 110 volts est connecté à un réseau de 220 volts, il faudra une densité de flux double pour obtenir la tension de self-induction nécessaire. Si le transformateur avait été prévu pour fonctionner avec une densité maximum de 400 000 lignes par centimètre carré, la densité nécessaire sous 220 volts serait de 800 000 lignes, valeur située loin en dehors des limites du diagramme. Dans ce cas, le courant magnétisant devient si fort que les pertes par effet Joule ( $I^2 R$ ) provoquent un échauffement exagéré et une détérioration du transformateur. Il est donc très important que les transformateurs de puissance fonctionnent dans les conditions prévues de tension et de fréquence.

**Transformateurs B. F. à noyau de fer.** — L'analyse précédente supposait que le primaire du transformateur était alimenté sous tension constante, et que la source pouvait fournir des quantités illimitées de puissance, ce qui est presque toujours vrai pour les réseaux de distribution. Dans un poste de radio, par contre, les transformateurs sont employés pour l'adaptation des impédances, et la source de puissance est constituée, le plus souvent, par un tube à vide de forte résistance intérieure. Ici le courant primaire dépend de l'intensité du signal. Quand celui-ci est faible, la densité du flux l'est aussi et le signal secondaire reproduit fidèlement le signal primaire. Mais si le signal primaire devient trop fort, le flux atteint le coude de la saturation et n'est plus proportionnel au courant primaire; le secondaire cesse de reproduire fidèlement le signal primaire. Cet effet est connu sous le nom de *distorsion* et constitue l'un des nombreux obstacles à la bonne reproduction des signaux.



**Transformateurs sans fer.** — Dans ces transformateurs l'hypothèse des flux primaire et secondaire égaux est loin d'être vraie, et les résultats précédents ne sont pas valables. Il est toujours vrai, toutefois, qu'un courant prend naissance dans le secondaire, et que ce courant produit une tension dans le circuit primaire qui affecte le courant qui le parcourt. L'étude mathématique de ce genre de circuit sort du cadre de cet ouvrage et nous allons donner, simplement, dans les pages qui suivent le sens de certains termes et l'analyse qualitative de certains résultats.

### Coefficient de couplage.

On voit sur la figure 3-31 que seule une faible partie du flux de la bobine 1 traverse la bobine 2. Si le flux total de la bobine 1 est désigné par  $\Phi_1$ , et la partie de ce flux qui traverse la bobine 2, par la lettre  $\Phi_{12}$ , le rapport de  $\Phi_{12}$  à  $\Phi_1$  donne la mesure du couplage mutuel des deux bobines. Ce rapport est égal au rapport de  $\Phi_{21}$  à  $\Phi_2$ ,  $\Phi_{21}$  étant le flux (produit par le courant dans la bobine 2) qui traverse la bobine 1 et  $\Phi_2$  le flux total dans la bobine 2. Ce rapport s'appelle le *coefficient de couplage* des deux bobines, et peut être écrit de la façon suivante :

$$k = \frac{\Phi_{12}}{\Phi_1} = \frac{\Phi_{21}}{\Phi_2}.$$

Il s'ensuit que

$$\Phi_{12} = k \Phi_1 \quad \text{et} \quad \Phi_{21} = k \Phi_2.$$

La self de la bobine 1 est le produit de  $\Phi_1$  par ampère et du nombre de spires de la bobine 1 :

$$L_1 = \frac{\Phi_1 N_1}{I_1}.$$

De même, pour la self de la bobine 2 :

$$L_2 = \frac{\Phi_2 N_2}{I_2}.$$

L'inductance mutuelle de la bobine 1 par rapport à la bobine 2 est le produit de  $\Phi_{12}$  par ampère du courant dans la bobine 1, et du nombre de spires de la bobine 2 :

$$M = \frac{\Phi_{12} N_2}{I_1} = k \frac{\Phi_1 N_2}{I_1}.$$

De même, la mutuelle de la bobine 2 par rapport à la bobine 1 peut s'écrire :

$$M = \frac{\Phi_{21} N_1}{I_2} = k \frac{\Phi_2 N_1}{I_2}.$$

Si l'on multiplie l'une par l'autre les deux définitions de la mutuelle, il vient :

$$M^2 = k^2 \left( \frac{\Phi_1}{I_1} N_2 \times \frac{\Phi_2}{I_2} N_1 \right) = k^2 L_1 L_2.$$

Cette équation donne pour  $k$  :

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

Si les bobines 1 et 2 sont connectées en série de façon que les flux s'ajoutent, le



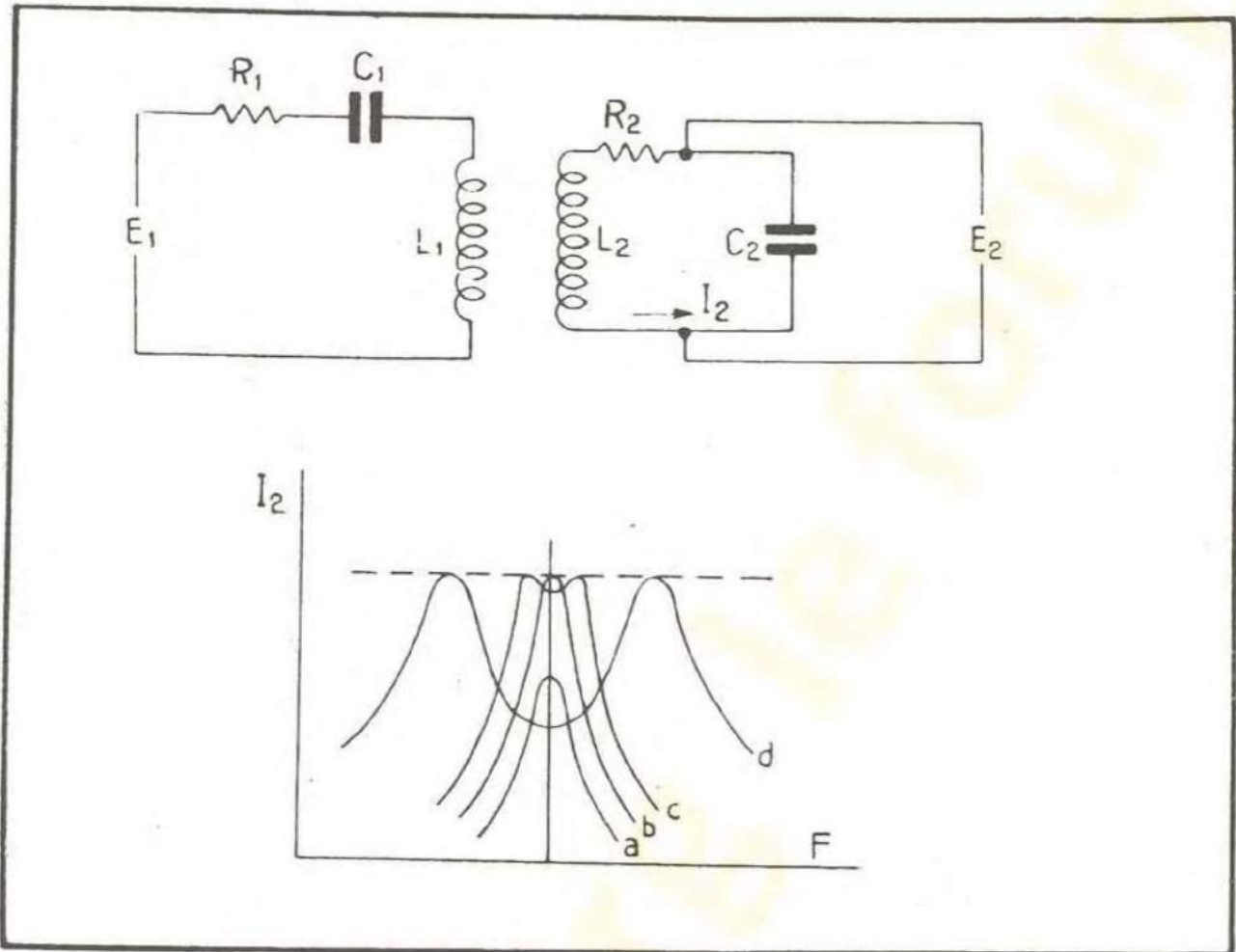


FIG. 3-32. — Courbes de résonance des circuits couplés pour différentes valeurs du couplage.

Le courant est le même dans les deux, et l'inductance équivalente est la somme de  $L_1$  et  $L_2$ , à laquelle viennent s'ajouter la mutuelle de la bobine 1 par rapport à la bobine 2, et celle de la bobine 2 relativement à la bobine 1 :

$$L_t = L_1 + L_2 + 2 M.$$

Si les bobines sont connectées de telle façon que les flux dus à la self inductance et à la mutuelle s'opposent, on a :

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

En retranchant la seconde équation de la première il vient :

$$4 M = L_t - L'_t;$$

$$M = \frac{L_t - L'_t}{4}.$$

Cette relation sert de base à la détermination expérimentale des inductances mutuelles.

### Couplage par inductance mutuelle et sélectivité.

Bien qu'il soit toujours utile dans le cas des transformateurs industriels, le couplage serré n'est pas désirable dans tous les cas. Afin d'obtenir une sélectivité très accusée pour certaines fréquences, les circuits résonnants doivent être libres d'osciller sur leur fréquence propre, sans qu'une influence exagérée du courant, qui y est induit, se fasse



sentir. Ainsi, si le primaire et le secondaire du circuit représenté sur la figure 3-32 sont accordés sur une certaine fréquence, et que le primaire reçoit un signal de cette fréquence, il apparaît une légère tension aux bornes du secondaire, même si celui-ci est assez éloigné. Rapprochons maintenant le secondaire, la tension  $E_2$  va en croissant, mais cet accroissement atteindra une valeur limite pour une certaine valeur de la mutuelle. A partir de cette valeur, un accroissement du couplage sera accompagné d'une diminution du courant et de la tension dans le secondaire. La réaction du secondaire sur le primaire est alors telle que le primaire n'est plus en résonance, et que le courant dans le primaire devient très faible.

Si l'on trace les courbes de résonance en faisant varier le degré du couplage, on constate que pour un couplage faible la courbe a l'allure de celle de la figure 3-32 a. On remarquera que la résonance est alors très aiguë, mais que le couplage ne suffit pas pour donner le signal maximum.

En augmentant le couplage jusqu'à la valeur critique, on obtient le signal maximum pour la fréquence de résonance. La courbe est encore très pointue, et on utilise ce réglage lorsqu'on désire avoir une seule réponse bien définie. Si l'on dépasse légèrement le couplage critique, le niveau est relativement constant pour une bande étroite de fréquences et tombe rapidement de part et d'autre, ainsi qu'on le voit sur la figure 3-32 c. Cette valeur du couplage est très souvent utilisée dans les circuits radio-électriques. En augmentant davantage encore le degré de couplage, on obtient une courbe du genre de celle de la figure 3-32 d, qui est une courbe à deux maxima. C'est une forme exagérée de la courbe précédente, et elle ne sert qu'à montrer le vrai caractère de celle-là.

### Appareils de mesure à courant alternatif.

Presque tous les appareils à courant alternatif donnent une mesure de l'intensité du courant qui les traverse; en cela ils ressemblent aux appareils à courant continu. Mais l'analogie s'arrête-là, car les oscillations rapides du courant ne permettent pas l'utilisation de l'appareil à cadre mobile de d'Arsonval.

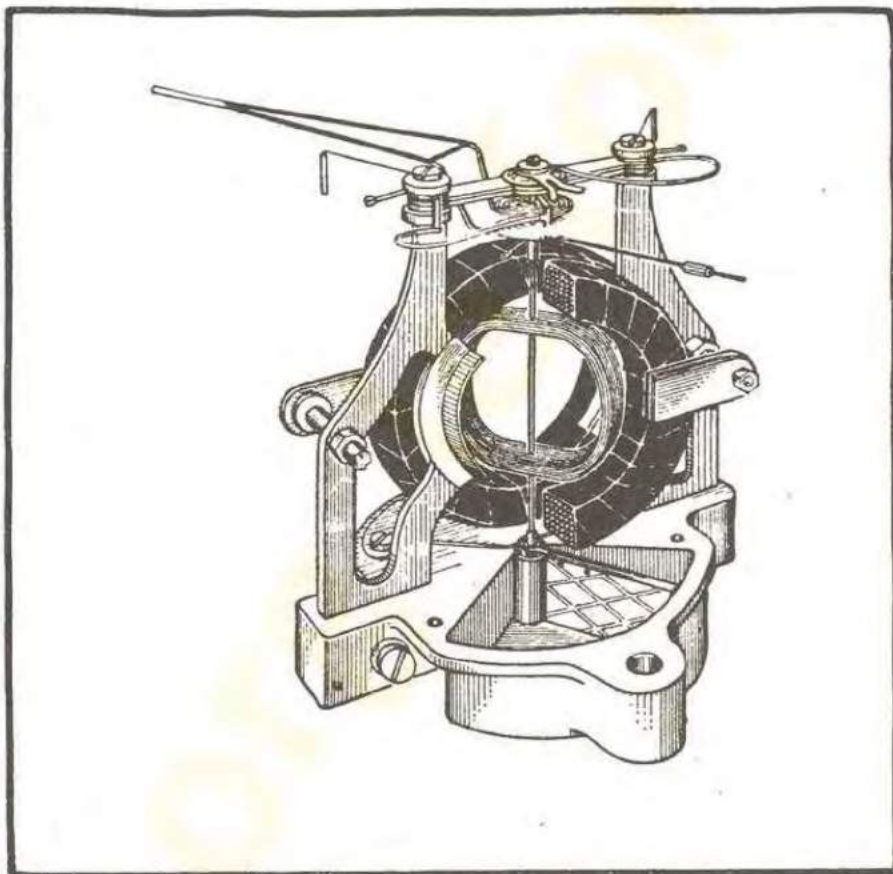


FIG. 3-33. — Appareil du type électro-dynamométrique.



Il a fallu imaginer un appareil qui fournisse un couple dirigé toujours dans le même sens, en dépit de l'inversion du courant à chaque alternance. Quatre catégories d'appareils sont surtout utilisées ; ce sont le dynamomètre, l'appareil à aimant mobile, l'appareil à redresseur et celui à thermocouple.

**Appareils électro-dynamométriques.** — Dans ce type d'instrument, deux bobines (les grandes bobines de la figure 3-33), parcourues par le courant à mesurer, produisent un champ magnétique. Le même courant (ou une partie de ce courant) traverse la bobine mobile. L'inversion du courant se produit dans les bobines fixes et mobiles au même instant, de sorte que le couple est toujours dirigé dans le même sens. Ce couple est approximativement proportionnel au carré du courant. Cet appareil peut fonctionner également en courant continu; cependant, il n'a pas la sensibilité élevée des appareils normalement utilisés en courant continu. Pouvant être utilisé aussi bien en ampèremètre qu'en voltmètre, l'appareil électro-dynamométrique trouve pourtant son application la plus courante dans la mesure des puissances.

Quand il est employé comme wattmètre, le courant de charge est envoyé dans les bobines fixes, alors que la bobine mobile, en série avec une résistance, est connectée aux bornes du réseau. La puissance étant donnée par l'expression  $E I \cos \theta$ , et l'intensité du champ dans l'appareil étant  $I \cos \theta$  à l'instant où la tension atteint sa valeur maximum, le couple moteur et la lecture de l'appareil seront directement proportionnels à la puissance.

Le principal inconvénient de cet appareil est son coût élevé qui limite son champ d'application aux wattmètres et aux appareils de haute précision.

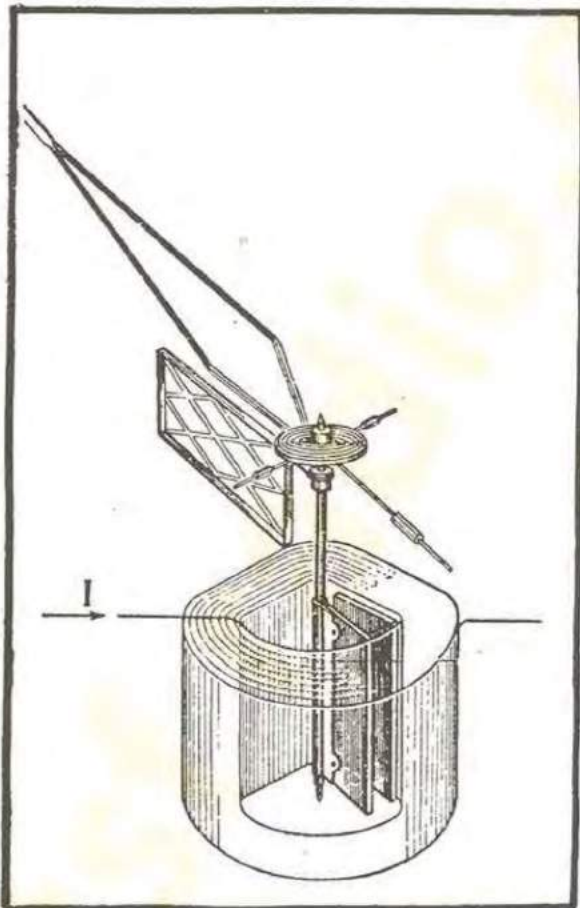


FIG. 3-34. — Appareil à aimant mobile.

**Appareils à aimant mobile.** —

Les appareils peuvent se présenter sous des formes différentes, mais ils comportent tous un équipage mobile constitué par une pièce en fer doux, dont l'axe tourne dans des coussinets d'horlogerie. Un ressort en spirale fournit le couple de rappel, et une aiguille indique la position de l'équipage mobile. Le couple moteur dépend de la façon dont le fer doux subit le champ magnétique fourni par la bobine fixe (voir l'ensemble de l'appareil sur la figure 3-34). Le courant alternatif qui parcourt celle-ci magnétise les pièces fixes et les pièces mobiles en fer doux ; la polarité de ces pièces étant la même, elles se repoussent l'une l'autre quelque soit le sens du courant dans la bobine. Aucune connexion électrique avec l'élément mobile n'est nécessaire. Quand on désire employer un tel appareil comme ampère-



mètre, on utilise quelques spires de gros fils pour la bobine ; quand il fonctionne en voltmètre, de nombreuses spires de fil fin sont utilisées.

**Appareils à redresseur.** — En incluant dans le boîtier d'un instrument pour appareil continu un

petit redresseur, on obtient un appareil pour courant alternatif (voir figure 3-35). Sur le côté gauche de la figure 3-35 on aperçoit un redresseur à oxyde de cuivre, approximativement à l'échelle ; on emploie quelquefois à la place de l'oxyde de cuivre des redresseurs à cristaux. Les appareils de ce type sont limités habituellement à quelques milliam-pères. Ils peuvent être utilisés pour la mesure des faibles intensités et des tensions jusqu'aux fréquences très élevées.

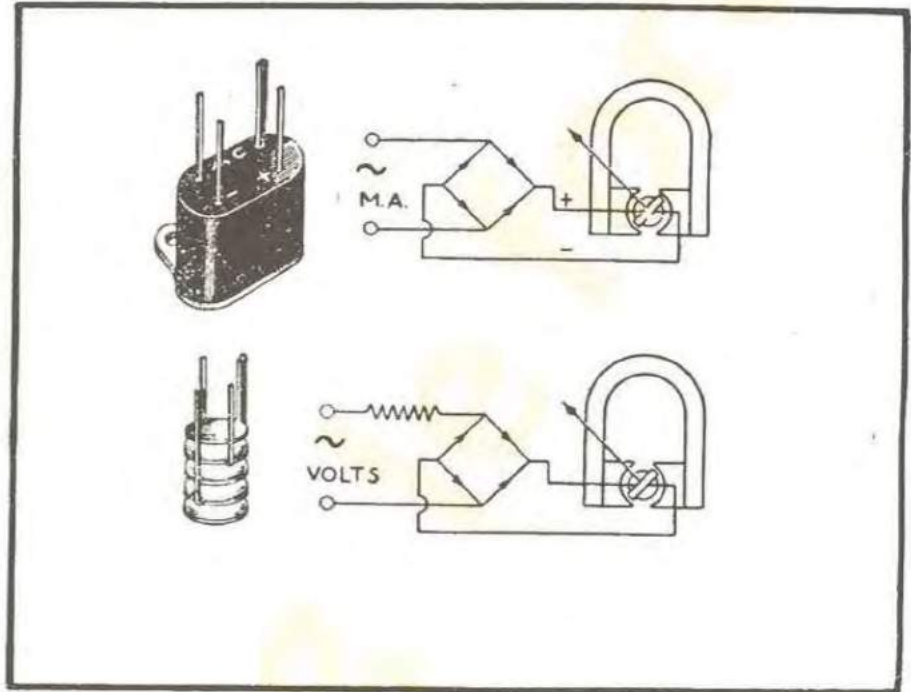


FIG. 3-35. — Appareil à oxyde de cuivre.

**Appareils à thermocouple.** — La figure 3-36 donne une représentation schématique de ce type d'appareil.

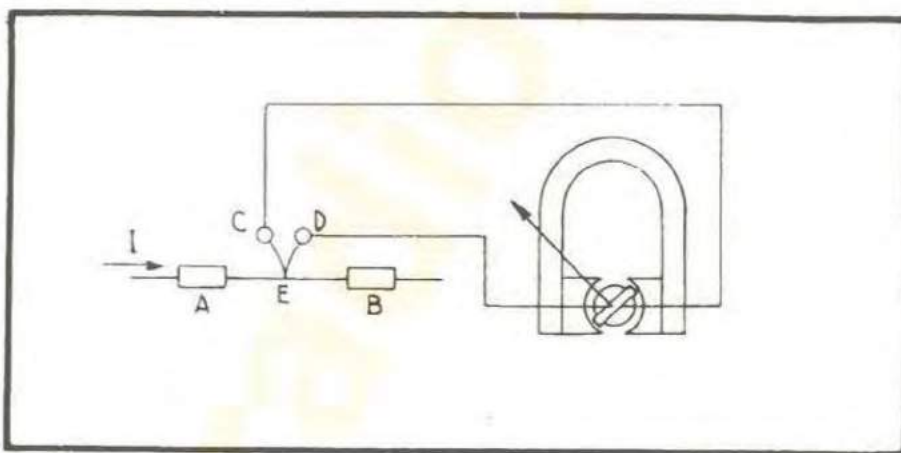


FIG. 3-36. — Appareil à thermocouple.

Le courant dont on veut connaître l'intensité passe de A à B et chauffe le fil résistant. Le thermocouple a son extrémité chaude en E et les extrémités froides en C et en D. Cet appareil est particulièrement utile aux très hautes fréquences,

et permet d'effectuer des mesures satisfaisantes jusqu'à 100 MHz.

### Ponts à courant alternatif.

Bien qu'il soit possible d'obtenir avec les appareils ci-dessus des mesures très correctes des résistances, des tensions et des intensités, ils ne se prêtent pas très bien à la



mesure de l'inductance des bobines et de la capacité des condensateurs. L'utilisation d'un pont de Wheatstone pour courant alternatif va nous permettre de mesurer ces quantités par une comparaison directe avec des selfs et des capacités connues.

Considérons le circuit de la figure 3-37. Une tension alternative  $E$  est appliquée entre  $a$  et  $b$ . Le courant  $I_x$ , qui traverse la résistance  $R_2$  et la self inconnue  $X$ , produit dans  $R_2$  une chute de tension  $I_x R_2$ , indiquée sur le diagramme vectoriel de la figure

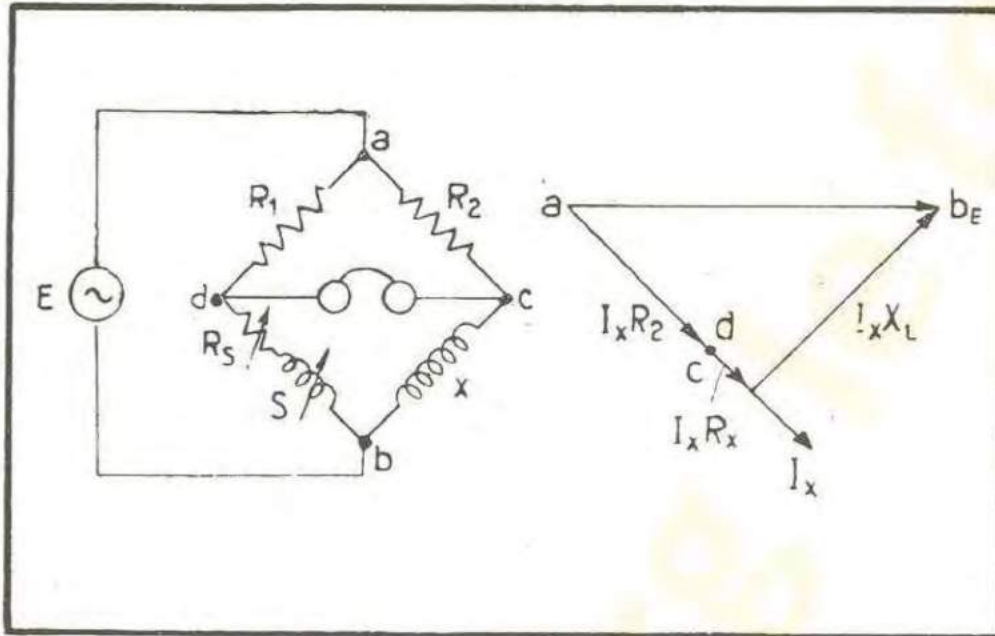


FIG. 3-37. — Pont à courant alternatif.

3-37 entre les points  $a$  et  $c$ . La chute de tension aux bornes de la self inconnue est la somme de  $I_x R_x$  et  $I_x X$ . Si  $R_1$  est égal à  $R_2$ , la résistance  $R_s$  et l'inductance  $S$  doivent être ajustées de façon à être égales à la résistance et à l'inductance de l'élément inconnu. Quand ce ré-

glage est terminé, le point  $d$  est au même potentiel (en phase et en amplitude) que le point  $c$ , et le signal aux bornes du détecteur doit disparaître complètement.

Ce pont peut servir de la même manière pour la mesure des capacités. Dans certains cas,  $R_1$  n'est pas égal à  $R_2$  et il faut écrire :

$$X = S \frac{R_2}{R_1}.$$

### Procédés utilisant la résonance.

Dans certains cas, il est plus commode de déterminer une self-inductance en cherchant la valeur de la capacité nécessaire pour obtenir la résonance des deux éléments sur une fréquence donnée. La résonance peut être mise en évidence par un appareil à aiguille ou par tout autre procédé ; si le condensateur est étalonné, on a :

$$L = \frac{1}{(2 \pi f)^2 C}$$

REMARQUE. — Il ne faut pas oublier, en utilisant les équations de ce type, que les selfs et les capacités sont exprimées, respectivement, en henrys et en farads.

### Sources de courant alternatif.

Les courants alternatifs, que l'on rencontre dans les circuits radio-électriques, sont produits par des montages oscillateurs comportant des tubes à vide et des circuits



accordés. L'étude de ces montages et de la production des oscillations sera abordée dans un des prochains chapitres.

## Reproduction de la parole et de la musique.

Les ondes musicales sont reproduites par le microphone qui les transforme en courants électriques. La forme de ces ondes est très complexe et leur calcul ne peut être abordé à l'aide des connaissances mathématiques élémentaires dont nous disposons dans ce livre. Nous pouvons indiquer, toutefois, la manière générale de procéder ; cela donnera un aperçu des conditions de fonctionnement des circuits et des amplificateurs de basse fréquence.

Les mathématiciens ont démontré qu'une onde de forme complexe peut être reproduite par une combinaison d'ondes sinusoïdales simples de différentes fréquences. L'oreille n'étant sensible qu'aux sons dont la fréquence est comprise entre 20 et 20 000 p/s (à l'extrême limite), telles sont aussi les limites des fréquences nécessaires pour reproduire les ondes sonores complexes (dans les circuits habituels, on ne tente d'ailleurs pas de descendre au-dessous de 30 p/s, ni de dépasser 10 à 12 000 p/s). Dans le calcul des circuits traversés par les ondes complexes, on décompose la tension appliquée en tensions sinusoïdales simples, on détermine la tension correspondante à la sortie du circuit et on obtient la tension résultante en faisant la somme de toutes les tensions de sortie élémentaires.

## Circuits parcourus simultanément par des courants continus et par des courants alternatifs.

La méthode qui vient d'être résumée s'applique dans le cas où le circuit est parcouru également par un courant continu. Dans ce cas, le calcul du circuit relativement au courant continu se fait comme si le courant alternatif était absent. Ensuite on opère comme si le courant continu était supprimé et que le courant alternatif subsistait seul. Finalement, on ajoute les résultats obtenus, en vertu du principe bien connu de la *superposition des états*. Cette méthode ne peut toutefois pas être appliquée quand la présence du courant continu modifie les constantes du circuit en courant alternatif, comme cela se produit souvent dans le cas des tubes électroniques, et, quelquefois, dans le cas des inductances à fer.

### Réponses aux exercices.

**3-1.** — Vitesse de variation maximum : 1,256 A/sec ; tension induite :  $E_L = 62,8$  volts.

**3-2.** — Tension maximum : 37,7 volts ; tension efficace : 26,63 volts.

**3-3.** — 15,06 ohms ; 7,97 A.

**3-4.** — 2,12 mA.

**3-5.** — 170,8 V, en avance sur I de  $61,93^\circ$ .

**3-6.** — 4,92 mA, en retard sur E de  $38,13^\circ$ .



- 3-7. — 7,76 A ; 14,17 ohms (montage en série).  
3-8. — 8,67 ohms.  
3-9. — 0,50 A.  
3-10. — 25,7 mA ; 778 ohms.  
3-11. — 0,596 A en avance sur E de  $64,78^\circ$ .  
3-12. — 0,271 A ; 36,9 ohms.  
3-13. — Angle entre  $V_R$  et  $V_L$  égal à  $51,45^\circ$  ; angle entre  $V_L$  et la tension appliquée :  $52,0^\circ$ .  
3-14. — (a) 42,75 watts ; (b) 79,4 watts ; (c) 39,1 watts.  
3-15. — 17,9 mA.  
3-16. — 27,4 mA ; 5,83 V, en retard de  $170,1^\circ$ .  
3-17. — 0,0281  $\mu\text{F}$ .  
3-18. — 281  $\mu\mu\text{F}$ .
-



# PRINCIPES DE L'ÉLECTRONIQUE

## Introduction .

De toutes les parties constituantes de l'appareillage moderne des radio-communications, le tube électronique est la plus importante.

Plusieurs principes fondamentaux de la T. S. F. étaient bien connus longtemps avant de pouvoir être mis en application, car leur développement et leur utilisation pratique étaient subordonnés à la découverte et au perfectionnement du tube à vide.

Il existe des tubes à vide de toutes les dimensions, depuis le minuscule tube gland jusqu'aux tubes géants de 100 kW à refroidissement par eau, utilisés dans les grands émetteurs. Ils fonctionnent comme oscillateurs, amplificateurs, redresseurs, détecteurs, modulateurs, voltmètres, oscillographes ; on les utilise pour bien d'autres fonctions spéciales. On ne peut donc pas sousestimer l'importance que présente la connaissance approfondie de leurs propriétés et de leur champ d'applications.

## Émission thermo-ionique .

Comme nous l'avons expliqué dans le chapitre 2, un conducteur métallique est composé d'atomes et de molécules, avec un grand nombre d'électrons libres en agitation continue. Si l'on augmente suffisamment la température du conducteur, certains électrons peuvent atteindre une énergie cinétique assez grande pour franchir la surface du conducteur. C'est ce qu'on appelle *émission thermo-ionique*. Les différents métaux ne possèdent pas cette propriété au même degré, et dans les tubes actuels les principaux matériaux employés sont énumérés dans ce qui suit.

**Tungstène.** — Les électrodes émettrices faites avec ce métal sont surtout utilisées dans les grands tubes d'émission fournissant des courants anodiques élevés. Les électrodes en tungstène doivent être portées à une température de 2 500° K (les degrés Kelvin = degrés centigrades + 273), et elles nécessitent des puissances de chauffage considérables. La température de fonctionnement étant voisine de celle de la fusion du tungstène, la tension de chauffage doit être rigoureusement stabilisée.

A part ces restrictions, les filaments en tungstène sont robustes, ne s'usent que lentement, et peuvent supporter des surcharges importantes.

**Tungstène thorié.** — On dénomme ainsi le tungstène auquel on a ajouté une faible proportion d'oxyde de thorium. Après un traitement thermique approprié, on a constaté que les atomes de thorium forment une couche active sur la surface du filament et que les électrons quittent cette surface à une température bien moins élevée (1 900° K) que dans le cas du tungstène pur. Ce type de cathode possède, en conséquence, une plus grande efficacité émettrice, mais en revanche il est beaucoup plus sensible aux surcharges que celui qui utilise le tungstène pur.



**Filaments recouverts d'oxyde.** — Les filaments et les cathodes à chauffage indirect de ce type consistent en un support passif, un alliage au nickel le plus souvent, recouvert d'une couche d'oxyde de barium ou de strontium. Ces cathodes travaillent sous une température relativement basse (1 150° K) et leur efficacité est très élevée. Presque tous les tubes de réception, et beaucoup de petits tubes d'émission, emploient ce genre de cathode.

### Construction des cathodes.

Deux genres de cathodes sont utilisés dans les tubes à vide, suivant que le chauffage est direct ou indirect. Les cathodes à chauffage direct consistent en un filament en fil replié, le plus souvent en forme de V ou W, chauffé par le passage d'un courant continu ou alternatif. Dans ce dernier cas, le plus fréquent aujourd'hui, les différents points du filament ne sont pas au même potentiel aux différents instants. Or, le flux électrique étant fonction du potentiel des autres électrodes par rapport à la cathode (comme nous le verrons ultérieurement) cette circonstance peut entraîner des fluctuations du courant et, partant, un bruit de fond dans le circuit de sortie du tube. Pour éviter cet effet, le retour des différents circuits du tube est connecté au point milieu de l'enroulement secondaire du transformateur de chauffage. Ce point est, en effet, porté au potentiel moyen du filament.

La cathode à chauffage indirect consiste en une enveloppe métallique, recouverte de substance émettrice, et chauffée par des fils disposés sur un support en céramique ; ce support est placé à l'intérieur de l'enveloppe métallique. L'avantage de ce type de cathode réside dans le fait que tous les points de celle-ci sont portés au même potentiel, n'ayant aucun point commun avec le courant de chauffage. D'autre part, les fils chauffants sont repliés en un canevas si serré qu'ils ne produisent pratiquement aucun champ magnétique, or ; s'il en existait un, ce serait encore une cause de bruit de fond dans le circuit de sortie.

### Diodes.

Les tubes électroniques peuvent être facilement classés suivant le nombre d'éléments actifs, dits électrodes. Le plus simple est la diode, qui comporte deux éléments : une cathode et une plaque ou anode. Si la plaque est rendue positive par rapport à la cathode, en connectant entre les deux électrodes une source de potentiel continu, les électrons émis par la cathode seront attirés par la plaque ; là ils redeviennent des électrons libres (à l'intérieur du métal), traversent la batterie et reviennent à la cathode remplacer les électrons partants.

Ce mouvement continu d'électrons constitue un courant électrique traversant le *circuit plaque* du tube. L'intensité du courant ne dépend que du nombre d'électrons arrivant à la plaque dans une seconde, et ce nombre est fonction, à son tour, de la température de la cathode et du potentiel de la plaque.

Utilisons, pour étudier ces relations, le circuit de la figure 4-1. Si le courant de chauffage  $I_f$  est maintenu constant à la valeur  $I_{f1}$ , et si la tension plaque  $E_b$  croît à partir de zéro, le courant plaque  $I_b$  croîtra comme l'indique la courbe inférieure de la figure 4-2. En augmentant le courant de chauffage jusqu'à une nouvelle valeur  $I_{f2}$ ,



on élève la température de la cathode et on obtient la courbe supérieure de la figure 4-2. On remarquera que les deux courbes coïncident pratiquement pour les faibles tensions, qu'elles deviennent presque horizontales dans la partie supérieure, mais pour différentes valeurs du courant plaque.

Le palier de saturation thermique ainsi obtenu est dû au fait que tous les électrons que la cathode peut émettre à une température donnée atteignent la plaque et, par conséquent, le courant ne peut pas dépasser la valeur déterminée par ce nombre d'électrons. Le seul effet d'une nouvelle augmentation du potentiel anodique est de faire arriver chaque électron à la plaque à

une vitesse accrue, mais comme cela ne change pas le nombre d'électrons qui y arrivent par seconde, le courant plaque ne change pas. Mais si on augmente la température de la cathode, le nombre d'électrons émis croît également.

**Charge d'espace.** — Maintenons constant le potentiel de la plaque dans la figure 4-1 et faisons varier le courant de chauffage  $I_f$  ; nous aurons la courbe de la figure 4-3. En portant le potentiel plaque à une valeur plus élevée  $E_{b2}$ , on constate que le courant anodique est plus fort, mais seulement pour les températures élevées de la cathode (valeurs élevées de  $I_f$ ). Il est évident que la saturation provoque la coïncidence des deux courbes dans la région inférieure. Les deux

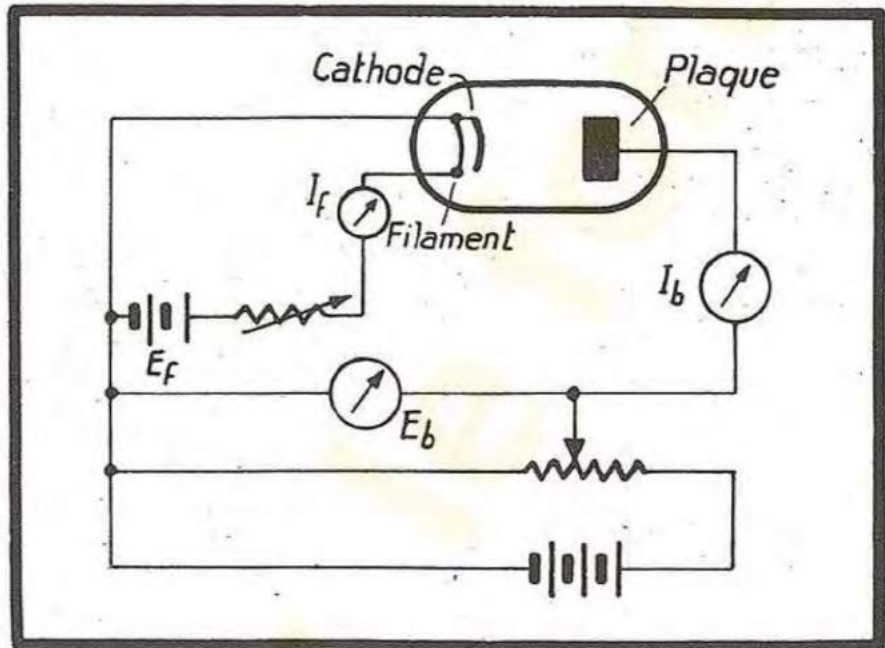


FIG. 4-1. — Montage expérimental pour le relevé des caractéristiques statiques des diodes.

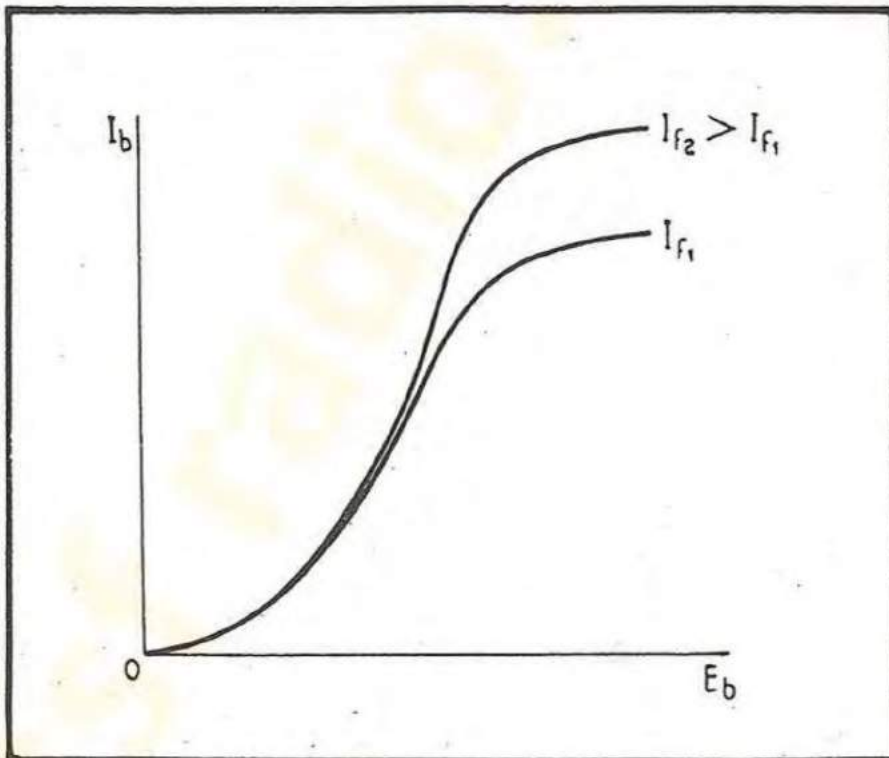


FIG. 4-2. — Saturation thermique du courant d'une diode.

figure 4-1 et faisons varier le courant de chauffage  $I_f$  ; nous aurons la courbe de la figure 4-3. En portant le potentiel plaque à une valeur plus élevée  $E_{b2}$ , on constate que le courant anodique est plus fort, mais seulement pour les températures élevées de la cathode (valeurs élevées de  $I_f$ ). Il est évident que la saturation provoque la coïncidence des deux courbes dans la région inférieure. Les deux



courbes sont approximativement horizontales dans la partie supérieure, et cette limitation du courant est due à ce qu'on appelle la *charge d'espace*.

Les électrons libérés par la cathode forment une nuée de charges négatives dans l'espace avoisinant. Ces charges diminuent le potentiel dans la région et provoquent un champ qui tend à renvoyer les électrons vers la cathode, où ils auraient tendance à retourner si la plaque n'existait pas. Même avec une plaque portée à un potentiel positif, seuls les électrons émis avec une vitesse suffisante auront l'énergie nécessaire pour traverser la charge d'espace.

Cet effet de limitation par la charge d'espace est très important, car la région de fonctionnement de la plupart des tubes est précisément celle où la charge d'espace se fait sentir. Les applications où le courant est limité par la saturation de température sont très rares.

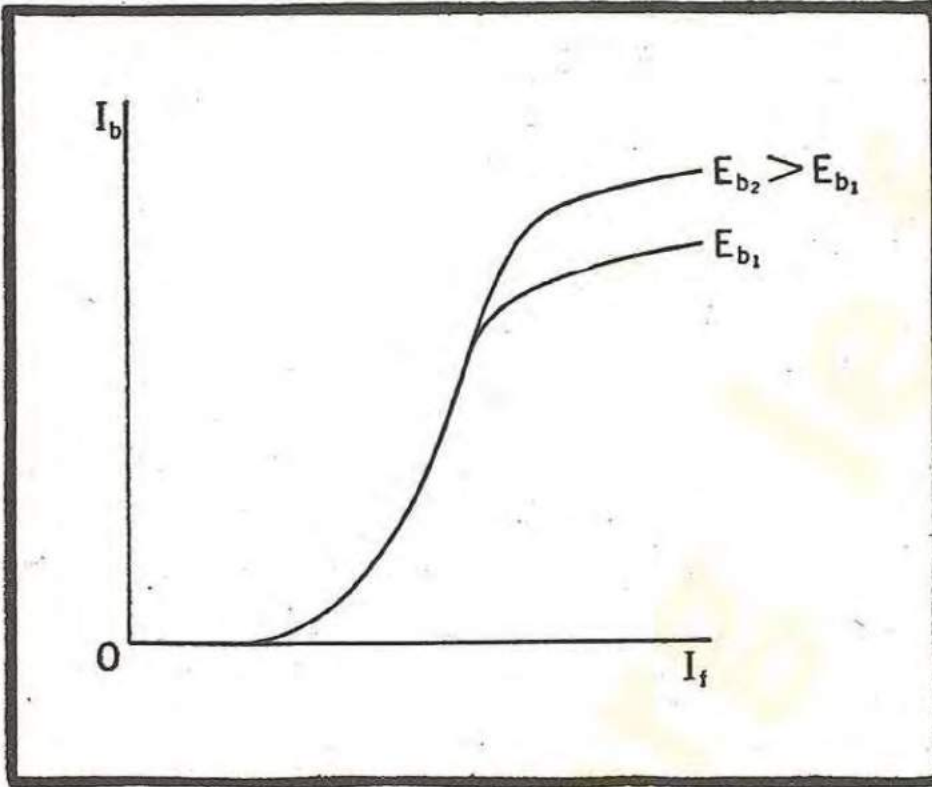


FIG. 4-3. — Limitation du courant d'une diode par la charge d'espace.

**Résistance intérieure.** — Bien que la relation entre le courant et la tension

plaque d'un tube ne puisse pas être exprimée simplement par la loi d'Ohm, on a jugé commode de créer une notion qui en découle ; c'est le rapport du potentiel au courant anodique, portant le nom de *résistance intérieure en courant continu*, et mis en évidence sur la figure 4-4 comme le rapport  $OA/AP$ . Cette notion est utile quand le courant qui traverse le tube est continu, mais la *résistance intérieure en courant alternatif* joue un rôle bien

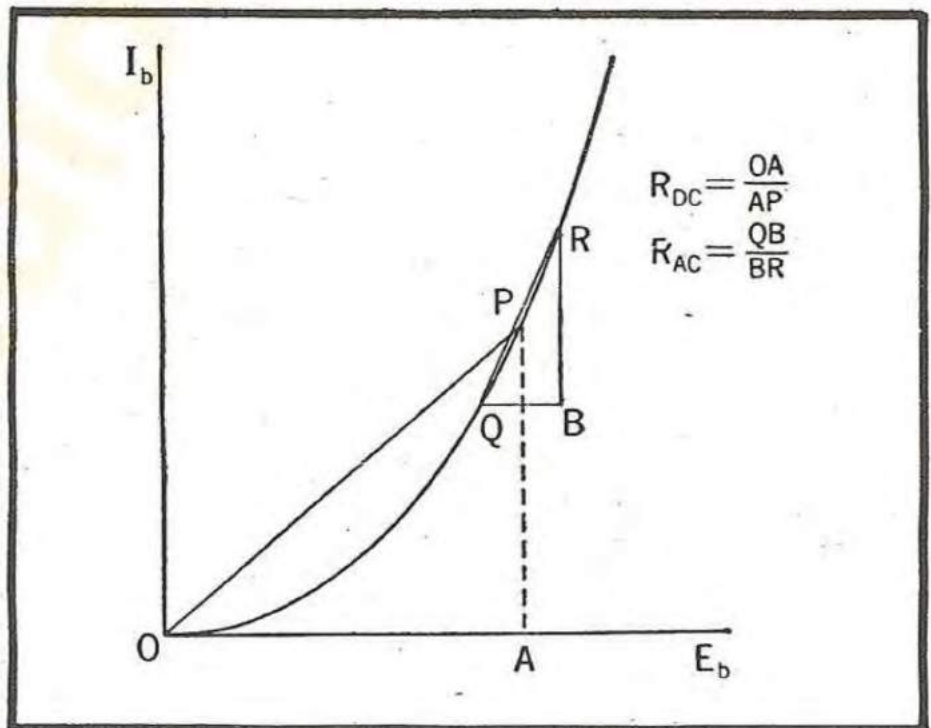


FIG. 4-4. — Résistance intérieure en courant continu et en courant alternatif.



plus important. Cette dernière quantité, qui est le rapport de la variation du potentiel à la variation correspondante du courant, est donnée, au voisinage du point P de la figure 4-4, par le rapport  $Q B/B R$ . Pour certaines diodes, la résistance en continu est à peu près deux fois plus forte que celle en courant alternatif.

La figure indique clairement qu'aucune de ces deux quantités n'est constante quand la tension varie, et que toutes les deux décroissent pour les valeurs croissantes du courant et de la tension.

**Effet redresseur.** — Si la plaque d'une diode est rendue négative par rapport à la cathode, les électrons ne pourront pas franchir l'espace cathode-plaque, et il n'y aura pas de courant. En conséquence, si on applique une tension alternative à la plaque, le courant ne pouvant passer que pendant les alternances positives, consistera en une série d'impulsions ayant toutes le même sens. Le tube fonctionne donc comme un *redresseur*, transformant un courant alternatif en un courant unidirectionnel. Cette propriété est très largement utilisée pour obtenir des tensions et des courants continus à partir des sources alternatives.

## Effet de l'ambiance gazeuse.

Si tout le gaz n'est pas évacué de l'enveloppe du tube, certains électrons rencontrent, au cours de leur trajet, les molécules gazeuses. Ces collisions libèrent de nouveaux électrons (qui gravitaient autour des noyaux des molécules), attirés eux aussi vers la plaque. Ces électrons peuvent à leur tour, rencontrer d'autres molécules, et les nouvelles collisions libèrent d'autres électrons. Ce phénomène porte le nom d'*ionisation* et prend naissance quand le nombre de molécules gazeuses dans l'espace cathode-plaque est suffisant.

Une quantité d'énergie bien définie est nécessaire pour libérer un électron d'un atome d'un gaz donné; la tension nécessaire pour fournir cette quantité d'énergie porte le nom de *potentiel d'ionisation*. Nous donnons ci-dessous quelques valeurs caractéristiques.

Gaz	Potentiel d'ionisation (volts)
Argon	15,7
Néon	21,47
Hélium	4,0
Mercure	10,38

L'atome qui a perdu un électron a acquis une certaine charge positive. Il est attiré par la cathode, mais sa masse considérable l'empêche d'atteindre des vitesses comparables à celles des électrons se dirigeant vers l'anode. Il peut pourtant avoir acquis, vers la fin de son trajet, une énergie cinétique suffisante pour que l'attaque de la cathode par un grand nombre de ces particules positives produise sur elle un effet destructeur, surtout si elle est du type à revêtement d'oxyde. Cet effet peut être assez important dans des tubes tels que les redresseurs à vapeur de mercure, étudiés dans le chapitre V.



## Limites des conditions de fonctionnement.

Lorsqu'on essaie de faire fonctionner les tubes à un régime de puissance élevée, on rencontre certaines limitations. L'une de ces limitations réside dans le courant de crête qui représente le nombre maximum d'électrons pouvant être émis, sans dommage pour la cathode, et sans une élévation excessive de la chute de tension dans le tube.

Une autre limitation est constituée par la tension inverse de pointe, qui est la tension maximum pouvant être appliquée sans provoquer une défaillance, soit par claquage électrique, soit par ionisation du gaz qui reste dans l'enveloppe du tube.

La troisième limitation importante réside dans la dissipation anodique. Quand un électron atteint la plaque, son énergie cinétique est transformée en chaleur et sert à élever la température de la plaque. Si cette température devient trop élevée, la plaque peut fondre; elle peut aussi devenir le siège d'une émission électronique secondaire.

Certains tubes d'émission de grande puissance sont munis d'ailettes de refroidissement destinées à transmettre le plus rapidement possible à l'air environnant la chaleur accumulée sur la plaque. D'autres tubes sont conçus de façon à permettre une circulation d'eau autour de l'anode (fig. 4-5 et 4-6).

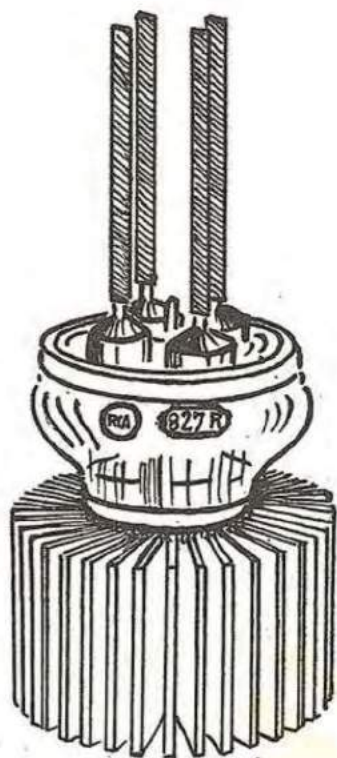


FIG. 4-5. — Tube refroidi par air, avec ailettes de refroidissement.

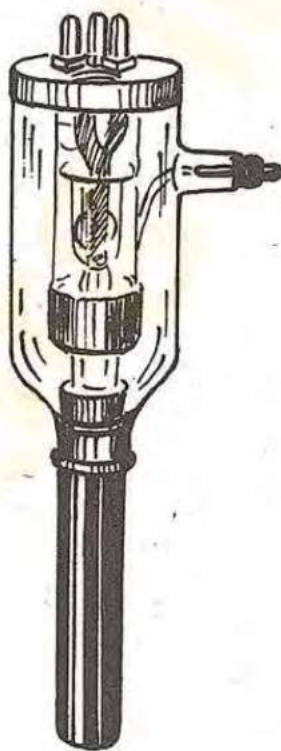


FIG. 4-6. — Tube à refroidissement par eau.

Le maximum de chaleur qu'une anode peut dissiper est défini par la puissance électrique équivalente, mesurée en watts, et s'appelle la dissipation anodique maximum. Dans les tubes

comportant des grilles, leur dissipation doit être également prise en considération.

Dans le cas des tubes d'émission, le constructeur fournit les renseignements concernant les différentes valeurs limites, et si l'on veut que le tube conserve sa durée de vie normale, il faut respecter ces limites.

## Triodes.

Une triode est un tube comportant une troisième électrode appelée *grille*, et logée entre la cathode et la plaque. La grille prend normalement la forme d'une hélice ou d'une spirale en fil fin; les électrons la traversent librement. La grille étant beaucoup plus près de la cathode que de la plaque, son potentiel commande le flux électronique



d'une façon bien plus énergique que celui de la plaque. Si le potentiel de la grille est négatif par rapport à la cathode, comme c'est le plus souvent le cas, les électrons ne sont pas attirés vers la grille elle-même, et il n'y a pas de courant grille.

Toutefois, la variation de potentiel de la grille influera sur la charge d'espace et, partant, sur le courant anodique.

## Caractéristiques des triodes.

Considérons le circuit de la figure 4-7. Si l'on maintient constant le potentiel de la plaque  $E_b$ , et que l'on fasse varier celui de la grille, on obtient l'une des courbes de la figure 4-8. Les autres s'obtiennent de la même façon, en prenant différentes valeurs de  $E_b$ . Un tel ensemble

de courbes constitue une famille des caractéristiques de grille. A partir d'une telle famille, en interpolant entre deux courbes si c'est nécessaire, on obtient le courant plaque correspondant à un couple quelconque des valeurs des tensions grille et plaque.

Notons que chacune de ces caractéristiques de grille est très semblable aux caractéristiques des diodes de la figure 4-2, sauf que l'effet de saturation n'est pas visible.

L'absence de saturation est due au fait que dans les tubes modernes la cathode est capable d'émettre bien plus d'électrons que ce qui est nécessaire pour fournir le courant nominal. Il en résulte qu'une certaine variation de courant de chauffage peut être tolérée sans affecter sérieusement les performances et la durée de service du tube. Notons aussi que les courbes sont presque rectilignes au-dessus de la partie inférieure, et qu'elles sont presque parallèles pour les différentes valeurs de la tension plaque. Nous montrerons plus loin l'importance de ces propriétés quand le tube est employé comme amplificateur et qu'il est nécessaire de réduire au minimum la distorsion du signal transmis.

La figure 4-9 donne une autre façon de représenter les caractéristiques des tubes. Ici le potentiel de la grille est maintenu constant pour chaque courbe, et c'est la tension anodique que l'on fait varier. On obtient ainsi les *caractéristiques plaque*, qui sont plus utiles dans de nombreuses applications. La forme de ces caractéristiques est semblable à celle des caractéristiques de grille ; l'effet d'augmentation du potentiel négatif de la grille est de déplacer les courbes vers la droite, sans en changer sensiblement la forme.

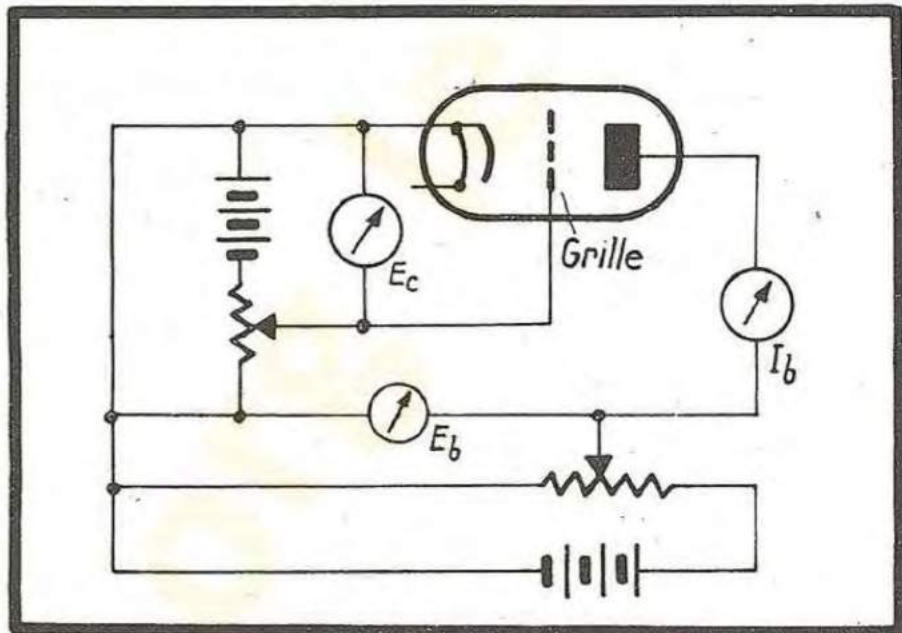


FIG. 4-7.— Montage expérimental pour le relevé des caractéristiques statiques des triodes.



## Paramètres des tubes.

Trois paramètres importants, obtenus à partir des réseaux des caractéristiques, sont très utiles lorsqu'on étudie le fonctionnement des tubes. Ce sont le *coefficient d'amplification*, la *pente* et la *résistance intérieure*.

Le coefficient d'amplification, pour lequel on utilise la lettre grecque  $\mu$ , est le rapport d'une variation de la tension plaque à la variation correspondante de la tension

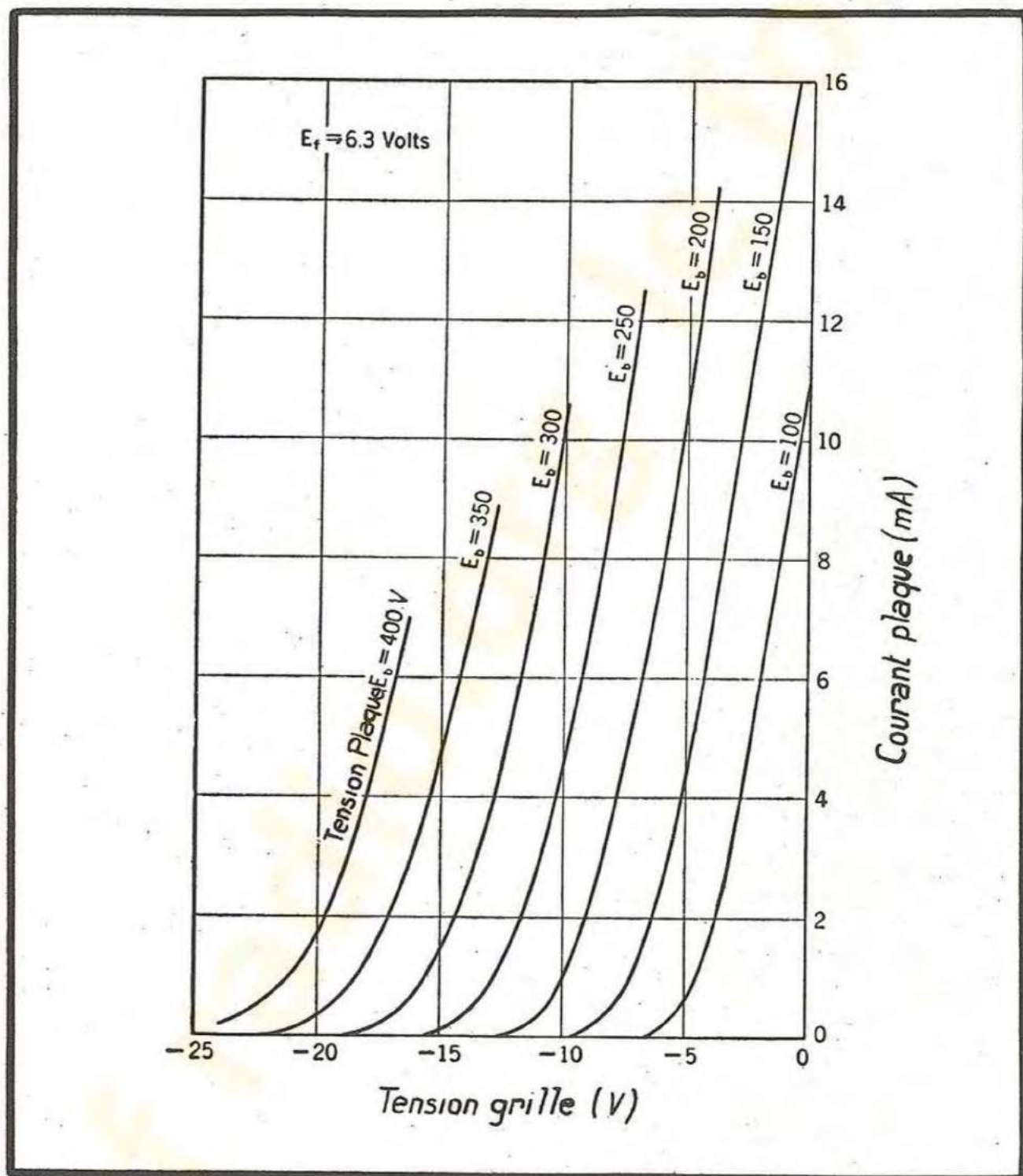


FIG. 4-8. — Caractéristiques de grille de la triode 6J5.

grille, le courant plaque étant maintenu constant. Il donne la mesure de l'efficacité avec laquelle la grille commande le courant anodique, comparativement à la plaque. Dans



la figure 4-9, les courants plaque en A et en B sont les mêmes, et on a, d'après la définition ci-dessus :

$$\mu = \frac{AB}{\Delta E_C}$$

où  $\Delta E_C$  représente la différence entre les potentiels de grille des courbes passant par A et B. Dans les triodes,  $\mu$  varie entre 2 et 100, et dans la plupart des cas reste dans l'intervalle compris entre 10 et 40. Pour une triode particulière le coefficient d'amplification reste pratiquement constant dans toutes les conditions de fonctionnement, exception faite du cas de très faibles courants anodiques.

La pente  $p$  est le rapport d'une variation du courant plaque à la variation correspondante de la tension grille, le potentiel anodique restant constant. Elle mesure l'efficacité avec laquelle la grille contrôle le courant anodique. Nous avons, dans la figure 4-9

$$p = \frac{BC}{\Delta E_C}$$

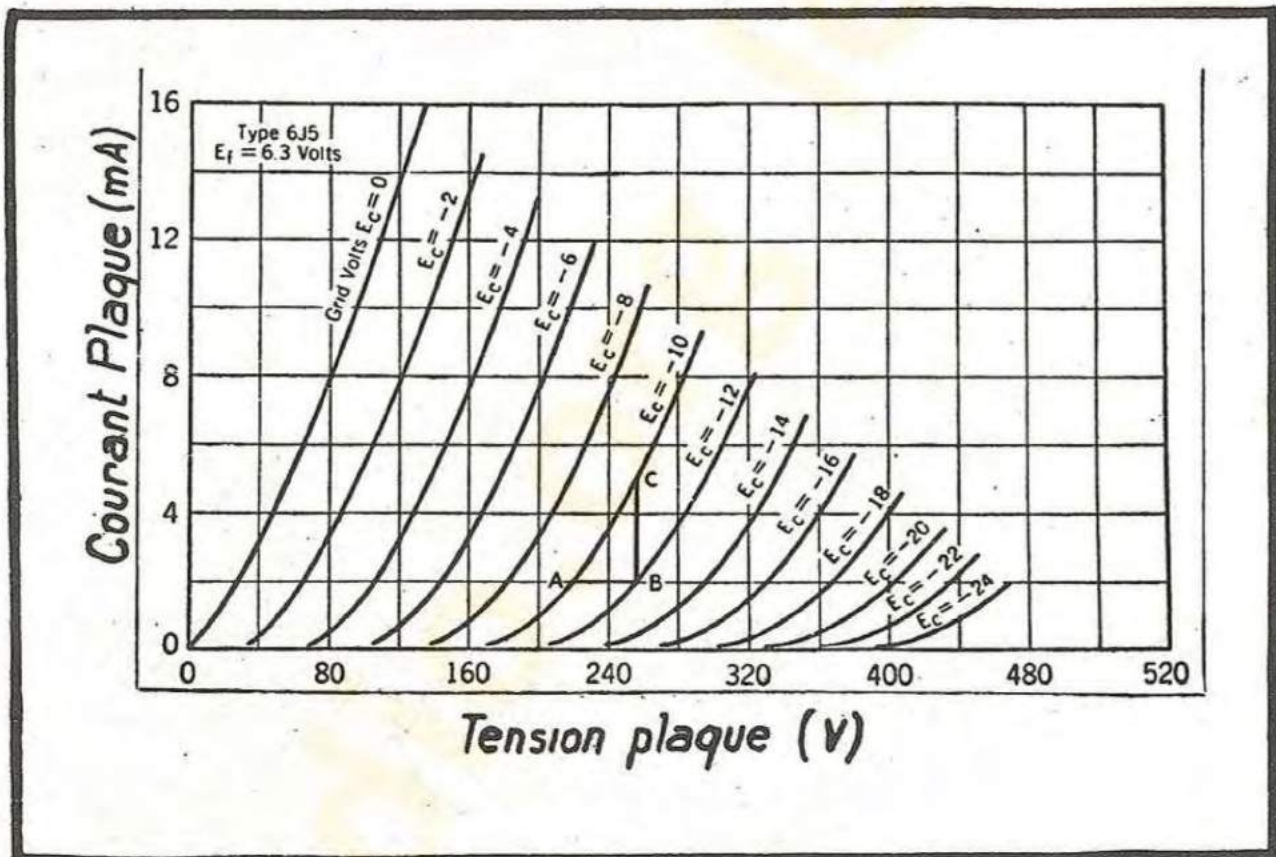


FIG. 4-9. — Caractéristiques de plaque de la triode 6J5.

La pente est mesurée en micro-mhos et sa valeur est de l'ordre de quelques milliers dans la plupart des tubes\*). Elle n'est pas aussi constante que le coefficient d'amplification ; sa valeur dépend surtout de celle du courant plaque.

La résistance intérieure  $R_i$  est donnée par le rapport d'une variation de la tension anodique à la variation correspondante du courant anodique, la tension grille étant maintenue constante. On a d'après la figure 4-9 :

$$R_i = \frac{AB}{BC}$$

\*) En France, la pente est exprimée en milli-mhos, c'est-à-dire en milliampères par volt.



Dans les triodes, la valeur de  $R_i$  reste généralement comprise entre 2 000 et 100 000 ohms.

Il résulte des définitions ci-dessus la relation suivante entre les trois paramètres :

$$\mu = R_i p.$$

Il suffit donc de préciser deux de ces paramètres pour que le troisième puisse en être déduit immédiatement.

### Composantes des courants et des tensions.

Dans la plupart des applications, le courant plaque, ainsi que les tensions grille et plaque, ne gardent pas de valeurs constantes, mais varient avec le temps (voir la

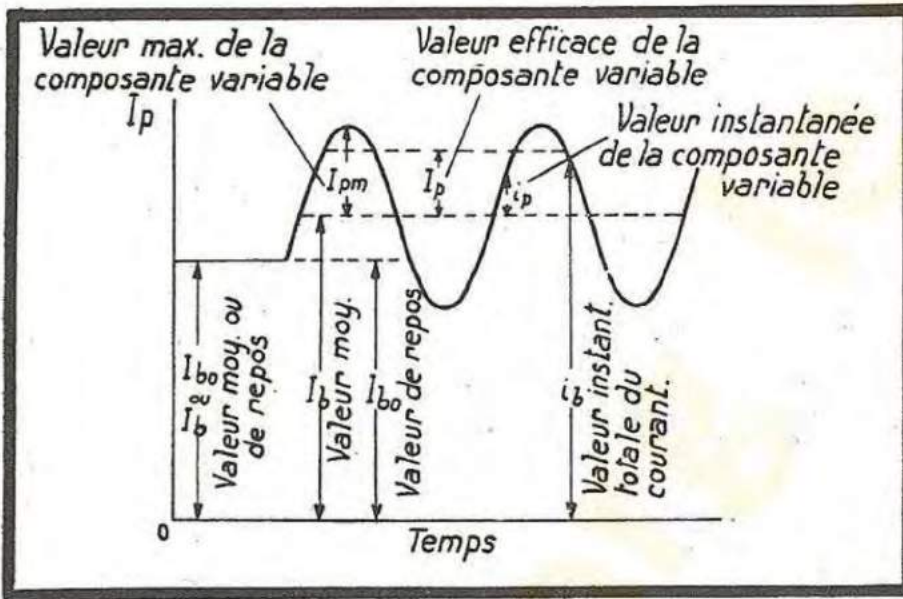


FIG. 4-10. — Composantes du courant plaque.

sante continue qui fixe la région des caractéristiques où se trouve le point de fonctionnement. Notons également que la valeur de  $I_b$  peut changer lorsqu'on applique un signal au tube.

Un exemple caractéristique est donné sur la figure 4-11, où l'on voit une triode avec une résistance  $R$  dans le circuit anodique. Une tension alternative  $E_s$ , dite le *signal*, fait varier le potentiel de la grille autour de sa valeur continue moyenne  $E_c$ . Le courant plaque variera donc également, et on peut le considérer comme

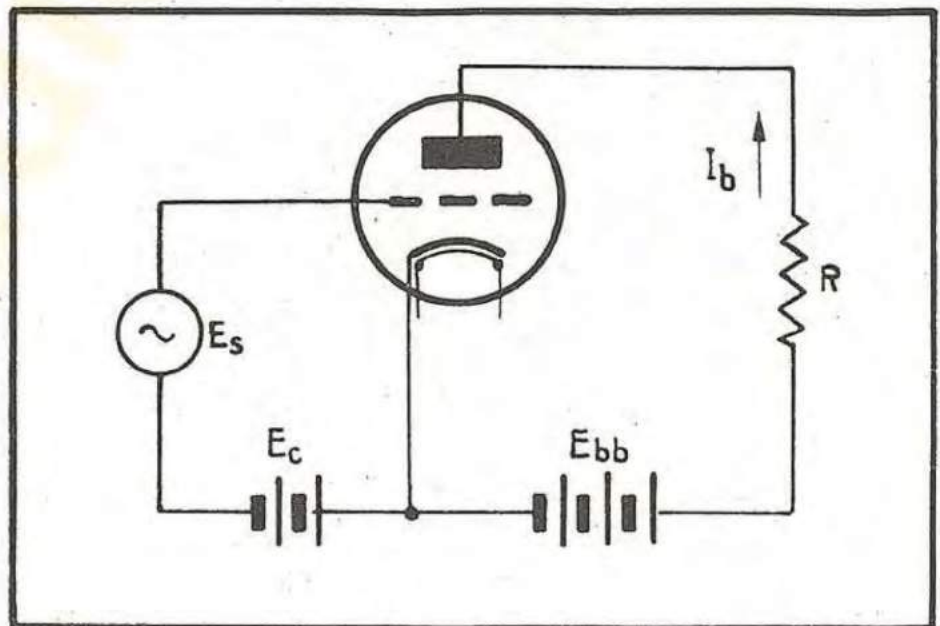


FIG. 4-11. — Schéma d'une triode avec sa résistance de charge.

figure 4-10, reproduite de I R E Standards Report on Electronics). Il est utile de décomposer un tel courant (ou une telle tension) en sa partie continue ou moyenne  $I_b$  et en sa partie variable de valeur maximum ( $I_{pm}$ ) ou efficace ( $I_p$ ). Dans presque tous les cas, la composante alternative est seule intéressante, bien qu'il importe aussi de connaître la compo-



comportant une composante continue  $I_b$  et une composante alternative  $I_p$  (v. fig. 4-10). Ce courant, en traversant la résistance  $R$ , produira une chute de tension alternative  $I R$ . Notons tout de suite que la composante continue  $E_b$  du potentiel anodique est inférieure à la tension continue  $E_{bb}$  fournie par la source. La différence entre  $E_b$  et  $E_{bb}$  est égale à la chute de tension continue dans la résistance  $R$ .

### Caractéristique dynamique.

Un graphique simple permet de déterminer rapidement ces différentes composantes dans les conditions de fonctionnement données. Considérons le réseau des caractéristiques de plaque du tube choisi (fig. 4-12), et traçons sur ce réseau ce qu'on appelle la *caractéristique dynamique*, et qui est une droite d'équation

$$e_b = E_{bb} - Ri_b,$$

qui résulte clairement du schéma de la figure 4-11. Tout point de cette droite représente une combinaison possible du courant et de la tension plaque ; il n'y a pas d'autres combinaisons possibles. Il résulte immédiatement de l'équation ci-dessus que l'on a, pour  $i_b = 0$ ,

$$e_b = E_{bb}.$$

La caractéristique dynamique coupe donc l'axe horizontal en un point tel que

$$e_b = E_{bb}$$

D'une manière analogue, elle coupe l'axe vertical pour :

$$i_b = \frac{E_{bb}}{R}$$

Il est donc très facile de tracer la caractéristique dynamique en utilisant ces deux points.

Si la polarisation de la grille est  $E_c$ , le point de repos est en P, P étant le point d'intersection de la caractéristique dynamique et de la courbe correspondant à  $E_c$ . Lorsqu'un signal  $E_s$  est appliqué au tube, les valeurs instantanées du courant et de la tension

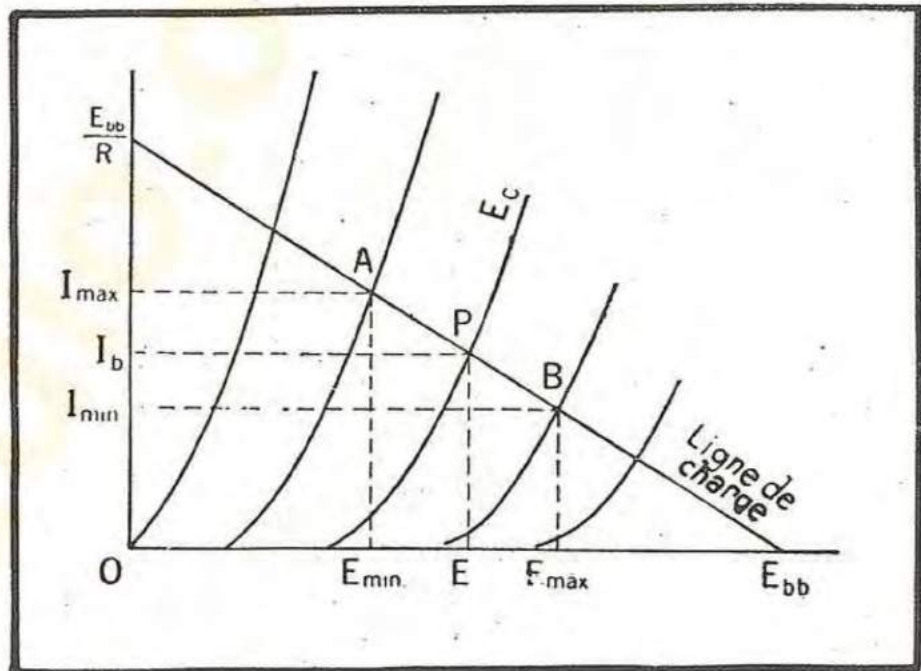


FIG. 4-12. — Ligne de charge.

sont données par le point représentatif oscillant autour du point P (appelé souvent *point de fonctionnement*), le long de la caractéristique dynamique.

Si les élongations de cette oscillation sont comprises entre A et B, le potentiel de la plaque variera entre  $E_{min}$  et  $E_{max}$ , et la valeur de crête de la tension alternative de plaque sera :



$$E_{pm} = \frac{E_{rmax} - E_{rmin}}{2}.$$

La valeur continue du potentiel anodique ( $E_b$ ) varie, pour une caractéristique dynamique donnée, en fonction de  $E_c$ .

Les composantes continue et alternative du courant se déduisent du diagramme considéré d'une manière semblable.

On peut aussi tracer la caractéristique dynamique sur le réseau des caractéristiques de grille, mais dans ce cas elle ne dépend plus seulement de la tension  $E_{bb}$  appliquée et de la résistance extérieure  $R$ , mais aussi des caractéristiques du tube elles-mêmes. La méthode employée pour la construire est indiquée dans le chapitre VII.

### Circuit équivalent.

Il existe un autre procédé permettant de trouver les éléments de fonctionnement d'un tube, c'est celui du *circuit équivalent*, indiqué sur la figure 4-13 et correspondant au circuit réel de la figure 4-11. Moyennant certaines hypothèses rationnelles on peut montrer que le calcul du circuit équivalent conduit aux valeurs exactes des courants et tensions du circuit véritable.

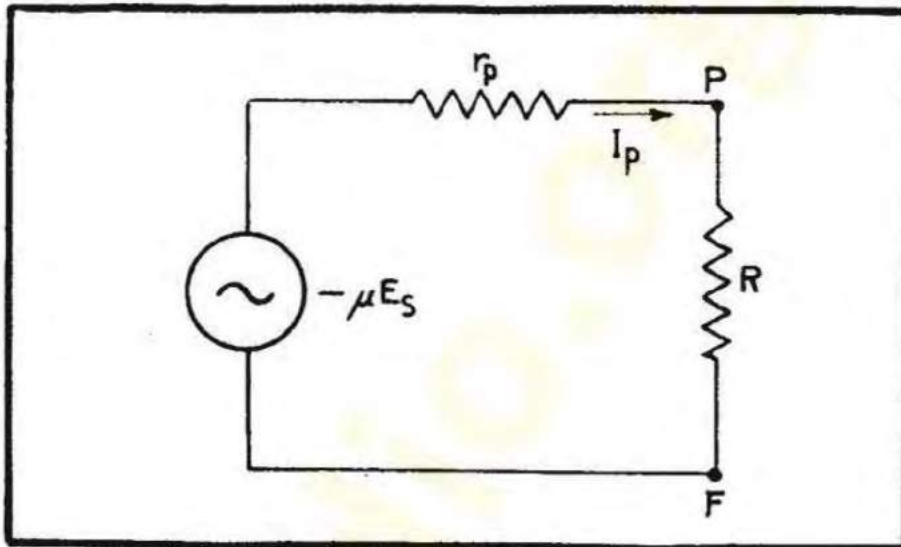


FIG. 4-13. — Circuit équivalent d'une triode (correspondant au circuit de la figure 4-11).

Ces hypothèses consistent à supposer que  $\mu$  et  $R_i$  restent constants dans toute la région du fonctionnement, autrement dit que les caractéristiques statiques sont dans cette région rectilignes, parallèles et équidistantes. Cela est toujours vrai dans le cas des signaux faibles ; pour les signaux forts, la validité de ces hypothèses doit

être examinée dans chaque cas particulier.

L'*amplification en tension* du circuit de la figure 4-11 est définie par le rapport de la tension alternative de plaque au signal appliqué à la grille. Nous allons calculer l'amplification en tension en nous aidant de la notion du circuit équivalent.

Dans le circuit série formé par  $R_i$  et  $R$ , nous avons :

$$I_p = \frac{-\mu E_s}{R_i + R}.$$

Si l'on inverse le sens du courant de façon qu'il coïncide avec celui du tube réel, le signe négatif disparaît du numérateur ; cela simplifie l'écriture. Le courant produit



une chute de tension dans la résistance  $R$  entre les points  $P$  et  $F$ , qui correspondent respectivement à la plaque et à la cathode du tube.

Le potentiel de  $P$  par rapport à  $F$  est :

$$E_p = \frac{\mu E_s R}{R_i + R},$$

d'où il résulte que l'amplification en tension est donnée par :

$$A = \frac{E_p}{E_s} = \frac{\mu R}{R_i + R},$$

Il faut se souvenir que  $E_p$  et  $E_s$  sont en opposition de phase. Ce fait peut aussi être observé sur la figure 4-12 ; il est important d'en tenir compte quand on étudie les amplificateurs à réaction (chapitre VII).

## Tétrodes .

Les tensions grille et plaque étant en opposition de phase, la différence de potentiel alternative entre la grille et la plaque est considérable ; elle est égale à la somme des tensions alternatives d'entrée et de sortie. Cette tension provoque, grâce à la capacité interne grille-plaque, la naissance d'un courant allant de la plaque à la grille et, dans certaines conditions, cette réaction rend instable le fonctionnement de l'amplificateur. Cette instabilité peut être évitée en insérant un écran électrostatique, appelé *grille-écran*, entre la première grille et la plaque. La première grille prend alors le nom de *grille de commande* et le tube s'appelle *tétrode* ou *tube à grille-écran*.

Pour permettre le passage d'un flux électronique suffisant, la grille-écran doit être portée à un potentiel positif. Ce potentiel doit être rigoureusement débarrassé de toute composante alternative, si l'on veut que son action d'écran soit efficace.

L'effet d'écran protège la grille de commande contre les variations du potentiel anodique, mais il protège également la cathode. Il en résulte que l'émission électronique ne dépend que très peu du potentiel de l'anode; elle est surtout fonction des potentiels de la grille de commande et de la grille-écran. Une partie du flux électronique (assez faible, en général) est dérivée vers la grille-écran à cause du potentiel positif de celle-ci, et forme le courant d'écran. Une variation relativement grande du potentiel anodique n'entraîne qu'une faible variation du courant plaque; il en résulte que la résistance intérieure  $R_i$  est beaucoup plus forte que dans le cas des triodes. Pour la même raison, le coefficient d'amplification  $\mu$  est plus élevé dans une tétrode que dans une triode. Quand à la pente, elle est approximativement du même ordre de grandeur, ou légèrement plus faible à cause de la fraction du courant cathodique dérivée vers la grille-écran. Dans les tétrodes de réception,  $R_i$  est de l'ordre du mégohm et  $\mu$  de l'ordre de plusieurs centaines.

## Caractéristiques plaque d'une tétrode .

La figure 4-14 représente une caractéristique de plaque normale d'un tube à grille-écran. Pour les tensions anodiques au-delà de  $D$ , le courant plaque ne dépend presque plus de la tension anodique, ainsi que nous l'avons vu plus haut, et nous avons



là une région de fonctionnement utilisée normalement dans le cas des amplificateurs. En deçà de D, on observe un effet portant le nom d'*émission secondaire*.

Lorsqu'un électron frappe la plaque avec une vitesse suffisante, il chasse de sa surface un ou plusieurs électrons, dits électrons secondaires, qui seront attirés vers la grille-écran (et contribueront à former le courant d'écran) si celle-ci est portée à un potentiel plus élevé que la plaque. Mais, en même temps, le courant anodique diminue et il en résulte le creux de la figure 4-14, entre les points A et C. Au-dessous

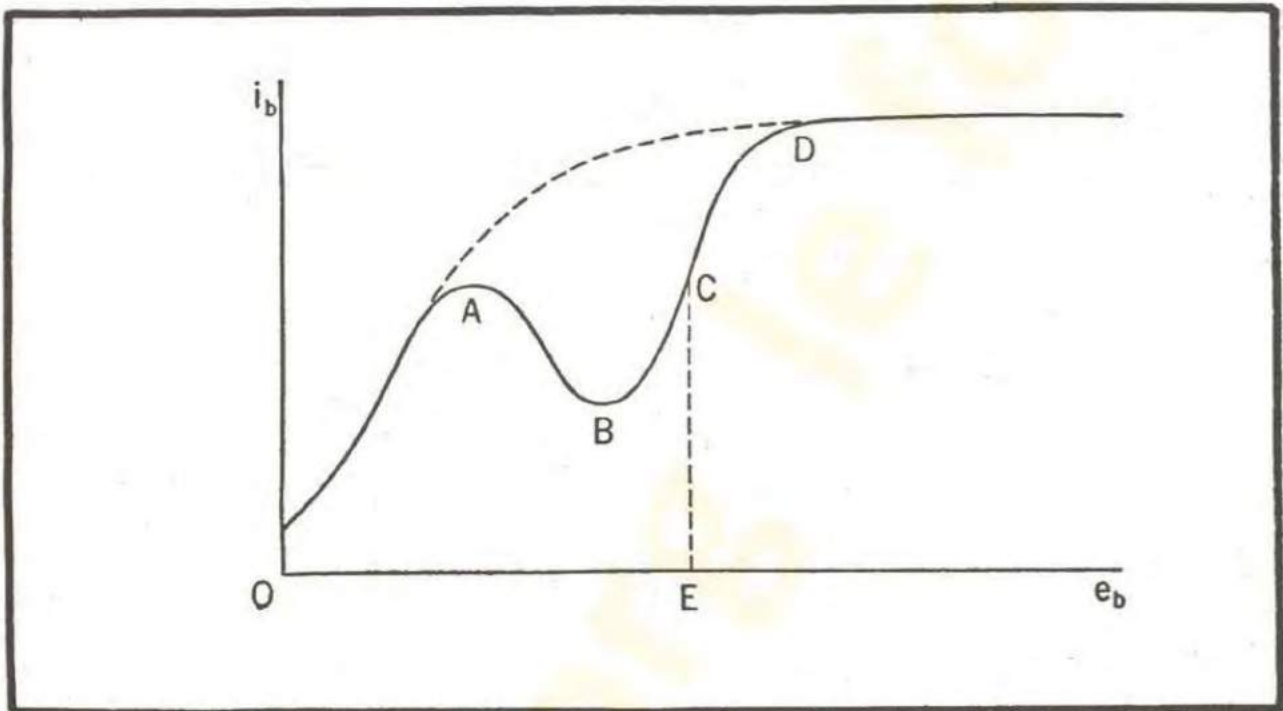


FIG. 4-14. — Caractéristiques de plaque d'une tétrode.

de A, la vitesse d'arrivée à la plaque est trop faible pour libérer des électrons secondaires. Au-dessus de D, les électrons secondaires sont émis en grand nombre, mais la tension de la plaque est beaucoup plus élevée que celle de la grille-écran, de sorte que les électrons secondaires reviennent tous à la plaque. En C, les tensions plaque et écran sont égales et la diminution du courant anodique entre C et D est due à la vitesse initiale des électrons secondaires qui, si elle est assez grande, permet aux électrons de vaincre la différence de potentiel entre la plaque et la grille-écran. Ainsi, la plaque continuera à perdre des électrons au bénéfice de l'écran. Au delà du point D, le champ électrique entre la plaque et l'écran est suffisamment fort pour que tous les électrons secondaires retournent à la plaque, de sorte que l'effet d'émission secondaire n'affecte pas, dans cette région, les courants normaux de la plaque et de la grille-écran.

Le taux de l'émission secondaire dépend, toutes choses étant égales par ailleurs, de la nature du métal qui a servi à la construction de l'anode. Le carbone et le graphite, quoique très bons conducteurs, accusent cet effet à un degré bien moindre que la plupart des métaux, et les tubes dont les anodes sont revêtues avec du graphite ont une variation de courant plaque dans la région A B C D plus faible que ceux dont l'anode est purement métallique.

Il est souvent commode de prendre la tension d'écran sur la source de potentiel



anodique ; la figure 4-15 indique une façon pratique de procéder. La valeur de  $R_s$  est choisie de façon à donner la chute de tension nécessaire. Ainsi, la tension  $E_{bb}$  étant de 300 volts, et le potentiel d'écran demandé de 100 volts, la chute de tension à obtenir est de 200 volts. Si le courant d'écran normal est de 0,5 mA, la valeur de la résistance chutrice devra être de 400 000 ohms.

Toutefois, si on ne prend pas de précautions pour maintenir constant le potentiel d'écran, la présence de cette résistance chutrice entraînera une perte sérieuse dans le circuit de sortie. Il est facile de s'en convaincre si on remarque qu'un accroissement du potentiel de la grille de commande augmente le courant d'écran, ce qui diminue le potentiel d'écran du fait d'une chute de tension plus grande dans  $R_s$ . Il en résulte une diminution du courant plaque.

On peut éviter cet effet en utilisant un condensateur  $C$  (fig. 4-15), qui, s'il est suffisamment important, rend le potentiel d'écran pratiquement constant en ramenant directement à la cathode les variations du courant d'écran, au lieu de leur permettre de passer par  $R_s$ . La règle pratique pour choisir  $C$  est que sa réactance ne doit pas être supérieure à  $1/5^e$  de la résistance en parallèle avec lui, à la plus petite des fréquences de fonctionnement. Pour calculer cette réactance, il faut se rappeler qu'il existe une résistance intérieure d'écran, analogue à la résistance intérieure de plaque. Supposons que dans le cas présent cette résistance soit de 100 000 ohms. Donc, en parallèle avec le condensateur  $C$ , nous avons la résistance intérieure d'écran, shuntée par la résistance  $R_s$ . La résistance équivalente qui shunte le condensateur est donc :

$$\frac{100\,000 \times 400\,000}{100\,000 + 400\,000} = 80\,000 \text{ ohms.}$$

Avec la règle énoncée, la réactance de  $C$  ne doit pas dépasser 16 000 ohms. Supposons que le tube fasse partie d'un amplificateur laissant passer les fréquences depuis 50 p/s ; la capacité nécessaire sera :

$$C = \frac{10^6}{2\pi \times 50 \times 16\,000} = 0,2 \mu\text{F.}$$

Si on utilise une capacité plus faible, le gain du tube sera satisfaisant aux fréquences élevées, mais il n'en sera pas de même aux fréquences basses.

## Pentodes.

L'effet du creux dans les caractéristiques statiques de la tétrode est de limiter

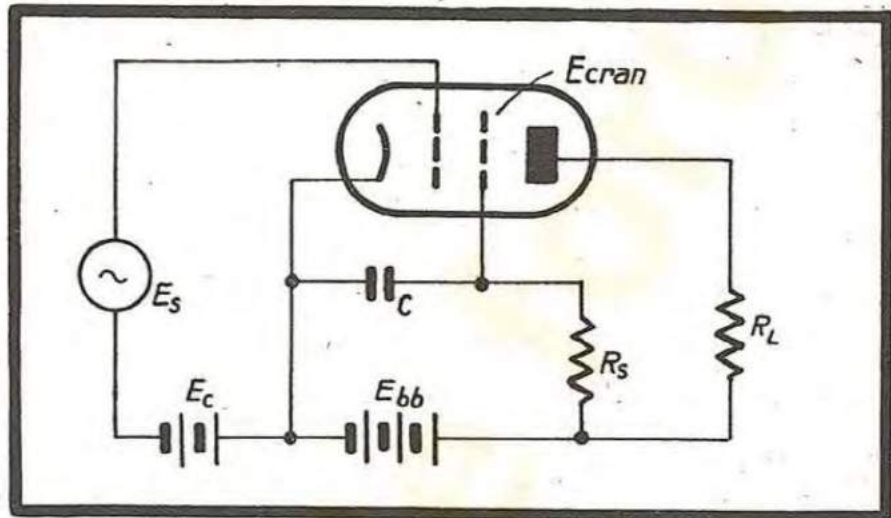


FIG. 4-15. — Alimentation de la grille-écran d'une tétrode.



la tension de sortie maximum utilisable, puisque la région de fonctionnement ne peut pas s'étendre au-delà (vers la gauche) du point D de la figure 4-14. La caractéristique aurait la forme indiquée par le pointillé, et l'effet d'émission secondaire serait supprimé si l'on pouvait renvoyer vers la plaque les électrons qu'elle émet.

Ce résultat est obtenu en insérant entre la plaque et la grille-écran une troisième grille, dite *grille supprimeuse*. Cette grille a généralement les mailles plus espacées que les autres grilles, et elle est directement reliée à la cathode, de sorte que son potentiel est nul. Elle a peu d'effet sur l'émission par la plaque des électrons secondaires, mais en revanche elle agit fortement sur ceux qui ont déjà quitté la plaque. Même quand la tension plaque est faible, le champ entre la grille-supprimeuse et la plaque est suffisamment fort pour faire retourner vers celle-ci tous les électrons secondaires émis.

Les tubes de ce type portent le nom de penthodes. La figure 4-16 représente les caractéristiques d'une 6J7, qui est une penthode amplificatrice en tension d'un type courant. La connexion de la grille supprimeuse est ramenée à une broche spéciale sur le culot de la lampe, pour permettre certaines utilisations particulières ; toutefois, dans la plupart des cas, cette grille est connectée à la cathode à l'intérieur du tube.

En comparant les figures 4-14 et 4-16, il est clair que pour une tension anodique donnée, la penthode fournira une tension de sortie bien plus élevée que la tétrode.

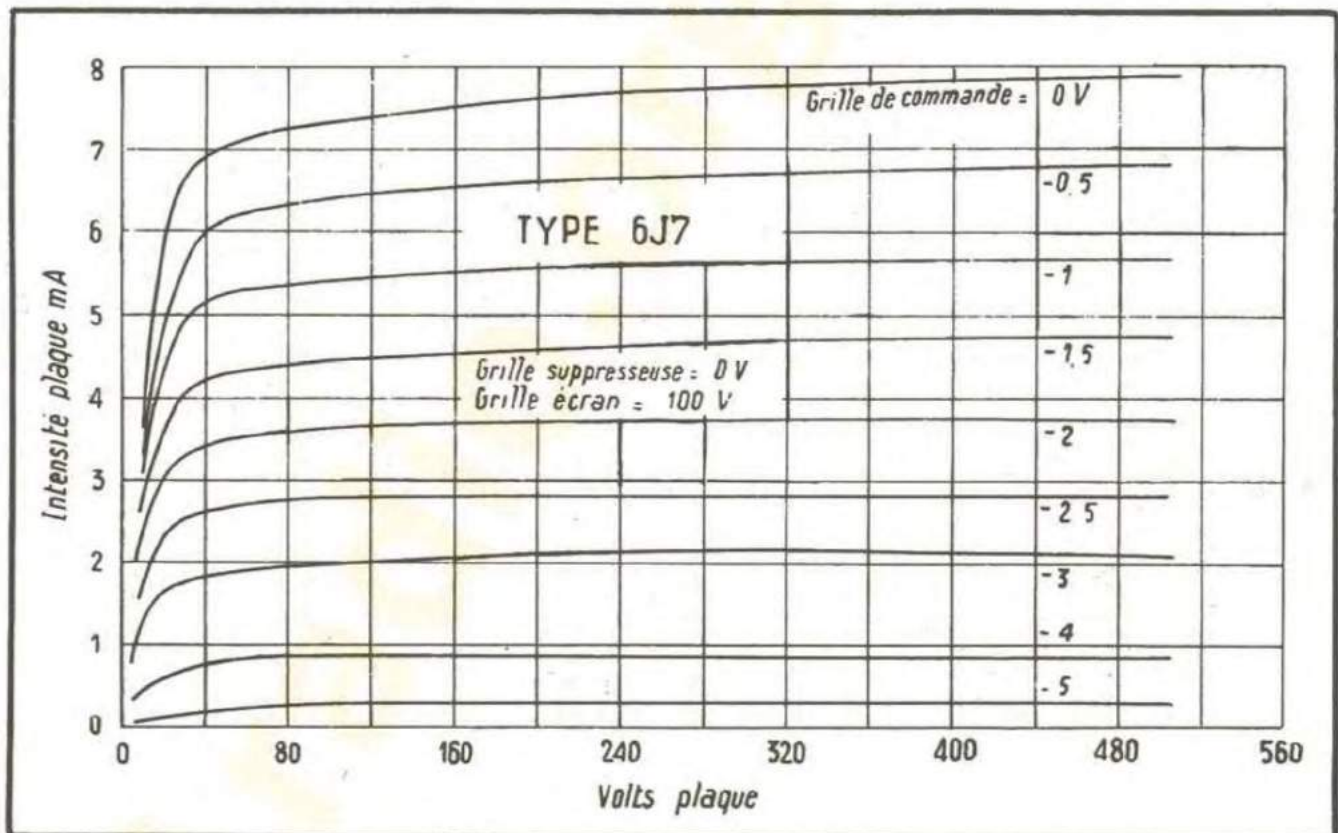


FIG. 4-16. — Caractéristique de plaque d'une penthode 6J7.

Les valeurs de  $\mu$ ,  $R_i$  et  $p$  sont approximativement les mêmes pour les tétrodes et les penthodes des types correspondants ; leurs applications dans les circuits sont donc similaires. Dans tout circuit conçu pour donner un gain élevé, il est important de bien séparer au moyen d'un écran électrique, ou par un écartement suffisant, les



connexions d'entrée des connexions de sortie. S'il n'en est pas ainsi, l'avantage de la grille-écran est perdu et l'instabilité apparaît. Pour permettre une séparation commode entre le câblage du circuit grille et celui du circuit anodique, la connexion de la grille de commande aboutit, dans certaines tétrodes et certaines pentodes, à une corne placée au sommet du tube, toutes les autres connexions étant ramenées à la base. Le tube 6 J 7, mentionné ci-dessus, est de ce type. Dans certains tubes plus récents, comme la 6 S J 7, toutes les connexions aboutissent au culot, mais un blindage interne spécial protège la connexion de la grille de commande et les autres éléments.

On peut étudier le fonctionnement d'une pentode, comme celui d'une triode, en utilisant le réseau des caractéristiques ou le circuit équivalent.

Dans ce dernier cas, une simplification est possible à cause de la grande valeur de la résistance intérieure (de plaque) de la pentode. Dans l'expression de l'amplification en tension

$$A = \frac{\mu R}{R_i + R},$$

$R_i$  est le plus souvent suffisamment grand devant  $R$  pour que ce dernier puisse être négligé. On peut donc écrire :

$$A = \frac{\mu R}{R_i} = \rho R,$$

### Pentodes à pente variable.

Dans certaines pentodes, telles que la 6 K 7 ou la 6 S K 7, la spirale de la grille possède un pas variable, de sorte qu'à certains endroits les spires sont plus voisines qu'à d'autres. Les spires plus serrées ont une action plus énergique sur le flux d'électrons que celles à espacement plus grand, et il en résulte une modification sensible des caractéristiques statiques de grille. Lorsqu'on augmente la polarisation de grille de commande, on se rapproche du point d'annulation du courant plaque, bien plus graduellement que quand les mailles de la grille sont régulièrement espacées. On obtient

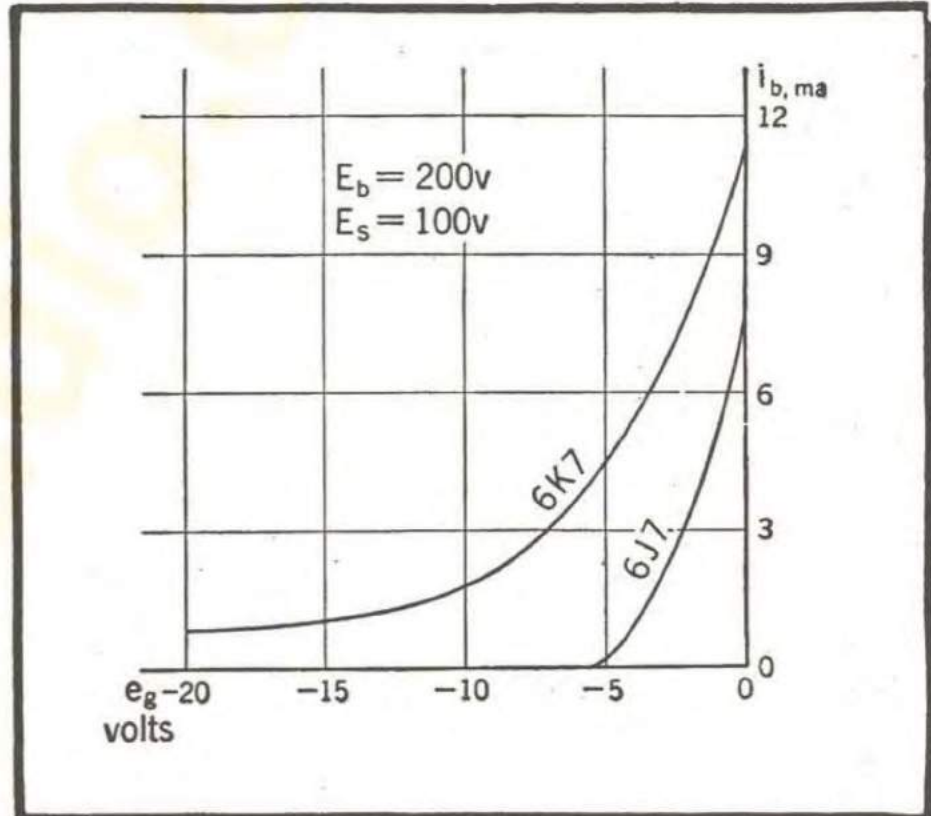


FIG. 4-17. — Caractéristiques de grille d'une 6 J 7 et d'une 6 K 7 ; on voit le recul de grille important et le recul de grille faible.



ainsi les tubes à *pente variable*, dont la figure 4-17 présente un exemple ; les caractéristiques de grille d'une 6 K 7 et d'une 6 J 7 y sont comparées. Le coude beaucoup plus arrondi du tube à pente variable est très apparent.

Cette propriété peut être utilisée pour commander le gain du tube. Dans une penthode, on a, approximativement :

$$A = \rho R.$$

Mais la valeur de  $\rho$  varie le long de la courbe caractéristique ; elle est maximum quand la polarisation est nulle et décroît au fur et à mesure que la polarisation croît. Cela résulte immédiatement de l'inspection de la courbe. On peut, par conséquent, agir sur le gain d'un amplificateur simplement en réglant la valeur de la polarisation de la grille. Dans les récepteurs de T. S. F., qui doivent répondre aux signaux d'intensité très variable, on fait dépendre cette polarisation de la tension de sortie de l'amplificateur, ce qui a pour effet de réduire automatiquement la sensibilité de l'amplificateur lorsqu'on reçoit un signal trop fort. Ce genre de régulation, appelé *commande automatique de volume*, existe dans tous les récepteurs modernes.

### Tubes à faisceaux dirigés.

Au lieu d'utiliser une grille supprimeuse pour limiter l'émission d'électrons secondaires, on peut arriver au même résultat en donnant aux différentes électrodes

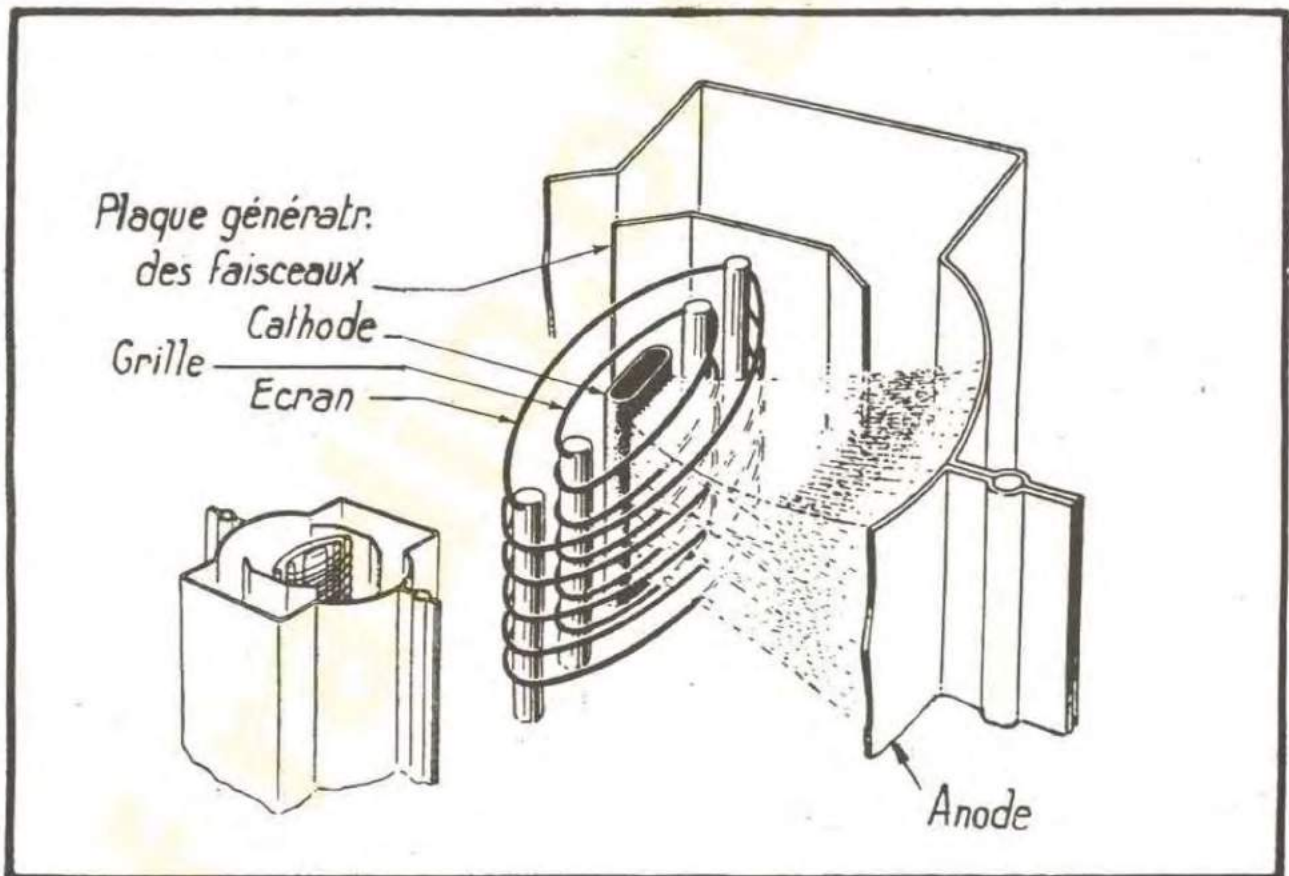


FIG. 4-18. — Structure d'un tube amplificateur de puissance (6L6).

une disposition susceptible d'influencer la charge d'espace au voisinage de la plaque. La figure 4-18 indique cette disposition dans le cas d'une 6 L 6, qui est le type d'une lampe de puissance à faisceaux dirigés. On voit ainsi la distribution du flux électro-



nique à l'intérieur du tube. La plaque formant le faisceau est connectée à la cathode, et son potentiel est nul. Le champ obtenu, avec cette disposition des éléments, produit une concentration des électrons près de la plaque, et y crée une région de potentiel

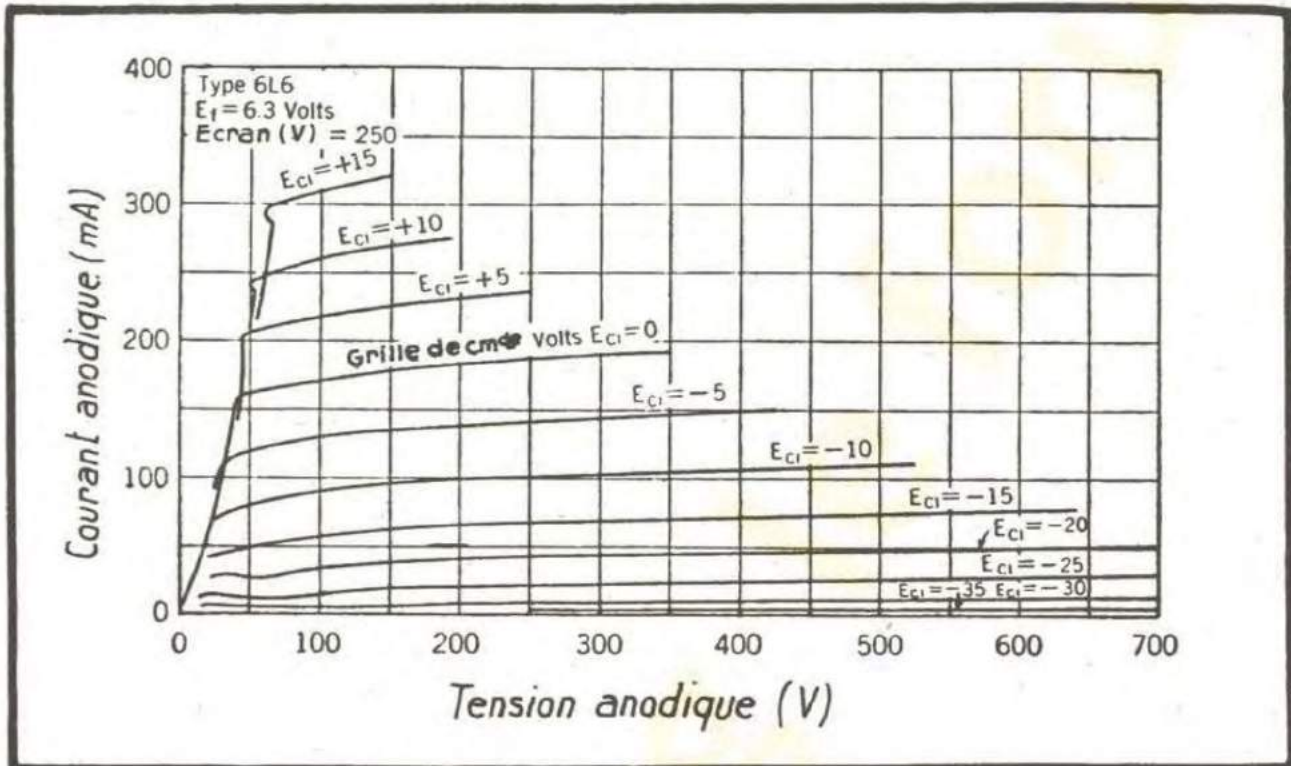


FIG. 4-19. — Caractéristiques de plaque d'un tube 6L6.

minimum. Aussi longtemps que ce potentiel sera inférieur à celui de la plaque, les électrons secondaires retourneront à la plaque exactement comme si la grille suppressive existait. La figure 4-19 donne les caractéristiques de ce tube ; le coude accentué sur chacune de ces courbes correspond au point où le potentiel minimum est égal au potentiel de la plaque.

La figure 4-18 indique également la formation de foyers telle que les faisceaux passent entre les spires de la grille-écran. Quand cela est obtenu, le courant d'écran est beaucoup plus faible que dans les tubes plus anciens, ce qui augmente la puissance de sortie disponible pour une valeur de crête donnée du courant cathodique.

### Tubes à fonctions multiples.

Des raisons d'économie, ou de commodité, font que plusieurs fonctions accomplies normalement par deux ou plusieurs lampes, le sont par un seul tube. Un tel tube comporte les électrodes de deux ou de plusieurs tubes enfermés dans une enveloppe unique; chaque élément fonctionnant indépendamment des autres, ou étant soumis à une certaine action des autres éléments du système.

Un exemple de la première catégorie est donné par une double triode, telle que la 6C8-G, contenant les éléments de deux triodes entièrement distinctes; seul le filament chauffant les deux cathodes est commun. Cette lampe peut évidemment être employée dans tout montage nécessitant l'utilisation de deux triodes similaires. Un autre exemple, c'est la 3A8-GT contenant une diode, une triode et une penthode; la cathode, du type à chauffage direct, est commune aux trois éléments du tube. Un



dispositif facilitant l'emploi de ce tube réside dans le fait qu'une prise milieu du filament est sortie, ce qui permet de chauffer le tube sous 1,4 ou 2,8 volts, suivant que les deux moitiés du filament sont connectées en série ou en parallèle.

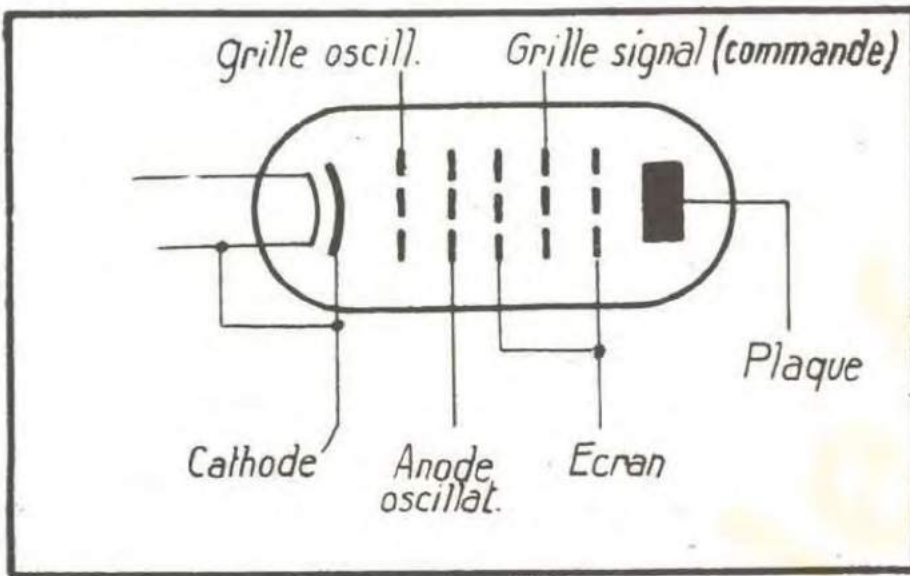


FIG. 4-20. — Tube convertisseur.

La deuxième catégorie des tubes à fonctions multiples est représentée par la 6 A 8, heptode changeuse de fréquence. Comme l'indique la figure 4-20, elle contient cinq grilles. Dans son application habituelle, les grilles 1 et 2 servent comme grille et plaque d'une triode oscillatrice. Les grilles 3 et 5 sont reliées l'une à l'autre et ser-

vent comme un écran isolant les grilles 2 et 4 entre elles, d'une part, et ces grilles et la plaque d'autre part. La grille 4 reçoit le signal d'entrée et module le flux électronique venant de la partie oscillatrice et se dirigeant vers la plaque. Le courant plaque est donc une combinaison entre les effets de la tension oscillatrice et de la tension du signal, le seul genre de couplage existant entre les deux sources étant assuré par le flux électronique ; les deux circuits sont en effet isolés électriquement grâce à l'action des deux grilles-écran. Parmi les autres lampes basées sur le couplage électronique, citons la 6 L 7, la 6 J 8 et la 6 K 8.

## Tubes cathodiques.

Le fait que les électrons qui quittent la cathode peuvent être groupés en un faisceau étroit, susceptible d'être dévié par des champs magnétiques ou électriques, a conduit au développement des tubes cathodiques, employés surtout dans les dispositifs oscillographiques. Un tel tube représenté sur la figure 4-21 comporte une cathode K, avec un filament de chauffage non indiqué ; une grille de contrôle G, qui ne ressemble pas aux grilles des tubes ordinaires ; une anode de concentration F, dite anode n° 1 ; une anode accélératrice A, dite anode n° 2. On voit, en outre, sur la

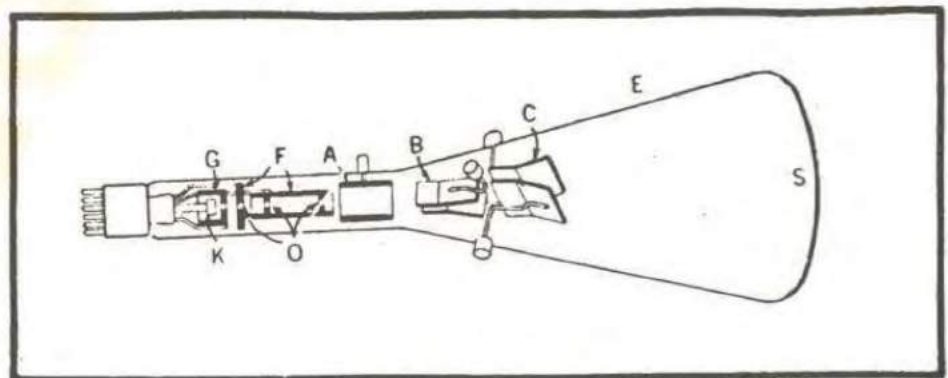


FIG. 4-21. — Disposition schématisée des électrodes dans un tube cathodique à déflexion électrostatique.



figure 4-21, deux paires de plaques déflectrices B et C, ainsi qu'un écran constitué par une couche de substance fluorescente, déposée sur la surface intérieure du tube et émettant une lueur sous l'effet d'un bombardement électronique rapide.

Les électrons émis par la cathode sont accélérés par les anodes F et A. Grâce à la forme des différents éléments et grâce au champ électrique qu'ils créent, ils sont concentrés en un mince faisceau le long de l'axe du tube. Le degré de concentration dépend surtout du potentiel de l'anode F. Après avoir traversé l'anode A, les électrons se dirigent à une vitesse constante vers l'écran, au milieu duquel apparaît une petite tache lumineuse.

Si on applique une tension alternative entre la paire B des plaques déflectrices, le faisceau électronique sera attiré par la plaque qui, au moment considéré, est positive, et repoussé par l'autre. Le faisceau s'infléchit donc vers le haut et vers le bas et le spot lumineux décrit sur l'écran un mouvement de va-et-vient. La seconde paire des plaques est disposée à angle droit par rapport à la première ; une tension appliquée à cette paire provoquera donc une déviation horizontale, à droite ou à gauche suivant la polarité.

Le tube cathodique constitue un appareil extrêmement utile dans toute étude expérimentale des phénomènes électriques. On l'utilise pour connaître la forme d'un courant ou d'une tension, pour comparer deux fréquences dont l'une est inconnue, et dans une multitude d'autres applications. L'immense avantage du tube cathodique, sur tous les autres appareils indicateurs, est que même aux fréquences très élevées, l'inertie du faisceau électronique peut être considérée comme négligeable.

Un autre genre de tube cathodique est représenté sur la figure 4-22 ; ici la déflexion est produite par deux bobines X et Y. Ce type de déflexion est mieux approprié aux tubes utilisant de fortes tensions accélératrices, tels que ceux des récepteurs de télévision.

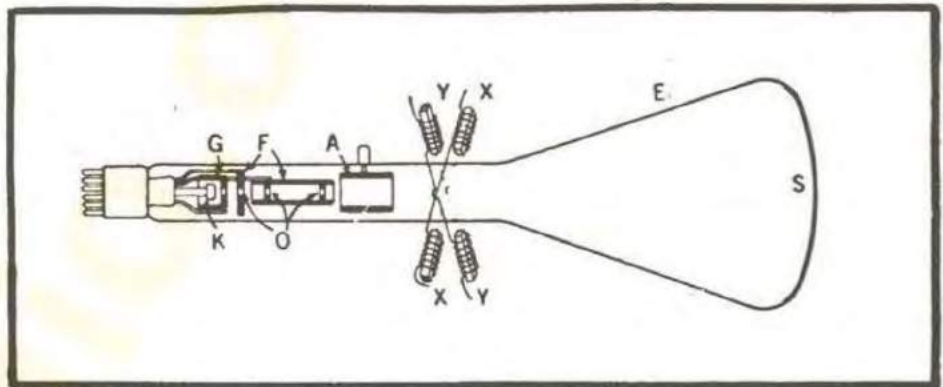


FIG. 4-22. — Disposition schématique des électrodes dans un tube cathodique à déflexion électromagnétique.

On peut obtenir la concentration du faisceau électronique au moyen d'un champ magnétique dirigé suivant l'axe du tube, à la hauteur de l'électrode F de la figure 4-22. Celle-ci peut alors être supprimée, et cette simplification est encore utile dans le cas des anodes accélératrices portées à des potentiels élevés.

La couleur de la fluorescence de l'écran dépend de la substance utilisée. Les substances donnant une lueur verte sont employées pour les tubes des oscillographes, cette couleur se prêtant bien à l'observation visuelle. Pour l'usage photographique, on lui préfère le spot bleu, auquel les plaques sont plus sensibles. Enfin, une substance au phosphore convenablement préparée donne une lueur jaune proche du blanc, qui produit une impression plus agréable sur les écrans de télévision.



Suivant la rapidité avec laquelle la lueur disparaît d'un point de l'écran que le faisceau électronique vient de quitter, on a les tubes à grande ou à faible persistance lumineuse. En général, pour l'observation des phénomènes électriques, la faible persistance est préférable. Seule l'étude des phénomènes extrêmement brefs nécessite l'emploi des tubes à grande persistance.

### Indicateur cathodique.

C'est le nom d'une catégorie de tubes qui, comme la 6 E 5 ou la 6 G 5, emploient un écran fluorescent pour indiquer l'amplitude, ou simplement la présence d'une tension sur l'une des électrodes. L'écran est bombardé par les électrons émis par une cathode, et une électrode de contrôle fait dévier une partie du faisceau électronique de façon à créer une zone d'ombre pointue sur l'écran brillant, l'ouverture angulaire de cette zone pouvant varier de 0 à 90°, suivant le potentiel de l'électrode de contrôle. Celle-ci est reliée à la plaque d'un élément triode contenu dans l'enveloppe du tube ; si on emploie cette triode comme amplificateur à courant continu, le dispositif devient un indicateur très sensible des tensions appliquées à la grille. Généralement employé comme indicateur d'accord dans les récepteurs de T. S. F., ce tube est très utile aussi comme indicateur de zéro dans les ponts de mesure. Après un étalonnage convenable de l'angle de la zone d'ombre, il peut même servir comme voltmètre.

La 6 G 5 diffère de la 6 E 5 par son point d'annulation du courant plaque (appelé souvent *cut-off* ou recul de grille) qui est plus reculé. Il s'ensuit que l'on peut lui appliquer des signaux variant entre des limites plus étendues.

### Révision. Questions et problèmes.

1. — Quels sont les avantages et les inconvénients du tungstène, du tungstène thorié, des filaments recouverts d'oxyde ?
2. — Pourquoi les circuits de retour des différentes électrodes sont-ils reliés habituellement au point milieu du transformateur de chauffage ?
3. — Qu'est-ce qui limite le courant dans la région inférieure de la figure 4-1 ? Et dans la région supérieure ?
4. — Quels sont les facteurs qui limitent la tension et le courant dans le circuit de sortie d'un tube ? Quel est l'effet de chacun d'entre-eux ?
5. — Quelle est la différence fondamentale entre la structure d'une diode et celle d'une triode ? De quelle façon cette différence affecte-t-elle les caractéristiques de ces deux tubes ?
6. — A partir de la caractéristique de grille  $E_b = 200 \text{ V}$  sur la figure 4-8, déterminer les valeurs de la pente ( $p$ ) pour les différentes valeurs du courant plaque. Tracer la courbe de  $p$  en fonction de  $I_p$ .
7. — Déterminer la résistance intérieure ( $R_i$ ) à partir des caractéristiques de plaque tracées sur la figure 4-8, pour une tension grille de  $-10 \text{ V}$  et pour deux valeurs de courant plaque.
8. — En utilisant les caractéristiques de plaque d'une 6 J 5 (fig. 4-9), déterminer  $R_i$ ,  $\mu$  et  $p$  pour  $E_g = -8 \text{ V}$  et  $E_b = 240 \text{ V}$ . Comparer la valeur obtenue pour  $\mu$  avec le produit de  $p$  par  $R_i$ .
9. — Construire, sur les caractéristiques de plaque d'une 6 J 5, les caractéristiques dynamiques pour une résistance de charge de 50 000 ohms et les valeurs sui-



vantes de  $E_{bb}$  : 160, 240, 320 volts. Répéter la même construction pour les résistances de 40 000 et de 20 000 ohms (noter que les caractéristiques dynamiques correspondant à la même résistance de charge sont parallèles).

10. — Construire la caractéristique dynamique pour une résistance de charge de 50 000 ohms, le point de repos étant celui défini dans le problème 8. En déduire l'amplification en tension du tube. Calculer celle-ci à partir des constantes déterminées dans le problème 8, et en utilisant le diagramme du circuit équivalent. Comparer les deux valeurs obtenues.

11. — Expliquer la forme des caractéristiques de plaque des tétrodes, indiquées sur la figure 4-14, pour les tensions plaques en deçà de  $D$ .

12. — Calculer la valeur de  $R_s$  et  $C$ , sur le schéma de la figure 4-15, nécessaires pour obtenir une tension de 100 volts à partir d'une source de 250 volts, si le courant d'écran normal est de 0,8 mA, la plus basse fréquence de fonctionnement de 100 c/s, et la résistance équivalente entre l'écran et la cathode de 70 000 ohms.

13. — Retracer le développement des tubes à plusieurs électrodes, depuis la triode jusqu'à la penthode. Donner la raison d'être et expliquer les effets de chaque nouvelle électrode.

14. — A partir de la caractéristique de grille de la 6 J 7, figure 4-17, déterminer la pente  $p$  pour les valeurs suivantes de la tension grille : 0, -1, -2, -3, -4 et -5 volts.

Faire la même chose pour le tube 6 K 7 avec les valeurs suivantes de la tension grille : 0, -1, -2, -3, -5, -7, -10, -15 et -20 volts. Tracer les courbes de  $p$  en fonction de  $E_g$  sur la même feuille. Comparer leurs allures.

15. — Déterminer l'amplification en tension du tube 6 J 7, le point de repos étant défini par  $E_b = 240$  V et  $E_g = -3$  V, et la résistance de charge étant de 50 000 ohms. Comparer la valeur obtenue avec celle du tube 6 J 5 dans le problème 10.

16. — De quelles manières différentes aboutit-on au même résultat à l'égard de l'émission secondaire dans les tubes de puissance à faisceaux dirigés et dans les penthodes?

17. — Déterminer la figure obtenue sur l'écran d'un tube cathodique si une tension sinusoïdale est appliquée aux plaques défléctrices suivant le schéma de la figure 4-23.

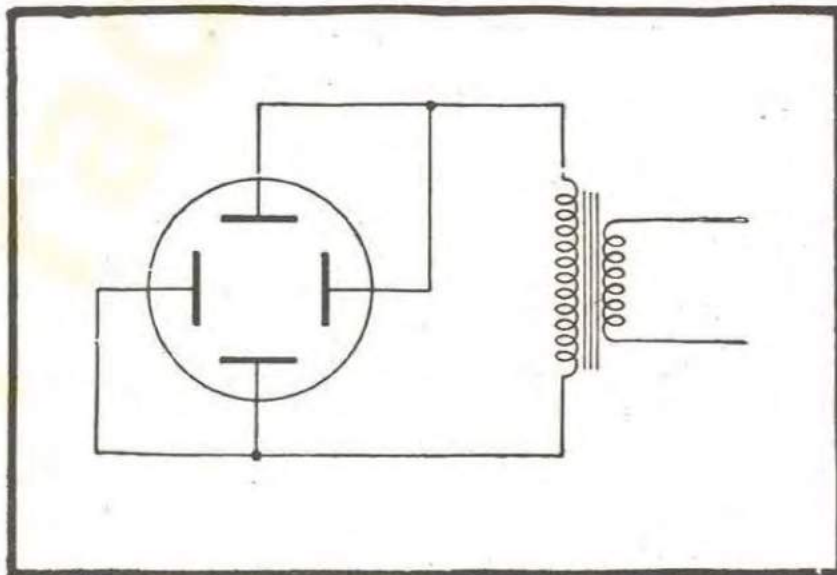


FIG. 4-23.



# REDRESSEURS D'ALIMENTATION

L'une des plus importantes applications de la diode, déjà mentionnée dans le chapitre IV, consiste à fournir des tensions et des courants redressés à partir des sources à courant alternatif. Les tubes utilisés dans cette fonction portent le nom de *redresseurs* ; nous allons en étudier les propriétés (ainsi que celles des circuits filtrants associés) dans ce chapitre.

## Redresseur à une alternance.

La figure 5-1 donne le schéma du redresseur le plus simple ; la forme du courant dans la résistance de charge est indiquée sur la figure 5-2. Le courant ne peut passer

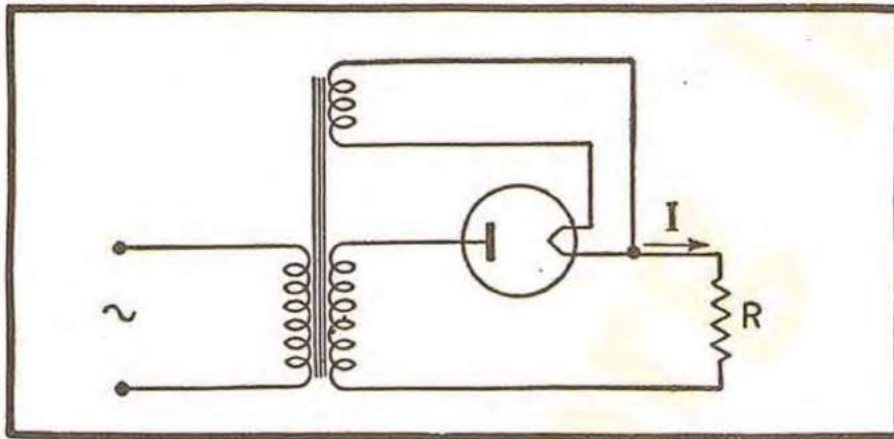


FIG. 5-1. — Redresseur à une alternance.

dans le tube que lorsque la plaque est positive par rapport à la cathode. Si on néglige la chute de tension dans le tube, le courant consistera en une série d'impulsions toutes dirigées dans le même sens et ayant la forme de demi-sinusoïdes. Le courant moyen

au cours d'une période, c'est-à-dire la composante continue du courant, sera de  $1/\pi$  ou 0,319 de la valeur de crête. Comme le courant anodique de crête est limité par le pouvoir émissif de la cathode, cette valeur détermine le courant de charge maximum qui peut être obtenu.

La tension maximum aux bornes du tube se développe pendant l'alternance positive et sa valeur est égale à la tension de crête du secondaire du transformateur. Cet élément fixe la tension maximum pouvant être fournie par un tube donné.

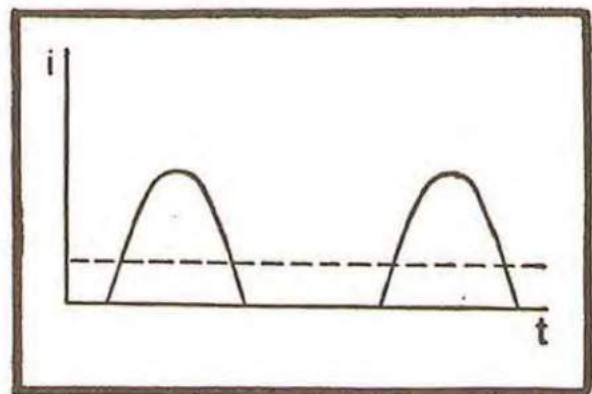


FIG. 5-2. — Forme de l'onde à la sortie d'un redresseur à une alternance.

## Redresseur à deux alternances.

On peut améliorer la forme du courant redressé en utilisant les deux alternances, et le schéma de la figure 5-3 indique la façon d'y parvenir ; la figure 5-4 représente la forme du courant redressé ainsi obtenu. Le tube utilisé comporte une cathode et deux



anodes séparées ; la 5 T 4 et la 5 Z 3 sont des tubes de ce genre. On voit, d'après le schéma, que pendant chaque alternance, le courant passe par une moitié de l'enroulement secondaire et par l'une des anodes, l'autre partie du circuit ne devenant active que pendant l'alternance suivante. La composante continue du courant est égale à  $2/\pi$  ou 0,636 de sa valeur de crête.

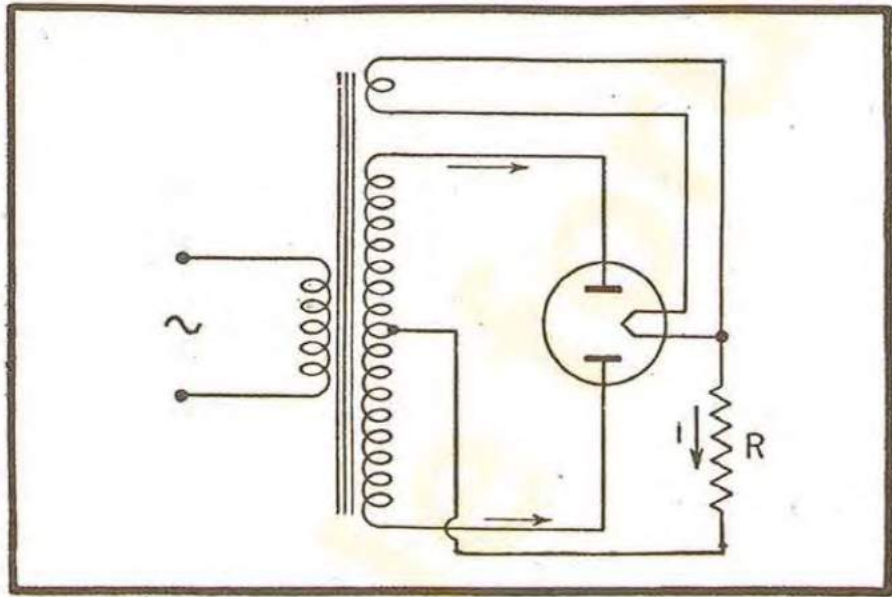


FIG. 5-3. — Redresseur à deux alternances.

Le montage à deux alternances donne une meilleure forme du courant redressé et fait travailler le transformateur symétriquement. Dans

le cas du montage à une alternance, le courant secondaire unidirectionnel produit dans le noyau du transformateur un flux continu auquel s'ajoute le flux alternatif dû au courant dans le primaire, et pour éviter la saturation le transformateur doit avoir un noyau plus grand que si la composante continue du flux n'existait pas.

### Montage doubleur de tension.

On peut éviter l'emploi du transformateur dans un redresseur et obtenir une tension continue relativement élevée en utilisant le montage de la figure 5-5. Le filament

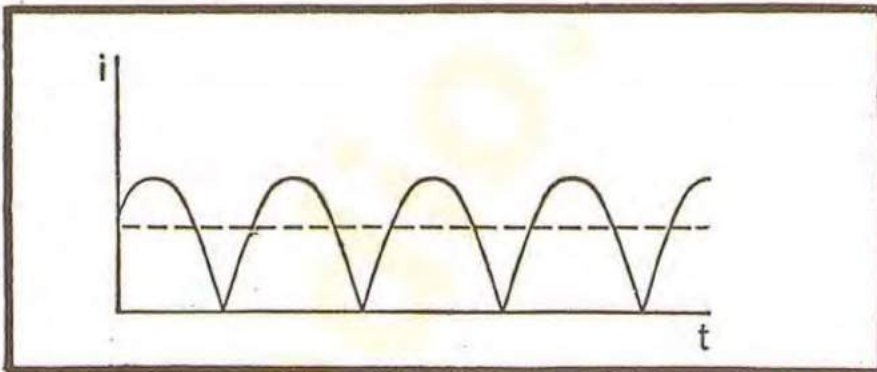


FIG. 5-4. — Forme de l'onde à la sortie d'un redresseur à deux alternances.

est alimenté directement à partir du secteur alternatif, à travers une résistance  $R$  (laquelle peut comprendre les chauffages des autres tubes du poste). Quand la borne supérieure du secteur est positive, le courant passe par l'anode de gauche vers le condensateur  $C_2$  qu'il

charge à la tension de crête. Pendant l'alternance suivante le courant passe par la seconde anode et charge le condensateur  $C_1$  à la même tension. Les deux condensateurs étant en série, c'est la somme de leurs tensions qui est disponible aux bornes de sortie. En charge, le courant débité par les condensateurs réduit leur tension entre les intervalles des crêtes de la tension alternative. Plus la capacité des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  est grande, plus la diminution de la tension est faible, et plus la tension redressée se rapproche de la constance. On emploie habituellement des condensateurs de l'ordre de  $40 \mu F$ .



Avec des condensateurs de cette valeur, le courant de charge atteint des intensités de crête élevées pendant des périodes de courte durée. Pour éviter ces intensités trop considérables, une résistance de protection peut être insérée au point marqué X, en série avec chacun des condensateurs.

## Filtres.

La forme d'onde des figures 5-2 et 5-4 convient pour de nombreuses applications

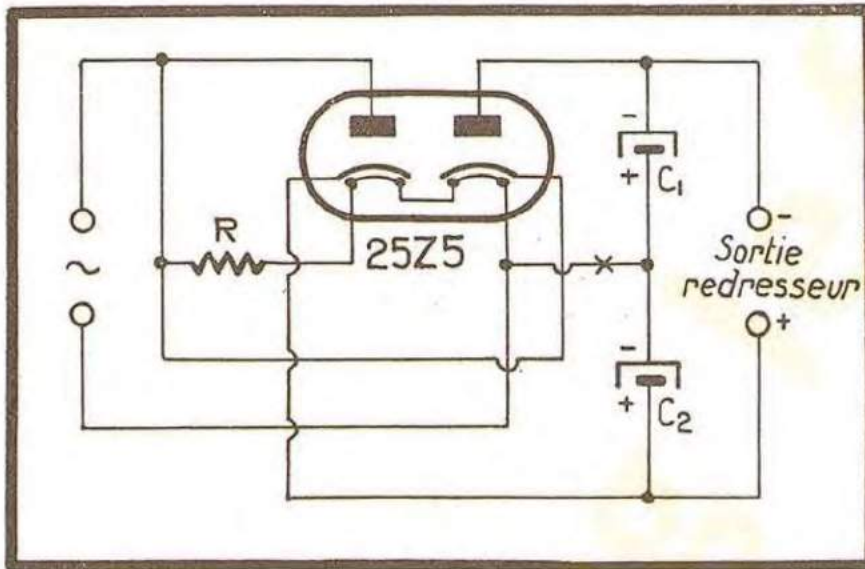


FIG. 5-5. — Montage doubleur de tension.

telles que l'alimentation des relais ou la charge des accumulateurs, etc., mais elle n'est pas suffisamment continue pour pouvoir être employée comme source de tension anodique dans les amplificateurs et dans les récepteurs. Celle-ci doit être une tension continue pure, avec une tension alternative résiduelle aussi faible que possible.

Pour obtenir ce résultat, on place à la sortie du redresseur un circuit de filtrage utilisant des capacités et des selfs (ou des résistances). La figure 5-6 montre les filtres

à une cellule et à deux cellules, du type à self d'entrée ou pré-self. Le courant redressé rencontre en traversant la self L, en même temps qu'une forte réactance sur la fréquence de la tension résiduelle, une faible résistance à la composante continue, et il en résulte que les fluctuations sont fortement réduites. Le condensateur C aide encore à les réduire puisque sa réactance, pour la fréquence des fluctuations, est bien plus faible que la résistance de

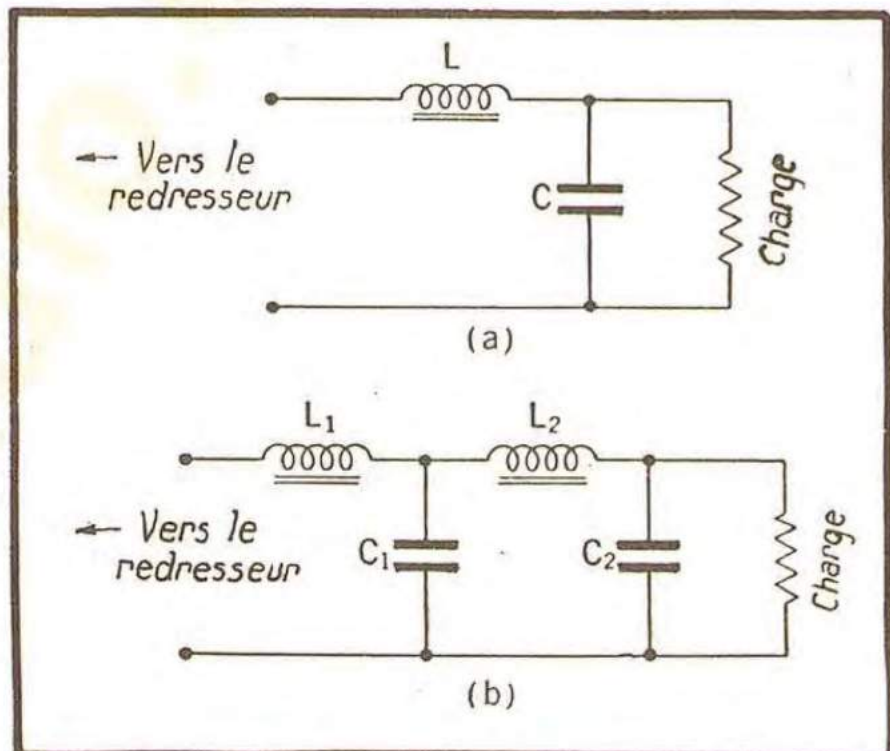


FIG. 5-6. — Filtres à self d'entrée. (a) Filtre à une cellule. (b) Filtre à deux cellules.



charge. Si la réduction de la tension résiduelle ainsi obtenue est encore insuffisante, une autre cellule de filtrage peut être ajoutée à la première, conformément à la figure 5-6 b,

La figure 5-7 montre un autre circuit de filtrage. La cellule de filtre est ici à condensateur d'entrée ; le condensateur  $C_1$  est chargé à la valeur de crête de la tension du redresseur et les fluctuations sont supprimées par  $L$  et  $C_2$  suivant le mécanisme que nous venons de décrire dans le cas du filtre à pré-self. Le redresseur ne débite aucun courant dans les intervalles où sa tension n'est pas supérieure à celle du condensateur  $C_1$  (voir la fig. 5-8).

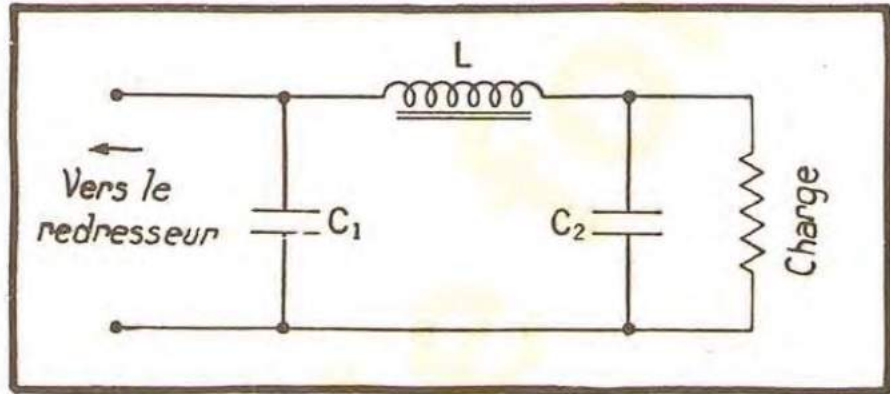


FIG. 5-7. — Filtre à condensateur d'entrée.

Si on compare les deux genres de filtres,

on voit que le courant redressé traverse continuellement le filtre à pré-self, alors qu'il ne passe dans le filtre à condensateur d'entrée que pendant une fraction réduite de la période. Pour le même courant redressé, les valeurs de crête du courant anodi-

que dans le redresseur seront beaucoup plus élevées dans le cas du condensateur d'entrée que dans celui de la pré-self. C'est la raison pour laquelle on emploie ce dernier type de filtre dans le cas des redresseurs à fort débit.

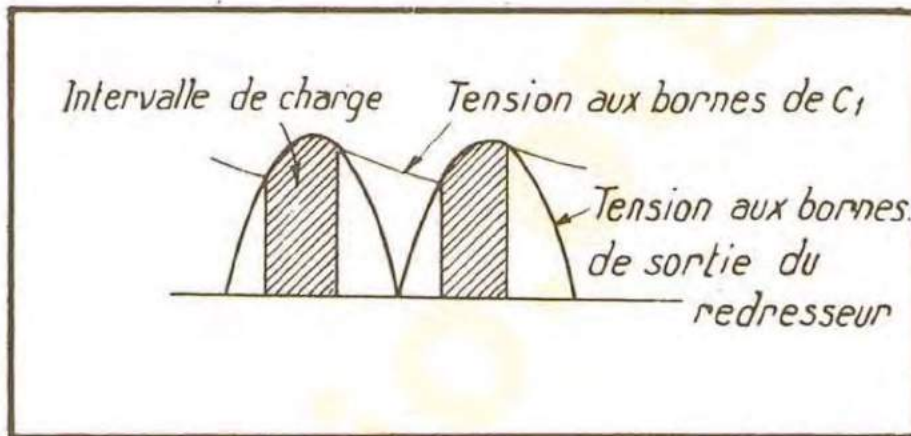


FIG. 5-8. — Mode de fonctionnement d'un filtre à condensateur d'entrée.

quique dans le redresseur seront beaucoup plus élevées dans le cas du condensateur d'entrée que dans celui de la pré-self. C'est la raison pour laquelle on emploie ce dernier type de filtre dans le cas des redresseurs à fort débit.

Comparons encore, dans deux circuits, la variation de la tension de sortie en fonction du courant de charge. Si on se rapporte à la figure 5-8, on voit que si le courant de charge augmente, la tension aux bornes de  $C_1$  décroît rapidement et la tension continue baisse.

Cet effet n'intervenant pas dans les montages à pré-self, la régulation de la tension y est meilleure que dans les montages à condensateur d'entrée. Notons toutefois que la self d'entrée ne joue pas son véritable rôle quand le courant est trop faible, auquel cas, le comportement du montage ressemble à celui de la figure 5-7. La limite inférieure ainsi fixée du courant de charge est atteinte, dans le cas d'un redresseur à deux alternances, pour  $L = R/1200$  (la fréquence du secteur étant de 60 p/s). Dans cette relation,  $R$  représente la charge en ohms et  $L$  la pré-self en henrys. Ainsi, lorsqu'un redresseur doit fournir 400 mA sous 2 000 V, la résistance de charge apparente est :



$$R = \frac{2\,000}{0,40} = 5\,000 \text{ ohms,}$$

et la valeur minimum de la pré-self est :

$$L = \frac{5\,000}{1\,200} = 4,2 \text{ henrys.}$$

Toutefois, si le débit doit varier entre 400 et 100 mA, cette self ne convient plus, car pour 100 mA la résistance est de 20 000 ohms et l'inductance doit être égale à :

$$L = \frac{20\,000}{1\,200} = 16,7 \text{ henrys.}$$

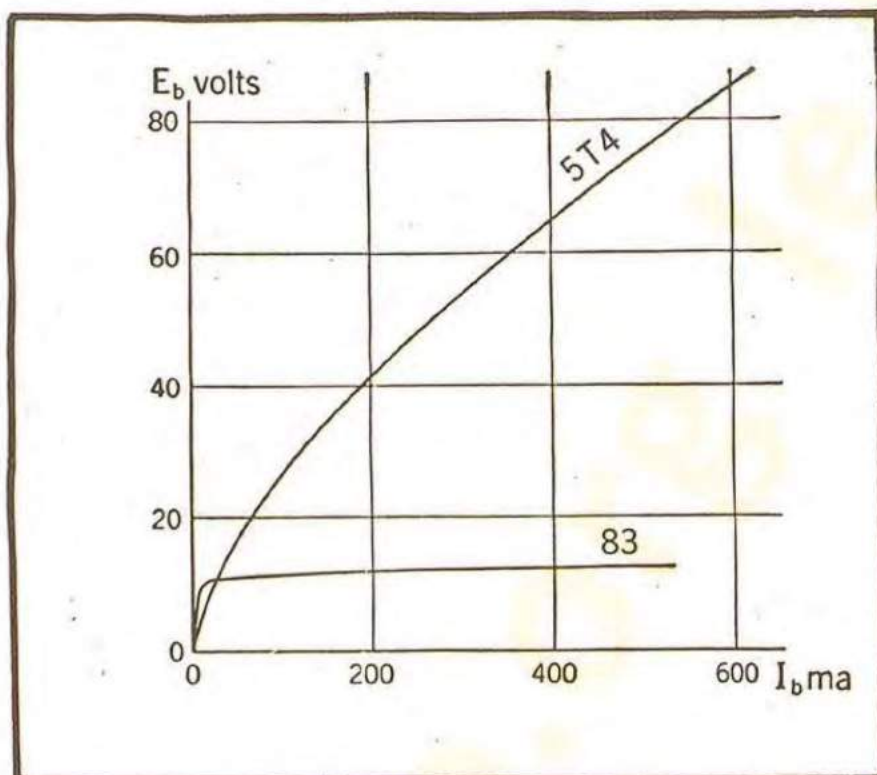


FIG. 5-9. — Caractéristiques de plaque des tubes redresseurs.

d'entrée cette tension continue est voisine de la tension de crête du redresseur pour les débits faibles, et décroît quand le débit augmente. Pour une même source alternative, la tension de sortie est donc plus élevée, surtout si le condensateur  $C_1$  est de forte valeur, et c'est la raison pour laquelle la plupart des filtres des récepteurs et des amplificateurs de faible puissance sont à condensateur d'entrée.

Nous avons mentionné plus haut les filtres à résistances et à capacités. Un exemple de ce type de filtre a été décrit à l'occasion de l'étude des tubes à grille-écran (voir la figure 4-15). On le rencontre couramment à la sortie des redresseurs lorsque ceux-ci doivent fournir un débit faible ; c'est le cas des oscillographes, des cellules photo-électriques, des voltmètres à lampe, etc.

## Tubes redresseurs.

Les tubes redresseurs peuvent se ranger en deux catégories : tubes à vide poussé, et tubes à remplissage gazeux. Dans le tube à vide poussé, l'émission électronique est

Une self de cette valeur fonctionnera correctement avec les différents débits. Les selfs dont l'inductance est élevée quand le débit est faible, et dont la valeur diminue quand le débit augmente procurent une économie appréciable de poids et de prix.

Remarquons encore que, dans le cas des filtres à pré-self, la tension continue de sortie est à peu près égale à la tension redressée moyenne. Dans les filtres à condensateur



fonction de la charge d'espace, et un accroissement de courant entraîne un accroissement du potentiel anodique, donc aussi celui de la chute de tension dans le tube. Dans un tube à gaz, le phénomène d'ionisation fait que la chute de tension ne peut pas dépasser de beaucoup le potentiel d'ionisation du gaz. La plupart des tubes à remplissage gazeux utilisent la vapeur de mercure, et pour ces tubes la chute de tension, a peu près indépendante du débit, est de l'ordre de 15 volts. La figure 5-9 donne la courbe courant-tension d'une valve à vide poussé (5 T 4) ainsi que celle d'une valve à vapeur de mercure (83).

Il est important, dans le cas des valves à vapeur de mercure, que le filament (ou la cathode) soit portée à sa température normale de fonctionnement avant l'application de la tension plaque. Si cette précaution n'est pas prise, l'émission électronique sera réduite et la chute de tension dans le tube sera trop forte. Comme nous l'avons montré dans le chapitre IV, cette chute de tension provoque un accroissement du bombardement de la cathode par des ions positifs, et quand elle dépasse 22 volts, ce bombardement est suffisamment intense pour détériorer la surface de la cathode.

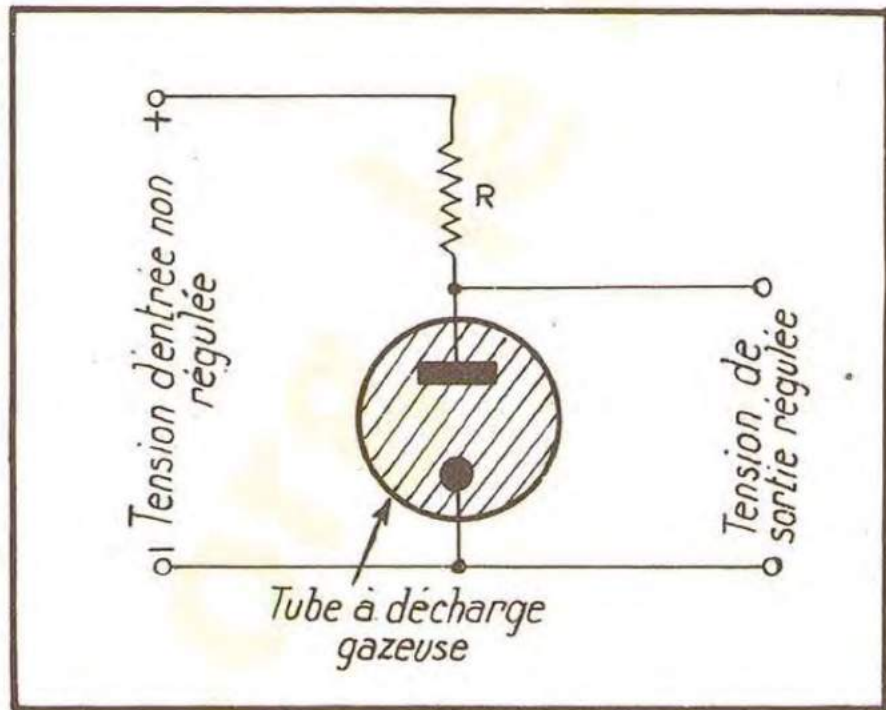


FIG. 5-10. — Source d'alimentation stabilisée.

Les valves à vapeur de mercure ne doivent pas être utilisées avec un filtre à condensateur d'entrée sans une résistance de protection, placée en série avec le condensateur d'entrée afin de limiter le courant de crête de celui-ci.

### Alimentations stabilisées.

Même avec un filtrage satisfaisant, on peut observer des fluctuations de la tension de sortie, dues, soit aux variations de la tension alternative d'entrée, soit aux variations de la charge elle-même. Or, dans certaines applications, ces fluctuations, même quand elles sont faibles, ne peuvent pas être tolérées. Nous avons indiqué, sur la figure 5-10, une méthode permettant d'obtenir une tension redressée stable, au moyen d'un tube au néon tel que VR 150/30. La tension anodique de ce tube reste pratiquement constante et égale à 150 volts dans un domaine étendu des variations du courant (variations allant jusqu'à 30 mA). La valeur de la résistance R est choisie de manière à fournir la chute de tension nécessaire en combinant le courant de charge et celui qui passe dans



le tube à néon. Ainsi, si la tension d'alimentation est de 250 volts, et si le courant en charge est de 20 mA sous 150 volts, la résistance  $R$  doit fournir une chute de 100 volts avec un courant de 40 mA. Cette résistance serait donc de  $100/0,040 = 2\,500$  ohms. Selon que les variations de la tension de sortie seront plus ou moins fortes, le courant dans le tube sera plus ou moins élevé, mais il n'agira pour ainsi dire pas sur la tension de sortie.

## Triodes régulatrices.

Considérons maintenant le circuit de la figure 5-11. Le courant de sortie traverse le tube 2 A 3 et on obtient la régulation en faisant varier la conductance du tube et,

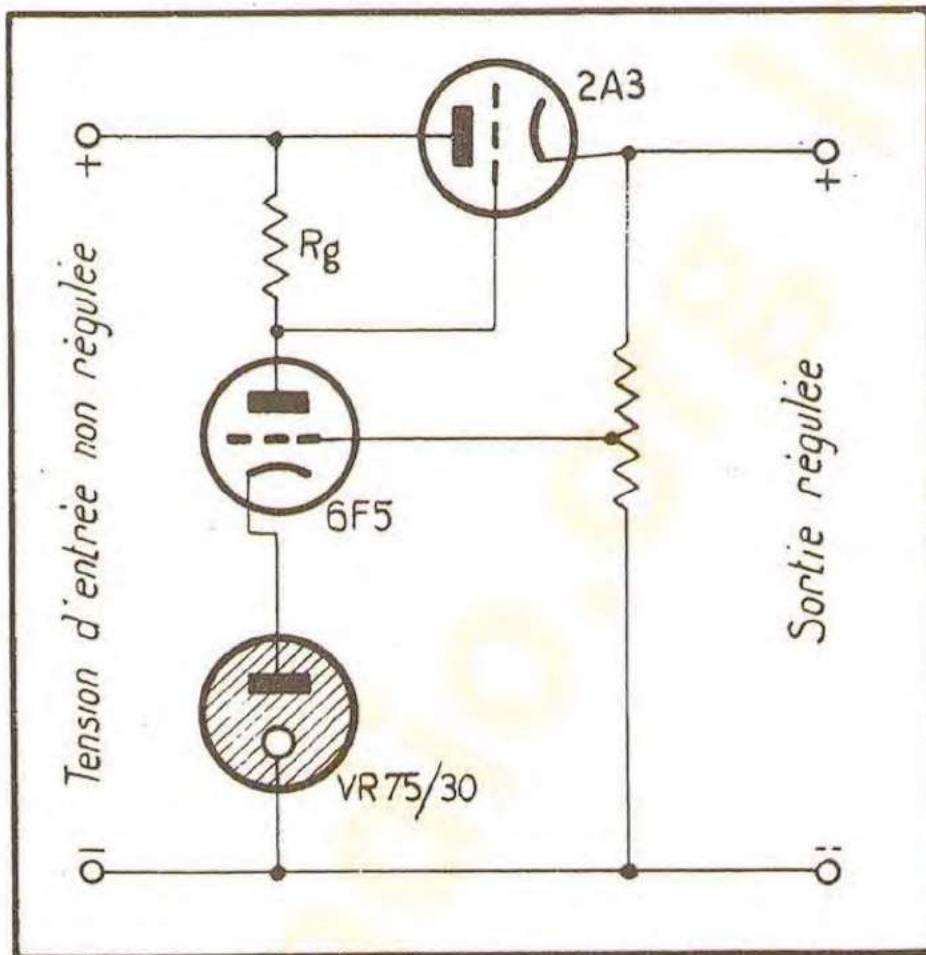


FIG. 5-11. — Tension stabilisée par tubes électroniques.

partant, la chute de tension. La cathode de la triode 6 F 5 est maintenue à un potentiel constant par le tube V R 75/30. Si la tension de sortie augmente, elle accroît le potentiel de la grille du tube 6 F 5, donc également son courant anodique. Il s'en suit une augmentation de la chute de tension dans  $R_g$  et une diminution de la tension grille de la triode 2 A 3. Pour une intensité de charge donnée, cette tension plus faible entraîne une chute de tension plus grande entre la plaque et la cathode de la 2 A 3, et il en résulte le retour de la tension de sortie à sa valeur initiale.

Les circuits de stabilisation de ce type sont très efficaces dans une grande plage de variations des courants de sortie et il n'est pas difficile de maintenir les variations de la tension de sortie au-dessous de 0,02 volt par milliampère. En plus de la stabilisation de la tension de sortie, le régulateur exerce une action filtrante, de sorte que le prix et le poids du filtre proprement dit peuvent être nettement moins élevés que dans le cas d'une alimentation non régulée.

plus grande entre la plaque et la cathode de la 2 A 3, et il en résulte le retour de la tension de sortie à sa valeur initiale.



### Questions et problèmes de récapitulation.

1. — Quelle est la tension inverse de pointe appliquée à la valve dans le cas d'un redresseur à deux alternances, si la tension aux bornes du secondaire est de 300 volts (efficaces) entre la prise milieu et chaque extrémité de l'enroulement ?
  2. — Quelle est la tension inverse de pointe dans le cas d'un redresseur à une alternance si la tension aux bornes du secondaire est de 300 volts ?
  3. — Tracer le diagramme de fonctionnement d'un doubleur de tension pour une période complète.
  4. — Quels sont les avantages et les inconvénients respectifs des filtres à self et à condensateur d'entrée ?
  5. — Déterminer la valeur minimum de l'inductance d'entrée dans le cas d'un filtre pour redresseur à deux alternances, devant débiter un courant minimum de 50 mA, sous une tension de 400 volts.
  6. — Une self de 5 henrys est disponible pour l'établissement d'un filtre à self d'entrée pour redresseur à une alternance. Le débit du redresseur peut varier entre 0 et 50 mA, sous une tension continue de 1 000 volts. Quelle est la valeur maximum de la résistance « bleeder » à placer à la sortie du filtre ?
  7. — Expliquez pourquoi il est dangereux, dans un redresseur à vapeur de mercure, d'appliquer la haute tension avant que les cathodes aient atteint leur température normale de fonctionnement.
  8. — Expliquez, d'une manière détaillée, le fonctionnement d'une triode stabilisatrice de tension.
-



## CHAPITRE VI

# ELECTRO-ACOUSTIQUE

### **Nature du son.**

Le phénomène physique qui porte le nom de son consiste en une vibration de l'air, c'est-à-dire en une variation périodique de la pression de l'air, de part et d'autre de la pression normale de l'atmosphère. Cette variation de la pression de l'air se propage à partir de la source sonore à une vitesse constante de 335 m/s, cette vitesse variant légèrement en fonction de la température et de la pression barométrique de l'air. L'amplitude de la vibration n'est, pour les sons ordinaires, qu'une faible fraction de la pression de l'air; ainsi, un son à peine audible sera produit par une variation de  $1/10^9$  de la pression normale, et un son suffisamment intense pour provoquer une sensation de douleur dans l'oreille ne demande qu'une variation de l'ordre de  $1/10^4$  autour de la pression moyenne.

La fréquence de vibration de l'onde sonore est perçue comme hauteur du son; la gamme des sons audibles s'étend de 20 à 20 000 p/s. Dans la plupart des cas, la gamme utile sera comprise entre 50 et 10 000 p/s, et elle pourra souvent être réduite davantage encore.

La forme d'une onde sonore dépend de la source qui la produit; elle est complexe dans le cas des instruments de musique et de la voix humaine. De même qu'une onde électrique, une onde sonore se compose d'un terme fondamental accompagné de ses harmoniques. Lorsqu'on étudie les propriétés d'un système électro-acoustique, il suffit d'examiner son comportement pour chacune des harmoniques et d'appliquer ensuite le principe de la superposition des états (voir chapitre III).

### **Distorsion.**

Dans un système de reproduction ou de transmission du son, la forme de l'onde n'est pas tout à fait la même à l'entrée et à la sortie; c'est le phénomène de la *distorsion*. Il existe trois types principaux de distorsion, que nous allons examiner successivement.

**Distorsion en fréquence.** — Tout système de transmission est caractérisé par son intervalle des fréquences de fonctionnement. A l'intérieur de cet intervalle, toutes les fréquences ne sont pas transmises de la même façon. La figure 6-1 représente deux courbes de réponse typiques; on remarquera que la courbe A couvre une bande plus large et qu'elle assure une transmission plus uniforme. En revanche, la courbe B présente un niveau bien plus élevé dans la partie médiane de l'intervalle et cela présente des avantages dans certaines applications. La variation du niveau en fonction de la fréquence porte le nom de *distorsion en fréquence*. On utilise souvent la notion de la *largeur de bande utile* d'un système, pour une caractéristique telle que la



courbe A de la figure 6-1 ; elle est définie, habituellement, par les fréquences  $f_1$  et  $f_2$  pour lesquelles le niveau est égal à 0,707 du niveau uniforme de la partie médiane de la bande.

Notons encore, sur la figure 6-1, que l'on a utilisé une échelle logarithmique pour l'axe horizontal. D'une part, on évite ainsi une graduation serrée aux basses fréquences du spectre, qui est inévitable lorsqu'on utilise une échelle linéaire, et d'autre part, la sensibilité de l'oreille à la hauteur des sons suit une loi logarithmique ; il en résulte que la courbe tracée avec l'échelle horizontale logarithmique fournit une meilleure image du comportement du système.

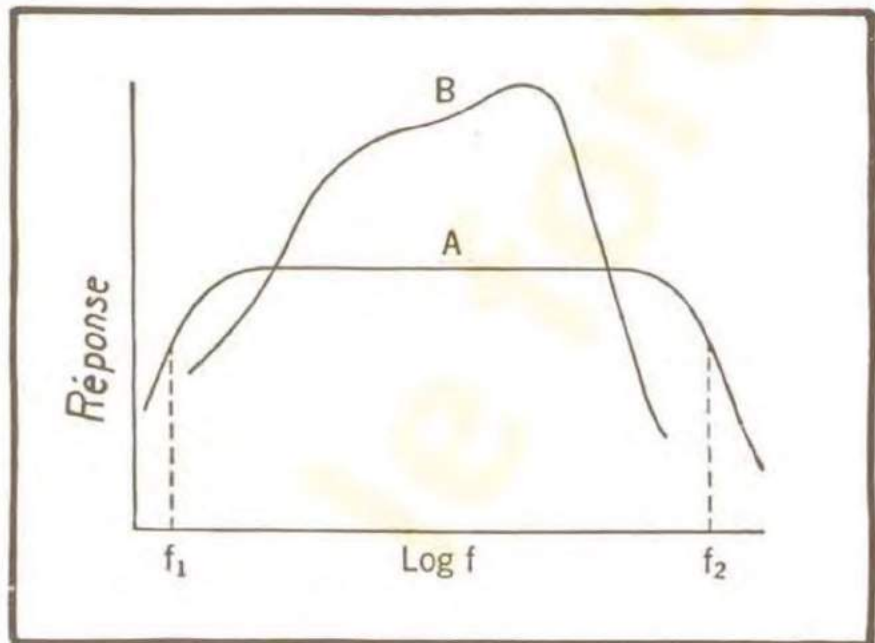


FIG. 6-1. — Distorsion en fréquence.

**Distorsion non-linéaire.** — Un système est dit non-linéaire lorsque la relation entre le niveau d'entrée et le niveau de sortie est représentée par une caractéristique courbe, telle que celle de la figure 6-2. On voit, d'après cette figure, que l'onde sinusoïdale pure, que l'on avait à l'entrée, est déformée, et il en résulte, à la sortie, la présence de fréquences qui n'existaient pas à l'entrée. Ces fréquences sont des multiples de la fréquence initiale ; ce sont les harmoniques. Toutefois, si le signal à l'entrée comporte plusieurs fréquences (c'est toujours le cas dans la pratique), on trouve à la sortie des fréquences égales aux sommes et aux différences des fréquences initiales, ainsi qu'aux multiples entiers de chacune de ces fréquences.

**Distorsion en phase.** — Un signal qui traverse un système de transmission subit toujours un certain retard. Quand ce retard n'est pas le même pour les différentes fréquences, la forme du signal subira une modification, car les différentes harmoniques n'auront plus le même déphasage par rapport à leur terme fondamental, après avoir traversé le système. Une telle distorsion porte le nom de *distorsion de phase*. Elle n'a pas beaucoup d'importance dans le système de transmission du son, car celui-ci n'est pas affecté par la phase de différentes harmoniques. Par contre, en télévision ou dans les applications oscillographiques son importance est considérable.

## Microphones .

Un microphone sert à transformer l'énergie acoustique en énergie électrique. Dans la plupart des types de microphones, la pression de l'onde sonore provoque la vibration d'une lame mince, appelée diaphragme, dont le mouvement est ensuite



utilisé pour produire des effets électriques. Nous allons décrire, les principaux types de microphones auxquels s'ajoutent le microphone à condensateur et les différents microphones directifs.

**Microphone à charbon.** — C'est un des plus anciens modèles de

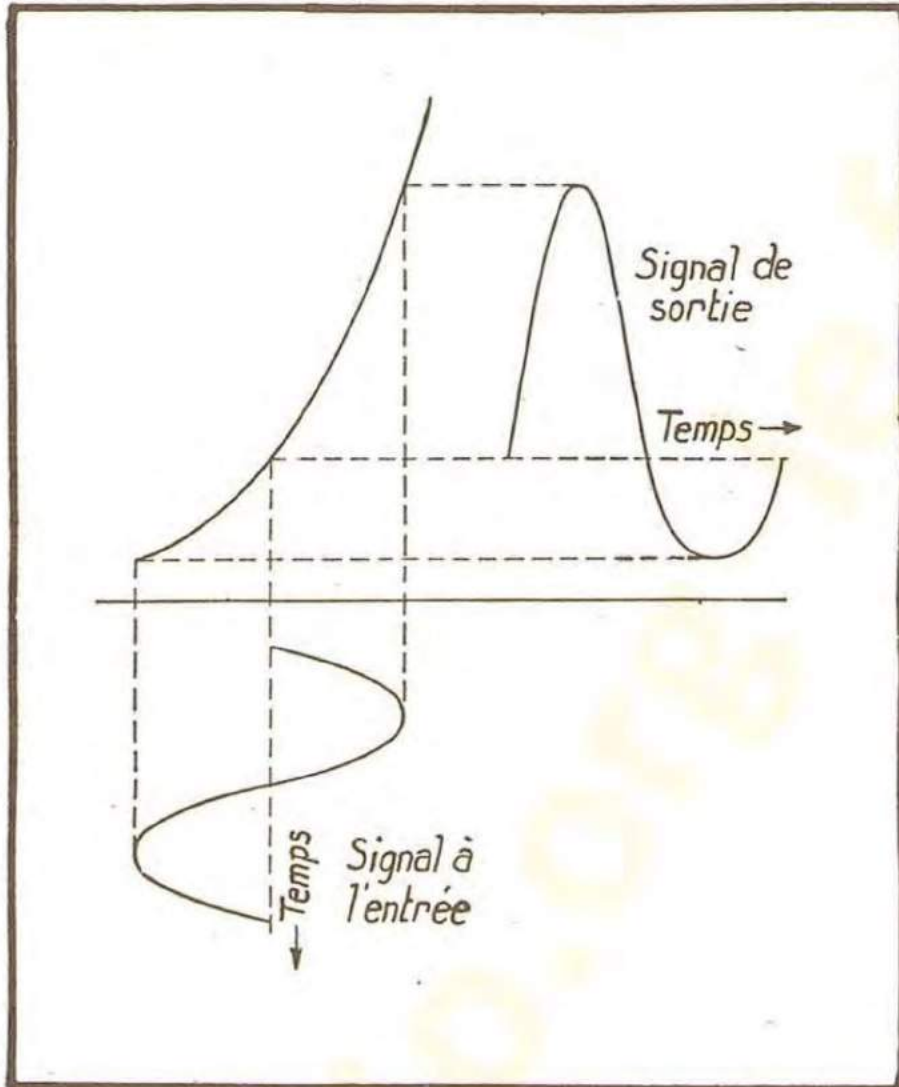


FIG. 6-2. — Distorsion non-linéaire.

microphone et qui est encore le plus couramment utilisé ; son fonctionnement est basé sur le fait que la résistance des granules de charbon en contact varie en fonction de la pression du contact. La figure 6-3 donne une vue simplifiée (en coupe) d'un microphone à charbon, semblable à ceux utilisés dans les appareils téléphoniques. Une cavité cylindrique contient des granules de charbon logées entre deux disques en charbon dont l'un est fixé dans le fond de la cavité, et l'autre relié au diaphragme. Lorsque le diaphragme entre en vibration, la pression de contact des granules de charbon

varie, et il en résulte une variation de la résistance électrique entre les disques. Le circuit microphonique est représenté sur la même figure ; la variation de la résistance du microphone fera varier le courant dans le primaire du transformateur microphonique.

Un choix judicieux de la rigidité et de la masse du diaphragme permet de placer la résonance du système mobile vers le milieu de la bande des fréquences de parole. Quand cela est obtenu, le niveau de sortie est suffisant pour alimenter sans amplification intermédiaire un écouteur placé au bout d'une ligne pouvant avoir une longueur considérable. La courbe de réponse du système n'est pas très uniforme dans ces conditions, mais elle suffit entièrement pour la reproduction de la parole.

Un diaphragme très léger et très fortement tendu donne une courbe de réponse nettement plus uniforme, mais cela s'obtient aux dépens de la sensibilité. Les microphones de ce type, munis de deux cellules à granules de charbon, ont été très couramment utilisés dans la radio-diffusion.



**Microphone piézo-électrique.** — Ces microphones utilisent, ainsi que leur nom l'indique, l'effet piézo-électrique qui caractérise certains cristaux.

Cet effet consiste dans le fait qu'une pression, convenablement dirigée et appliquée aux faces opposées du cristal, produit une différence de potentiel électrique entre ces faces. On assemble plusieurs cristaux de façon que la pression sonore appliquée aux faces extrêmes développe des tensions qui s'ajoutent en série. La tension totale ainsi obtenue est très faible; en revanche, la courbe de réponse est d'une grande uniformité.

Dans un autre modèle de microphone à cristal, les vibrations acoustiques sont transmises au cristal par l'intermédiaire d'un

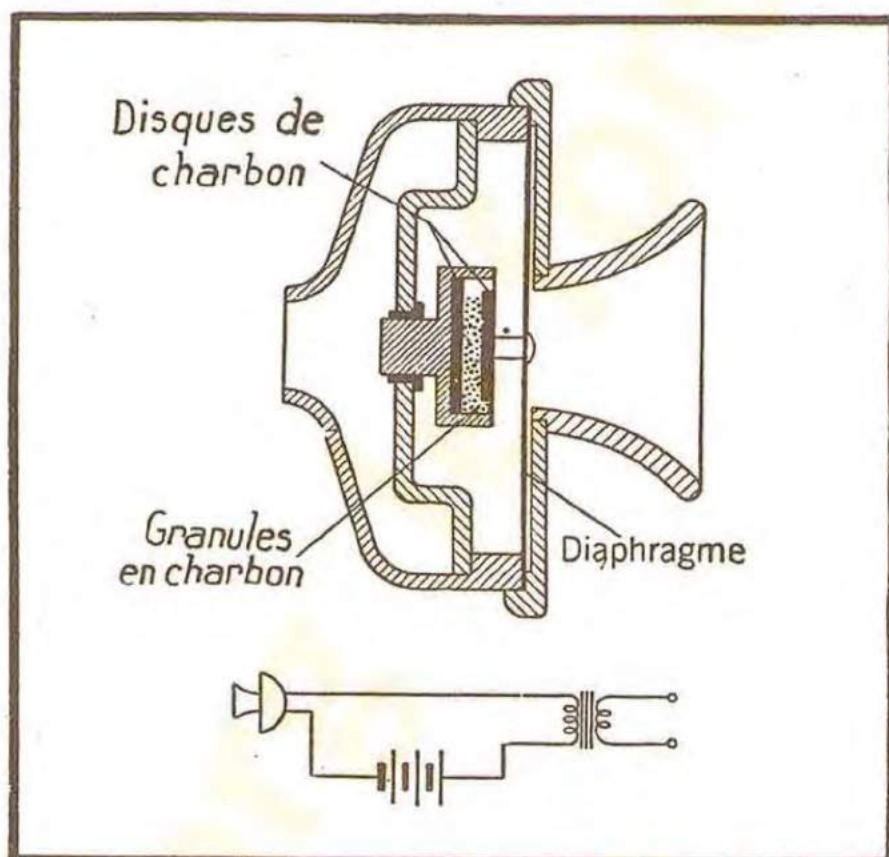


FIG. 6-3. — Microphone à charbon.

diaphragme métallique. Le niveau de sortie est plus élevé dans ce cas, mais la courbe de réponse n'est pas aussi bonne, étant affectée par l'inertie et la rigidité du diaphragme.

**Microphone électro-dynamique.** — Plusieurs modèles de microphones sont basés sur la force électro-motrice induite dans un conducteur se déplaçant dans un champ magnétique. Le microphone à bobine mobile comporte une petite bobine, solidaire d'un diaphragme, et disposée de façon à effectuer un mouvement de va-et-vient dans un champ magnétique quand le diaphragme entre en vibration. Une tension est ainsi obtenue aux bornes de la bobine; une construction soignée et l'utilisation d'une cavité de résonance permet d'obtenir une courbe de réponse uniforme entre 40 et 10 000 p/s. Un avantage secondaire de ce type de microphone réside dans le fait que son impédance de sortie est faible, d'où il résulte que le câble microphonique introduit moins de ronflement que dans le cas des microphones piézo-électriques.

**Microphone à ruban.** — Dans ce modèle, l'élément mobile est constitué par un ruban en aluminium, mince et flexible, dont la vibration sous l'effet d'une onde sonore dans un champ magnétique transversal, engendre une force électro-motrice apparaissant entre les deux extrémités du ruban.

L'impédance du ruban est si faible qu'un petit transformateur élévateur est indispensable. Logé dans la monture du microphone, ce transformateur élève l'impédance de sortie à la valeur permettant une transmission correcte par une ligne. Le plus souvent,



les microphones à ruban répondent à la vitesse des particules d'air, plutôt qu'à la pression de l'onde sonore, d'où leur désignation comme microphone de vitesse. On peut obtenir avec ces appareils une très bonne courbe de réponse.

## Reproduction du son.

Elle s'obtient au moyen d'appareils qui transforment l'énergie électrique en son, en faisant intervenir (comme dans le cas des microphones) une vibration mécanique.

**Écouteurs téléphoniques.** — L'écouteur téléphonique est le plus répandu des appareils acoustiques. Sous sa forme employée dans les casques, il est représenté sur la figure 6-4, où l'on aperçoit deux petites bobines disposées sur des

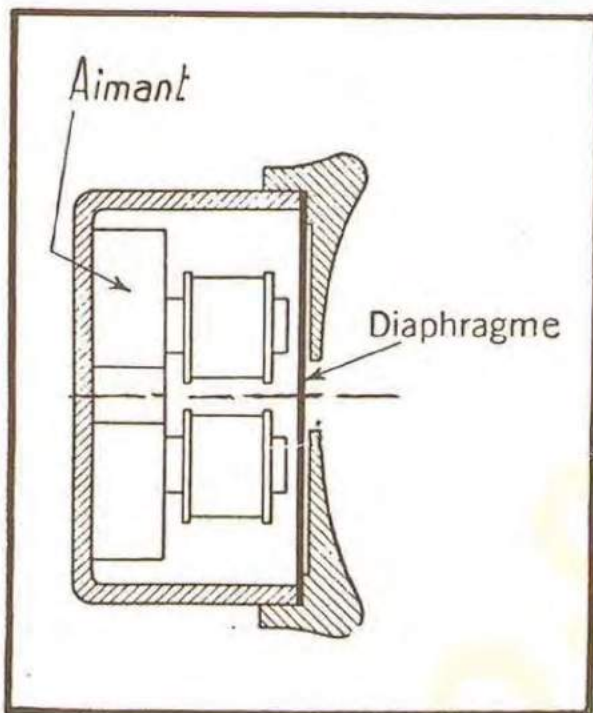


FIG. 6-4. — Récepteur téléphonique.

pièces polaires en fer doux, ces pièces étant fixées sur un aimant permanent. Le diaphragme en acier est attiré par les pièces polaires, sous l'effet du courant musical qui parcourt les bobines, et la vibration de ce diaphragme engendre dans l'air environnant une onde sonore. L'attraction continue, due à l'aimant permanent, est indispensable ; sans elle le diaphragme serait attiré deux fois au cours d'une période et il en résulterait une distorsion du signal reproduit.

L'écouteur téléphonique normal a une résistance de l'ordre de 70 ohms, et sa résonance se situe aux environs de 1 000 p/s, ce qui augmente la sensibilité dans la bande des fréquences utiles. On peut augmenter beaucoup la sensibilité en employant des bobines à grand nombre de spires de fil fin ;

de tels écouteurs rendent de grands services comme indicateurs dans les ponts à courant alternatif, ainsi que dans les systèmes de transmission radio-électrique.

**Haut-parleurs.** — La figure 6-5 donne la représentation schématique d'un haut-parleur de type courant. La bobine mobile, traversée par le courant musical, est placée dans un champ magnétique intense. L'action du champ sur le courant met en mouvement la bobine, dont la vibration se transmet au diffuseur conique. Ce diffuseur est maintenu sur son bord extérieur par une suspension souple, de sorte que son mouvement, du moins aux fréquences peu élevées, est une translation alternative sans torsion ni déflexion transversale appréciable. Il en résulte une transformation très efficace de l'énergie électrique en énergie acoustique, rayonnée par le cône diffuseur.

L'onde rayonnée par la paroi arrière du cône est en opposition de phase par rapport à celle provenant de la surface frontale ; le rôle du « baffle » consiste à éviter que les deux ondes se neutralisent mutuellement. Le baffle sera efficace pour toutes les fréquences pour lesquelles la distance entre le front du cône, en contournant le bord du



baffle, jusqu'au bord arrière du cône est supérieure à la demi-longueur d'onde du son. Ainsi, par exemple, pour 100 p/s, la longueur d'onde est  $\lambda = 300/100 = 3$  m (voir chapitre IX), et la distance définie ci-dessus ne doit pas être inférieure à 1,5 m.

## Circuits téléphoniques.

Les circuits téléphoniques ne sont satisfaisants que s'ils comportent deux voies, et il résulte de ce fait certaines complications dans le domaine de la réalisation industrielle. Un circuit simplifié à deux voies est représenté sur la figure 6-6. Il porte le nom de *système à batterie locale*, chaque abonné devant avoir chez lui une batterie, insérée dans le circuit microphonique local. Le fonctionnement du système est indiqué clairement par le schéma de la figure 6-6 ; on voit, en particulier, que le courant microphonique est reçu par chaque écouteur. Les transformateurs isolent les courants continus nécessaires au fonctionnement des microphones et améliorent le rendement de la transmission en réduisant le courant dans la ligne.

**Système à batterie centrale** — L'inconvénient d'une batterie locale chez chaque abonné a contribué beaucoup au développement de ce système utilisant une grande batterie d'accumulateurs envoyant le courant à tous les abonnés depuis le central téléphonique. Toutefois, il en résulte une nouvelle difficulté, car les courants musicaux de tous les circuits en service traversent la même batterie et peuvent être dérivés en partie, du fait de l'impédance interne de la batterie, dans les autres circuits,

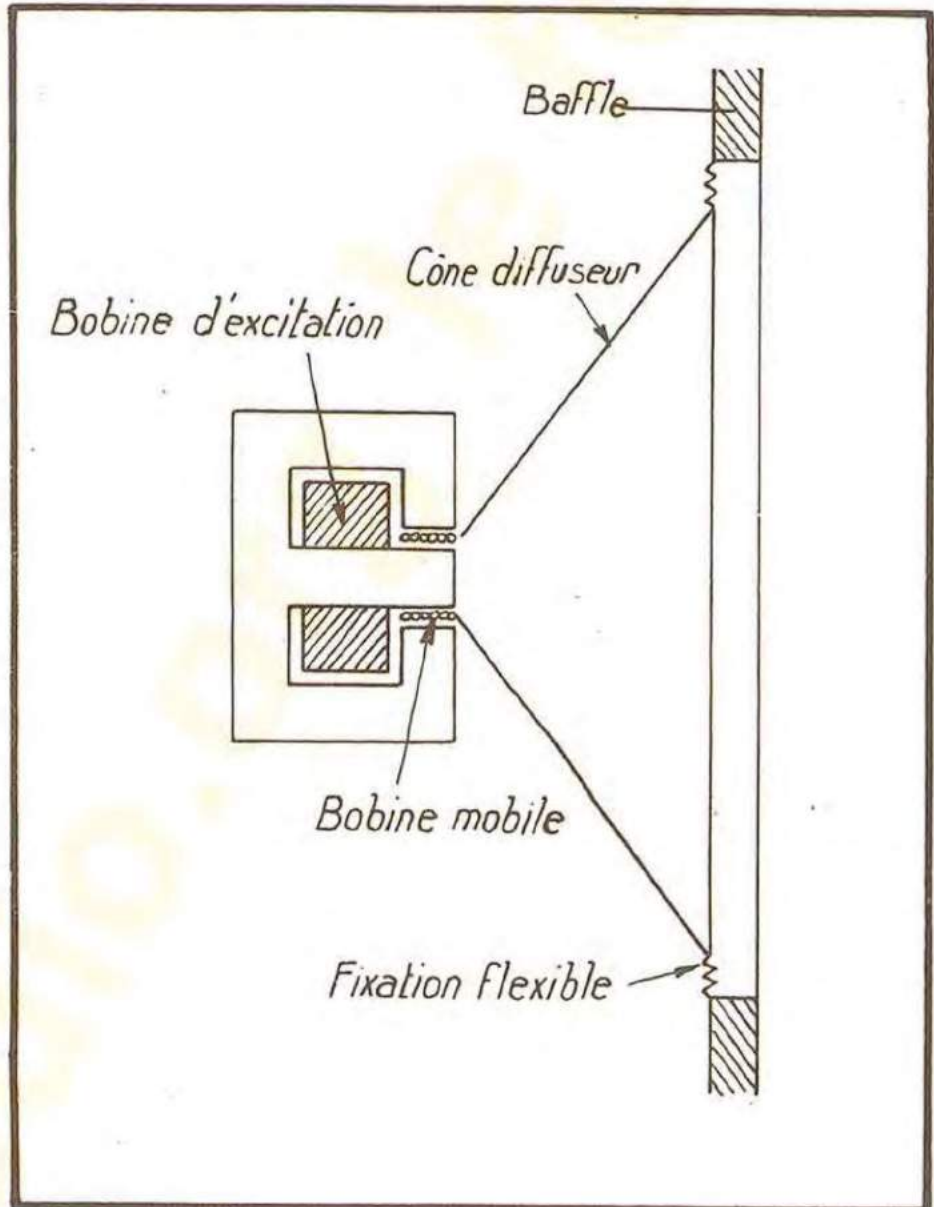


FIG. 6-5. — Haut-parleur électrodynamique.



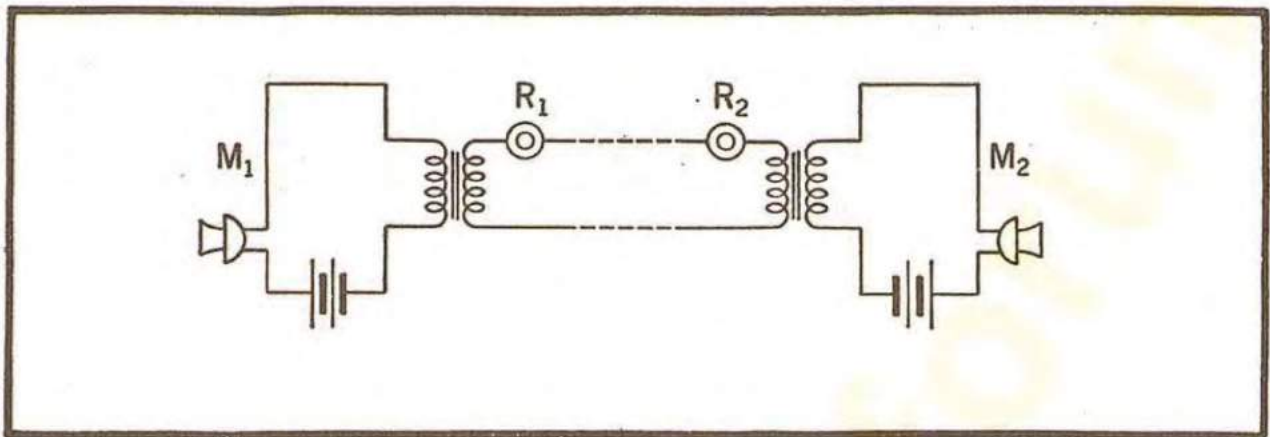


FIG. 6-6. — Système à batterie locale.

Cet effet est connu sous le nom de *diaphonie* et peut être évité en utilisant un transformateur appelé *bobine de répéteur*.

Cet appareil, ainsi que son utilisation, sont indiqués sur la figure 6-7. C'est essentiellement un transformateur de rapport 1, dont le primaire et le secondaire sont coupés au milieu pour insérer la batterie. D'autres transformateurs identiques peuvent être reliés aux points B C, B' C' ; ainsi branchés ils offrent une impédance très élevée au passage du courant musical d'un circuit à l'autre, alors que l'impédance au passage d'un même circuit peut être considérée comme nulle.

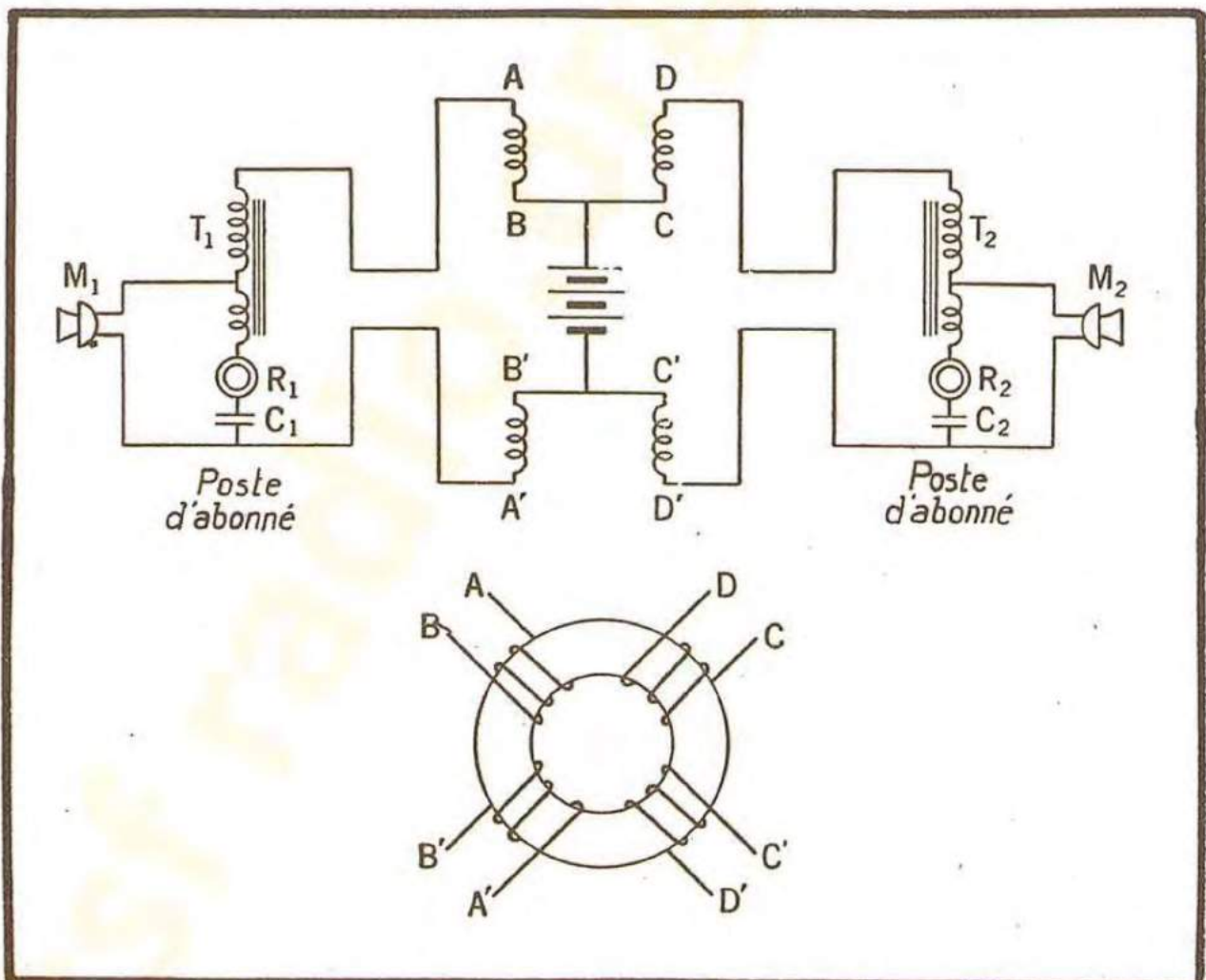


FIG. 6-7. — Système à batterie centrale.



Le circuit microphonique de l'abonné n'est pas le même que dans le cas du système à batterie locale. Les transformateurs  $T_1$  et  $T_2$ , appelés souvent *bobines d'induction*, et les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  sont connectés de telle manière que le courant continu traverse les microphones  $M_1$  et  $M_2$ , mais ne traverse pas les écouteurs  $R_1$  et  $R_2$ . Les bobines d'induction sont montées comme auto-transformateurs destinés à élever la composante alternative de la tension microphonique.

Les circuits téléphoniques comportent également des appareils de signalisation côté central et côté abonnés, ainsi que l'appareillage de commutation des abonnés. L'étude de ces appareils sort du cadre de cet ouvrage.

## Lignes téléphoniques.

Les lignes utilisées en téléphonie sont de deux genres : les lignes à fils nus et les câbles. Les câbles aériens ou souterrains sont de plus en plus employés pour deux raisons essentielles.

Premièrement, un câble peut comporter jusqu'à 2 000 paires de fils et il est courant de rencontrer des câbles aériens de 900 paires sur une ligne à un poteau alors qu'une ligne à un poteau portant 50 paires en fils nus serait une véritable monstruosité.

La deuxième raison, c'est que le câble procure une meilleure protection contre les intempéries, aussi bien que contre les interférences électriques (le bruit de fond et la diaphonie).

**Décibel.** — Les pertes dans les lignes téléphoniques et, en général, dans tous les appareils, peuvent être évaluées en décibels. Le décibel, unité logarithmique, est défini comme suit :

$$\text{Pertes en db} = 10 \log_{10} \frac{W_1}{W_2},$$

où  $W_1$  représente la puissance d'entrée et  $W_2$  la puissance de sortie. Dans un amplificateur la puissance de sortie est plus élevée que la puissance d'entrée, et l'expression ci-dessus devient négative. Elle exprime alors un *gain*, et on a :

$$\text{Gain en db} = 10 \log_{10} \frac{W_2}{W_1}.$$

On utilise également les décibels pour évaluer la quantité d'énergie fournie ou absorbée par un appareil, prise par rapport à une puissance de référence. Cette puissance de référence définit le niveau zéro ; dans la pratique téléphonique, le niveau zéro est de 1 milliwatt. Si la puissance de sortie de l'amplificateur est de 4 watts son niveau en décibels de puissance est :

$$10 \log_{10} \frac{4}{0,001} = 10 \log 4\,000 = 36 \text{ db.}$$

Le décibel est une unité très importante ; son utilisation est fréquente dans tous les domaines des communications électriques. Étant une unité logarithmique, il permet d'évaluer le gain ou les pertes d'un ensemble de lignes et d'amplificateurs en ajoutant ou en retranchant les pertes ou les gains individuels. D'autre part, la sensibilité de l'oreille est une fonction logarithmique de l'intensité du son, de sorte qu'une unité



logarithmique est d'un emploi très commode. Une différence de niveau sonore de 1 db est à peine perceptible pour une oreille normale, l'unité est donc bien choisie.

**Pertes dans les lignes téléphoniques.** — Le plus petit conducteur employé dans les lignes normales à fils nus mesure 2 mm de diamètre ; une ligne ainsi constituée présente un affaiblissement approximatif de 0,037 db par kilomètre. Quant aux câbles, on y utilise des fils dont la section ne dépasse pas 9/10 mm et leur affaiblissement est alors de l'ordre de 0,6 db par kilomètre. A cet égard les câbles sont moins avantageux que les lignes à fils nus, surtout pour les grandes distances ; toutefois, les perfectionnements apportés récemment dans le domaine de l'efficacité de l'appareillage téléphonique ont considérablement augmenté la portée utile des lignes à câbles.

**Lignes chargées.** — Les pertes peuvent être fortement diminuées en insérant dans la ligne, à intervalles réguliers, des bobines d'inductance. Ces bobines ajoutent une self en série sur la ligne et améliorent le rapport de la réactance selfique à la réactance capacitive. Il en résulte que, pour une puissance donnée, la tension est plus forte, et le courant plus faible.

L'effet est donc analogue à celui des transformateurs dans le cas des lignes de transport d'énergie électrique. Le courant étant plus faible, les pertes ohmiques sont moins élevées et le rendement est accru.

Ce procédé est limité par le fait que les bobines forment, avec la capacité répartie de la ligne, un filtre dit passe-bas qui ne laisse pas passer les fréquences dépassant une fréquence limite appelée *fréquence de coupure*. Cette fréquence est donnée, avec une très bonne approximation par l'expression :

$$f_c = \frac{1}{\pi \sqrt{L C d}}$$

où  $f_c$  est la limite supérieure des fréquences transmises,  $L$  la self effective de chaque bobine,  $C$  la capacité par kilomètre de ligne et  $d$  la distance en kilomètres entre les bobines.

L'examen de cette équation montre que si on augmente  $L$  pour améliorer l'efficacité de la transmission,  $f_c$  diminue, à moins que l'on ne diminue l'intervalle  $d$  dans la même proportion. Cet intervalle a été fixé pratiquement à la valeur de 2 km environ ; une réduction de cette valeur entraînerait un coût d'établissement de ligne prohibitif. Actuellement, en raison de l'importance accrue qu'on attache à une bonne qualité de la parole, qui exige la transmission des fréquences plus élevées, une tendance se manifeste vers la réduction de la charge des lignes pour certains circuits.

**Répéteurs.** — Dans les lignes à grande distance, les pertes sont si élevées qu'on ne peut obtenir un fonctionnement satisfaisant sans avoir recours à l'amplification. Les amplificateurs téléphoniques, dits *répéteurs*, ont ceci en propre qu'ils fonctionnent dans les deux sens. Les stations des répéteurs sont installées habituellement tous les 70 à 80 km, sauf pour certaines lignes de transmission à large bande, où l'espacement des répéteurs peut être de l'ordre de 8 à 10 km. Étant donné le grand nombre d'amplificateurs, insérés dans une ligne couvrant une grande distance, les conditions imposées à ces amplificateurs sont très sévères. Les différentes distorsions s'ajoutent, de sorte que leur présence, à un degré sensible, rend vite la parole transmise inintelligible. La



qualité de transmission exigée pour le relais des programmes de radiodiffusion, rend ces conditions plus sévères encore.

La figure 6-8 montre l'un des procédés employés pour obtenir un répéteur à deux voies. Deux amplificateurs assurent chacun une direction de transmission. Les réactions et les oscillations parasites sont évitées en utilisant des transformateurs à trois enroulements équilibrés, dits transformateurs hybrides. Si nous suivons un signal allant de l'Ouest à l'Est, nous voyons qu'il rencontre d'abord un premier transformateur, d'où une partie de la

puissance à transmettre se dirige vers l'amplificateur Ouest-Est, grâce aux prises médianes de l'enroulement principal. Le reste de puissance est dissipé dans les autres parties du circuit et ne joue pas de rôle utile. La puissance amplifiée est conduite dans le troisième

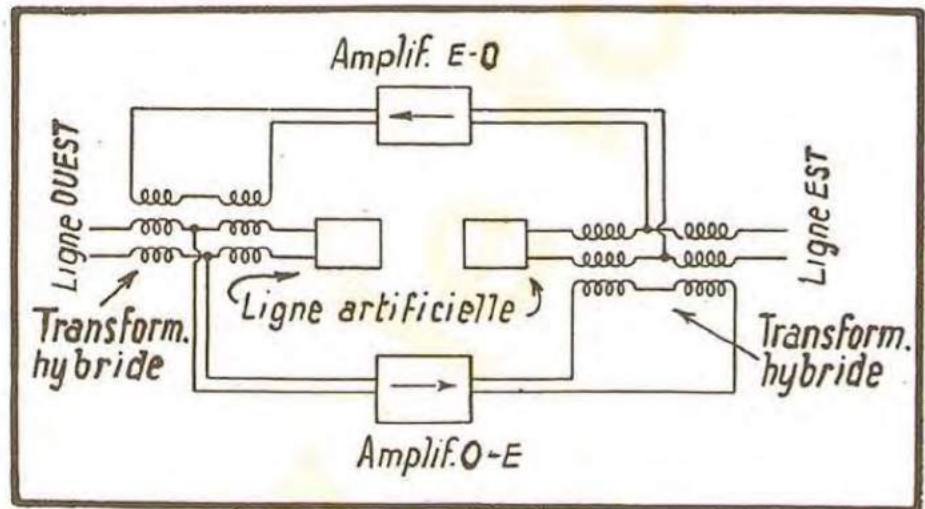


FIG. 6-8. — Répéteur téléphonique.

enroulement du second transformateur, où elle se divise en deux parties égales, l'une se propageant vers l'Est et l'autre vers la ligne artificielle. Celle-ci est constituée de façon à avoir une impédance égale à celle de la ligne pour toutes les fréquences de la bande à transmettre, de sorte que l'ensemble comprenant la ligne et la ligne artificielle forme un pont équilibré. Ce dispositif d'équilibrage évite qu'une partie de la puissance de sortie de l'amplificateur Ouest-Est n'arrive aux bornes d'entrée de l'amplificateur Est-Ouest.

Notons qu'une partie de la puissance est perdue dans les transformateurs hybrides. Ces pertes sont compensées par un gain accru des amplificateurs, gain de l'ordre de 6 db.



### Questions et problèmes de révision.

1. — Déterminer la longueur d'onde, dans l'air, des ondes sonores dont les fréquences sont les suivantes : 20, 50, 100, 1 000, 10 000 et 20 000 p/s.
2. — Expliquer les notions de distorsion en fréquence, de distorsion non-linéaire et de distorsion de phase.
3. — Pourquoi les courbes de la figure 6-1 sont-elles tracées avec une échelle logarithmique?
4. — Expliquer le fonctionnement d'un microphone à charbon.
5. — Pourquoi un écouteur téléphonique comporte-t-il essentiellement un aimant permanent?
6. — Comment fonctionne un haut-parleur du type indiqué sur la figure 6-5?
7. — Expliquer ce qui se passe dans un circuit tel que celui de la figure 6-6.
8. — Un câble téléphonique non anti-inducté, comportant des conducteurs de 9/10 mm, a une impédance effective (presque entièrement résistive) de 450 ohms. Trouver les valeurs de la tension et de l'intensité sur la ligne en supposant que la puissance est transmise avec un niveau de 2 db.
9. — Des répéteurs analogues à ceux de la figure 6-8 sont disposés sur une ligne tous les 80 km. La ligne comporte des conducteurs de 9/10 et présente un affaiblissement de 0,62 db par kilomètre. Le niveau d'entrée d'un répéteur est égal à zéro, et le gain des amplificateurs est réglé de façon que le niveau à l'entrée du répéteur suivant soit zéro également. Trouver la tension à la sortie d'un amplificateur si l'on sait que l'impédance qui le charge est de 5 000 ohms.



# AMPLIFICATEURS B. F.

## Généralités sur les amplificateurs.

Nous avons montré, dans le chapitre VI, comment l'énergie du son peut être transformée en énergie électrique à l'aide d'un microphone, transmise à distance à l'aide des lignes, et, enfin, changée en son grâce aux écouteurs (ou haut-parleurs).

A un certain stade de cette série d'opérations, il est nécessaire, généralement, d'amplifier le volume du signal à transmettre. Le stade choisi est celui où le signal se présente sous sa forme électrique, et son accroissement s'obtient au moyen d'un amplificateur B. F. En vertu du principe de la conservation de l'énergie, le signal ne peut être amplifié que si l'amplificateur reçoit de l'énergie de l'extérieur. Dans un amplificateur, cette énergie extérieure est celle d'une batterie ou d'un redresseur d'alimentation. Commandée par le signal d'entrée, elle fournit le signal de sortie de l'amplificateur.

Un amplificateur B. F. est conçu de manière à amplifier les signaux dont les fréquences sont situées dans l'intervalle des fréquences audibles. En général, l'amplification tend à baisser pour les deux extrémités de la bande transmise, et des précautions spéciales doivent être prises si l'on veut éviter cet effet. Un amplificateur moderne de radio-diffusion est établi de manière à transmettre uniformément toutes les fréquences de 30 à 15 000 c/s.

Pour obtenir une amplification supérieure à celle qui peut être obtenue avec un seul tube, un amplificateur comporte généralement plusieurs étages, la sortie d'un étage étant appliquée à l'entrée du suivant. Ces étages peuvent *amplifier en tension* ou en *puissance*, et un amplificateur B. F. complet comporte le plus souvent un ou deux étages d'amplification en tension suivis d'un étage de puissance.

Un étage amplificateur en tension est établi de manière à fournir un signal de sortie de puissance très faible, mais de tension élevée. Un tel amplificateur peut être utilisé pour attaquer la grille de l'étage suivant, puisque le circuit de grille n'absorbe qu'une puissance négligeable quand le fonctionnement de l'étage est correct.

Un étage d'amplification en puissance est conçu de façon à fournir une quantité notable d'énergie à un haut-parleur ou à tout autre appareil absorbant de la puissance. Ici, l'accroissement de la tension a moins d'importance, et on le sacrifie à l'amélioration de l'amplification en puissance.

## Classification des amplificateurs.

Les amplificateurs B. F. sont classés suivant les conditions de fonctionnement des tubes. On les répartit généralement en trois catégories, dites classes A, A B et B. Un amplificateur appartient à la classe A quand le courant plaque passe pendant toute la durée du cycle de la tension alternative de grille. La polarisation et la tension alternative de grille sont choisies de telle manière que le point de fonctionnement ne quitte pas la région linéaire des caractéristiques de grille. La forme de la tension de sortie est alors semblable à celle de la tension appliquée à la grille du tube.



Un amplificateur classe A B est réglé de manière que le courant anodique passe pendant un temps supérieur à une alternance de la tension d'excitation.

Un amplificateur appartient à la classe B quand le courant anodique passe pendant une demi-période de la tension appliquée.

L'indice 1 peut indiquer que les grilles ne deviennent pas positives (par exemple, classe A<sub>1</sub>). L'indice 2 est employé (par exemple, classe A B<sub>2</sub>) pour signaler que la grille est positive pendant une partie du cycle.

Ces différentes catégories d'amplificateurs sont étudiées en détail dans le paragraphe sur les amplificateurs en puissance et dans le chapitre XI.

## **Amplificateurs à liaison par résistances-capacité.**

On a vu, dans le chapitre IV, qu'une variation appliquée à la grille d'un tube produit une variation de son courant anodique. Si ce courant traverse une résistance R (fig. 7-1a) une tension variable  $e_2$  apparaîtra aux bornes de cette résistance ; cette tension sera analogue à la tension appliquée  $e_1$ , mais elle sera beaucoup plus forte. La figure 7-1d indique comment un deuxième tube peut être utilisé pour amplifier la tension de sortie du premier. Pour comprendre l'utilité des éléments  $R_p$ , C et  $R_g$  du circuit de la figure 7-1d, considérons d'abord des circuits plus simples.

La figure 7-1b représente la forme la plus simple du couplage. Les batteries  $E_f$ ,  $E_{bb}$  et  $E_c$  sont nécessaires pour maintenir les points de fonctionnement des tubes dans les régions désirées. D'autre part, il est commode dans la pratique d'alimenter les filaments à partir d'une batterie ou d'une autre source commune. Si on disposait ainsi le circuit de la figure 7-1 b, en reliant les points a et c, ainsi que les points b et d, il est bien évident que les batteries  $E_{bb}$  et  $E_c$  seraient court-circuitées.

Le circuit de la figure 7-1 c supprime cette difficulté en reliant la borne « moins » de chaque filament à la borne négative de la batterie  $E_{bb}$ . Mais cette disposition place cette source entre la grille et le filament du deuxième tube et applique ainsi sur cette grille une tension positive élevée, ce qui oblige à mettre en série avec la grille du deuxième tube une source  $E_c$  fournissant une forte tension négative. Ce genre de circuit est quelquefois utilisé dans les amplificateurs à courant continu. Son inconvénient vient de ce que la faible polarisation est obtenue à partir de la différence entre deux tensions très élevées de sorte qu'une faible variation de l'une de celles-ci entraîne une variation proportionnellement beaucoup plus forte de la polarisation. Ainsi, par exemple, si la tension plaque  $E_b$  est de 90 volts, et que la polarisation du tube suivant est de  $-4,5$  volts, la tension  $E_c$  devra être de  $-94,5$  volts. Supposons maintenant que la tension  $E_b$  tombe à 85 volts. La polarisation passera de  $-4,5$  à  $-9,5$  volts. Si la tension  $E_c$  diminue de 5 volts, la polarisation passera de  $-4,5$  à  $+0,5$  V.

Il en résulte qu'un amplificateur à couplage direct, comme celui de la figure 7-1 c, a tendance à être instable et son fonctionnement est très sensible aux variations des tensions d'alimentations.

Le circuit de la figure 7-1 d est conçu de façon à supprimer cette difficulté (ainsi que certaines autres). Pour éviter que la tension  $E_b$  ne soit appliquée à la grille du tube suivant, un condensateur C, appelé condensateur de liaison, est utilisé entre les deux



étages. Toutefois, cette disposition sépare la grille du filament en ce qui concerne les courants continus.

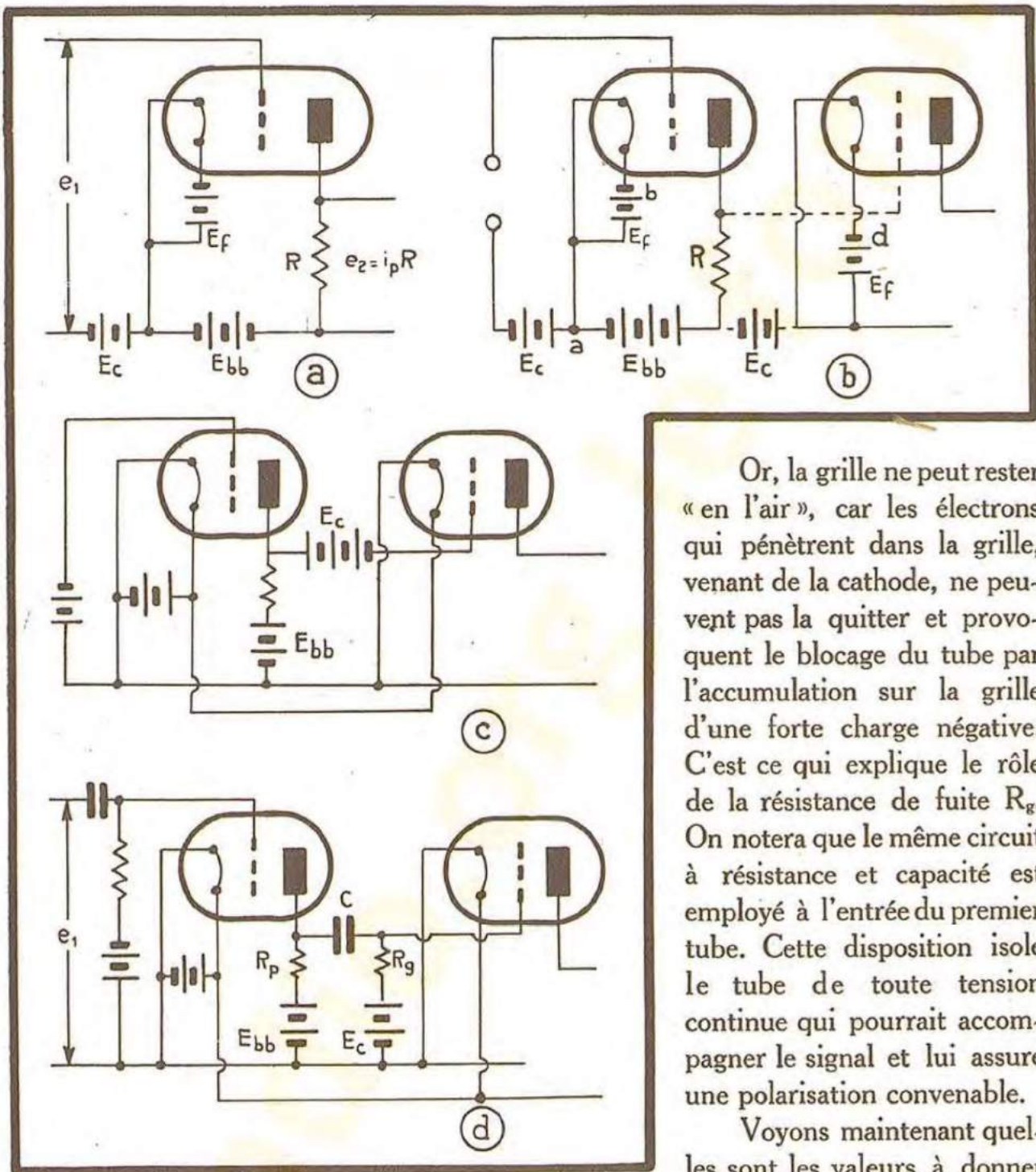


FIG. 7-1. — Amplificateur à résistances.

de la figure 7-1 d. Chacun de ces éléments a deux fonctions distinctes : 1) permettre l'application des tensions continues correctes au tube, et 2) placer le tube dans les meilleures conditions pour l'amplification du signal. Souvent, un compromis est nécessaire dans le choix des valeurs, car les deux fonctions exigent des valeurs des éléments très différentes.

**Résistance de plaque.** — Quand un tube est utilisé comme amplificateur en tension, la seule condition imposée à la résistance  $R_p$ , tout au moins en ce qui concerne l'amplification du signal, est d'être la plus grande possible. Rappelons, d'après

Or, la grille ne peut rester « en l'air », car les électrons qui pénètrent dans la grille, venant de la cathode, ne peuvent pas la quitter et provoquent le blocage du tube par l'accumulation sur la grille d'une forte charge négative. C'est ce qui explique le rôle de la résistance de fuite  $R_g$ . On notera que le même circuit à résistance et capacité est employé à l'entrée du premier tube. Cette disposition isole le tube de toute tension continue qui pourrait accompagner le signal et lui assure une polarisation convenable.

Voyons maintenant quelles sont les valeurs à donner aux éléments du circuit de



le théorème du circuit équivalent, que le tube se comporte comme un générateur de force électro-motrice  $\mu e_g$  en série avec la résistance  $R_i$ . La figure 7-2 c indique la variation de  $e_2$  en fonction de  $R_p$ . On a porté le rapport  $R_p/R_i$  en abscisses et  $\mu \frac{e_g}{e_2}$  en ordonnées. Quand la résistance  $R_p$  est faible, presque toute la chute de tension est due à la résistance intérieure  $R_i$ , et la tension  $e_2$  est faible ; si, par contre,  $R_p$  est grand par rapport à  $R_i$ , presque toute la force électro-motrice  $\mu e_g$  apparaîtra aux bornes de  $R_p$ . On voit donc que  $R_p$  doit être rendu très grand, par exemple cent fois plus grand que  $R_i$ .

Considérons maintenant les tensions continues. La tension  $E_b$  appliquée à la plaque du tube est égale à la tension de la batterie  $E_{bb}$ , moins la chute de tension dans la résistance. Si  $R_p$  est rendu trop élevé, la chute de tension y est trop grande et la tension anodique sera trop faible. Il est toujours possible d'augmenter la tension de la batterie  $E_{bb}$ , mais on pourrait être amené à des valeurs de l'ordre de plusieurs centaines à un millier de volts, et il n'est pas facile d'y parvenir. On est donc conduit à choisir pour  $R_p$  une valeur de compromis, qui est le plus souvent, dans le cas d'un triode amplificatrice en tension, de 1 à 10 fois  $R_i$ , suivant la valeur plus ou moins élevée de  $R_i$ . Dans le cas de l'amplification de puissance, d'autres facteurs interviennent dans le choix de  $R_p$ .

**Résistance de fuite de grille.** — Toute la chute de tension à travers  $R_p$

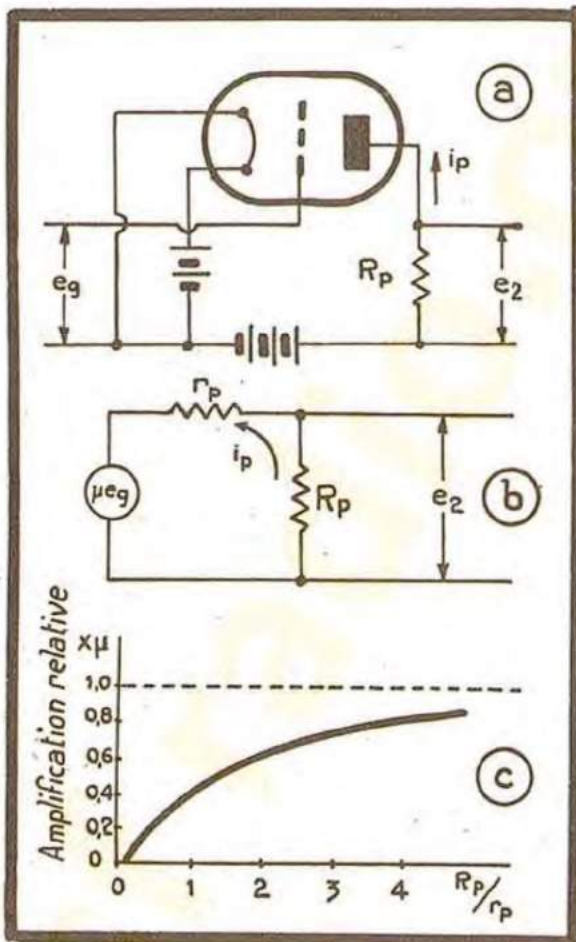


FIG. 7-2. — Rôle de la résistance  $R_p$  dans l'amplification d'une triode.

(fig. 7-1 d) ne sera pas appliquée à la grille du tube suivant. La capacité  $C$  et la résistance  $R_g$  jouent le rôle d'un diviseur de tension, de sorte qu'une fraction seulement de la tension aux bornes de  $R_p$  attaque la grille. Par conséquent, du point de vue du signal appliqué, la résistance  $R_g$  devrait être aussi forte que possible. Si l'étage est réglé convenablement, le courant grille est nul et la résistance de grille n'est pas limitée par la considération de la chute de tension comme l'était la résistance de plaque. Toutefois, si la résistance de grille est trop élevée, l'effet de « grille en l'air » commence à se faire sentir, car les charges accumulées sur la grille ne peuvent pas la quitter assez vite. La valeur habituelle de  $R_g$  dépend du type de tube employé et varie entre 0,1 et 10 mégohms. Cette valeur est généralement indiquée par le constructeur.

**Condensateur de liaison.** — Le rôle du condensateur de liaison est de séparer la grille du potentiel positif élevé de la plaque, tout en opposant au signal une impé-



dance aussi faible que possible. Cette condition exige une valeur de capacité élevée. Mais là encore, il faut tenir compte du fait que les charges qui s'amassent sur la grille (et qui chargent le condensateur de liaison) demanderont un temps trop long pour s'écouler à travers la résistance de fuite si  $C$  est rendu trop grand. Il est clair que cet effet dépend aussi bien de la valeur de la capacité que de celle de la résistance de fuite, puisque augmenter l'une ou l'autre revient à augmenter le temps nécessaire pour décharger le condensateur, d'où la notion de la *constante de temps* du circuit. La constante de temps est donnée par le produit de  $R$  par  $C$ ,  $R$  étant mesuré en ohms et  $C$  en farads. Leur produit représente le temps (en secondes) nécessaire pour décharger le condensateur  $C$  au tiers environ (à  $1/2,718$  exactement) de sa charge initiale. La valeur normale pour un amplificateur à liaison par résistance et capacité est de  $0,004$  s ; cette valeur peut être obtenue avec une résistance de fuite de 1 mégohm et une capacité de  $0,004 \mu\text{F}$ , ou avec une autre combinaison semblable.

Une autre considération pratique qui intervient dans le choix du condensateur de liaison est sa résistance de fuite, qui doit être très élevée (de l'ordre de plusieurs centaines de mégohms). Si la résistance de fuite est peu élevée elle sera parcourue par un courant continu important ; la résistance  $R_p$ , la résistance de fuite du condensateur et la résistance de grille constituent alors un diviseur de tension appliquant une partie du potentiel positif  $E_{bb}$  à la grille. Ainsi, par exemple, si on a  $R_p = 1$  mégohm, et si la résistance de fuite du condensateur est de l'ordre de 10 mégohms, une tension anodique de 100 volts produit un courant de  $0,009$  mA et une tension de 9 volts aux bornes de la résistance de grille.

### **Courbe de réponse d'un amplificateur à résistances.**

Comme nous l'avons déjà indiqué, la plupart des applications exigent des amplificateurs B. F. une courbe de réponse uniforme sur un grand intervalle des fréquences.

En d'autres termes, d'une extrémité à l'autre de cet intervalle, l'appareil doit amplifier le signal appliqué dans le même rapport. L'amplificateur à résistances est particulièrement apte à remplir cette condition, étant donné que les impédances principales dont il est composé ne dépendent pas de la fréquence dans le domaine des fréquences musicales.

Pour les fréquences intermédiaires et élevées, la réactance du condensateur de liaison est suffisamment faible par rapport à  $R_g$  pour qu'elle puisse être considérée comme un court-circuit. Aux fréquences très basses, il n'en est plus de même et la réactance du condensateur est suffisamment grande pour qu'une partie du signal y apparaisse. Il en résulte une diminution de l'amplification aux fréquences très basses. D'autre part, aux fréquences élevées de l'intervalle, les capacités inter-électrodes et celles dues au câblage ont des réactances suffisamment faibles par rapport aux résistances qu'elles shuntent pour provoquer également une diminution de l'amplification (voir fig. 7-3). Les capacités inter-électrodes qui interviennent sont : la capacité plaque-cathode du premier tube, qui shunte la résistance  $R_p$ , et la capacité grille-cathode du second tube, en parallèle sur  $R_g$ .



Ces capacités sont représentées sur la figure 7-3, où l'on voit également les circuits équivalents aux basses et aux hautes fréquences, ainsi que la courbe de réponse d'un tel amplificateur.

### Gain d'un amplificateur B. F.

Le gain en tension d'un étage amplificateur est donné par le rapport de la tension du signal apparaissant sur la grille du second tube à celle apparaissant sur la grille du premier. Il est facile de déterminer la valeur de ce gain pour la plus grande partie de l'intervalle des fréquences, où le théorème du circuit équivalent de la figure 7-3 *b* s'applique.

Nous avons montré, dans le chapitre IV, que la tension  $E_p$  apparaissant aux bornes de  $R$  dans le circuit de plaque d'une triode (fig. 4-11) est donnée par la formule :

$$E_p = \frac{\mu E_s R}{R_i + R}$$

Dans le cas de la figure 7-3 *b*, la résistance  $R$  est composée de  $R_p$  et  $R_g$  en parallèle. Donc :

$$R = \frac{R_p R_g}{R_p + R_g}$$

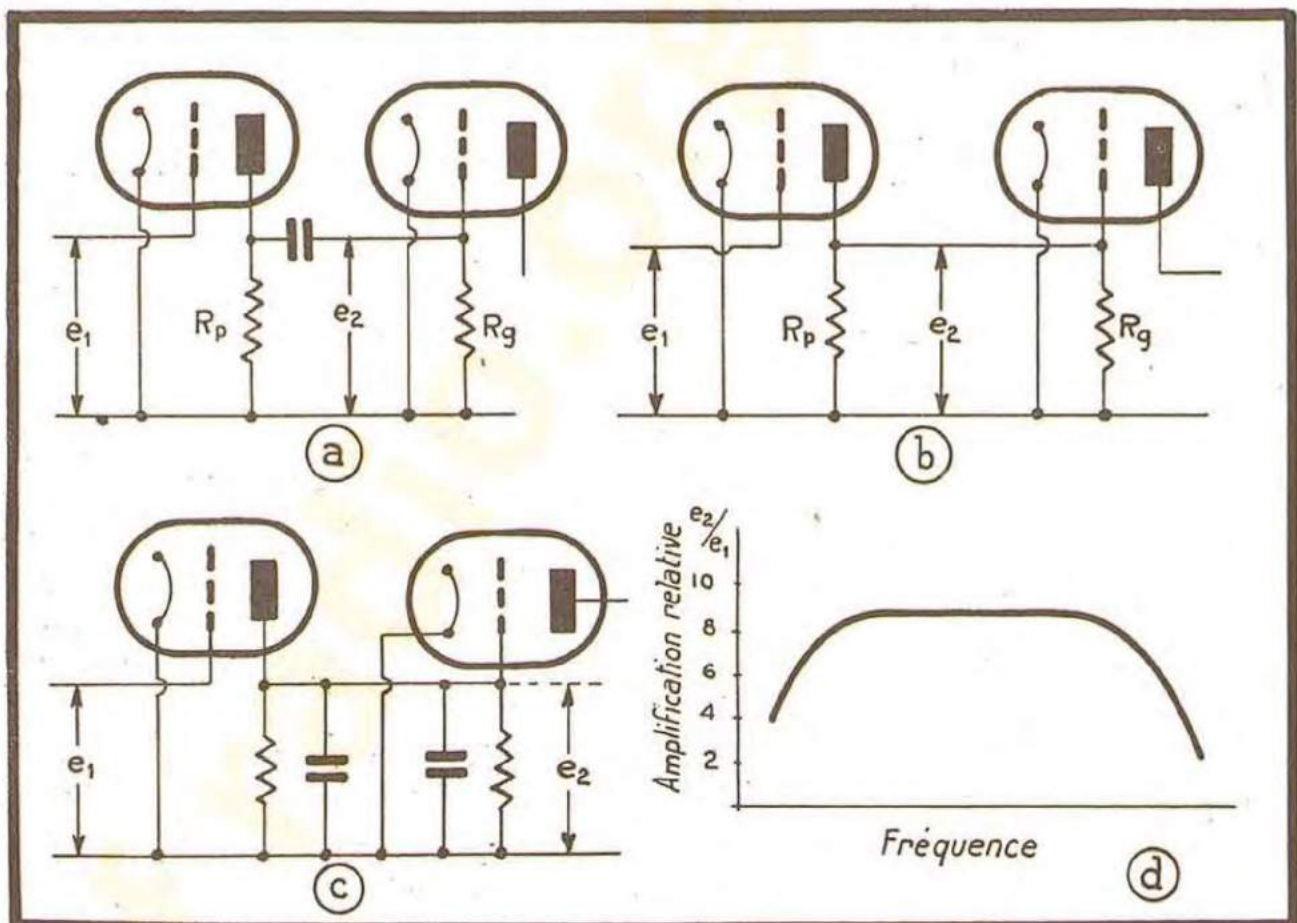


FIG. 7-3. — Circuit équivalent d'un amplificateur à résistances aux fréquences (a) faibles, (b) moyennes, et (c) élevées. (d) Allure de la courbe de réponse obtenue.

Si la résistance  $R_g$  est beaucoup plus grande que  $R_p$ , comme c'est le cas très souvent, l'effet de  $R_g$  en parallèle sur  $R_p$  est faible, et  $R$  sera approximativement égal à



$R_p$ . Dans ce cas l'amplification en tension de l'étage est la même que l'amplification du tube, et on a :

$$\frac{e_2}{e_1} = \frac{\mu R_p}{R_i + R_p}.$$

Comme la résistance de plaque est très grande par rapport à  $R_i$ , l'amplification a une valeur proche de  $\mu$ , coefficient d'amplification du tube (voir fig. 7-2 c). Lorsque  $R_p$  est égal à 9 fois  $R_i$  le rapport d'amplification est égal à 9/10 de  $\mu$ .

Aux fréquences basses, où il est indispensable d'utiliser le circuit complet de la figure 7-3 a, le gain est un peu plus difficile à évaluer. Toutefois, si  $R_g$  est beaucoup plus grand que  $R_p$ , le gain est fourni par l'expression approchée.

$$\frac{R_g A}{\sqrt{R_g^2 + X_c^2}},$$

où

$$A = \frac{\mu R_p}{R_i + R_p}$$

est le gain dans la partie médiane de l'intervalle des fréquences. Cela s'explique en observant que  $R_g$  et  $X_c$  agissent comme un diviseur de tension et que la fraction du potentiel alternatif qui apparaît à travers  $R_g$  est donnée par

$$\frac{R_g}{\sqrt{R_g^2 + X_c^2}},$$

$X_c$  étant la réactance du condensateur de liaison

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C}.$$

A la fréquence qui rend  $X_c$  égal à  $R_g$ , l'amplification n'est plus que  $1/\sqrt{2}$  de  $A$ . La puissance étant proportionnelle au carré de la tension (dans une résistance fixe), cela veut dire que pour cette fréquence la puissance sera réduite de moitié, ce qui correspond à un affaiblissement de 3 db (voir la table du chapitre I). On désigne ainsi la limite inférieure de l'intervalle des fréquences transmises par un amplificateur auquel on demande une fidélité moyenne. De même, la limite supérieure est fournie par la fréquence pour laquelle le gain est tombé à  $A/\sqrt{2}$  du fait des capacités inter-électrodes et de câblage. Cette fréquence peut être évaluée en faisant intervenir, dans les formules, l'effet de la mise en parallèle de ces capacités sur les résistances de grille et de plaque.

### **Amplificateur à penthode.**

Le circuit d'un amplificateur à résistances équipé d'une penthode est représenté sur la figure 7-4. Si l'on excepte les connexions alimentant les deux nouvelles grilles en potentiels continus convenables, ce circuit est analogue à celui d'une triode. Toutefois, leurs fonctionnements sont très différents, comme nous l'avons indiqué dans le chapitre IV. Grâce à l'effet d'écran de la troisième grille, la tension sur l'anode n'influe que peu sur le courant plaque. Autrement dit, aussi bien le coefficient d'amplification  $\mu$  que la résistance intérieure  $R_i$  du tube sont ici très élevées.



La résistance interne est habituellement supérieure à 1 mégohm, de sorte que la valeur de  $R_p$  doit être maintenant très inférieure à  $R_i$ , car elle est limitée par la chute de potentiel continu qui se développe à ses bornes. Le gain de l'étage sera encore

$$\text{Gain en tension} = \frac{e_2}{e_1} = \frac{\mu R}{R_i + R}$$

mais  $R_i$  est ici grand devant  $R$  ( $R$  est plus petit que  $R_p$ ), de sorte que l'on peut considérer  $(R_i + R)$  comme approximativement égal à  $R_i$  et écrire :

$$\frac{e_2}{e_1} = \frac{\mu}{R_i} R.$$

Mais on a  $\mu/R_i = p$ , de sorte que pour une penthode le gain d'un étage amplificateur en tension est donné par la relation :

$$\text{Gain en tension} = \frac{e_2}{e_1} = p R.$$

On a  $e_2/e_1 = p R_p$  quand la résistance de grille est plusieurs fois supérieure à la résistance de plaque  $R_p$ .

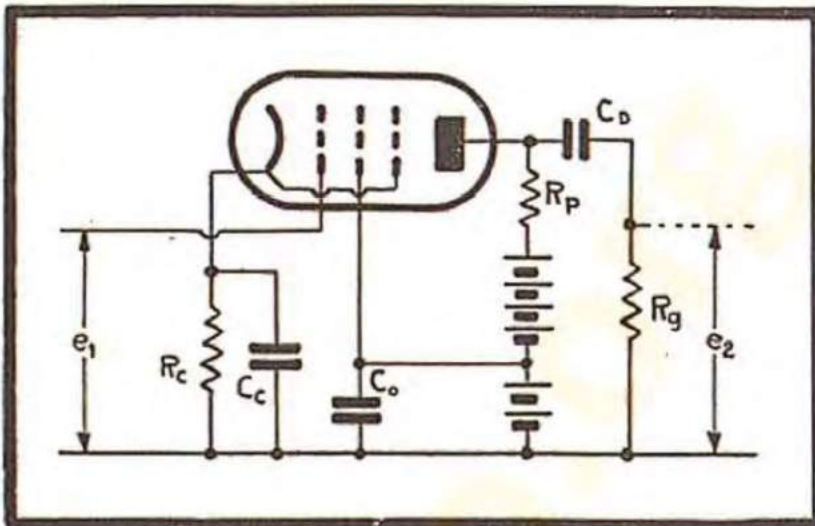


FIG. 7-4. — Circuit d'un amplificateur à résistances utilisant un tube penthode.

Il résulte de cette relation que la qualité d'une penthode équipant un amplificateur à résistances est donnée par sa pente bien plus que par son coefficient d'amplification. Dans une penthode, comme dans une triode, la tension continue d'anode est égale à la tension de la source, moins la chute de tension dans la résistance de plaque. Toutefois, dans le cas de la triode, le courant plaque est propor-

tionnel à la tension, de sorte que lorsqu'on diminue la tension anodique en accroissant la valeur de la résistance de plaque ou en utilisant un potentiel continu anodique plus faible, le courant plaque diminue ainsi que la chute de tension dans la résistance de plaque. Dans le cas de la penthode un tel effet de compensation n'existe pas, le courant plaque étant presque complètement indépendant du potentiel plaque. Il s'ensuit que lorsqu'on diminue le potentiel plaque, ou lorsqu'on augmente la résistance  $R_p$ , il est nécessaire de réduire le courant anodique en diminuant la tension d'écran. Si l'on ne prend pas cette précaution, la tension plaque pourra descendre jusqu'au zéro et le tube cessera d'amplifier.

### Amplificateurs B. F. à plusieurs étages.

On désire généralement obtenir un gain supérieur à celui qu'il est possible de réaliser avec un seul étage ; on est donc conduit à connecter deux ou plusieurs étages en cascade.



La figure 7-5 donne l'exemple de deux étages équipés avec des pentodes. Les résistances  $R_p$  et  $R_g$  sont les résistances de plaque et de fuite de grille habituelles et les condensateurs  $C$  sont des condensateurs de liaison. Les résistances  $R_D$  introduisent la chute de tension nécessaire pour alimenter les grilles écran, et  $C_D$  désigne les condensateurs de découplage dont le rôle a été décrit dans le chapitre IV. Les résistances  $R_c$  donnent la polarisation automatique, car le courant anodique en traversant ces résistances porte les cathodes à un potentiel positif par rapport aux grilles. Les grilles sont donc à un potentiel négatif par rapport aux cathodes, et ce potentiel est égal à la chute de tension dans les résistances  $R_c$ . La valeur à donner à  $R_c$  est donc :

$$R_c = \frac{E_c}{I_p},$$

où  $E_c$  est la polarisation requise pour le tube, et  $I_p$  le courant anodique normal de ce tube. Les condensateurs  $C_c$  shuntent les résistances  $R_c$  pour laisser passer la composante alternative du courant anodique. Si ces condensateurs de découplage n'existaient pas, cette composante serait directement introduite dans le circuit de grille.

L'ensemble  $R_f$ - $C_f$  constitue ce qu'on désigne sous le nom de circuit de filtrage ou de découplage. L'une des précautions qu'il est nécessaire de prendre dans un

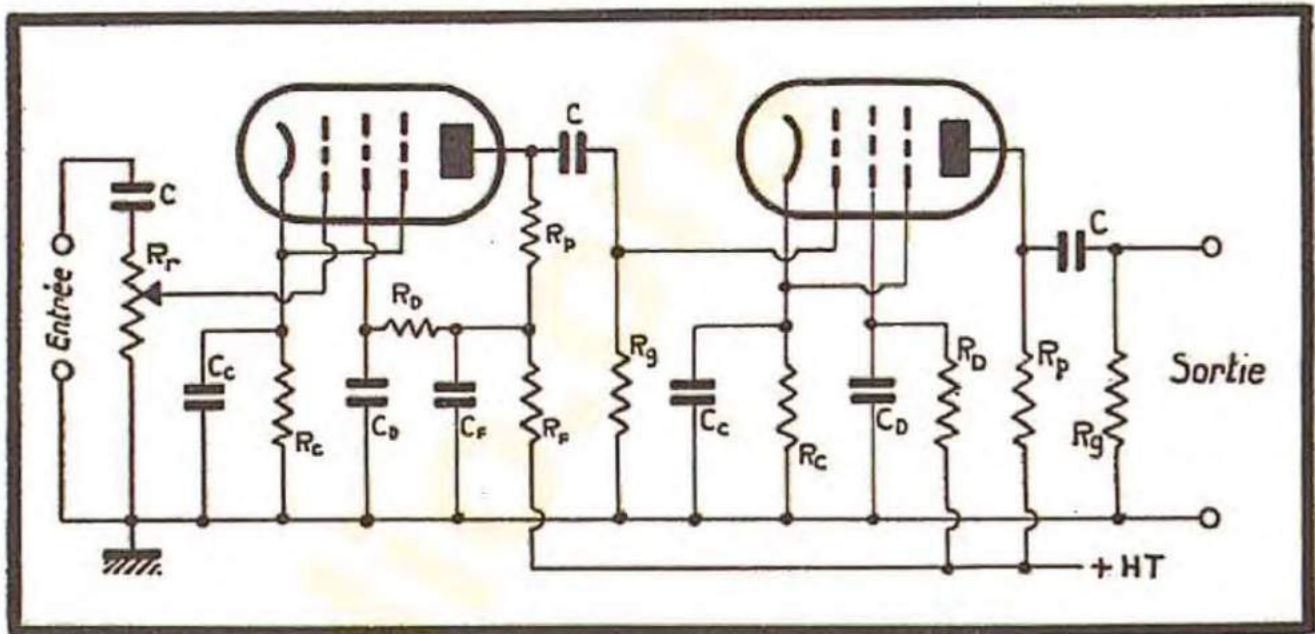


FIG. 7-5. — Amplificateur à résistances comportant deux étages.

amplificateur B. F. consiste à éviter que le signal obtenu dans l'étage de sortie ne réagisse sur les circuits d'entrée. Si cette *réaction* a lieu, la phase du signal réinjectée est telle que le signal d'entrée est soit renforcé soit affaibli.

Dans le premier cas on a la réaction proprement dite ; dans le second cas on a la réaction négative. Dans le cas de la réaction proprement dite, le signal d'entrée renforcé produit un signal de sortie plus considérable encore et ce processus peut conduire au déclenchement d'une oscillation, appelée « accrochage ». Ce phénomène est particulièrement gênant dans le cas des amplifications à trois étages, ou à deux étages à grand gain, car le signal d'entrée est alors très faible par rapport au signal de sortie et il suffit d'une très faible fraction de celui-ci pour déclencher l'oscillation parasite. La réaction entre étages peut avoir diverses causes, mais la plus fréquente réside dans



un couplage provoqué par une source de tension anodique commune. Quand cette source est constituée par une batterie en bon état, la résistance interne de celle-ci est faible et on ne doit pas observer de tendance à l'accrochage. Mais avec le vieillissement, la résistance interne des batteries augmente considérablement ; la composante alternative du courant plaque du dernier étage traverse cette résistance et la tension alternative ainsi développée dans le circuit anodique du premier étage est directement transmise à la grille du deuxième. Les conditions d'un couplage parasite de réaction sont ainsi réalisées.

Quand un redresseur d'alimentation est utilisé à la place des batteries, son filtrage doit être très poussé, comme nous l'avons déjà vu dans le chapitre V. La composante alternative du courant anodique traverse le condensateur de sortie du filtre et produit une chute de tension aux bornes de ce condensateur, dont la valeur est généralement suffisamment élevée ( $8 \mu F$ , par exemple) pour que la chute de tension soit très faible, sauf aux fréquences pour lesquelles la réactance du condensateur devient appréciable\*).

Par exemple la réactance d'un condensateur de  $8 \mu F$  est de 20 ohms seulement à 1 000 p/s et de 400 ohms à 50 p/s. La fréquence de l'oscillation qui risque de se produire est donc généralement très basse et donne lieu à ce qu'on appelle le "motor-boating". Ce genre de réaction peut être éliminé par un circuit de filtrage disposé comme le circuit  $C_F - R_F$  de la figure 7-5 (quelquefois deux cellules sont utilisées dans les étages à grand gain). La résistance et le condensateur en série se comportent comme un diviseur de tension, seule la tension aux bornes du condensateur étant appliquée à la plaque du premier tube. Si la réactance du condensateur est faible (c'est-à-dire si le condensateur est de grande valeur) et la résistance de valeur élevée, cette tension ne sera qu'une faible fraction de la tension totale.

## Parasites et bruit de fond.

Dans un amplificateur composé de plusieurs étages en cascade, on constate la présence d'un niveau notable de bruits parasites à la sortie, même quand aucun signal n'est appliqué à l'entrée. Cela s'explique si l'on pense que dans un amplificateur à gain élevé il suffit d'une tension perturbatrice très faible à l'entrée pour fournir un signal de sortie de forte intensité. L'une des sources de bruits parasites est l'induction électromagnétique ou électrostatique à partir des lignes à courant alternatif. Des blindages appropriés permettent de s'en affranchir ; les blindages autour des tubes et des connexions des grilles sont devenus une nécessité dans les premiers étages des amplificateurs à gain élevé. Des redresseurs mal filtrés sont une cause de ronflement ; le remède

\*) Pour estimer rapidement la réactance d'un condensateur, il est utile de se rappeler qu'un condensateur de  $1 \mu F$  présente, à 1 000 p/s, une réactance de 160 ohms environ. Cela permet d'évaluer par un calcul mental rapide, la réactance de tout autre condensateur à une fréquence musicale quelconque. Par exemple, la réactance d'un condensateur de  $0,1 \mu F$  à 50 p/s sera :

$$160 \times \frac{1}{0,1} \times \frac{1\,000}{50} = 160 \times 10 \times 20 = 32\,000 \text{ ohms,}$$

alors que la réactance d'un condensateur de  $8 \mu F$  à 100 p/s sera de  $160 \times \frac{1}{8} \times \frac{1\,000}{100} = 200 \text{ ohms.}$

Dans le domaine des hautes fréquences il est utile de se rappeler qu'un condensateur de  $1\,000 \mu F$  à 1 000 kHz a une réactance de 160 ohms.



est évident. Les connexions des filaments (dans le cas des tubes à chauffage par courant alternatif) doivent être torsadées de façon que le champ magnétique qu'elles rayonnent soit le plus faible possible. Elles doivent être placées le plus loin possible des connexions des grilles et de celles des plaques. Lorsque les chauffages utilisent le courant continu, les retours des grilles se font à l'un des côtés de la basse tension (généralement au pôle négatif). Dans le cas des chauffages par courant alternatif le retour du circuit grille doit être connecté au point milieu du transformateur de chauffage. Quand ce point milieu n'existe pas, il suffit de connecter le retour de grille au point milieu d'une résistance branchée en parallèle sur le secondaire du transformateur de chauffage. Cette résistance est quelquefois remplacée par un potentiomètre, dont on règle la position pour obtenir le minimum de bruit.

Il y a d'autres sources de bruit dans un amplificateur B. F. Dans certains cas il résulte de la vibration mécanique des éléments du tube ; c'est le *bruit microphonique*. Dans ce cas il suffit, généralement, de remplacer le tube incriminé par un autre pour supprimer la cause du bruit. Une autre forme de bruit, apparaissant aux amplifications très poussées, est due à ce qu'on appelle *l'effet de grenaille*. Cet effet provient du mouvement désordonné des électrons, particulièrement dans le premier tube. Un effet similaire, connu sous le nom d'effet *thermique* et provoqué par le va-et-vient des électrons dans tous les conducteurs du premier étage amplificateur, impose une limite supérieure à l'amplification qui peut être obtenue. Ce mouvement de va-et-vient des électrons, dont la vitesse moyenne croît avec la température, entraîne des fluctuations de la tension, qui sont amplifiées par les étages successifs. L'agitation thermique est particulièrement gênante dans la résistance de grille du premier tube, car les fluctuations qu'elle provoque sont amplifiées par tous les étages qui suivent ; on peut réduire la valeur de cette résistance, mais en même temps que le bruit de fond cela réduit le signal. Le rapport « signal/bruit de fond » ne sera donc pas amélioré.

### Gain global et courbe de réponse.

Le gain global d'un amplificateur, composé de plusieurs étages, est le produit des différents gains individuels, quand ces gains sont exprimés par le rapport des tensions d'entrée et de sortie.

Le gain global d'un amplificateur dont les deux premiers étages ont un rapport d'amplification de 100 et le dernier un rapport de 2 sera de  $100 \times 100 \times 2 = 20\,000$ . Quand le gain est exprimé en décibels, le gain total est la somme des gains des différents étages. En se reportant à la figure 1-13 du chapitre I on trouvera pour l'amplificateur ci-dessus :  $40 + 40 + 6 = 86$  db. Les mêmes règles s'appliquent à la composition des courbes de réponse des amplificateurs. Si le gain d'un étage amplificateur fonctionnant sur 10 000 c/s est la moitié de celui que l'on a sur une fréquence de référence, par exemple 1 000 c/s, le gain de deux étages semblables sera de  $1/2 \times 1/2 = 1/4$  de celui qui est obtenu sur la fréquence de référence. Cela s'exprime en décibels en disant que, pour un seul étage, le niveau est pour 10 000 c/s à 6 db au-dessous de celui que l'étage fournit sur 1 000 c/s. Deux étages en cascade donneront donc sur 10 000 c/s un gain de  $6 + 6 = 12$  db au-dessous du niveau sur 1 000 c/s. Il est évident que la courbe de réponse de l'ensemble ne sera correcte que si celles des différents



étages de l'amplificateur sont excellentes. Il est possible de corriger la courbe de réponse globale, et certaines méthodes de *compensation* seront décrites dans le chapitre traitant les amplificateurs de télévision.

## Distorsion non-linéaire dans les amplificateurs B. F.

On retrouve dans les amplificateurs B. F. les trois genres de distorsion discutés dans le chapitre VI. La première (la distorsion en fréquence) a déjà été examinée lors de l'étude des amplificateurs à résistances; la troisième (la distorsion en phase) n'est pas gênante dans les amplificateurs B. F.

La *distorsion non linéaire*, appelée aussi *distorsion en amplitude*, apparaît le plus souvent dans les étages de puissance d'un amplificateur, car c'est là que l'amplitude du signal est la plus grande; toutefois, lorsque les conditions de fonctionnement ne sont pas correctes, la distorsion en amplitude peut être observée dans tout autre étage. La figure 7-6 indique les différentes causes de distorsion non linéaire dans un amplificateur.

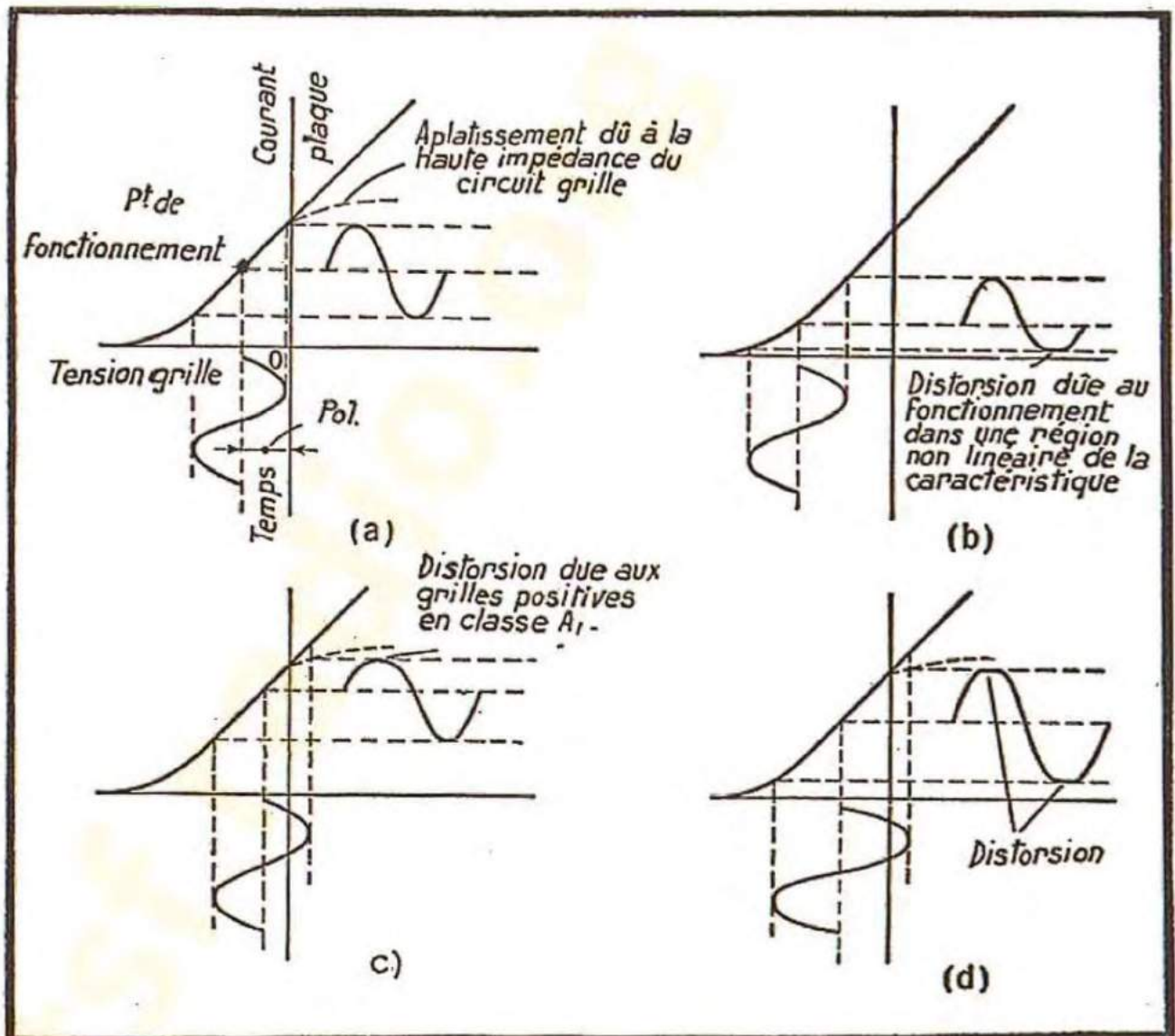


FIG. 7-6. — Distorsion non-linéaire résultant des conditions de fonctionnement incorrectes.



La figure 7-6 a représente les conditions normales de fonctionnement ; la tension alternative de grille place la caractéristique dynamique dans la région linéaire des caractéristiques du tube. Il en résulte que le courant plaque reproduit fidèlement la tension d'excitation.

Quand la polarisation est trop forte, on a l'effet représenté sur la figure 7-6 b. Ici le point de fonctionnement empiète sur la partie courbe inférieure des caractéristiques, et les crêtes inférieures du courant anodique sont aplaties. L'effet de cette déformation est d'introduire un certain nombre des nouvelles fréquences (en particulier la deuxième harmonique) dans le signal de sortie.

La courbe 7-6 c illustre l'effet d'une polarisation trop faible. Pendant une fraction de la période, le potentiel de la grille devient positif, et comme dans cette région les caractéristiques statiques atteignent assez brusquement un palier presque horizontal, les sommets supérieurs de la sinusoïde du courant anodique sont tronqués ; il en résulte une distorsion considérable. La caractéristique en pointillé de la figure 7-6 c s'applique le plus souvent. On l'obtient quand la résistance du circuit de grille est élevée (c'était le cas de l'amplificateur à résistances). Aussi longtemps que la grille est négative, elle n'attire pas les électrons, et il n'y a pas de courant grille. Mais quand elle devient positive, un courant grille prend naissance. Ce courant n'a pas beaucoup d'effet sur la tension grille lorsque la résistance du circuit grille est faible. Or, en général, cette résistance est élevée et la chute de tension dans le circuit diminue fortement le potentiel appliqué à la grille. Il en résulte une réduction du courant plaque dans la région des grilles positives, d'où une modification de la caractéristique dynamique, indiquée par le pointillé. Dans certains cas il est intéressant de rendre le circuit grille relativement peu résistant, car le fonctionnement avec grille positive permet d'obtenir ainsi une puissance utile plus élevée sans distorsion sérieuse. On désigne quelquefois un tel régime de fonctionnement par l'adjonction de l'indice 2 après la lettre indiquant la classe.

La figure 7-6 d montre le fonctionnement dans le cas où la polarisation est correcte, mais où l'excitation est trop forte. Les crêtes positives et négatives sont fortement aplaties, et la distorsion peut atteindre dans ce cas un taux considérable.

## Caractéristique dynamique du circuit d'un tube.

Il résulte de ce qui précède que le choix des tensions de fonctionnement d'un tube est important si l'on veut éviter la distorsion. La figure 7-7 (courbe A) représente les caractéristiques statiques « courant plaque-tension grille » similaires à celles de la figure 4-8 (chap. IV). Ces caractéristiques ne donnent pas une image complète du comportement du tube dans le circuit, puisque, pour une tension plaque donnée, elles ne tiennent pas compte de la chute de tension dans la résistance de plaque, et de l'augmentation de l'intensité anodique qui en résulte.

La courbe B de la figure 7-7 indique le courant anodique réel, compte tenu de la chute de tension dans la résistance  $R_p$ . C'est la caractéristique dynamique déjà mentionnée dans le chapitre IV, et qui dépend aussi bien des caractéristiques du tube que de la résistance de charge. On peut la tracer facilement à partir des caractéris-



tiques plaque du tube. Chaque intersection de la caractéristique plaque avec la ligne de charge indique le courant anodique correspondant à une valeur donnée de la tension grille  $E_c$  et à la valeur réelle du potentiel plaque. Ces valeurs du courant anodique et de la tension grille fournissent la courbe B du diagramme de la figure 7-7. Pour une valeur supérieure de la résistance de charge la caractéristique dynamique de la figure 7-7 serait évidemment moins inclinée (voir la courbe B en pointillé).

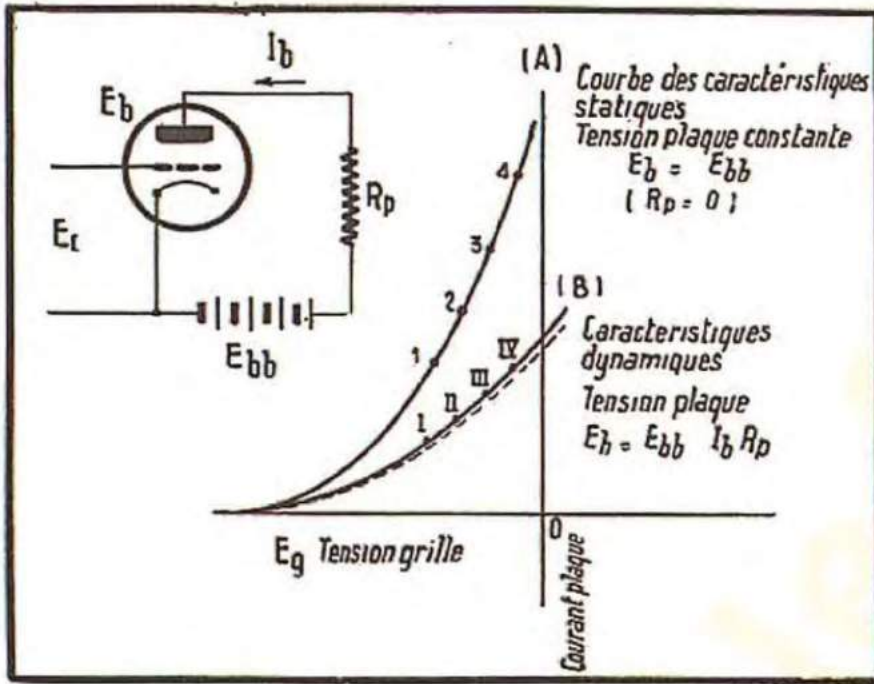


FIG. 7-7. — Caractéristiques statiques et caractéristiques dynamiques d'un tube à vide.

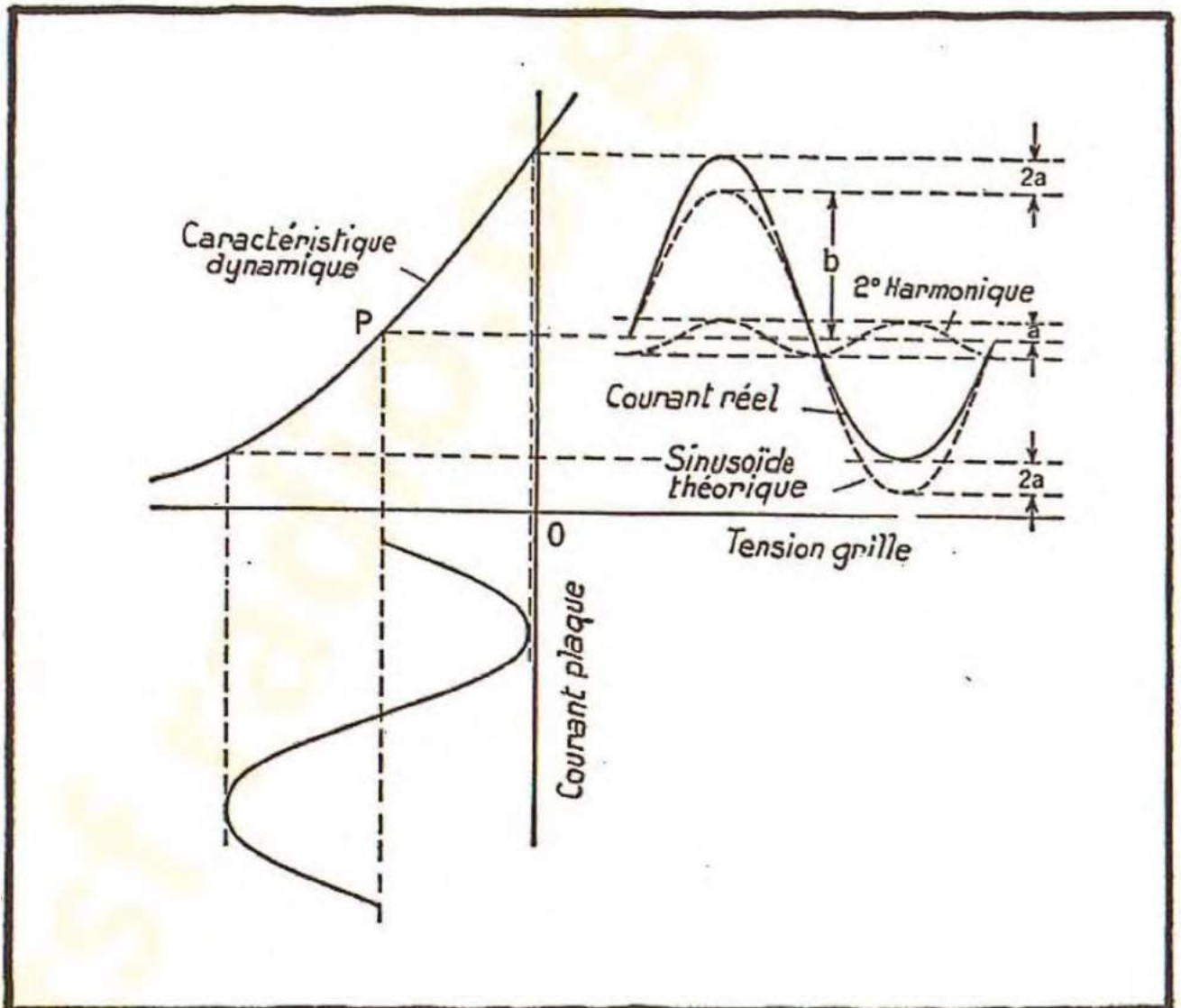


FIG. 7-8. — Distorsion résultant d'une caractéristique dynamique non-linéaire.



La caractéristique dynamique peut être utilisée pour évaluer les variations du courant plaque quand la tension grille varie, ainsi que le montre la figure 7-8. Lorsque la caractéristique dynamique est incurvée, il y a distorsion non linéaire, avec apparition de nouvelles fréquences dans le signal de sortie (principalement la deuxième harmonique), ainsi que nous l'avons expliqué dans le chapitre VI. Toutefois, la caractéristique dynamique sera moins courbe que la caractéristique statique et elle sera d'autant plus proche de la ligne droite que la résistance de charge sera élevée. Le taux de distorsion, déterminé par le pourcentage de la deuxième harmonique présente dans l'onde de sortie, peut être déduit approximativement de la forme du courant plaque sur la figure 7-8. La ligne en trait plein représente le courant anodique réel dont l'amplitude est plus élevée pour l'alternance supérieure que pour l'alternance inférieure de l'onde. La courbe en pointillé est une véritable sinusoïde pour laquelle les deux alternances sont symétriques. La deuxième harmonique (également tracée en pointillé), ajoutée au terme fondamental, fournit l'onde réellement existante. Le taux de la deuxième harmonique est donné par  $(a/b)$ , approximativement.

Il est possible de déterminer le pourcentage de la deuxième harmonique à partir des caractéristiques plaque telles que celles de la figure 4-12 ; cette méthode est expliquée dans la plupart des manuels.

### **Choix du point de fonctionnement.**

La figure 7-8 montre que l'on évite la distorsion en faisant travailler le tube dans la région linéaire de ses caractéristiques, et que l'on ne doit pas empiéter sur la partie courbe inférieure de la caractéristique dynamique. Si la grille ne doit pas devenir positive, la région de fonctionnement est ainsi limitée entre le début du coude inférieur et le point où l'on a  $E_c = 0$ . Le point de repos P doit donc être placé au milieu de cette région, qui peut être délimitée directement sur la droite de charge de la figure 4-12. Elle s'étend le long de cette droite depuis le point  $E_c = 0$  jusqu'au coude inférieur.

### **Précautions pour éviter la distorsion non-linéaire.**

Un ensemble de précautions doivent être observées si l'on désire éviter une distorsion excessive :

1. — Les tensions de grille et de plaque doivent être soigneusement ajustées pour que le tube travaille dans la région linéaire de ses caractéristiques. Le constructeur de lampes indique généralement deux ou trois ensembles de valeurs de fonctionnement, et on a intérêt à adopter l'un d'entre eux. Il faut se rappeler que la tension effectivement appliquée à la plaque est égale à celle de la source, moins la chute de tension dans la résistance de plaque ou dans le transformateur de couplage. Dans ce dernier cas, la chute de tension sera faible, mais quand il s'agit d'une résistance, elle peut atteindre une fraction importante de la tension d'alimentation.

2. — La résistance de charge doit être correctement adaptée. Dans le cas des triodes, sa valeur est de l'ordre de deux ou trois fois la résistance intérieure de la lampe,



si l'on désire tirer du tube la puissance maximum qu'il peut donner avec une distorsion faible. Dans le cas des pentodes, la distorsion croît rapidement quand la valeur de la résistance de charge n'est pas convenable. La valeur correcte est généralement spécifiée par le constructeur et on a intérêt à se conformer à cette indication. Il ne faut pas oublier, d'autre part, dans le cas des pentodes qu'en augmentant la résistance de plaque il faut réduire le courant anodique en agissant sur la tension d'écran, afin que la chute de tension à travers la résistance plaque ne soit pas trop importante.

3. — Les tensions de fonctionnement et la résistance de charge étant convenablement choisies, il faut veiller à la valeur du signal appliqué à la grille. Si cette valeur est trop forte, les crêtes du signal de sortie subissent un aplatissement ; on a intérêt à la régler au moyen d'un potentiomètre placé dans le circuit de grille.

### **Amplificateur à liaison par transformateur.**

Ce mode de liaison est très fréquemment utilisé dans les amplificateurs B. F., en particulier dans les étages de sortie, entre le circuit de la lampe et celui du haut-parleur ou de la charge. Quoique moins souvent, il est également employé comme liaison entre étages, où il présente l'avantage d'un gain légèrement supérieur et celui de l'absence de chute de tension (si on le compare à la liaison par résistances). Ses inconvénients sont un coût et un encombrement plus élevés ainsi qu'une courbe de réponse généralement moins bonne. Dans un amplificateur à résistances le gain en tension est entièrement donné par le tube lui-même, et le gain maximum est donné par le coefficient d'amplification  $\mu$  du tube employé. Comme nous l'avons montré précédemment, l'amplification effective est toujours plus faible que  $\mu$  le rapport de réduction étant

$$\frac{R}{R_p + R}$$

Avec une liaison par transformateur, le gain maximum possible est donné par  $\mu \times n$ ,  $n$  étant le rapport du transformateur. Pour des raisons qui seront indiquées plus loin, le rapport de transformation  $n$  ne doit pas dépasser 3 environ ; toutefois, avec les tubes à coefficient d'amplification faible, ce chiffre constitue déjà un gain important et les amplificateurs B. F. utilisaient autrefois presque exclusivement la liaison par transformateur. C'est le développement des pentodes et des triodes à  $\mu$  élevé qui a supprimé l'avantage de la liaison par transformateur, car l'on peut obtenir maintenant, sans difficulté, un rapport d'amplification de l'ordre de 100 avec un seul étage à liaison par résistances. Il s'en suit que la liaison par transformateur n'est plus employée actuellement que dans les étages de puissance, ainsi que dans certains cas particuliers.

La figure 7-9 montre un amplificateur à liaison par transformateur, son circuit équivalent approximatif, ainsi qu'une courbe de réponse typique d'un tel circuit. L'amplification est très uniforme dans toute la partie médiane des fréquences, allant de  $b$  à  $c$ , mais tombe en dehors de l'intervalle déterminé par ces points. Sa valeur entre  $b$  et  $c$  est égale à  $\mu \times n$  environ. Pour toutes les fréquences inférieures à  $c$  la tension  $e_s$  aux bornes du secondaire est égale à  $n$  fois la tension primaire en  $e_p$ . Pour le signal  $e_g$



appliqué à la grille du tube, la tension  $e_p$  dépend du rapport de la réactance du primaire du transformateur à la résistance intérieure  $R_i$  du tube. La tension  $e_p$  est très faible quand la réactance est très inférieure à  $R_i$ , et elle augmente lorsque la réactance

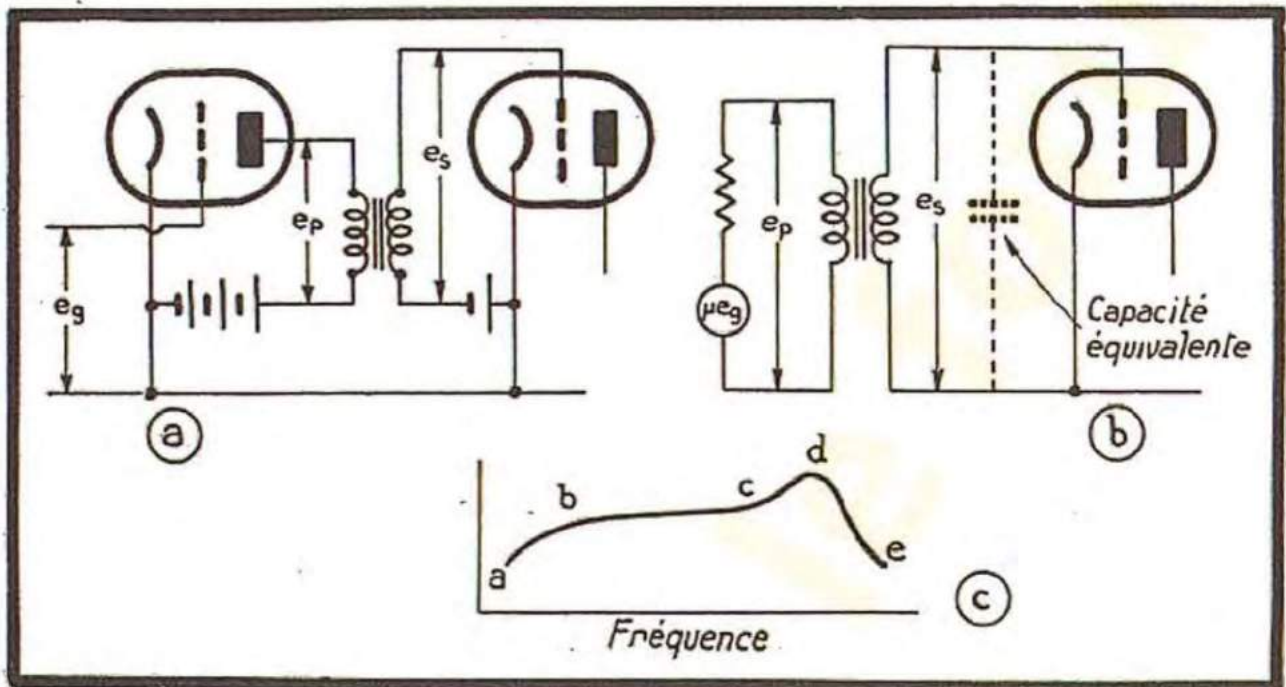


FIG. 7-9. — (a) Amplificateur à couplage par transformateur. (b) Son circuit équivalent approché, indiquant les effets des capacités. (c) Courbe de réponse d'un tel amplificateur.

augmente ; elle se rapproche d'une valeur constante  $\mu e_g$  quand la réactance du primaire devient très grande par rapport à  $R_i$ . L'allure de cette variation ressemble donc à celle que nous avons constatée en étudiant l'amplificateur à résistances ; la courbe de  $e_p$  en fonction de  $X_b/R_i$ , portée sur la figure 7-10, ressemble à celle de la figure 7-2 c. La réactance de l'enroulement primaire dépend de la fréquence et est donnée par l'expression  $2 \pi f L$ . La courbe de la figure 7-10 donne donc, en même temps, la variation de  $e_p$  avec la fréquence. A la fréquence pour laquelle on a  $2 \pi f L = R_i$ ,  $e_p$  sera égale à 0,707 fois sa valeur maximum  $\mu e_g$ .

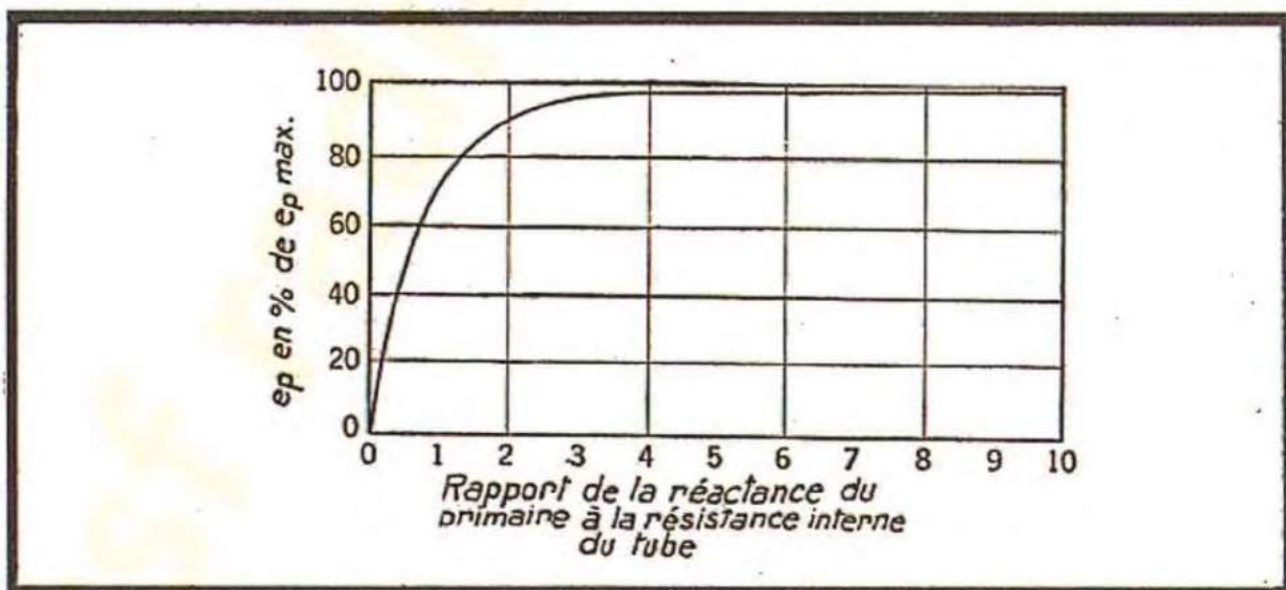


FIG. 7-10. — Tension  $e_p$  aux bornes du primaire du transformateur.



Il reste à expliquer le maximum que l'on observe en  $d$  et la chute brusque de l'amplification au delà de ce point. On sait que les enroulements primaire et secondaire du transformateur comportent un très grand nombre de spires ; or, il existe entre ces enroulements et entre les différentes spires, des capacités importantes représentées sur la figure 7-9b par une capacité équivalente, shuntant le secondaire. Aux fréquences peu élevées, l'effet de cette capacité est négligeable, mais quand la fréquence croît, la réactance que cette capacité représente devient de plus en plus faible et, finalement, elle court-circuite complètement le signal (voir la courbe entre  $d$  et  $e$ ). Il existe une fréquence intermédiaire (représentée par le point  $d$ ) pour laquelle une résonance se produit entre la capacité équivalente et la self de fuites du transformateur. Cette résonance peut donner lieu à une distorsion de fréquence considérable, surtout si la résistance intérieure  $R_i$  du tube est faible.

L'amplification d'un étage à liaison par transformateur étant donnée approximativement par  $\mu n$ , on pourrait penser qu'il suffit de rendre le rapport  $n$  très grand pour obtenir des amplifications considérables. Il n'en est rien, car la capacité équivalente croît avec le nombre des spires au secondaire et atteint rapidement des valeurs telles que la courbe de réponse du transformateur tombe d'une façon excessive aux fréquences élevées.

D'autre part, si on augmente le rapport de transformation en diminuant le nombre des spires primaires, la réactance du primaire diminuera et la partie inférieure du spectre des fréquences transmises en sera affectée. Dans la pratique, le rapport  $1/3$  ne peut généralement pas être dépassé.

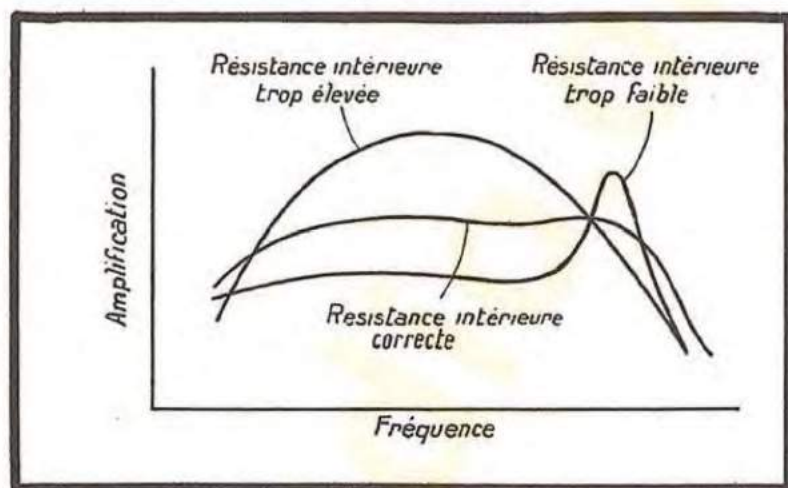


FIG. 7-11. — Influence des différentes valeurs de la résistance intérieure du tube sur la courbe de réponse de l'amplificateur à couplage par transformateur.

devienne trop pointue. Si la résistance  $R_i$  est très supérieure à la valeur prévue, la réactance primaire ne sera pas grande par rapport à  $R_i$  et l'amplification sera affaiblie aux fréquences basses. Aux fréquences élevées, l'effet de la capacité parasite de l'enroulement secondaire sera plus prononcé, et l'amplification de ces fréquences sera également affectée. D'autre part, les tubes à forte résistance intérieure ont un coefficient d'amplification élevé, de sorte que l'amplification, donnée par l'expression  $\mu n$ , peut atteindre des valeurs importantes dans la partie médiane de la gamme transmise ; on aura donc finalement la courbe  $c$ . On voit ainsi pourquoi il n'est pas possible d'obtenir des ampli-

En général, on prévoit l'utilisation d'un transformateur donné avec une certaine résistance intérieure. La figure 7-11 indique l'effet sur la courbe de réponse des résistances intérieures plus faibles et plus fortes que la résistance appropriée.

Pour un tube dont la résistance intérieure est à peu près correcte, on a la courbe (a). Quand elle est beaucoup plus faible (b) il est à craindre que la « bosse » de résonance ne



fications importantes en utilisant la liaison par transformateur dans le cas des pentodes ou dans celui des triodes à fort coefficient d'amplification. Si, pour une raison quelconque, on est amené à utiliser la liaison par transformateur avec un tube à résistance intérieure élevée, il faut shunter le primaire du transformateur avec une résistance égale à la résistance intérieure du tube qui doit normalement être employée avec le transformateur considéré. L'effet de ce shunt est de réduire l'amplification dans l'intervalle médian des fréquences, de sorte que la courbe de réponse obtenue est à peu près la même que si le tube utilisé avait une résistance intérieure convenable. L'amplification résultante est alors proportionnelle à la pente du tube et ne dépend pas de son coefficient d'amplification.

### Montage en push-pull.

La figure 7-12 montre un montage utilisant deux tubes et permettant d'obtenir une puissance utile plus élevée que celle fournie par un amplificateur équipé d'un tube unique. Au moment où le signal appliqué à la grille du tube 1 atteint sa valeur maximum, celui appliqué à la grille du tube 2 atteint sa valeur minimum. A ce moment le courant plaque du tube 1 augmente et celui du tube 2 diminue ; ces courants produisent dans le secondaire du transformateur deux tensions qui sont de même sens, la puissance utile est donc doublée. L'avantage de ce montage est que la deuxième harmonique (et toutes les autres harmoniques paires) est presque complètement supprimée, car les courants qui lui correspondent traversent le transformateur en sens opposé et se détruisent. Les harmoniques paires donnent à la partie inférieure de la courbe représentative de l'onde une forme différente de celle de la partie supérieure ; ainsi par exemple, quand la polarisation est trop grande, on observe

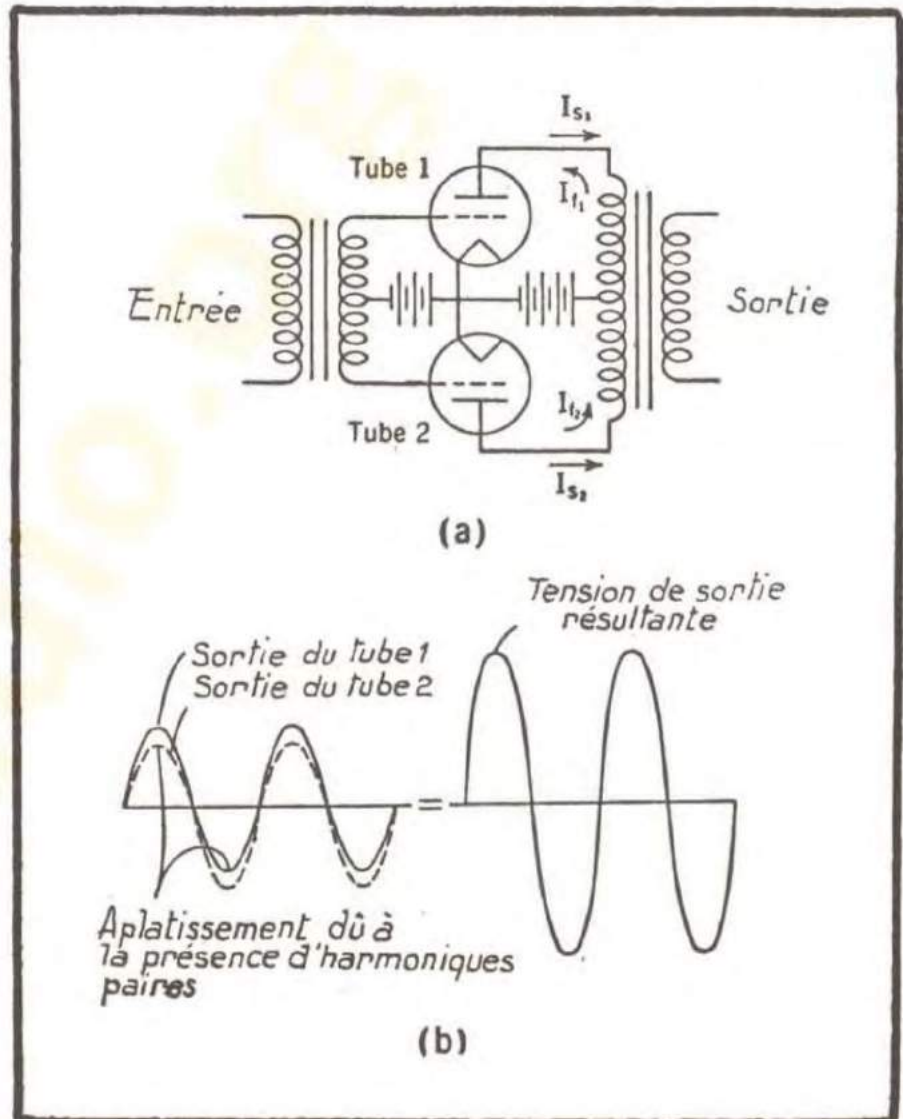


FIG. 7-12. — (a) Amplificateur en push-pull. (b) Réduction des harmoniques paires par le montage en push-pull.



l'aplatissement de la partie inférieure, indiqué sur la figure 7-6. Dans un montage en push-pull, les sommets de l'onde amplifiée par l'un des tubes s'ajoutent aux parties inférieures de celle amplifiée par l'autre tube, et l'onde résultante est symétrique (voir figure 7-12 b). On voit donc qu'avec une distorsion plus faible que dans le cas d'un seul tube, une puissance utile double peut être tirée de deux tubes travaillant en push-pull. Il en résulte qu'à distorsion égale cette puissance peut être plus élevée encore. Par ailleurs, les composantes alternatives de la tension d'alimentation s'opposent dans le primaire du transformateur et n'apparaissent pas aux bornes du secondaire. Bien entendu, les tensions de ronflement provenant des étages précédents sont amplifiées exactement de la même façon que le signal lui-même. Les courants continus de plaque traversent l'enroulement primaire du transformateur en sens opposés, ils peuvent donc être considérables sans que le circuit magnétique risque d'être saturé.

### Amplificateurs de puissance.

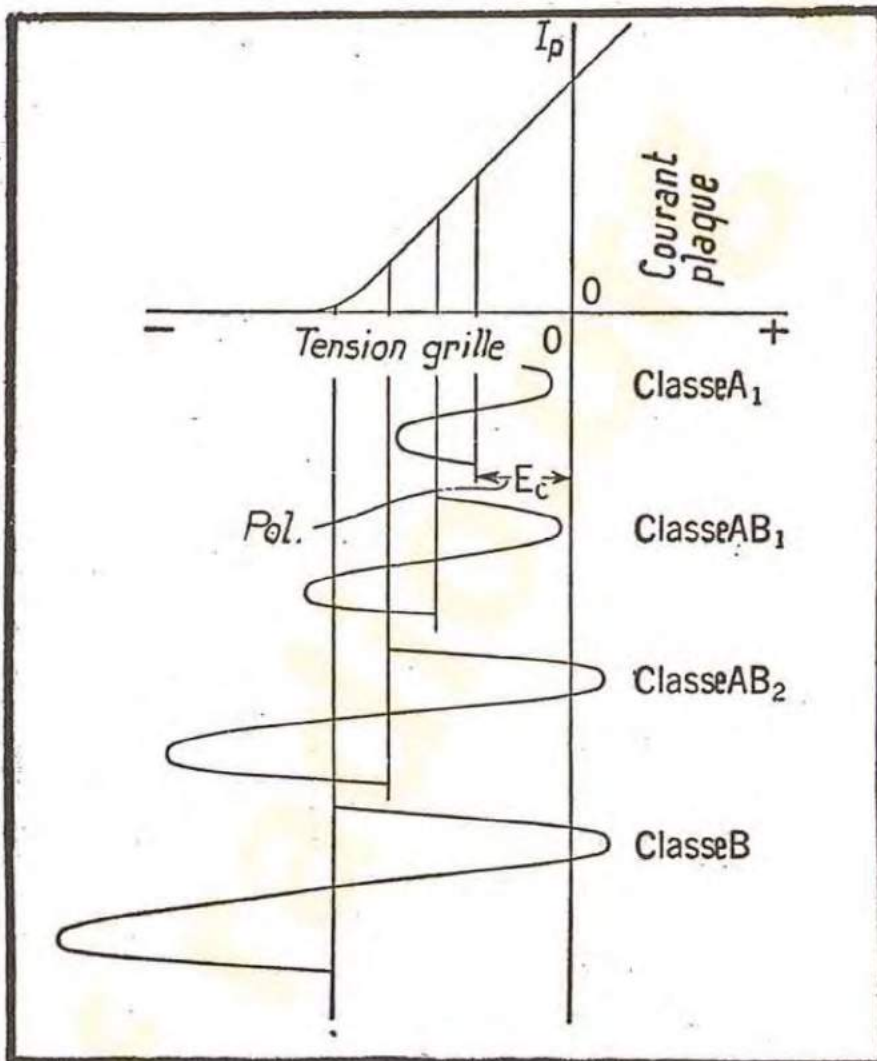


FIG. 7-13. — Classification des amplificateurs B. F.

L'étage final d'un amplificateur B. F. est généralement un étage d'amplification en puissance ; en effet, les haut-parleurs ou les transformateurs de modulation sur lesquels il débite ne peuvent fonctionner que lorsqu'on leur fournit de la puissance, c'est-à-dire qu'ils absorbent un courant quand une tension est appliquée à leurs bornes. Les amplificateurs de puissance travaillent très souvent en classe A et la différence essentielle entre leur fonctionnement et celui des amplificateurs en tension réside dans la valeur de la résistance de charge et dans celle de la tension anodique.

Nous savons que, dans le cas de l'amplification en tension, la résistance de charge est la plus forte possible ; dans le cas de l'amplification en puissance, la résistance de charge est réduite à une valeur telle que la puissance utile fournie par le tube soit la



plus grande possible (pour une certaine valeur de distorsion). La tension continue anodique est par contre la plus forte possible dans le cas de l'amplification en puissance, car la puissance de sortie est d'autant plus élevée que cette tension est grande.

Pour obtenir des puissances de sortie élevées avec un tube et une tension anodique donnés, on utilise le fonctionnement classe A B et classe B. La figure 7-13 montre les différents modes de fonctionnement et leurs désignations. En classe A les tensions grille ne dépassent pas la région linéaire des caractéristiques, et le courant plaque ne s'annule jamais. La grille ne devient jamais positive, de sorte que l'élongation maximum de la tension grille est limitée à la région indiquée sur la figure 7-13.

En augmentant la polarisation  $E_c$ , on peut augmenter la tension alternative de grille, toujours sans que celle-ci devienne positive ; le tube fonctionne alors en classe A B<sub>1</sub>. Dans ce cas, pendant l'alternance négative de la tension grille, le point de fonctionnement quitte la caractéristique et le courant anodique s'annule pendant une partie de la période. Cela produirait une distorsion inadmissible dans un montage ne comportant qu'un seul tube ; avec deux tubes en push-pull, les deux tubes donnent deux ondes qui se complètent (voir fig. 7-12 b) ; la distorsion est ainsi maintenue à une valeur raisonnable.

Si on augmente davantage la tension d'excitation en maintenant la polarisation à la même valeur, la puissance utile sera plus forte, mais la grille sera positive pendant une fraction de la période. Le tube travaille alors en classe A B<sub>2</sub> et exige que l'excitation soit délivrée par une source à basse impédance, faute de quoi une distorsion non-linéaire, du genre de celle indiquée sur la figure 7-6 se manifesterait. Autrement dit, du moment que le circuit est traversé par un courant, il exige que l'étage qui l'excite lui fournisse de la puissance. C'est pour cette raison que l'étage précédent doit travailler en classe A<sub>1</sub> et exciter la grille de l'étage A B<sub>2</sub>, qui le suit, par l'intermédiaire d'un transformateur de rapport 1 ou d'un transformateur abaisseur.

Une puissance de sortie plus élevée encore peut être obtenue en classe B où la polarisation atteint presque la tension du cut-off (dite aussi *recul de grille*), c'est-à-dire celle pour laquelle le courant plaque s'annule. Le courant plaque s'annule donc pendant toute l'alternance négative de la tension d'excitation. Ce mode de fonctionnement étant surtout utilisé pour moduler la puissance H. F. d'un émetteur, nous allons l'étudier d'une façon détaillée au chapitre XI.

## Contre-réaction.

La contre-réaction, ou réaction négative, permet de réduire considérablement la distorsion apparaissant dans un amplificateur B. F. Cette amélioration de la qualité s'obtient au détriment du gain, mais cela a peu d'importance étant donné qu'avec les tubes modernes à grand coefficient d'amplification il n'est pas difficile d'obtenir des gains extrêmement élevés. Dans un circuit à contre-réaction, une partie de la tension de sortie est réinjectée dans l'un des étages précédents, de façon à s'opposer à la tension qui existe en ce point. Si l'amplificateur produit une certaine distorsion, la tension de sortie contient des harmoniques qui, introduites à l'entrée en opposition de phase, tendent à neutraliser celles qui prennent naissance dans l'amplificateur lui-même. D'autre part, si certaines fréquences sont plus amplifiées que d'autres (distorsion en



fréquence) elles réintroduisent à l'entrée un signal fort qui affaiblit davantage le signal d'entrée correspondant à cette fréquence ; la courbe de réponse est donc améliorée. Un exemple numérique va nous permettre de fixer les idées.

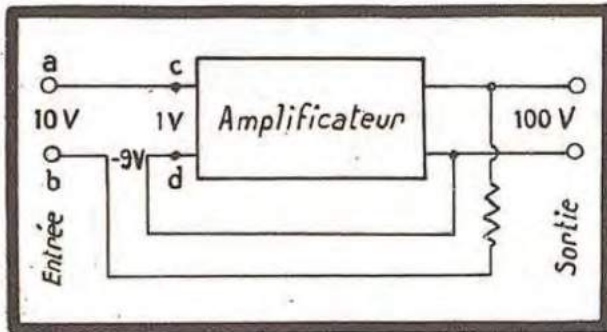


FIG. 7-14. — Principe de la contre-réaction.

Considérons la figure 7-14 et supposons que, sans contre-réaction, une tension d'excitation de 1 volt est nécessaire en *c d* pour produire une tension alternative alternative anodique de 100 volts. On ajoute ensuite un circuit de contre-réaction qui réinjecte à l'entrée une tension de 9 volts. Si cette tension de 9 volts est dirigée négativement, la tension nécessaire à l'entrée pour maintenir l'excitation à 1 volt sera maintenant de 10 volts ( $1 + 9 = 10$ ).

Le gain de l'étage était, sans contre-réaction :

$$\frac{\text{Tension de sortie}}{\text{Tension d'entrée}} = \frac{100}{1} = 100.$$

Le nouveau gain, avec contre-réaction, est :

$$\frac{\text{Tension de sortie}}{\text{Tension d'entrée}} = \frac{100}{10} = 10.$$

Donc, l'un des effets de la contre-réaction est de réduire le gain de l'étage. Cela peut s'exprimer mathématiquement par la formule du gain d'un étage avec contre-réaction :

$$\text{Gain} = \frac{A}{1 - \beta A},$$

*A* étant le gain de l'étage en l'absence de contre-réaction, et  $\beta$  la fraction de la tension de sortie réintroduite à l'entrée. Dans l'exemple ci-dessus, on a  $A = 100$  et  $\beta = -0,09$ , d'où :

$$\text{Gain} = \frac{100}{1 - [100 \times (-0,09)]} = \frac{100}{1 + 9} = 10.$$

Examinons maintenant comment est modifiée la courbe de réponse. Supposons que l'étage présente une distorsion de fréquence considérable et amplifie un signal 100 fois sur 1 000 p/s et 200 fois sur 3 000 p/s. Pour les mêmes signaux d'entrée, le rapport des signaux de sortie sur 3 000 et 1 000 p/s sera de  $200/100 = 2$ , en l'absence de contre-réaction. Quand la contre-réaction est appliquée, un signal de 10 volts sera nécessaire en *a b*, sur 1 000 p/s, pour produire une tension de sortie de 100 volts. Toutefois, sur 3 000 p/s la tension nécessaire en *a b* sera de 9,5 volts seulement, étant donné que 9 volts sont nécessaires pour compenser la tension de contre-réaction et 0,5 volt doivent être appliqués aux bornes de *c d* afin d'obtenir la tension de 100 volts à la sortie. On voit donc qu'avec la contre-réaction le gain est de  $100/10 = 10$  sur 1 000 p/s, et de  $100/9,5 = 10,5$  approximativement sur 3 000 p/s. Si un signal de



10 volts sur 1 000 p/s est appliqué en  $a$   $b$ , la tension de sortie sera de  $10 \times 10 = 100$  V, mais si un signal de 10 volts sur 3 000 p/s y est appliqué, la tension de sortie sera de  $10 \times 10,5 = 105$  volts. Avec la contre-réaction, pour le même signal d'entrée, le rapport des signaux de sortie sur 3 000 et 1 000 p/s sera donc de  $105/100 = 1,05$ . Au lieu d'avoir une tension de sortie deux fois plus forte sur 3 000 que sur 1 000 p/s (c'est-à-dire 100 % plus élevée) en absence de contre-réaction, on aura, avec contre-réaction, une différence de 5 % seulement.

Certes, le gain global a été considérablement réduit, mais il est facile de remédier à cet inconvénient en utilisant un amplificateur à gain très élevé.

### Montages pratiques de contre-réaction.

La contre-réaction peut être appliquée à un, deux, ou trois étages. Cela veut dire que la tension de contre-réaction peut être réinjectée dans le même étage, dans l'étage précédent ou dans l'étage qui précède ce dernier.

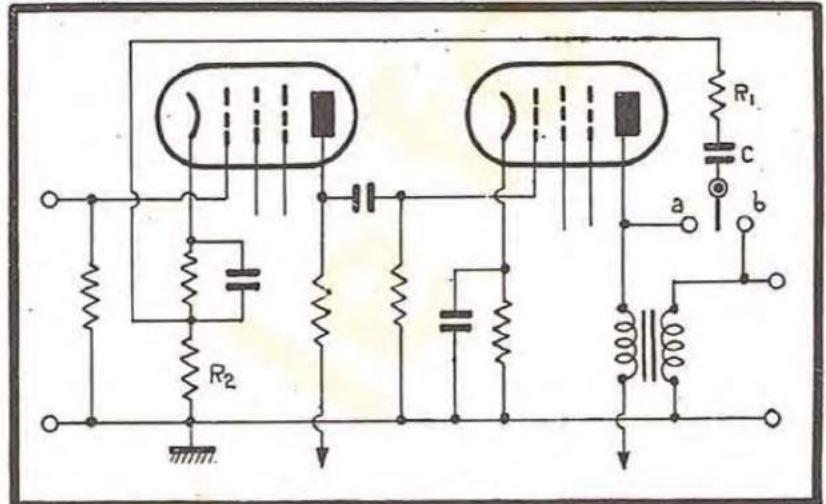


FIG. 7-15. — Amplificateur à deux étages avec contre-réaction.

Une contre-réaction qui s'applique à l'étage lui-même, ou à celui qui le précède est facile à réaliser ; par contre, celle qui agit à deux étages en arrière exige certaines précautions du fait de la rotation de phase toujours possible dans un amplificateur. Si celle-ci atteignait ou dépassait la demi-période, la tension réinjectée s'ajouterait au signal bien plus qu'elle ne s'opposerait à lui et il en résulterait une oscillation de réaction. La figure 7-15 donne l'exemple-type d'une contre-réaction s'appliquant à l'étage précédent. La tension est prélevée aux points  $a$  ou  $b$  de l'étage de sortie et amenée, à travers le condensateur  $C$  et la résistance  $R_1$ , à la cathode du premier tube. Le taux de la contre-réaction est déterminé par le rapport des résistances  $R_1$  et  $R_2$ . Si la tension de contre-réaction est prise en  $a$ , la distorsion introduite par le transformateur n'est pas corrigée. Il vaut mieux évidemment qu'elle soit prise au point  $b$  ; toutefois, le secondaire du transformateur présentant une impédance généralement très basse, la tension développée à ses bornes pourrait être insuffisante.

Le grand avantage de la contre-réaction est de rendre le gain et la courbe de réponse d'un amplificateur pour ainsi dire indépendants des changements survenus aux caractéristiques des tubes et dus à leur vieillissement, aux variations des tensions d'alimentation, etc. Le gain et la courbe de réponse dépendront surtout du circuit de contre-réaction, mais comme celui-ci n'est composé que d'un condensateur et des résistances, ces caractéristiques resteront constantes pendant très longtemps. C'est pourquoi la contre-réaction est utilisée dans les voltmètres à lampe, dans les amplificateurs à courant continu, et, d'une manière générale, dans tous les appareils exigeant une amplification constante dans le temps.



## Amplificateurs de télévision.

Certaines applications, la télévision en particulier, exigent une bande des fréquences

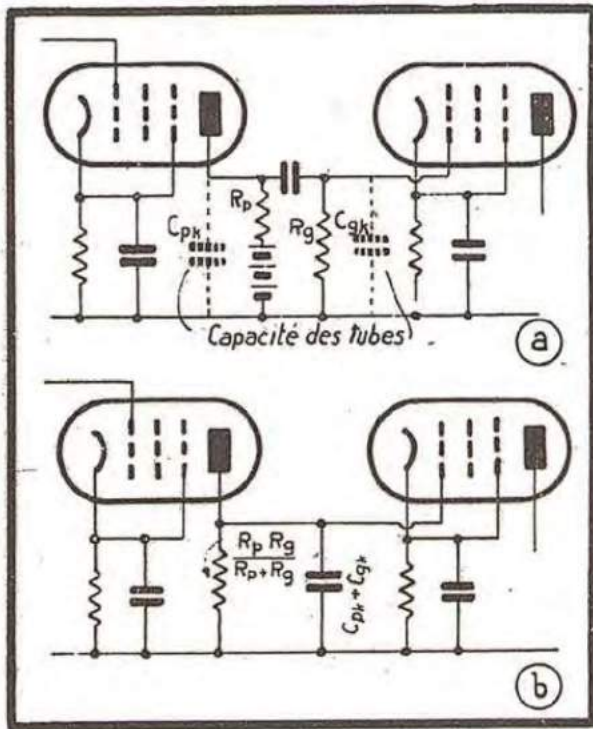


FIG. 7-16. — (a) Amplificateur de télévision (les capacités des tubes sont indiquées en pointillé).

(b) Circuit équivalent d'un amplificateur de télévision (valable pour les fréquences élevées).

amplifiées et transmises très large, pouvant aller de 20 à 3 000 000 de périodes par seconde. Il n'est pas possible de transmettre uniformément une telle bande de fréquences avec un amplificateur à liaison par transformateur, et la liaison par résistances est généralement utilisée. Mais le gain d'un amplificateur à résistances ordinaire tombe aux fréquences élevées. En effet, on voit sur la figure 7-16 que les capacités  $C_{pk}$  du tube 1 et  $C_{gk}$  du tube 2 sont en parallèle avec les résistances de plaque et de grille, respectivement. A leur action s'ajoute celle des capacités parasites des connexions par rapport à la masse. L'effet de toutes ces capacités est négligeable aux fréquences basses, mais devient prépondérant aux fréquences élevées, où elles court-circuitent presque complètement les différentes résistances. Pour réduire cet effet, on emploie des tubes à forte pente et à faibles capacités inter-électrodes, et on réduit au minimum les capacités des connexions par une disposition étu-

diée du câblage. Ces précautions étendent considérablement la gamme des fréquences correctement amplifiées. On peut aussi utiliser une inductance de compensation en série avec la résistance de plaque, ainsi que l'indique la figure 7-17. L'inductance  $L$  forme, avec la capacité  $C$ , un circuit anti-résonnant, et introduit ainsi, entre la grille du deuxième tube et la masse, une impédance élevée; un choix approprié de la valeur de  $L$  permet de situer la fréquence de résonance à l'extrémité supérieure de la gamme à transmettre. La valeur de  $R_p$  étant grande, la courbe de résonance du circuit  $L, C, R_p$  sera très amortie et l'impédance sera élevée dans un large intervalle des fréquences. Un choix approprié des valeurs permettra d'obtenir ainsi une courbe de réponse uniforme jusqu'à 4 ou 5 MHz.

## Amplificateurs à courant continu.

Les amplificateurs habituels amplifient mal les fréquences très basses et n'amplifient pas les courants continus. Dans certaines applications, il est nécessaire de transmettre des variations de courant très lentes, et on a imaginé et réalisé à cet effet des amplificateurs dits à courant continu. Des amplificateurs à courant continu, du type le plus courant, sont à liaison directe; ils sont employés dans les oscillographes pour amplifier les tensions avant de les appliquer aux plaques défectrices, et dans les volt-



mètres à lampe pour augmenter leur sensibilité. Ces amplificateurs ont été utilisés dans les postes de radio, comme amplificateurs à courant alternatif (amplificateur *Loftin-White*), et dans les sources d'alimentation stabilisées (voir chapitre V).

Nous avons déjà vu que la baisse du gain dans la partie basse du spectre des fréquences était due, surtout, à la chute de tension dans le condensateur de liaison. Celui-ci arrête complètement les tensions continues et les empêche d'atteindre la grille du tube suivant. En conséquence, si l'on désire que les tensions continues soient modifiées, le condensateur doit être supprimé. Pour éviter que la tension anodique du tube précédent ne soit appliquée à la grille du tube qui le suit, la polarisation de ce tube doit être portée à une valeur très élevée (voir fig. 7-18). Le premier étage est le même que dans le cas de la liaison par résistances et capacité ; toutefois il n'existe pas de condensateur dans la connexion de la grille. Dans l'étage suivant, la batterie  $E_{c2}$  doit donner la polarisation normale du tube en surmontant au préalable la tension anodique de l'étage précédent (diminuée de la chute de tension dans la résistance de plaque). On a ainsi un amplificateur pouvant transmettre aussi bien des tensions continues que des tensions alternatives. Son inconvénient réside dans l'emploi d'une batterie importante pour la polarisation.

Pour pallier à cet inconvénient, on peut utiliser le montage de la figure 7-19. La résistance de plaque du premier tube, celle du deuxième et un côté du filament sont connectés aux bornes intermédiaires d'une batterie. La tension anodique du premier étage est celle développée entre les points *a* et *c*. Si le filament du deuxième tube était branché en *c*, au lieu de l'être en *b*, il y aurait une polarisation négative due au courant

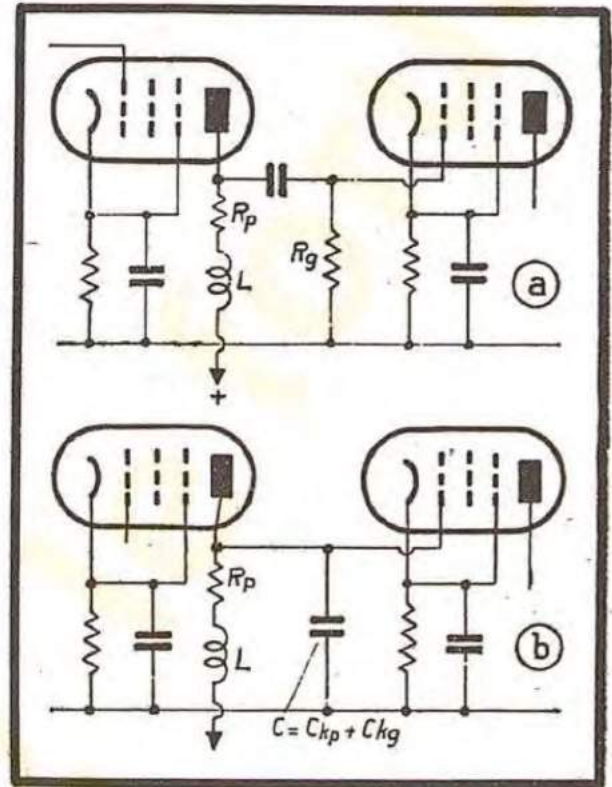


FIG. 7-17. — (a) Inductance de compensation dans un amplificateur de télévision. (b) Circuit équivalent valable pour les fréquences élevées.

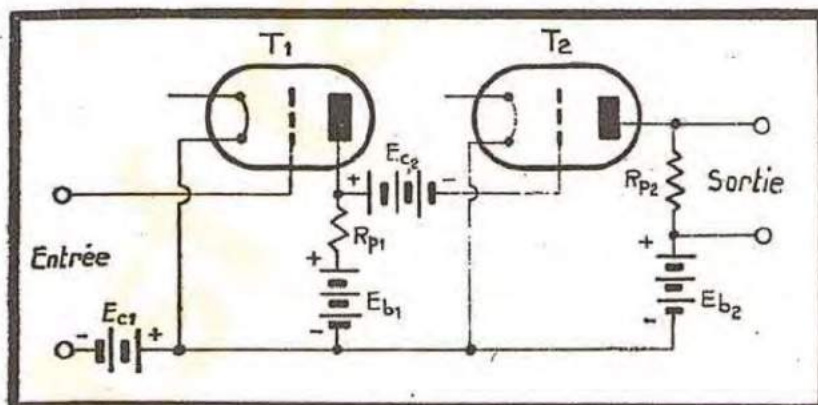


FIG. 7-18. — Amplificateur à courant continu.

plaque du premier tube et traversant la résistance  $R_{p1}$ . Cette tension est généralement trop élevée, et on la réduit en plaçant la connexion du filament en *b*. La tension anodique du deuxième étage est celle développée entre les points *b* et *d*. Notons que dans ce montage les filaments des tubes ne sont pas au même potentiel.



Ils doivent donc être alimentés par des sources indépendantes (on peut aussi utiliser des cathodes à chauffage indirect).

Une variante du montage précédent est obtenue en employant un diviseur de tension représenté sur la figure 7-20. Ce circuit porte le nom d'amplificateur à liaison directe de *Loftin-White*. Lorsque des tensions alternatives doivent être amplifiées, il est nécessaire de découpler les différents tronçons du diviseur de tension à l'aide de condensateurs à très faible réactance. Aux plus faibles fréquences à transmettre, les

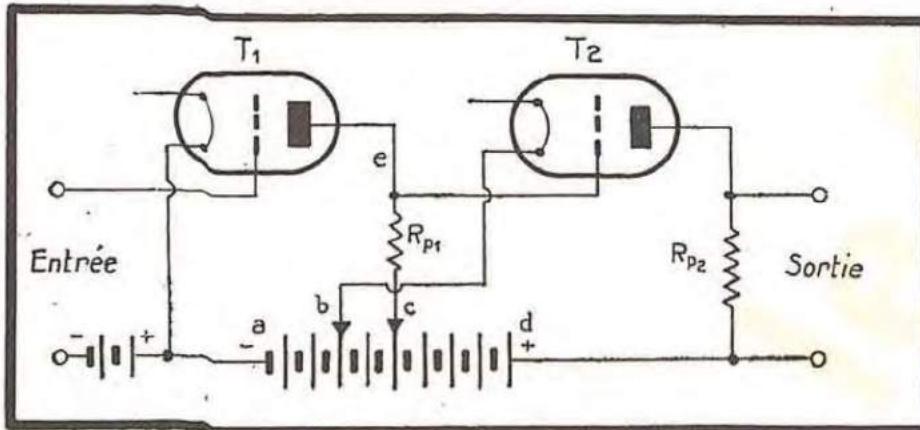


FIG. 7-19. — Autre variante d'amplificateur à courant continu.

réactances de ces condensateurs doivent être petites par rapport aux résistances qu'elles découlent.

Dans les amplificateurs à courant continu, composés de plus de deux étages, il devient très difficile d'obtenir une bonne stabilité. Toute variation, si

faible soit-elle, des tensions du premier tube est amplifiée d'une façon si considérable qu'il devient presque impossible de maintenir la polarisation du dernier tube à une valeur correcte. C'est pourquoi ces amplificateurs comportent rarement plus de deux étages.

## Amplificateurs de grande puissance pour sonorisation.

L'une des applications les plus importantes de l'amplificateur de T. S. F. est l'amplification de la parole ou de la musique, soit dans les intérieurs, soit à l'extérieur, afin de faire entendre le son à un auditoire nombreux. Ces amplificateurs comportent tout l'appareillage nécessaire, c'est-à-dire, les étages d'amplification, les microphones, les dispositifs de contrôle du gain, les systèmes de mixage, les haut-parleurs, les tourne-disques, et quelquefois aussi les systèmes de contrôle et les appareils de mesure. La figure 7-21 donne un schéma synoptique des principaux éléments d'un grand ensemble de ce genre.

Des ensembles moins importants ne comportent pas tous les éléments indiqués et peuvent consister simplement en une entrée de microphone, une entrée de phonographe, et un dispositif de con-

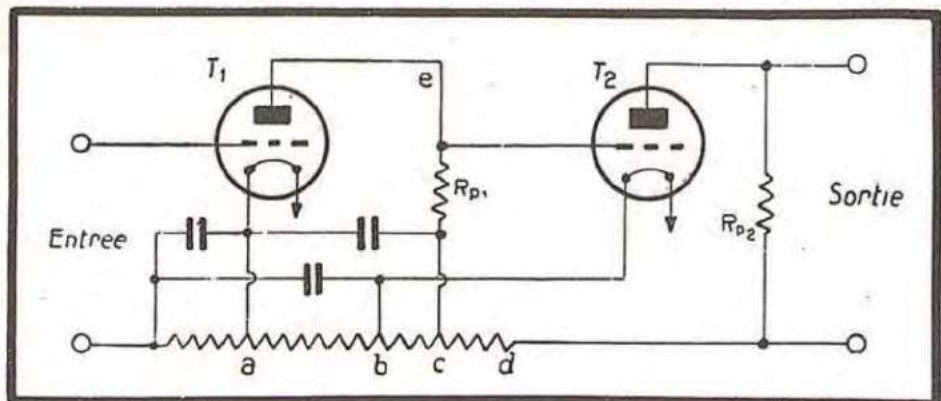


FIG. 7-20. — Amplificateur à courant continu de *Loftin-White*.



trôle de volume très simple, suivi d'un amplificateur alimentant de un à trois haut-parleurs. Des appareils indicateurs et de contrôle ne sont utilisés que dans de très grandes installations, dans lesquelles chacune des parties indiquées sur le diagramme de la figure 7-21 occupe un châssis séparé. Dans les petits ensembles, tout l'appareillage est réalisé sur un châssis unique.

**Préamplificateurs.** — La plupart des microphones utilisés actuellement donnent une très faible tension de sortie et nécessitent une amplification considérable pour fournir la puissance nécessaire à l'excitation du haut-parleur. On emploie habituellement, avant l'amplificateur de sortie proprement dit, un étage dit préamplificateur dont le but, tout en donnant un gain modéré (environ 50 db par exemple), est de donner un niveau de bruit très faible à la sortie. Cette condition de bruit très réduit est essentielle, car tout bruit ou ronflement du premier étage serait amplifié par les étages suivants et pourrait gêner considérablement l'audition du signal proprement dit. Le niveau du bruit dans un préamplificateur peut être rendu faible en utilisant des éléments de montage de très bonne qualité, en soignant le câblage, et en utilisant des blindages

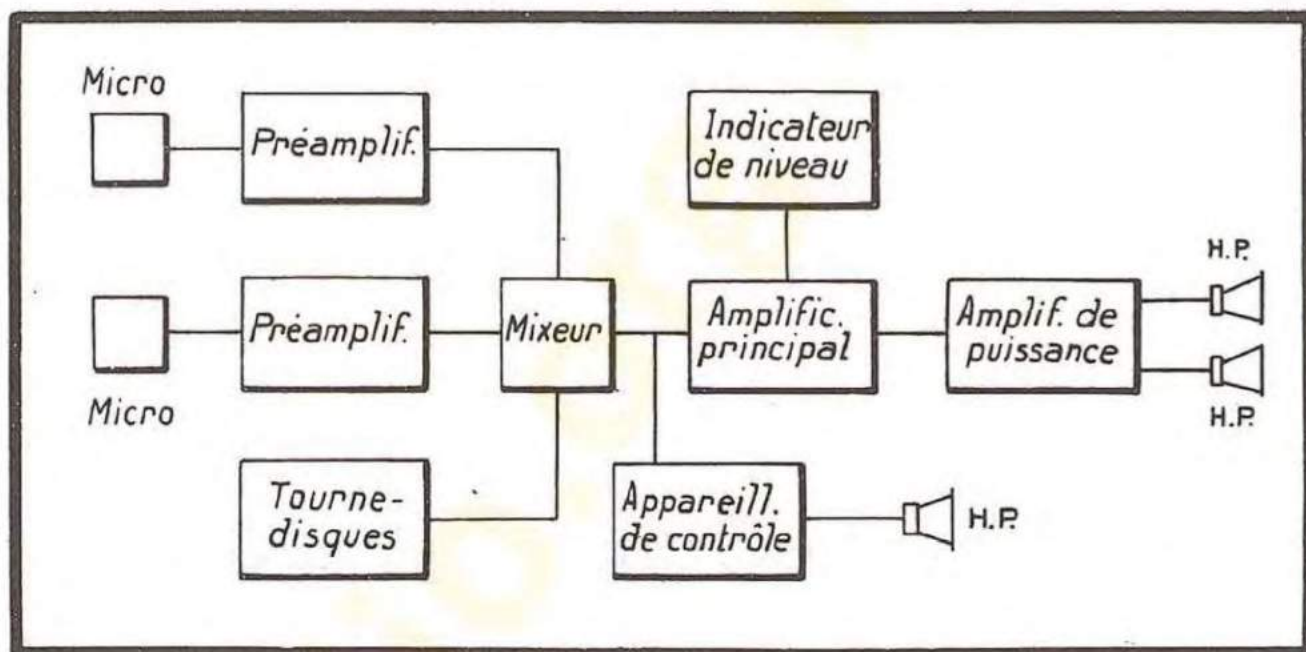


FIG. 7-21. — Schéma synoptique d'un amplificateur sonore de grande puissance.

convenables. Un préamplificateur est particulièrement sensible aux tensions de ronflement, de sorte que des précautions spéciales doivent être prises pour l'éloigner le plus possible des transformateurs d'alimentation, des bobines de filtrage et des connexions d'alimentation et de chauffage. Un moyen commode de réduire le ronflement consiste à construire le préamplificateur sur un châssis séparé, mais il est possible de l'éviter en prenant les précautions que l'on vient d'énumérer.

Les circuits de mixage, de commande de puissance et de commutation sont générateurs de bruit de fond, de sorte qu'on les place presque toujours après le préamplificateur. De cette façon, le signal microphonique est suffisamment amplifié pour que le niveau de bruit introduit par ces circuits soit négligeable par rapport à celui du signal obtenu à la sortie du préamplificateur. Le bruit de fond dans les dispositifs de mixage ou de commutation est dû le plus souvent aux contacts mal nettoyés ; il est



essentiel, si l'on veut que ce bruit de fond soit faible, de les entretenir soigneusement. Le nettoyage peut être effectué avec du tétrachlorure de carbone.

**Dispositifs de mixage et de commande de puissance.** — Lorsque plusieurs microphones et tourne-disques sont employés simultanément, il est nécessaire de pouvoir commander séparément le gain de chacun et de mélanger leurs sorties. Cela s'obtient à partir d'un circuit de mixage. Habituellement, les circuits de mixage sont utilisés pour assurer l'équilibre le plus naturel entre les différents sons ; pourtant quelquefois on les utilise pour créer certains effets sonores par le contraste entre leurs niveaux respectifs. Un circuit de mixage est suivi, généralement, d'une commande de puissance, faisant varier le niveau de l'ensemble des signaux après leur mixage.

L'un des circuits les plus simples est indiqué sur la figure 7-22 ; il utilise des résis-

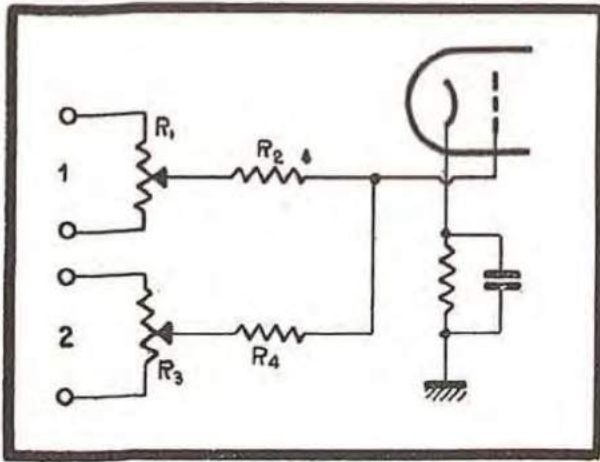


FIG. 7-22. — Circuit de mixage à résistances.

tances. Deux résistances variables constituent ici des commandes de puissance séparées, dont les branches variables sont connectées l'une à l'autre, à travers les résistances  $R_2$  et  $R_4$ . Ces résistances sont nécessaires, car elles empêchent, en diminuant le niveau de l'un des signaux, de court-circuiter l'autre. Leur valeur normale varie entre 0,25 et 0,5 mégohm. Les résistances variables  $R_1$  et  $R_3$  sont de l'ordre de 0,5 à 1 mégohm. Les circuits de mixage de ce type ne donnent pas un réglage entièrement indépendant, car le fait de modifier le niveau

de l'une des voies affecte légèrement le niveau de l'autre. Dans la plupart des applications, cet effet est négligeable ; il ne dépasse pas, en effet, la valeur de 6 db.

Un autre genre de circuit de mixage est représenté sur la figure 7-23 ; c'est le circuit de mixage électronique. Ici les deux voies attaquent les grilles d'une triode double, les plaques étant connectées en parallèle ; le contrôle des deux voies est, cette fois-ci, entièrement indépendant. Le circuit représenté sur la figure 7-24 est légèrement différent ; on le préfère souvent à celui de la figure 7-23, car il donne un gain plus élevé.

Les théâtres et les studios de radiodiffusion utilisent des circuits de mixage comportant des commandes à impédance constante. Celles-ci sont de trois types principaux, appelés cellules en T, en H et en L (voir fig. 7-25). Examinons le fonctionnement de la cellule en T, par exemple. Les trois résistances sont variables et commandées par le même bouton.  $R_1$  et  $R_2$  sont égales et varient de la même manière ;  $R_3$  varie en sens inverse, et de telle manière que, lorsque le bouton tourne, l'impédance de la cellule reste constante. Mais quand les résistances  $R_1$  et  $R_2$  décroissent, la tension à leurs bornes décroît également, tandis que celle aux bornes de  $R_3$  augmente, de sorte que la fraction de la tension d'entrée, qui apparaît à la sortie, va en croissant.

Ainsi donc une cellule en T fera varier la tension B. F. d'un circuit sans en modifier l'impédance. Il en est de même des cellules en L et en H ; toutefois, la cellule en L n'étant pas symétrique, ne maintient l'impédance constante que du côté où se trouve l'élément série  $R_1$ .



La figure 7-26 montre la façon dont les cellules doivent être connectées pour fournir un circuit de mixage. Deux cellules en T sont utilisées pour le mixage, et une troisième pour la commande du volume de sortie. L'impédance de la cellule 1 ne varie pas lorsqu'on fait varier la tension d'entrée aux bornes de cette cellule ; il s'ensuit que l'impédance aux bornes de la cellule 2 reste constante et que la tension d'entrée 2 ne varie pas lorsqu'on modifie la tension d'entrée 1. Les commandes de volume 1 et 2 sont donc indépendantes l'une et l'autre. Dans l'exemple de la figure 7-26 les deux dispositifs de commande de volume sont montés en série ; des combinaisons en parallèle sont également possibles.

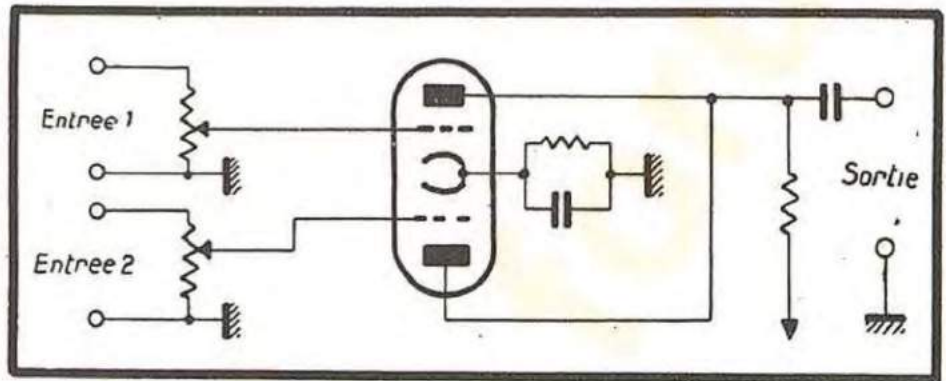


FIG. 7-23. — Circuit de mixage électronique.

Les commandes de volume 1 et 2 sont donc indépendantes l'une et l'autre. Dans l'exemple de la figure 7-26 les deux dispositifs de commande de volume sont montés en série ; des combinaisons en parallèle sont également possibles.

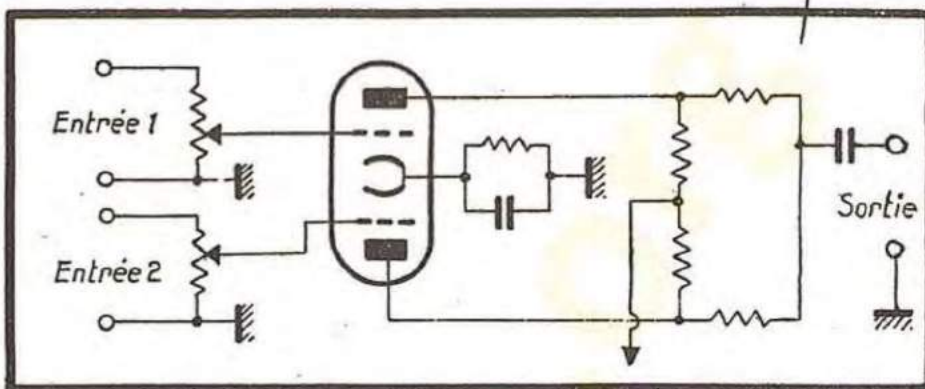


FIG. 7-24. — Mixage électronique perfectionné.

### Circuits d'un amplificateur de puissance.

Le rôle de l'amplificateur principal consiste à élever le niveau à la sortie des circuits de mixage à une valeur suffisante pour exciter les haut-parleurs. Il existe une grande variété de montages et leur choix dépend d'un certain nombre de facteurs, tels que la puissance de sortie, le nombre et le genre des circuits d'entrée, la qualité de la reproduction requise, l'encombrement et le coût de l'installation. Les amplificateurs sont généralement définis par leur puissance de sortie, la distorsion ne dépassant pas 5 à 10 %.

L'étage de sortie travaille, habituellement, en classe A dans les amplificateurs de haute qualité et de faible puissance, en classe AB<sub>1</sub> ou AB<sub>2</sub> dans les amplificateurs de moyenne puissance, et en classe B lorsque la puissance de sortie est élevée. Les amplificateurs fonctionnant en classe AB sont très courants à cause de leur puissance relativement forte et leur coût peu important.

La distorsion ne dépassant pas 5 à 10 %. L'étage de sortie travaille, habituellement, en classe A dans les amplificateurs de haute qualité et de faible puissance, en classe AB<sub>1</sub> ou AB<sub>2</sub> dans les amplificateurs de moyenne puissance, et en classe B lorsque la puissance de sortie est élevée. Les amplificateurs fonctionnant en classe AB sont très courants à cause de leur puissance relativement forte et leur coût peu important.

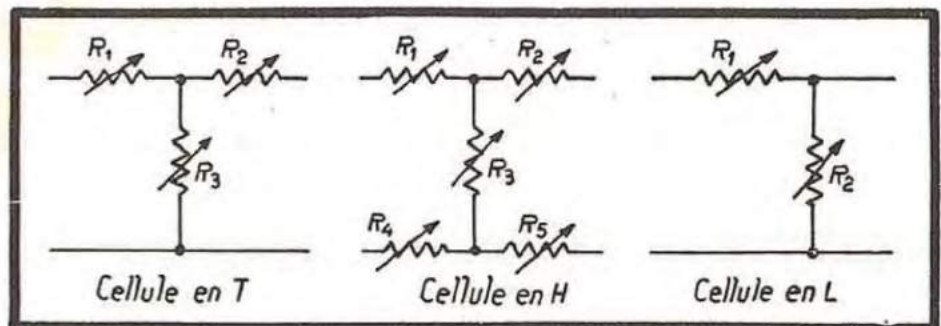


FIG. 7-25. — Atténuateurs.

Les amplificateurs fonctionnant en classe AB sont très courants à cause de leur puissance relativement forte et leur coût peu important.



La figure 7-27 représente le schéma d'un amplificateur de grande puissance. Cet amplificateur est muni de deux circuits d'entrée et fournit une puissance utile de 12 à 15 watts sans distorsion. Un circuit de mixage, analogue à celui de la figure 7-22, est suivi d'un étage amplificateur utilisant une penthode 6 J 7 montée en triode (la plaque, la grille-écran et la grille-suppresseuse sont connectées ensemble). Le préamplificateur microphonique est équipé avec une 6 J 7 également ; toutefois, le tube fonctionne ici en penthode amplificatrice à liaison par résistances et capacité. La polarisation de cet étage est fournie par une pile spécialement prévue pour les circuits ne devant être parcourus par aucun courant. Cette pile donne une tension de 1 à 1,25 volt ; plusieurs éléments connectés en série permettent d'obtenir des tensions plus élevées. Utilisés pour la polarisation du premier étage d'amplification, ils éliminent la résistance et le condensateur d'auto-polarisation, réduisant ainsi le bruit de fond et la distorsion.

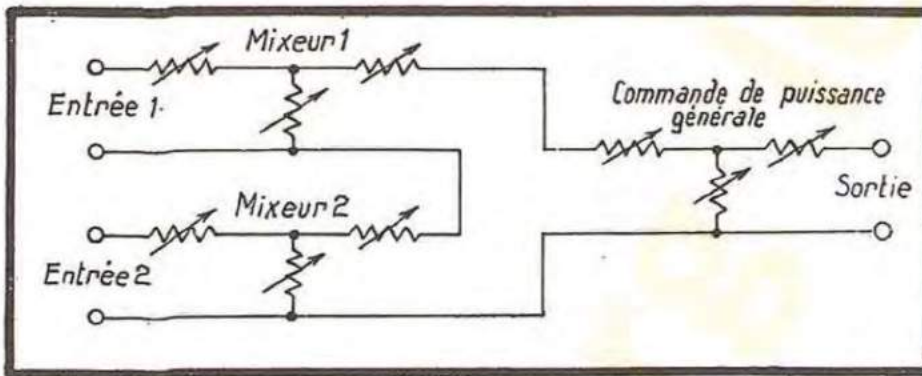


FIG. 7-26. — Ensemble d'un système de mixage.

Le tube 6 J 7 monté en triode est suivi d'une triode 6C5 fournissant l'excitation de l'étage final. La liaison entre les deux étages est assurée par un transformateur, la tension continue anodique étant branchée en série ou en parallèle. Cer-

tains transformateurs sont prévus pour le courant continu de l'étage dont ils font partie ; d'autres ont un circuit magnétique réduit, de sorte que le courant continu qui traverse l'enroulement primaire provoque la saturation du fer ; il en résulte de la distorsion. Dans ce cas on utilise une alimentation parallèle, avec une résistance dans le circuit de plaque, et un condensateur qui empêche le passage du courant continu dans le primaire du transformateur. La valeur de ce condensateur doit être déterminée de manière à éviter toute résonance de la self du primaire et du condensateur dans la bande transmise. Toutefois, il arrive qu'on utilise une telle résonance pour améliorer la courbe de réponse de l'amplificateur.

L'étage final comporte deux tubes 6 L 6 en classe  $A_1$  ; le transformateur de sortie est muni de deux secondaires séparés qui alimentent un haut-parleur et une ligne de 500 ohms. Au lieu des secondaires séparés, le transformateur comporte souvent un certain nombre de prises intermédiaires. La ligne de 500 ohms peut être une ligne téléphonique ou une ligne alimentant un haut-parleur éloigné.

**Adaptation des impédances.** — En assemblant les différents éléments d'un amplificateur comme celui qui vient d'être décrit, certaines précautions doivent être observées ; l'une d'entre elles est l'*adaptation des impédances*. On dit que les impédances de deux éléments assemblés sont adaptées lorsque l'impédance de la charge est réglée de façon à absorber complètement la puissance fournie par la source. L'adaptation des impédances est recherchée pour deux raisons :



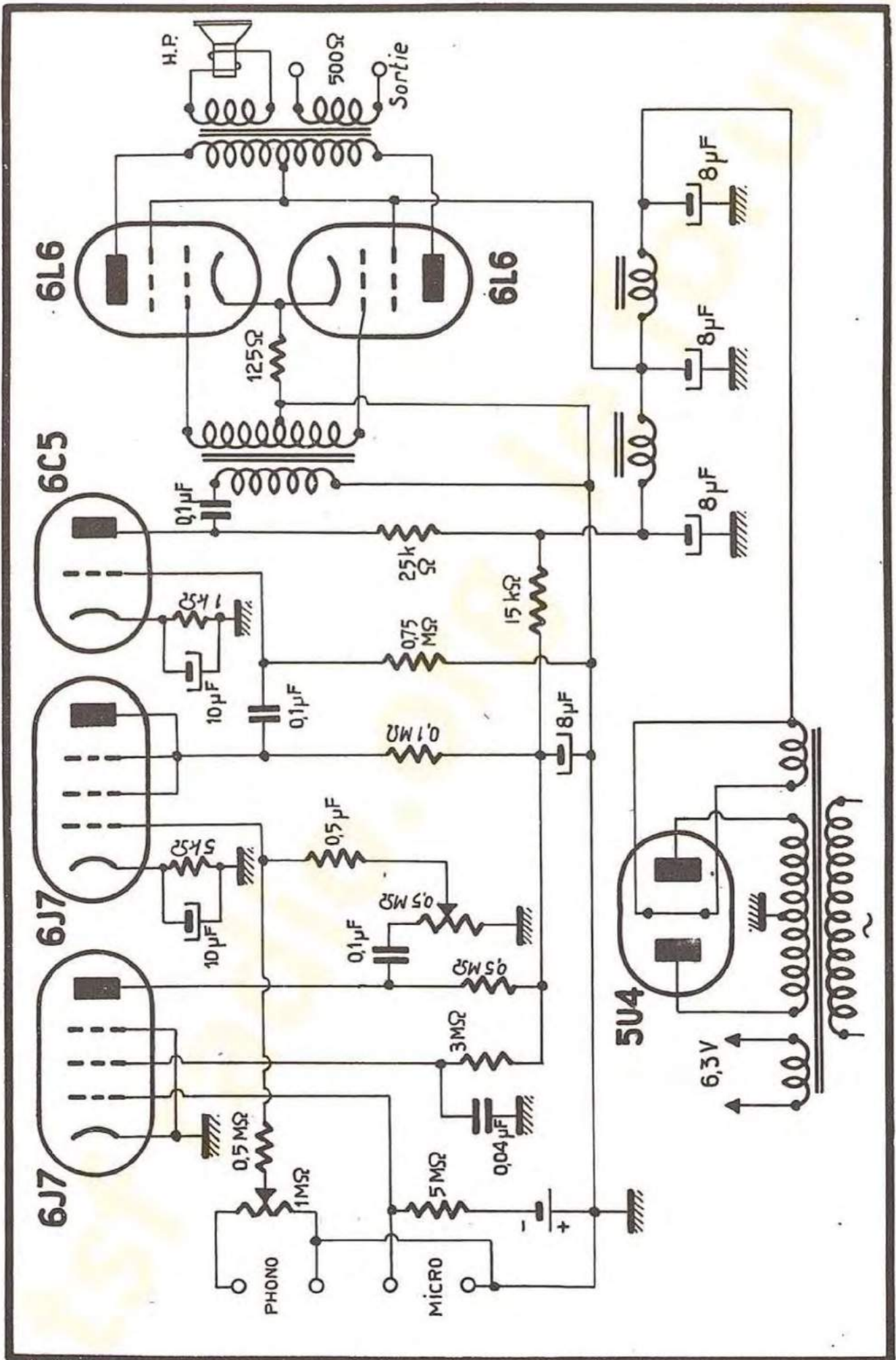


FIG. 7-27. — Schéma d'un amplificateur sonore de 15 watts.



1. — Pour obtenir la puissance de sortie maximum ;
2. — Pour réduire la distorsion au minimum.

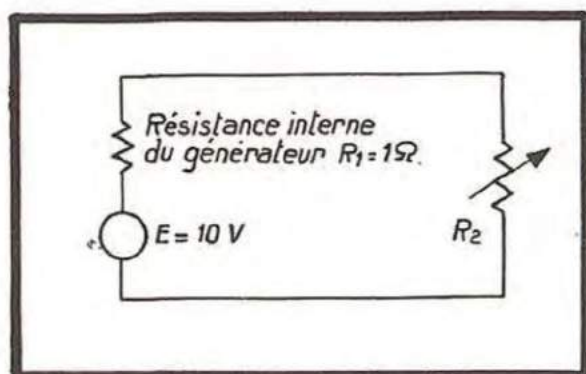


FIG. 7-28. — Circuit équivalent d'un générateur connecté à une résistance de charge.

Considérons le circuit de la figure 7-28, comportant un générateur (tel qu'une pile, un amplificateur, etc.) et une résistance de charge. Tout générateur possède une certaine résistance interne ( $R_1$  sur la figure). Nous allons déterminer la valeur qu'il faut donner à la résistance de charge  $R_2$  pour avoir la puissance de sortie maximum.

Supposons que l'on ait :  $R_1 = 1$  ohm et  $E = 10$  volts. Si nous donnons différentes valeurs à  $R_2$ , la loi d'Ohm permet de calculer le courant ainsi que la puissance dans  $R_2$ . Le tableau 7-1 ci-dessous indique

les résultats de ce calcul pour quelques valeurs de  $R_2$ .

Table 7-1.

$R_2$ (ohms)	Courant (ampères)	Tension aux bornes de $R_2$	Puissance dans $R_2$ (watts)
0,1	9,07	0,907	8,20
0,5	6,67	3,33	22,2
1	5	5	25
4	2	8	16
100	0,099	9,99	0,998

L'examen de ce tableau indique que la puissance maximum qu'il est possible de tirer du générateur est de 25 watts, et qu'il faut pour cela une résistance de charge de 1 ohm, c'est-à-dire une résistance égale à celle du générateur. On peut démontrer que ce résultat est valable quelle que soit la valeur de la résistance interne du générateur.

Mais on remarquera que la tension développée aux bornes de  $R_2$  ne passe pas par un maximum quand les impédances sont adaptées ; donc, lorsqu'on veut avoir le maximum de tension, il faut donner à l'impédance de charge la valeur la plus élevée possible. Quand le générateur est un tube à vide, il existe une valeur optimum de la charge pour un taux de distorsion donné ; cette valeur est indiquée par le constructeur.

Sur une ligne de transmission (une ligne téléphonique, par exemple), les signaux sont reçus sans distorsion quand la ligne est terminée sur une impédance égale à ce qu'on nomme son *impédance caractéristique*. L'impédance caractéristique d'une ligne est celle qui permet d'obtenir, à la sortie, le maximum de puissance avec le minimum de distorsion. Lorsque l'impédance terminale n'est pas égale à l'impédance caractéristique de la ligne, on constate qu'une certaine partie de l'énergie, arrivant à l'extré-



mité, est réfléchi et, par conséquent, perdue. La fraction de l'énergie perdue dépendant dans une certaine mesure de la fréquence, il en résulte une distorsion du signal transmis, pouvant être évitée par une bonne adaptation. L'impédance caractéristique de la plupart des lignes téléphoniques est de l'ordre de 500 ohms.

Une mauvaise adaptation peut donner lieu à une certaine distorsion, peu importante toutefois, dans les circuits comportant des transformateurs et dans les câbles microphoniques de grande longueur.

Les câbles microphoniques habituels ont une forte capacité et court-circuitent pratiquement, quand leur longueur dépasse une certaine valeur, l'impédance du microphone pour les fréquences élevées. Pour éviter cet effet, on réduit habituellement l'impédance élevée du microphone à l'aide d'un transformateur-abaisseur, ou à l'aide d'un étage amplificateur à liaison par transformateur. Avec les transformateurs à basse impédance à l'entrée de la ligne, la capacité de celle-ci n'a qu'un effet négligeable, et la courbe de réponse aux fréquences aiguës n'est pas déformée, même quand la longueur est considérable. Les câbles microphoniques et les lignes de transmission doivent avoir une impédance caractéristique faible, le niveau du bruit et des parasites captés étant beaucoup plus faible que dans le cas des lignes à impédance élevée.

**Utilisation des amplificateurs à grande puissance.** — Il est souvent nécessaire de disposer les microphones et les haut-parleurs dans une même salle, et il faut alors résoudre les problèmes que pose la réaction acoustique du haut-parleur sur le microphone. Un son reçu par le microphone est amplifié et renvoyé dans le microphone avec beaucoup plus d'intensité ; amplifié à nouveau il s'intensifie ainsi jusqu'à la limite de puissance de l'amplificateur et il en résulte un hurlement qui se produit sur la fréquence pour laquelle l'ensemble de l'installation a le gain d'amplification le plus élevé. Cet effet peut être évité en limitant la fraction de l'énergie émise par le haut-parleur et pouvant être directement reçue par le microphone. On utilise, pour y parvenir, des microphones et des haut-parleurs directionnels, des murs recouverts de substances absorbantes destinées à réduire les réflexions, et, enfin, une commande de volume très soignée. La manœuvre de la commande de volume permet d'arrêter, quelquefois, la réaction acoustique.

Lorsqu'on utilise plusieurs haut-parleurs il faut éviter que les auditeurs ne reçoivent des sons venant des haut-parleurs placés à des distances différentes, car il en résulterait des phénomènes d'échos et d'interférences qui rendraient l'écoute difficile. Dans le cas d'un seul microphone et d'un ou de deux haut-parleurs, le meilleur arrangement consiste à installer les haut-parleurs légèrement au-dessus et en avant du microphone. Les auditeurs entendent alors simultanément le son direct et le son amplifié.



### Questions et problèmes de récapitulation.

1. — L'énergie fournie à un haut-parleur est plusieurs fois plus grande que l'énergie reçue dans l'antenne. D'où vient cette énergie supplémentaire?
2. — Qu'entend-on par courbe de réponse uniforme d'un amplificateur? Une telle courbe de réponse est-elle souhaitable?
3. — Comment sont définies les classes de fonctionnement des amplificateurs? Déterminer les différences entre les fonctionnements en classe A, en classe AB, et en classe B.
4. — Pourquoi ne dispose-t-on pas les tubes amplificateurs les uns à la suite des autres, la plaque d'un tube étant directement connectée à la grille du suivant?
5. — Qu'entend-on par tension de fonctionnement d'un tube?
6. — Quel est le rôle de la résistance de fuite? Quelle est la constante de temps d'un condensateur de liaison de  $1 \mu\text{F}$ , associé à une résistance de fuite de  $1 \text{ mégohm}$ ? Une telle valeur convient-elle dans un amplificateur?
7. — Expliquer comment varie l'amplification d'une triode lorsqu'on augmente sa résistance de plaque? Pourquoi cette résistance ne peut-elle être augmentée indéfiniment dans la pratique?
8. — Comment un accroissement de la capacité affecte-t-il le gain en tension d'un amplificateur aux fréquences basses et aux fréquences élevées? Comment ce gain est-il affecté par un accroissement de la résistance de fuite? La résistance de plaque doit-elle être forte ou faible par rapport à la résistance de fuite du tube suivant?
9. — Quelle est la caractéristique de la penthode qui détermine sa qualité dans un amplificateur en tension à couplage par résistances et capacité? Comment la valeur de la résistance de charge influe-t-elle sur l'amplification en tension?
10. — Pourquoi le condensateur  $C_d$  est-il placé dans le circuit de la figure 7-5? Comment la polarisation est-elle obtenue dans ce circuit? Indiquer les éléments du montage qui empêchent la réaction à travers l'alimentation anodique commune?
11. — Le gain en décibels de chaque étage d'un amplificateur étant connu, comment peut-on déterminer le gain global? Que signifie l'expression «  $-3 \text{ db}$  à  $5000 \text{ p/s}$  »?
12. — Expliquez les différentes causes possibles d'une distorsion d'amplitude. En quoi la caractéristique dynamique  $I_p - E_g$  diffère-t-elle de la caractéristique statique? Qu'est-ce que la ligne de charge, et comment s'en sert-on pour déterminer la caractéristique dynamique?
13. — Examinez la figure 7-8 et cherchez un procédé expérimental permettant de déceler la présence de la deuxième harmonique. Comment varie le courant anodique moyen en fonction de l'excitation de grille?
14. — Expliquez les détails caractéristiques de la courbe de réponse d'un amplificateur à liaison par transformateur. Comment varie la courbe de réponse en fonction de la résistance intérieure du tube?



15. — Dessiner le schéma d'un amplificateur équipé d'une triode à liaison par résistances, avec les différentes résistances chutrices et avec les condensateurs de découplage.

16. — Dessiner le schéma d'un amplificateur équipé d'une penthode.

17. — Dessiner le schéma d'un amplificateur en push-pull. Comparer un tel amplificateur avec un amplificateur simple, en ce qui concerne, notamment, la puissance de sortie, la distorsion, l'excitation grille et le ronflement du redresseur d'alimentation.

18. — Quelle est la différence entre les amplificateurs en tension et les amplificateurs en puissance? Quand utilise-t-on, en radio, l'amplification en puissance? Et quand l'amplification en tension?

19. — Classer les amplificateurs  $A_1$ ,  $A B_1$ ,  $A B_2$  et  $B$  par ordre de leur puissance de sortie et, ensuite, par ordre des niveaux de distorsion qu'ils produisent. Dans quelles classes de fonctionnement la puissance d'excitation doit-elle être importante?

20. — Dans quelle classe un push-pull fournira-t-il la plus grande puissance de sortie en absence de distorsion?

21. — Qu'est-ce que la réaction, et qu'est-ce que la contre-réaction? Expliquez comment la contre-réaction permet de réduire la distorsion de fréquence.

22. — Quelles sont les caractéristiques particulières d'un amplificateur de télévision? Pourquoi n'y utilise-t-on pas la liaison par transformateur?

23. — Quels sont les facteurs qui affectent la courbe de réponse aux fréquences élevées sur la figure 7-16? Pourquoi la courbe de réponse du circuit de la figure 7-17 s'étend-elle au delà de celle du circuit représenté sur la figure 7-16?

24. — Comment varie la distorsion d'amplitude dans un amplificateur à triode quand la résistance de charge augmente? En est-il de même pour un amplificateur à penthode? Comment l'amplification en tension est-elle affectée, dans les deux cas, par cette variation de la résistance de charge?



# APPAREILS DE LABORATOIRE

Un grand nombre d'appareils basés sur l'utilisation des tubes à vide ont été créés pour les mesures et les essais de laboratoire, non seulement dans les applications de basse et de haute fréquence, mais aussi dans le domaine des courants continus. Les plus importants de ces appareils sont les générateurs des types les plus divers, les oscillographes cathodiques et les voltmètres à lampe.

## Générateurs.

Comme nous l'avons vu au chapitre IV, lorsqu'une partie de l'énergie recueillie à la sortie d'un tube amplificateur est renvoyée à l'entrée, avec une différence de phase appropriée, des oscillations auto-entretenues prennent naissance sur la fréquence pour laquelle le gain du circuit est le plus élevé. Les oscillations naissent le plus souvent sur la fréquence propre d'un circuit résonnant formé par certains éléments en présence.

Les oscillateurs sont utilisés comme générateurs des signaux de basse et de haute fréquence pour les essais de laboratoire. Pour cette utilisation ils doivent, toutefois, remplir certaines conditions : la fréquence doit être réglable dans une large gamme, et pour chaque réglage elle doit être connue avec précision ; elle ne doit pas varier avec le temps. La *dérive de fréquence* doit être très faible.

Il est important, particulièrement dans le cas des oscillateurs B. F., que la forme de la tension de sortie soit très bonne ; le taux global des harmoniques ne doit pas dépasser 1 %. Cette qualité du signal est indispensable si l'on veut déterminer la distorsion introduite par un amplificateur, car il n'existe pas de procédé permettant de séparer cette distorsion de celle due au générateur.

Dans la plupart des cas, il est indispensable que l'amplitude du signal de sortie reste constante dans toute la gamme couverte, et qu'elle puisse être réglée facilement sur toute valeur comprise entre zéro et la valeur maximum. Dans un véritable générateur, la tension de sortie est étalonnée et connue, mais cette condition n'est pas nécessaire quand il s'agit d'oscillateurs utilisés dans les ponts de mesure, pour les mesures de comparaison de fréquence, dans l'alignement des récepteurs, etc.

**Oscillateurs à self et capacité.** — La figure 8-1 montre un oscillateur courant, utilisant un circuit résonnant pour le contrôle de la fréquence. Dans ce circuit, la fréquence de l'oscillation est très voisine de la fréquence de résonance de l'ensemble  $L_g - C_1$ . La réaction s'effectue au moyen de l'inductance mutuelle  $M$  entre  $L_g$  et  $L_p$ . Pour que l'oscillation puisse s'amorcer, le couplage doit être tel (en phase) que le courant qui parcourt le circuit oscillant  $L_g - C_1$  produise des tensions grille et plaque de phases opposées. En outre, le couplage doit être suffisamment serré pour que la puissance renvoyée dans la grille compense les pertes dans le circuit oscillant et dans la résistance de fuite  $R$ . En première approximation, cela veut dire que la tension grille







de la grille de commande et de la plaque étant maintenus constants. Cette relation peut être représentée par une caractéristique analogue à celle déterminant la variation du courant plaque en fonction de la tension grille (étudiée au chapitre IV), mais dont la pente est de signe opposé. La caractéristique représentée sur la figure 8-3 montre qu'une

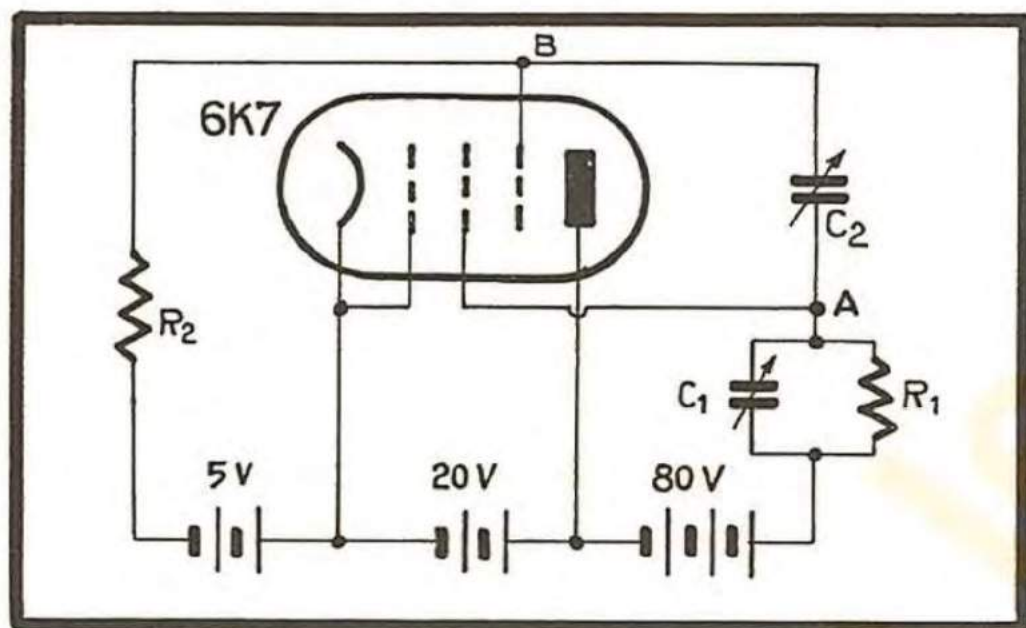


FIG. 8-2. — Oscillateur à résistances-capacités.

variation positive de la tension de grille-suppresseuse entraîne une variation négative du courant d'écran. En d'autres termes, la pente de la caractéristique statique écran grille-suppresseuse est négative. Supposons, en nous reportant à la figure 8-2, un léger accroissement de la tension de la grille-sup-

presseuse; cet accroissement entraînera une diminution du courant d'écran, laquelle est accompagnée d'une augmentation du potentiel d'écran du fait d'une chute de tension plus faible dans l'impédance de charge de l'écran. Le potentiel d'écran ainsi accru est renvoyé à la grille-sup-

presseuse à travers  $C_2$ , ce qui augmente encore la variation initiale. De proche en proche, le processus s'amplifie jusqu'à la limite que lui imposent les caractéristiques du tube. Les charges excédentaires des condensateurs s'écoulent ensuite et le même phénomène se produit en sens inverse. Une oscillation est ainsi engendrée dont la forme d'onde, ainsi que la stabilité, sont excellentes, à la condition que les résistances  $R_1$  et  $R_2$  soient réduites à la valeur minimum compatible avec l'entretien de l'oscillation. La fréquence de l'oscillation est donnée

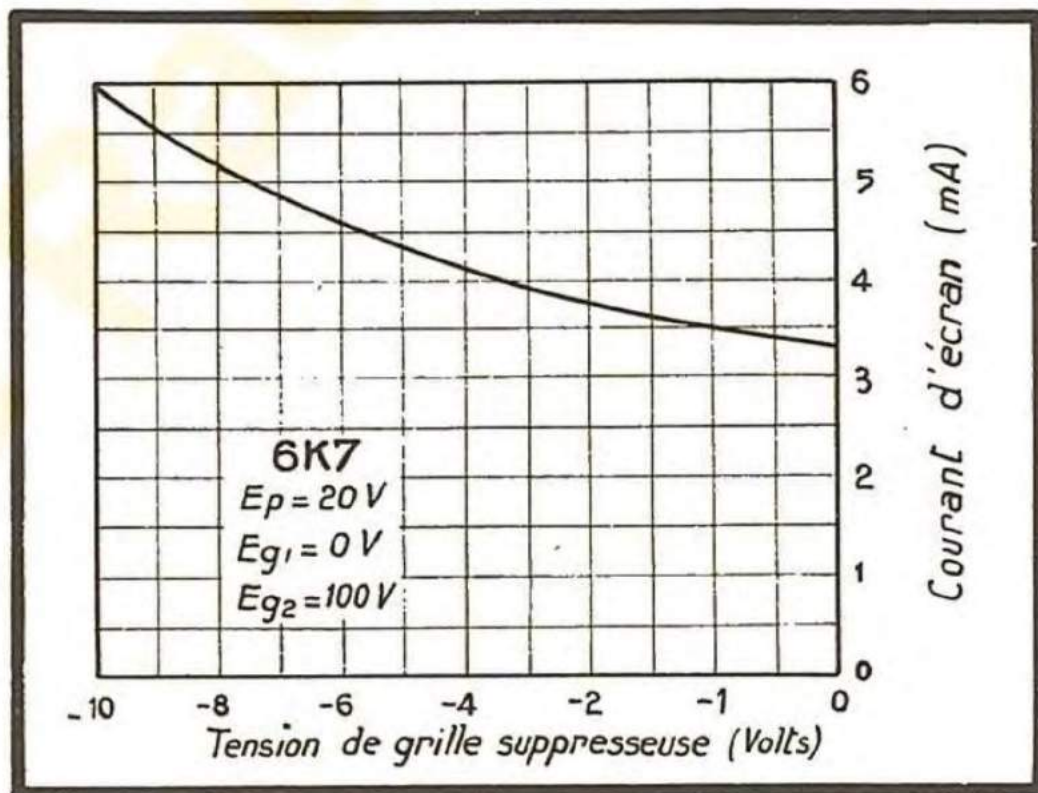


FIG. 8-3. — Caractéristiques courant d'écran-tension de grille suppressiveuse du tube 6 K 7.



$$f = \frac{1}{\pi \sqrt{R'_1 R_2 C_1 C_2}},$$

où  $R'_1$  est la résistance de l'ensemble constitué par la résistance  $R_1$  et la résistance d'écran (en courant alternatif), connectées en parallèle.

Il est facile de faire varier la fréquence en faisant varier les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ , qui peuvent être deux condensateurs à air identiques montés sur le même axe. Dans ce cas la fréquence varie comme l'inverse de la capacité de chacun de ces condensateurs, et le rapport entre le maximum et le minimum de cette capacité est supérieur à 10.

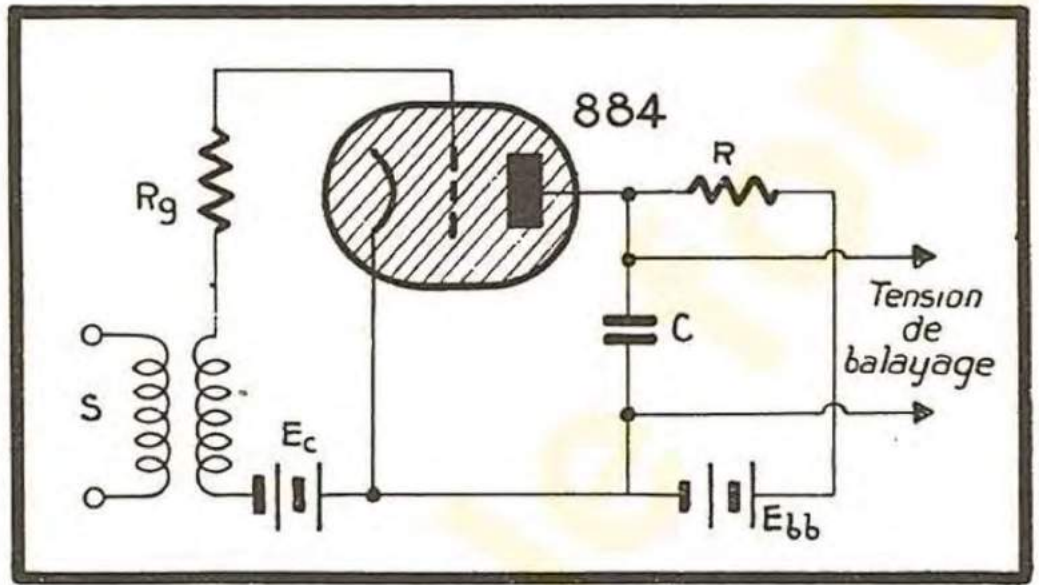


FIG. 8-4. — Générateur de balayage d'un oscillographe cathodique.

## Oscillographes cathodiques.

Le fonctionnement des tubes cathodiques a déjà été exposé au chapitre IV. Un appareil auxiliaire important, quand on emploie un tube cathodique dans un oscillographe, c'est un dispositif générateur de tensions en dents de

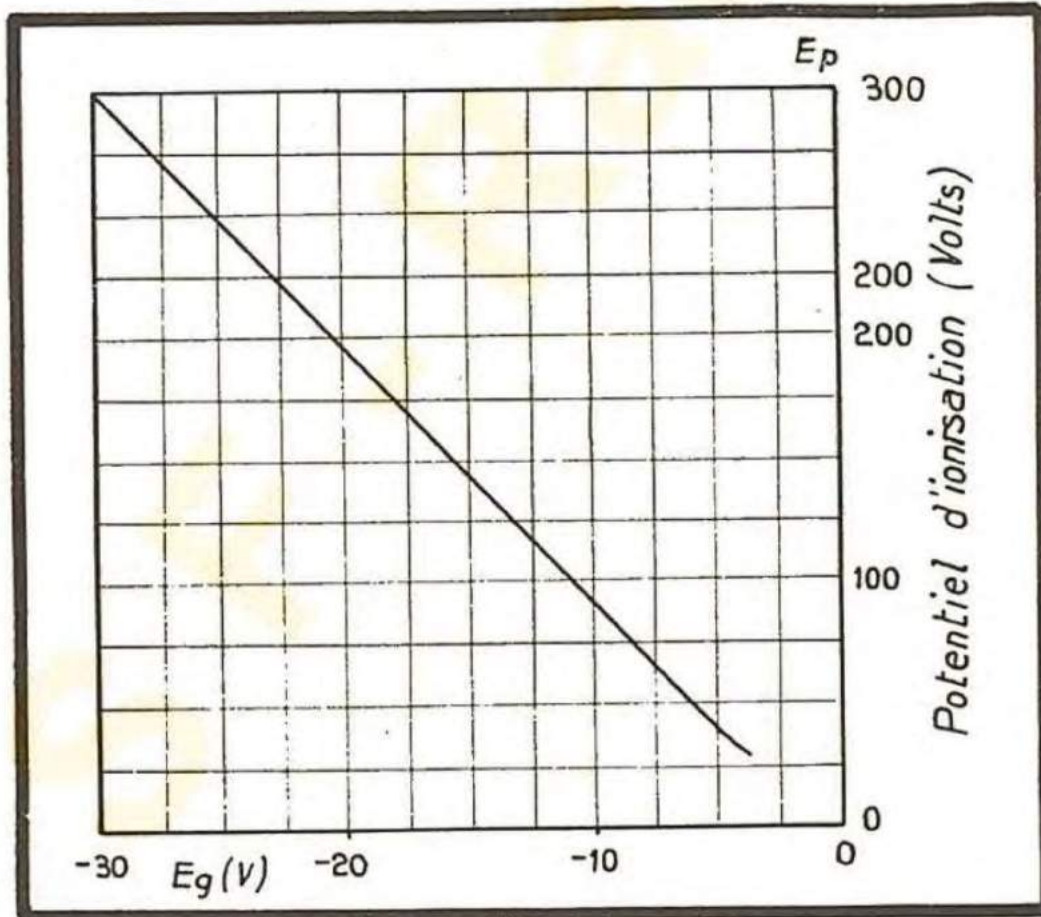


FIG. 8-5. — Caractéristiques d'une triode à gaz du type 884.

scie, permettant un balayage linéaire du faisceau cathodique, de façon que les tensions défléctrices verticales puissent apparaître comme des courbes tracées en fonction du temps. Ce balayage doit avoir une fréquence de récurrence égale à un sous-multiple entier de la fréquence analysée, de sorte que les traces successives coïncident sur l'écran



stationnaire. La figure 8-4 donne le schéma d'un tel générateur de balayage.

Le tube utilisé dans ce circuit est une triode à gaz, telle que la 884. Ce tube contient une quantité bien définie d'argon, et la conduction se produit par l'ionisation de ce gaz quand le potentiel de plaque dépasse une valeur critique. Cette valeur critique dépend de la tension grille à la manière indiquée dans la figure 8-5.

Quand le circuit de la figure 8-4 est fermé, le potentiel plaque du tube est nul, car le condensateur C n'est pas chargé. Le courant traversant R charge le condensateur et fait augmenter le potentiel anodique de la triode jusqu'à ce que celui-ci atteigne une valeur critique. A ce moment le tube devient un très bon conducteur et court-circuite pratiquement le condensateur C. Le potentiel de plaque tombe alors brusquement à une valeur trop faible pour que le courant continue à traverser le tube. Cette valeur, dite potentiel d'extinction du gaz, est presque égale au potentiel d'ionisation. Le cycle recommence ensuite de la même façon, et il en résulte une variation du potentiel plaque représentée sur la figure 8-6.

On peut montrer que la courbe du potentiel plaque en fonction du temps a l'allure habituelle d'une courbe exponentielle de charge ; toutefois, si on utilise seulement la partie inférieure de cette courbe, elle peut être assimilée, avec une bonne approximation, à une ligne droite. Si on utilise

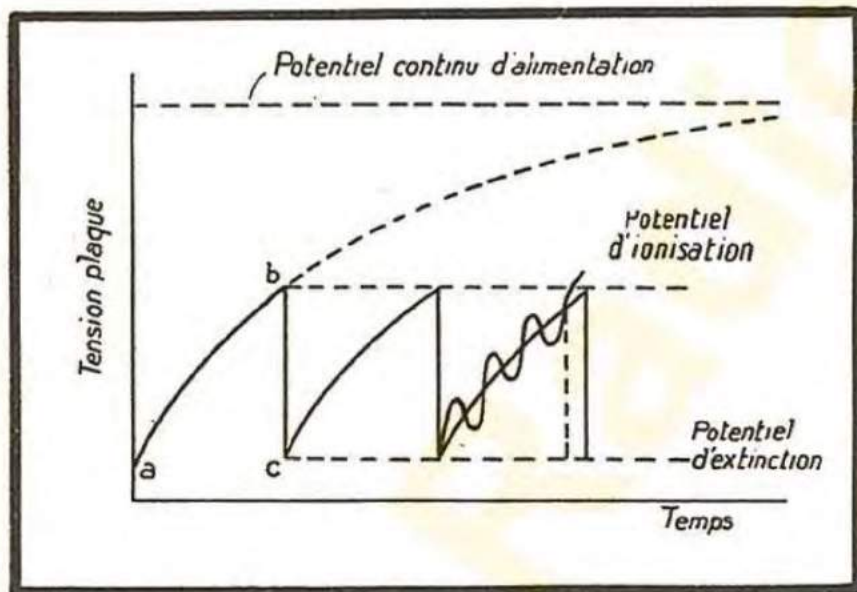


FIG. 8-6. — Potentiel anodique du tube générateur de tension de balayage.

à une ligne droite. Si on utilise cette tension pour produire la déflexion horizontale d'un faisceau cathodique, le spot se déplace à une vitesse presque uniforme pendant l'intervalle  $a-b$ , et revient ensuite presque instantanément à son point de départ ( $b-c$ ), et ainsi de suite. La fréquence de récurrence de ce cycle peut être réglée en choisissant les valeurs de R, C ou  $E_c$ . Il est courant de faire varier R comme réglage fin, et de rendre C ajustable d'une

manière discontinue, pour couvrir la gamme des fréquences désirée.  $R_g$  est la résistance de protection, limitant l'intensité du courant grille.

La linéarité d'une tension en dents de scie dépend essentiellement du rapport de la haute tension au potentiel d'ionisation du tube, et elle est d'autant meilleure que ce rapport est plus élevé. La variation de  $E_c$  agira, par conséquent, sur la linéarité ainsi que sur l'amplitude de la tension de balayage ; mais cette variation n'est pas un bon moyen de faire varier la fréquence.

La fréquence de la tension de balayage peut être synchronisée avec celle du signal étudié, de façon que les traces successives qui apparaissent sur l'écran coïncident exactement, et que l'image observée soit stationnaire. La synchronisation est obtenue en prélevant une faible fraction de la tension du signal et en l'appliquant, à travers un transformateur, à la grille du tube 884. La fréquence de balayage est réglée à une valeur



légèrement trop faible, et c'est une alternance positive de la tension grille superposée qui détermine l'instant où le potentiel d'ionisation est atteint. Cet effet est représenté sur la figure 8-6 (le troisième cycle de la courbe de balayage).

**Applications de l'oscillographe cathodique.** — L'application la plus courante de cet appareil a déjà été décrite ; elle consiste à porter sur l'écran l'image d'une tension en fonction du temps. Le plus souvent, il est nécessaire d'amplifier la tension observée, et cela nous amène à dire quelques mots de l'amplificateur utilisé dans ce cas. Il est évident que la gamme des fréquences amplifiées doit inclure la fréquence de la tension observée, mais, de plus, si l'on veut que la forme de cette tension soit respectée, toutes les harmoniques importantes doivent être également transmises. L'amplificateur doit donc transmettre uniformément toutes les fréquences jusqu'à une limite qui est égale à environ dix fois la fréquence étudiée. Souvent il est important aussi que l'amplificateur ne présente pas de distorsion de phase, autrement dit que les différences de phase soient proportionnelles à la fréquence.

Un autre point à considérer, c'est la nature du circuit auquel on applique la tension à observer ; il peut être équilibré ou non par rapport à la masse. Il est évident que si l'on applique à un amplificateur dissymétrique un circuit équilibré, l'un des côtés de ce circuit sera à la masse. Il en résultera une perturbation dans la distribution des tensions et des courants dans le circuit étudié. Il faut donc préserver soigneusement l'équilibre des circuits étudiés par rapport à la masse, si l'on veut éviter des résultats faux. Un oscillographe bien conçu comporte deux circuits d'entrée, un circuit non symétrique, et un circuit équilibré par rapport à la masse.

**Courbes de Lissajous.** — Une autre application importante de l'oscillographe cathodique, c'est la comparaison des fréquences. Si on applique aux plaques

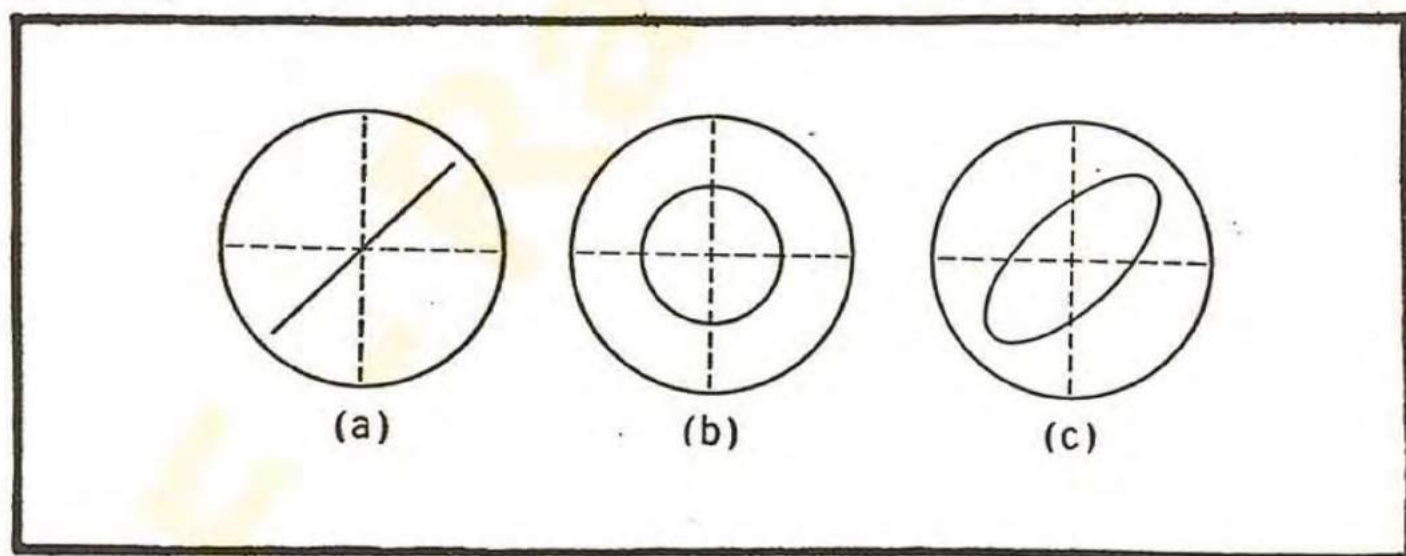


FIG. 8-7. — Courbes de Lissajous. Rapport des fréquences appliquées aux plaques verticales et horizontales : 1/1.

verticales et horizontales deux tensions de fréquences différentes (provenant de deux sources indépendantes l'une de l'autre), la figure obtenue ne sera stationnaire que si le rapport des deux fréquences est celui de deux nombres entiers. Sur la figure 8-7, les fréquences des tensions étant égales : en (a) les deux tensions sont en concordance de phase exacte, en (b) elles sont en quadrature et en (c) on a une différence de phase intermédiaire. Sur la figure 8-8, la fréquence de la déviation verticale est trois fois



plus grande que celle de la déviation horizontale. Cette relation peut être mise en évidence en notant que trois cycles verticaux se produisent en même temps qu'un seul cycle horizontal.

Si on applique aux plaques verticales une tension H. F., modulée par une tension B. F. appliquée aux plaques horizontales, on obtient l'image de la figure 8-9. Le taux de modulation est alors donné par

$$m = \frac{AB - CD}{AB + CD}$$

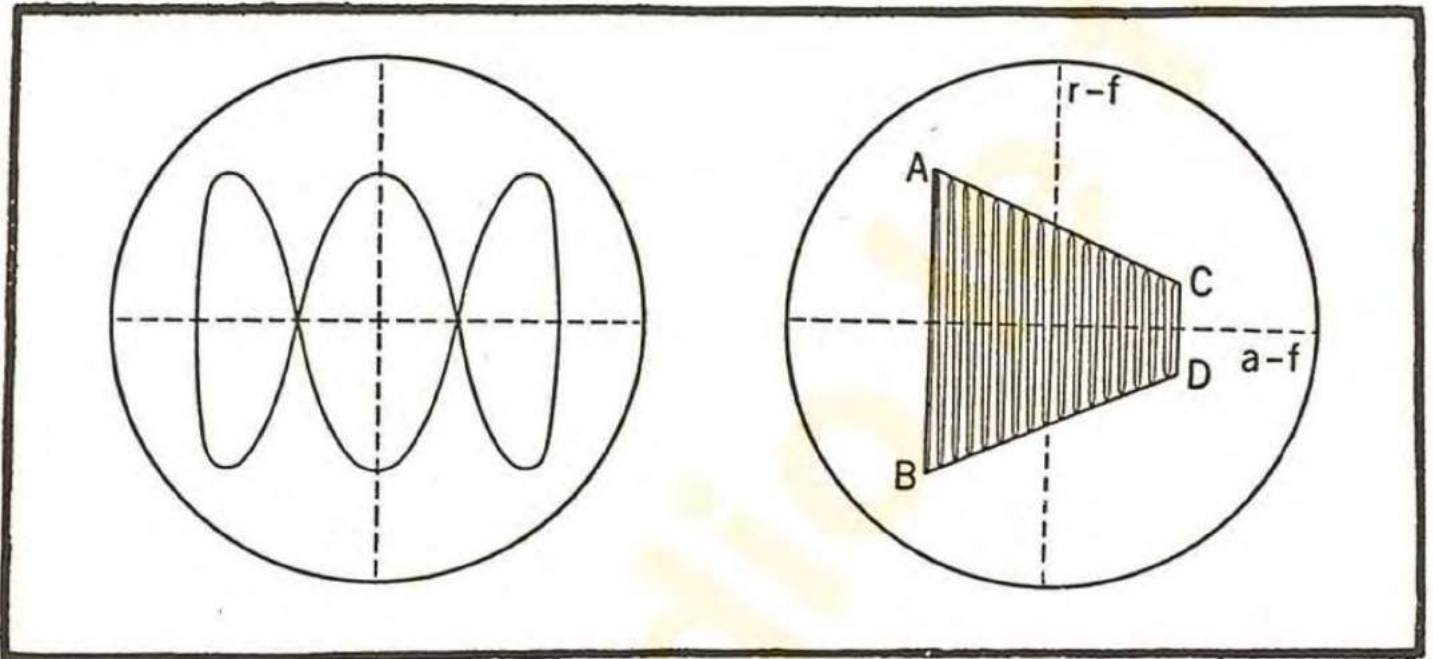
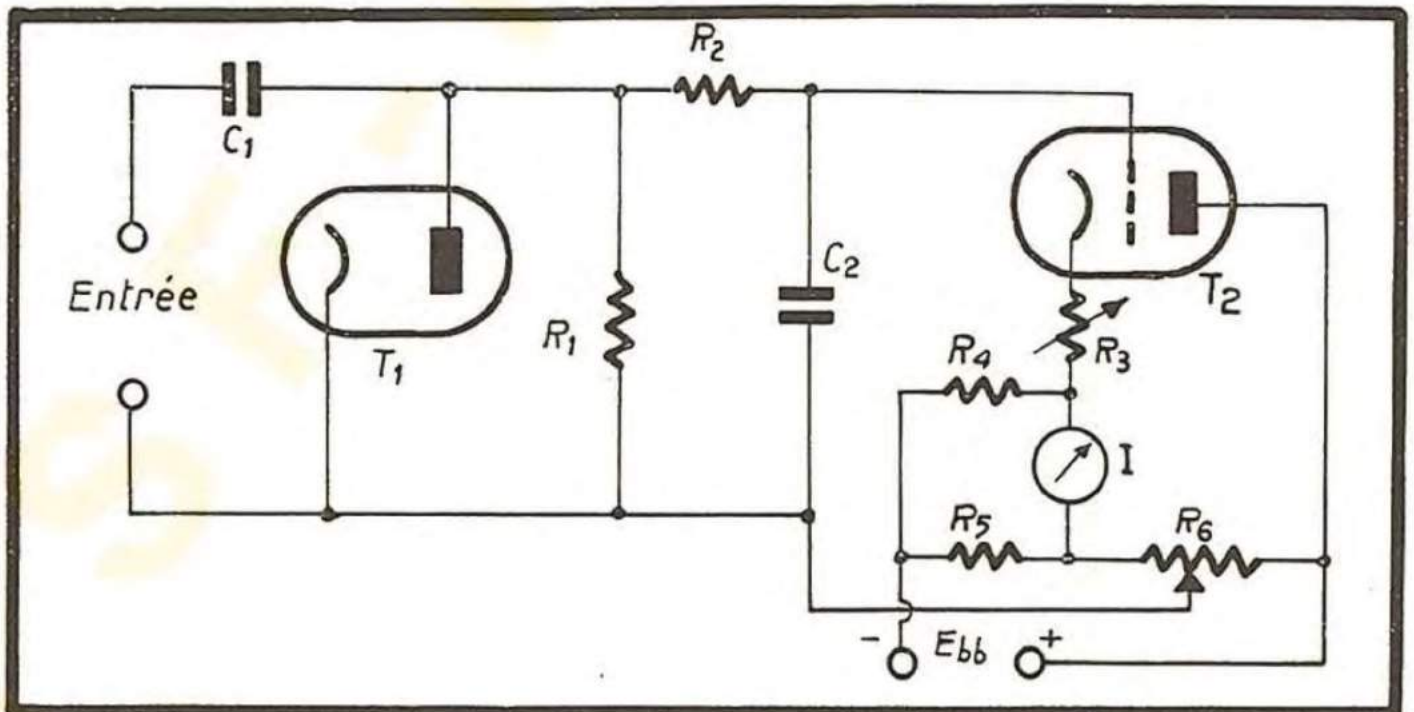


FIG. 8-8. — Courbes de Lissajous. Rapport des fréquences : 3/1.

FIG. 8-9. — Trapèze de modulation.

Quand la modulation est linéaire, les deux segments AC et BD sont linéaires ; ils sont remplacés par des courbes elliptiques lorsqu'un déphasage est introduit en cours de modulation.





## Voltmètres à lampe .

Il est absolument nécessaire que les voltmètres utilisés dans les essais des circuits radio-électriques aient une très haute impédance d'entrée, pour ne pas charger sensiblement ces circuits. Il est également important que leurs indications ne dépendent pas de la fréquence. Ces deux conditions sont réalisées beaucoup plus facilement avec un voltmètre à lampe qu'avec tout autre type d'appareil.

Le voltmètre à lampe peut être réalisé de bien des manières différentes ; la figure 8-10 en indique l'un des types les plus satisfaisants. Il comporte essentiellement un redresseur à diode, suivi d'un amplificateur à courant continu. Une tension alternative appliquée aux bornes d'entrée produit un courant unidirectionnel dans la diode  $T_1$  et dans la résistance  $R_1$ . La tension développée par ce courant aux bornes de  $R_1$  est alternative, mais le filtre formé par  $R_2$  et  $C_2$  ne laisse passer, jusqu'à la grille de  $T_2$ , que sa composante continue. La variation résultante du courant plaque est lue sur l'appareil I. La résistance  $R_3$  procure une contre-réaction importante, dont l'effet est de rendre l'étalonnage de l'appareil à peu près indépendant des caractéristiques du tube. Elle est rendue réglable de façon à donner plusieurs échelles de lecture. Les autres résistances servent à polariser correctement l'amplificateur à courant continu et à régler le courant de repos du circuit de l'appareil de mesure.

L'impédance d'entrée de ce type de voltmètre est approximativement égale à un quart de la résistance  $R_1$  qui est de l'ordre de 50 mégohms dans les appareils industriels. La puissance absorbée est donc négligeable dans presque toutes les applications. L'étalonnage est indépendant de la fréquence dans toute la gamme des fréquences audibles, ainsi que dans la gamme des hautes fréquences allant jusqu'à 50 MHz.

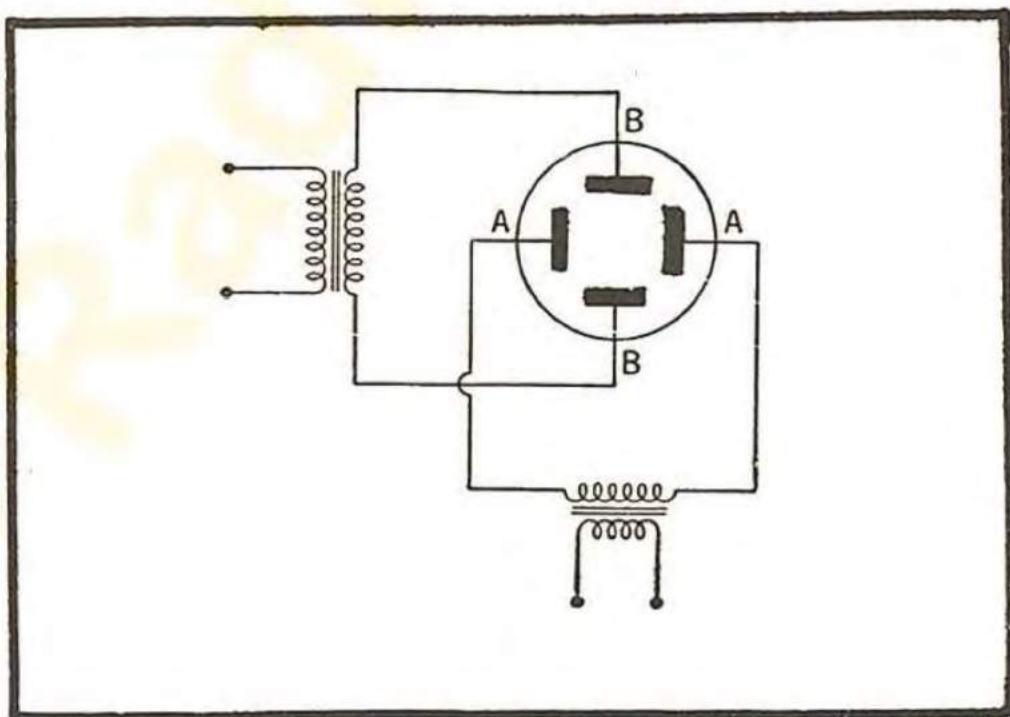


FIG. 8-11.

Dans certaines applications, telles que la mesure des tensions H. F. dans le premier étage d'un récepteur, le voltmètre électronique qui vient d'être décrit n'est pas suffisamment sensible. L'efficacité détectrice d'une diode est faible pour les tensions inférieures à 1 volt ; une amplification préalable des tensions à mesurer est donc nécessaire. Un certain nombre d'étages amplificateurs B. F. ou H. F. peuvent précéder



## Questions et problèmes de récapitulation.

1. — Sur le schéma de la figure 8-1, le condensateur  $C_1$  varie entre 30 et 450  $\mu\mu\text{F}$ . En négligeant l'effet des capacités parasites, déterminer les valeurs de  $L_g$  nécessaires pour couvrir la gamme de 50 kHz à 20 MHz, avec un recouvrement de 10 % entre les bandes successives.

2 — Dans le circuit de la figure 8-2, les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  varient de 30 à 450  $\mu\mu\text{F}$ ; déterminer les valeurs de  $R'_1$  et  $R_2$  nécessaires pour couvrir la gamme de 40 p/s à 50 kHz avec un recouvrement de 10 % entre les sous-gammes.

3. — D'après la courbe de la figure 8-3, trouver la pente écran-grille suppressive du tube 6 K 7. Comparer la valeur obtenue avec celle de la pente normale du tube.

4. — Déterminer l'image observée sur l'écran d'un tube cathodique lorsqu'une tension sinusoïdale de 60 p/s est appliquée aux plaques A-A et une tension de 120 p/s aux plaques B-B (fig. 8-11). La relation de phase est telle que les crêtes positives des deux tensions sont simultanées.

5. — Même question qu'au n° 4, mais avec une relation de phase telle que se sont les points d'annulation des deux tensions qui sont simultanés.

6. — Les résistances  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $R_5$  et  $R_6$  de la figure 8-10 ont chacune la valeur de 50 000 ohms, et on a  $E_{bb} = 150$  volts. Quelle est la valeur du courant anodique dans  $T_2$  qui produira un courant nul dans l'appareil indicateur?

Ce résultat sera-t-il modifié si l'on change la valeur de  $R_3$ ?

Si le tube est une 6 J 5, quelle est la polarisation nécessaire?

En supposant que la valeur de  $R_3$  soit réduite à 25 000 ohms, quelle serait la position de la prise sur  $R_6$  qui ramènerait au zéro le courant dans l'appareil indicateur?



# ONDES ÉLECTRO-MAGNÉTIQUES

## Généralités.

Les ondes qui se propagent sur la surface de l'eau, les ondes sonores, les ondes radio-électriques, malgré leurs aspects évidemment très différents, ont certaines caractéristiques communes.

Chaque catégorie d'ondes constitue un moyen de transfert de l'énergie. Il est vraisemblable, d'ailleurs, que l'énergie se propage exclusivement par l'intermédiaire des ondes. Lorsqu'un grand vapeur glisse sur l'eau, et que les remous qu'il a provoqués agitent un petit bateau à un kilomètre de distance, l'énergie du mouvement imprimé au petit bateau a été transmise au moyen des ondes. Quand l'énergie d'une station émettrice est captée à des milliers de kilomètres de distance, il est évident que ce sont les ondes qui en ont assuré le transfert. Toutefois, lorsqu'un homme pousse sur une extrémité d'une barre d'acier, l'autre extrémité poussant un objet qu'il veut entraîner, il n'est pas du tout certain que l'énergie est transmise par mouvement ondulatoire. Mais si le diffuseur d'un haut-parleur, rendu solidaire d'une extrémité de la barre, était successivement attiré et repoussé, le mouvement ondulatoire transmettant la vibration à l'autre extrémité aurait été plus apparent. Dans ce cas, si les alternances étaient suffisamment rapides, on aurait pu constater que lorsqu'une extrémité pousse en avant, l'autre tire déjà en arrière. Cela s'explique par le temps nécessaire à l'onde pour parcourir la barre. Le même temps de transmission est nécessaire quand un homme appuie sur la barre, mais ce temps est si faible que son existence ne peut être perçue dans ce genre de mouvement.

La figure 9-1 donne la représentation d'un mouvement ondulatoire. La figure 9-1A, pourrait représenter la section d'une surface d'eau en mouvement ondulatoire. Si l'onde se déplace de gauche à droite, la figure 9-1 B représente cette onde à l'instant suivant. On voit que la crête de l'onde, qui occupait la position 1 en A, occupe a position 2 en B ; en C cette crête occupe la position 3. La vitesse à laquelle l'onde se déplace de gauche à droite est sa *vitesse de propagation*. Considérons maintenant le mouvement d'un point *a*, qui peut être une particule d'eau par exemple, se trouvant au sommet de l'onde à l'instant A. L'instant plus tard, la particule est beaucoup plus bas (en B). A l'instant représenté par C elle est tombée plus bas encore. Alors que l'onde se déplace constamment en avant, une particule telle que *a* se déplace en un mouvement de va-et-vient vertical. L'élongation maximum de part et d'autre de l'axe *fg* représente l'*amplitude* de l'onde. Elle est donnée par la longueur *h* en A, et correspond à la définition de l'amplitude d'une onde sinusoïdale que nous avons donnée au chapitre III. La distance entre les crêtes successives est appelée *longueur d'onde* et est désignée par la lettre grecque  $\lambda$ .

Le nombre d'oscillations effectuées par une particule, telle que *a*, en une seconde donne la fréquence de l'onde, désignée par la lettre *f*. Lorsque les ondes sont engendrées



par un mouvement de va-et-vient d'un objet quelconque dans l'eau, la fréquence est celle de ce mouvement de va-et-vient. La fréquence dépend donc de la source des ondes. Par contre, la vitesse de propagation ne dépend que du milieu où l'onde se

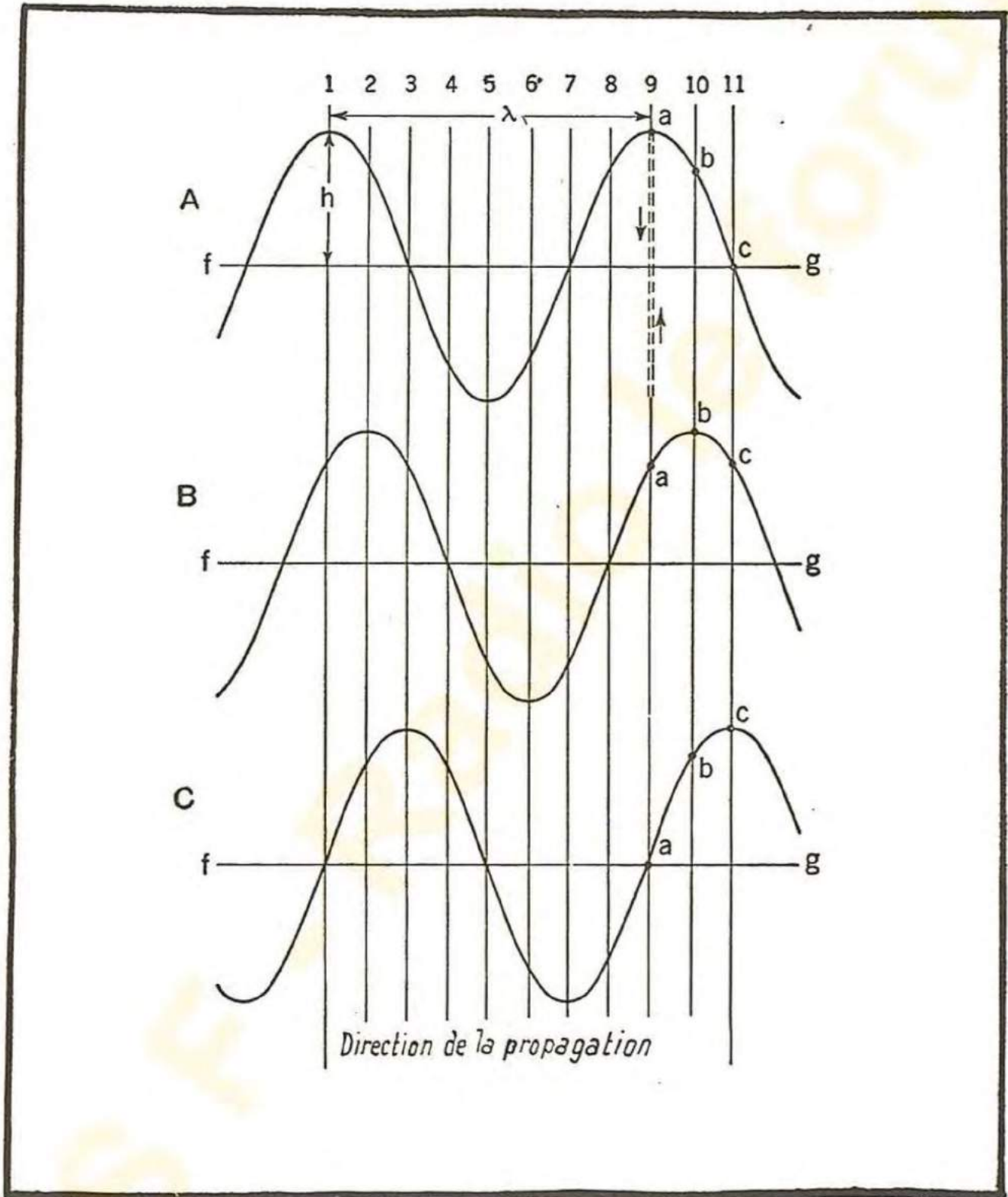


FIG. 9-1. — Diagramme de la propagation des ondes.

déplace. C'est l'eau dans le cas présent ; si on utilisait un autre liquide, tel que l'huile ou l'alcool, la vitesse de propagation ne serait pas la même.

La fréquence à laquelle la particule *a* vibre suivant la trajectoire 9 (fig. 9-1A) est également celle des ondes franchissant le tronçon 9, car chaque fois que la particule *a* atteint une crête au cours de son voyage, une crête de l'onde franchit la figure 9.



Pour une fréquence  $f$  et une vitesse de propagation  $V$  données, la longueur d'onde est donnée par la relation :

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

$\lambda$  étant habituellement exprimé en mètres,  $V$  en mètres par seconde, et  $f$  en cycles par seconde.

On peut aussi écrire :

$$V = \lambda f,$$

ce qui veut dire que la vitesse de propagation d'une onde est égale à sa longueur multipliée par sa fréquence.

La vitesse du son dans l'air est de 344 m/s environ, de sorte qu'un son de 344 c/s aura une longueur d'onde de 1 mètre. La vitesse de propagation des ondes électromagnétiques est de 300 000 000 m/s, ce qui exige une oscillation de 300 MHz pour produire une onde de 1 mètre.

## Ondes transversales et longitudinales,

Les ondes représentées sur la figure 9-1 portent le nom d'ondes transversales, car le mouvement d'une particule est perpendiculaire à la direction de propagation de l'onde. Il n'en est pas de même dans le cas des ondes sonores dans l'air. Ici le mouvement des particules se produit dans la direction même de la propagation de l'onde. Une telle onde, dite longitudinale, est représentée sur la figure 9-2, où la densité des lignes indique la valeur relative de la pression dans les différentes régions. Les maxima et les minima de pression correspondent aux crêtes et aux creux de l'onde de la figure 9-1. L'onde se déplace de gauche à droite, et les flèches indiquent la direction dans laquelle se déplacent les particules. Celles-ci se meuvent dans les deux sens, des régions à maximum de pression vers les régions à minimum de pression ; il résulte de ce mouvement qu'un maximum de pression se forme là où un instant plus tôt il y avait un minimum. Cependant, les particules individuelles oscillent dans un mouvement de va-et-vient longitudinal, de même que dans le cas des ondes transversales elles déviaient perpendiculairement à la direction de propagation.

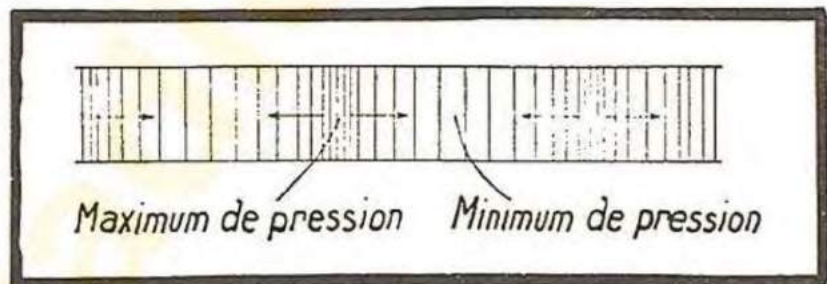


FIG. 9-2. — Diagramme d'une onde longitudinale.

Les maxima et les minima de pression correspondent aux crêtes et aux creux de l'onde de la figure 9-1. L'onde se déplace de gauche à droite, et les flèches indiquent la direction dans laquelle se déplacent les particules. Celles-ci se meuvent dans les deux sens, des régions à maximum de pression vers les régions à minimum de pression ; il résulte de ce mouvement qu'un maximum de pression se forme là où un instant plus tôt il y avait un minimum. Cependant, les particules individuelles oscillent dans un mouvement de va-et-vient longitudinal, de même que dans le cas des ondes transversales elles déviaient perpendiculairement à la direction de propagation.

## Phase des ondes.

Considérons sur la figure 9-1 le mouvement des particules  $a$  et  $c$  par exemple. Nous voyons que la particule  $c$  effectue exactement le même parcours que la particule  $a$ , mais avec un décalage dans le temps. En A, la particule  $a$  est en crête, alors que  $c$  est sur l'axe, se dirigeant vers le haut. En B,  $a$  commence à descendre, alors que  $c$  monte encore. En C,  $a$  atteint l'axe, tandis que  $c$  est en crête. En suivant  $c$  et  $\tau$  pendant une



période entière, on constate que  $c$  effectue le même mouvement que  $a$ , avec un retard constant. On dit que  $c$  est en retard de *phase* par rapport à  $a$ . La *différence de phase* entre  $a$  et  $c$  peut être exprimée en fractions de période, et elle est, dans le cas examiné, d'un quart de période.

La période entière correspondant à  $360^\circ$ , on peut dire aussi que la différence de phase est de  $90^\circ$ .

La différence de phase est importante à considérer quand plusieurs ondes sont en présence. Lorsque deux ondes de même fréquence se propagent dans la même direction, elles s'ajoutent et leur somme donne l'onde résultante. Si les deux ondes sont en phase, l'amplitude de l'onde résultante sera le double de celle des ondes composantes (fig. 9-3 a). Elle ne sera plus que 1,414 (ou  $\sqrt{2}$ ) fois l'amplitude des ondes composantes, si celles-ci sont déphasées de  $90^\circ$  l'une par rapport à l'autre (fig. 9-3 b). La figure 9-3 c

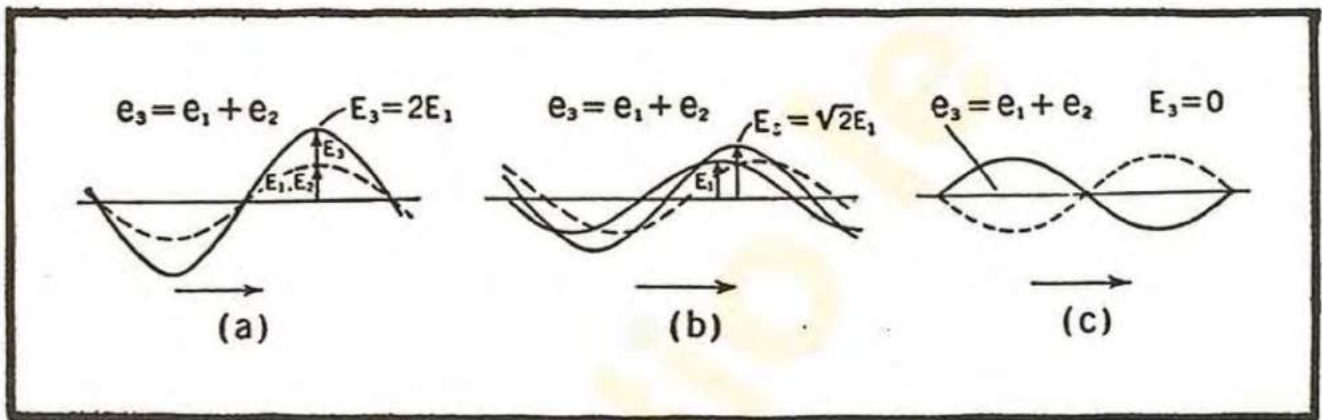


FIG. 9-3. — Addition des ondes sinusoïdales : (a) en phase, (b) en quadrature de phase, (c) en opposition de phase.

indique le cas où les deux ondes sont déphasées de  $180^\circ$  (en opposition de phase). On voit qu'en tout point le mouvement des particules d'une onde est exactement égal et opposé à celui de l'autre onde ; l'amplitude de l'onde résultante est nulle. Le cas où les deux ondes composantes de même amplitude se détruisent complètement sera d'un intérêt particulier dans l'étude des antennes directives.

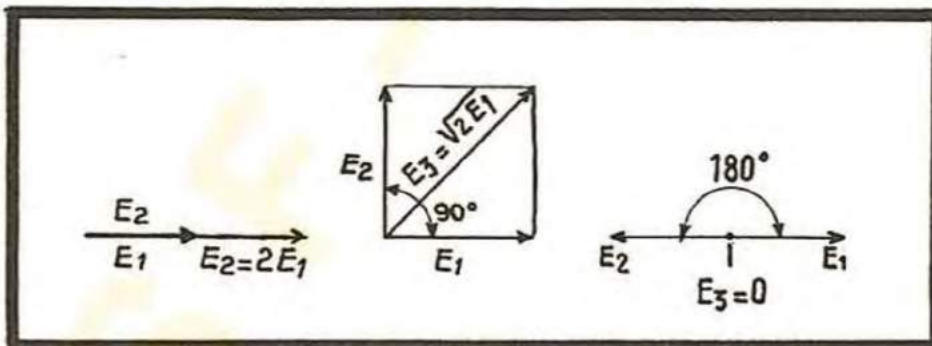


FIG. 9-4. — Addition vectorielle des ondes sinusoïdales.

Bien que l'on puisse obtenir l'amplitude de l'onde résultante en ajoutant les ondes composantes point par point, il existe une construction géométrique permettant d'arriver beaucoup plus rapidement à ce résultat.

La figure 9-4 donne cette construction pour les trois cas qui viennent d'être examinés. On trace, à partir d'une origine, deux tronçons de droite, dont les longueurs sont proportionnelles aux amplitudes des ondes composantes. L'angle entre les deux tronçons est égal à la différence de phase. On complète le losange dont la diagonale, partant de l'origine, est proportionnelle à l'amplitude de l'onde résultante.



## Ondes réfléchies et ondes stationnaires.

Quand une onde, telle que celle qui se propage à la surface de l'eau, rencontre un obstacle, tel qu'un mur, elle est arrêtée brutalement, et une onde réfléchi est renvoyée dans la direction opposée à celle de l'onde initiale. C'est ce que nous avons représenté sur la figure 9-5, où l'onde incidente, se propageant de gauche à droite, est indiquée

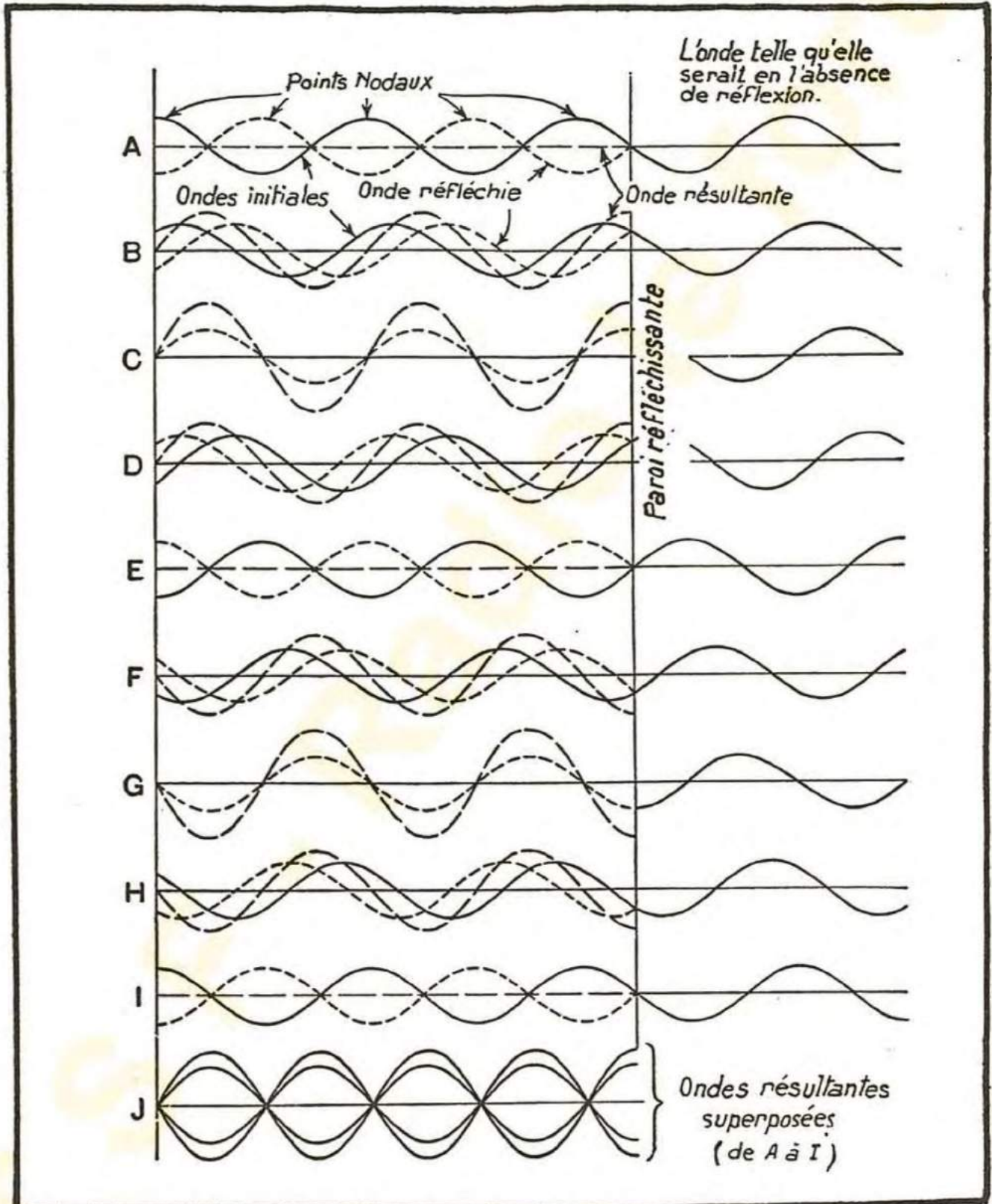


FIG. 9-5. - Réflexion d'une onde ; superposition des ondes initiale et réfléchi; ondes stationnaires.

en trait plein, et l'onde réfléchi, se propageant de droite à gauche, en pointillé. On a donc deux ondes existant simultanément au même endroit, et on peut les ajouter,



exactement comme celles de la figure 9-3. Toutefois, les directions de propagation étant opposées on ne s'étonnera pas de trouver un résultat différent de celui de la figure 9-3. Les sections de A jusqu'à I de la figure 9-5 montrent l'onde directe à un certain nombre d'instant successifs. L'onde réfléchie est également représentée aux mêmes instants. On remarquera que cette onde est l'image de l'onde incidente continuée au-delà de la surface limite. La figure 9-5 J montre les ondes résultantes, de A jusqu'à I ; remarquons que l'amplitude est toujours nulle en certains points. Cela se produit à un quart d'onde de la surface limite, et ensuite aux distances égales à un nombre entier impair de quarts d'onde. Ce sont les *nœuds* de l'onde. Ses maxima sont atteints à la surface réfléchissante et aux distances égales à un nombre entier pair de quarts d'onde ; ils sont désignés comme *ventres* de l'onde.

La figure 9-6 donne une image très détaillée de l'onde résultante aux instants allant de A jusqu'à I et correspondant à un cycle complet. On remarquera que, bien que les particules soient partout (sauf aux nœuds) en mouvement, les ondes semblent ne pas se propager ; les crêtes ne se meuvent pas en avant, comme dans le cas de la figure 9-3. Ces

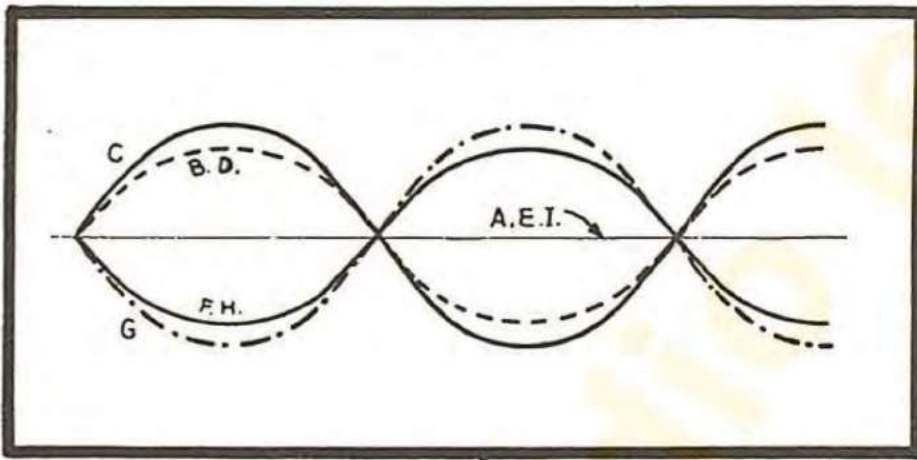


FIG. 9-6. - Ondes stationnaires de la figure 9-5 pendant le cycle entier.

ondes portent le nom d'*ondes stationnaires*, alors que dans le cas de la figure 9-3 nous avons affaire aux *ondes progressives*.

Une image physique d'une telle vibration stationnaire est obtenue en agitant l'extrémité d'une corde. Si l'autre extrémité est libre, on voit une onde qui se propage vers cette extrémité ; si celle-ci est attachée à un support solide, l'onde incidente est réfléchie, et on la voit revenir vers le point de départ. Si l'on entretient maintenant l'onde incidente en agitant continuellement la corde, l'interférence entre cette onde et l'onde réfléchie devient apparente et il suffit de faire varier la cadence à laquelle on agite la corde, pour établir un régime d'ondes stationnaires. Dans ce cas il y a des nœuds aux distances égales à un nombre entier de demi-longueurs d'onde de l'extrémité réfléchissante, et des ventres à égales distances des nœuds. Au point de réflexion apparaît un nœud ou un ventre, suivant les *conditions aux limites*. Dans le cas de la corde fixée solidement à l'extrémité éloignée, les conditions aux limites sont telles que ce point ne peut se mouvoir ; c'est donc un point nodal.

Une bonne compréhension de la notion des ondes progressives et des ondes stationnaires est d'un grand secours dans l'étude des antennes et de leurs systèmes d'alimentation.

## Ondes électro-magnétiques sur le fil.

Lorsqu'une ligne à deux fils relie un générateur à une charge, il y aura une tension  $V$



entre les fils qui seront parcourus par un courant  $I$  (fig. 9-7 a). La tension entre les fils engendre un champ électrique qui aura partout la direction des *lignes de force* électriques. La densité de ces lignes est proportionnelle à l'intensité  $E$  (en volt par cm) du champ dans cette région (fig. 9-7 b). Le champ électrique est puissant au voisinage des fils et faiblit au fur et à mesure que l'on s'en éloigne. On remarquera que les lignes de force sont perpendiculaires à la surface des fils aux points où ils la rejoignent.

Le courant  $I$  engendre un champ magnétique autour des fils. La densité des lignes de force est proportionnelle à l'intensité du champ magnétique  $H$ , qui est en tout point perpendiculaire au champ électrique.

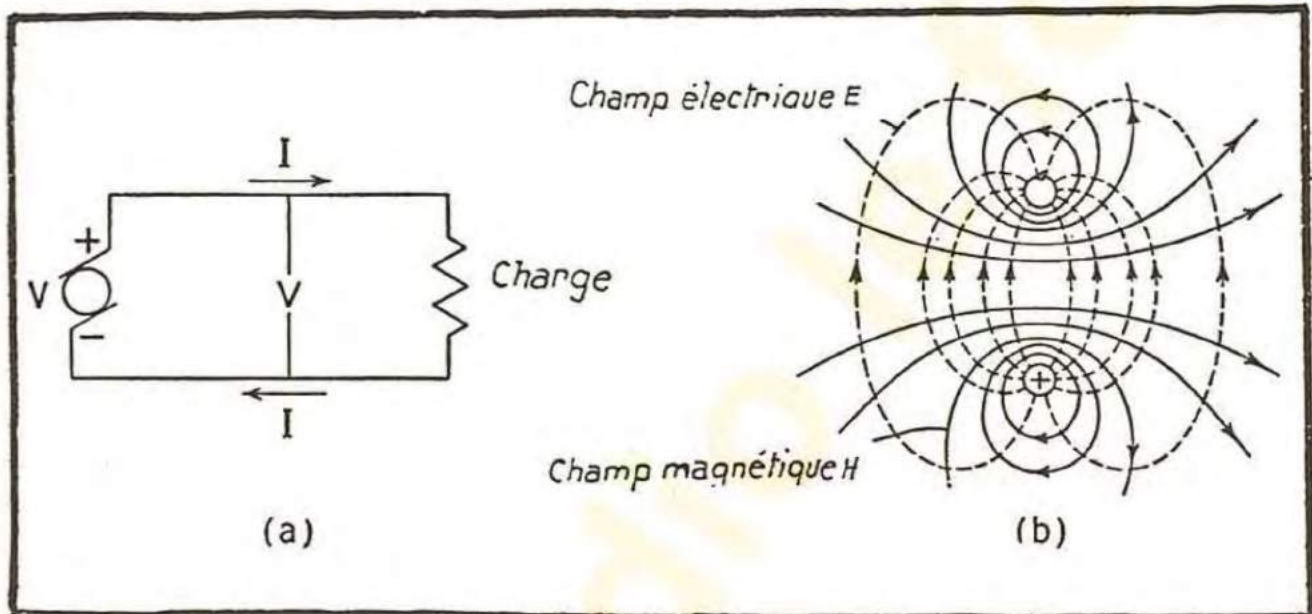


FIG. 9-7. — Répartition des champs électrique et magnétique autour d'une ligne bifilaire.

Les flèches placées sur les lignes de force correspondent aux directions du courant et de la tension de la figure 9-7 a. Si les bornes du générateur sont inversées, et que le courant passe de droite à gauche dans le fil supérieur, les directions des champs magnétique et électrique sont inverses de celles marquées par les flèches. Si le générateur est une source de courant alternatif, les courants, les tensions et les champs sont alternatifs. Les directions des champs s'inversent donc en même temps que celles des courants. De plus, à l'instant où la tension et le courant sont nuls, les champs sont nuls également.

## Ondes sonores et ondes électromagnétiques.

Il est intéressant de comparer l'onde acoustique, se propageant à l'intérieur d'un tube porte-voix, à l'onde électromagnétique qui se déplace le long d'une paire de fils. On voit, sur la figure 9-8, le tube muni d'un piston (ou diaphragme) oscillant à l'extrémité S et un diaphragme flexible à l'extrémité R. Lorsque le mouvement de va-et-vient du piston est très lent, la pression est la même tout le long du tube et le diaphragme récepteur se déplace en même temps que le piston émetteur ; S et R sont en phase. En réalité, il existe un certain retard entre l'élongation maximum de R et l'élongation maximum de S (ce sont les positions 3 et 1 respectivement). Mais ce retard est si faible par rapport à la période entière qu'il peut être négligé. Par contre, si la fréquence du piston est plus grande, ce retard devient grand par rapport à la période du mouvement.



Avec une vibration suffisamment rapide, le piston atteint la position 2 quand le diaphragme R est en 3. Dans ce cas R est en retard sur S de  $180^\circ$ ; R et S sont alors en opposition de phase. Si on augmente encore la fréquence, le piston S peut effectuer le mouvement de 1 à 2 et revenir en 1 pendant que le diaphragme R se déplacera jusqu'à la position 3. Le déphasage entre R et S sera ici de  $360^\circ$ . Dans le cas de la figure 9-8, le piston a accompli deux élongations entières avant que la perturbation ait atteint R; le déphasage entre R et S est de  $720^\circ$ . La figure 9-8 b montre la répartition de la pression le long du tube quand R et S occupent leurs positions au maximum de l'élongation. On voit que, pour cette fréquence, la longueur du tube est égale à deux longueurs d'onde.

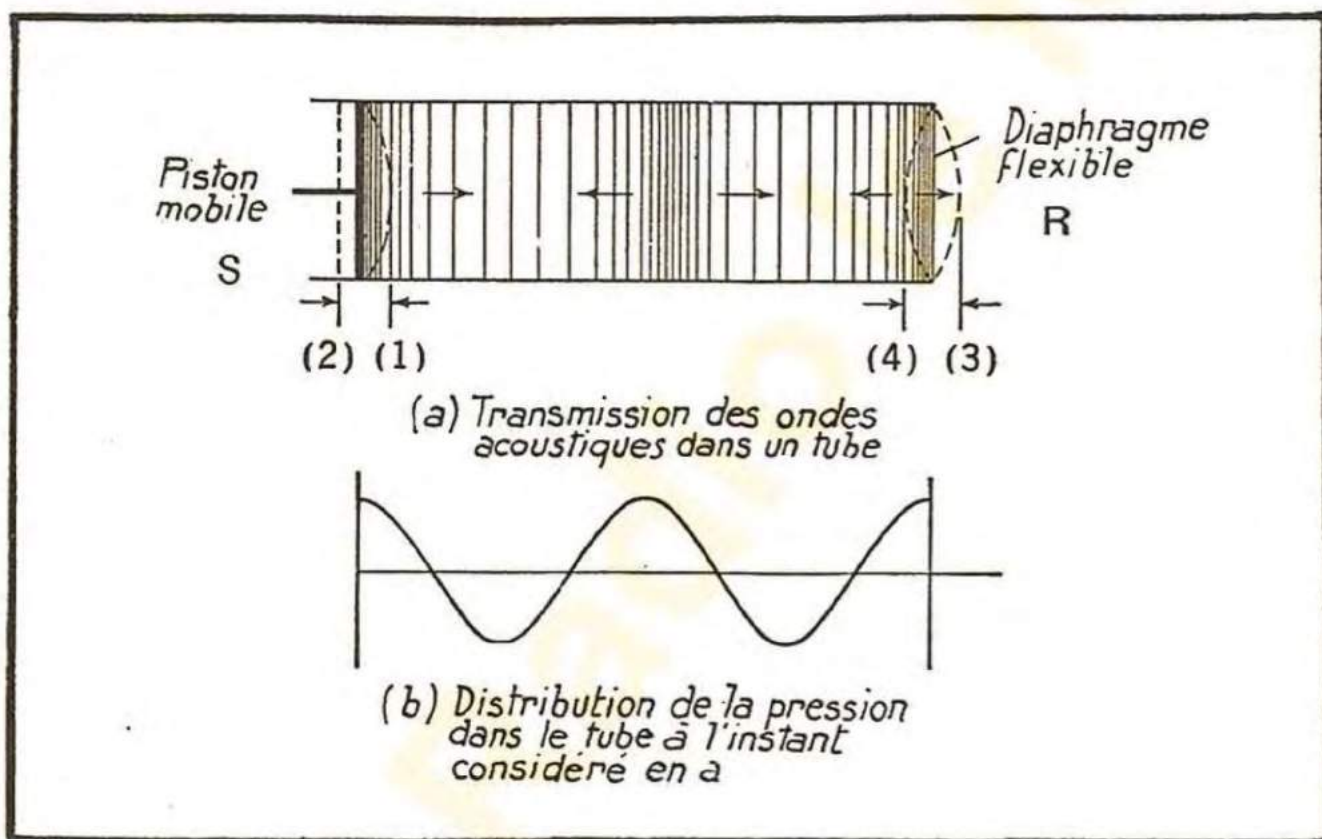


FIG. 9-8. — Transmission des ondes sonores dans un tube. Distribution de la pression dans le tube.

Notons la différence qui existe entre le mouvement rapide et le mouvement lent du piston. Quand la fréquence de ce mouvement est faible, et la longueur d'onde  $\lambda = V/f$  grande relativement à la longueur du tube, la pression est la même partout, ainsi que la direction du mouvement des particules. Ces conditions ne changent que lorsque la longueur d'onde devient du même ordre de grandeur que la longueur du tube. La pression varie alors le long du tube, et les particules se meuvent en sens contraires aux différents points. On peut observer le même phénomène dans le cas des ondes électriques.

La figure 9-9 donne l'image de la propagation de l'énergie le long d'une ligne de transmission. Comme dans le cas du tube acoustique, lorsque la fréquence de l'oscillation est suffisamment faible pour que la longueur d'onde  $\lambda = V/f$  soit grande par rapport à la longueur de la ligne, la tension est pratiquement constante le long de la ligne (la chute de tension due à la résistance étant négligeable), et la direction du cou-



rant sera partout la même. Il en est ainsi dans le cas des lignes à 60 p/s où la longueur d'onde est égale à :

$$\lambda = \frac{300\,000\,000}{60} = 5\,000\,000 \text{ m} = 5\,000 \text{ km.}$$

Cette longueur est grande par rapport à toute ligne de transport d'énergie que l'on peut rencontrer dans la pratique.

Par contre, lorsque la fréquence atteint des valeurs très élevées (comme celles des applications radio-électriques), la longueur d'onde correspondante est faible, et une ligne de transmission, même courte, peut contenir plusieurs longueurs d'onde. La figure 9-9 montre le cas où la ligne contient deux longueurs d'onde entières. La direc-

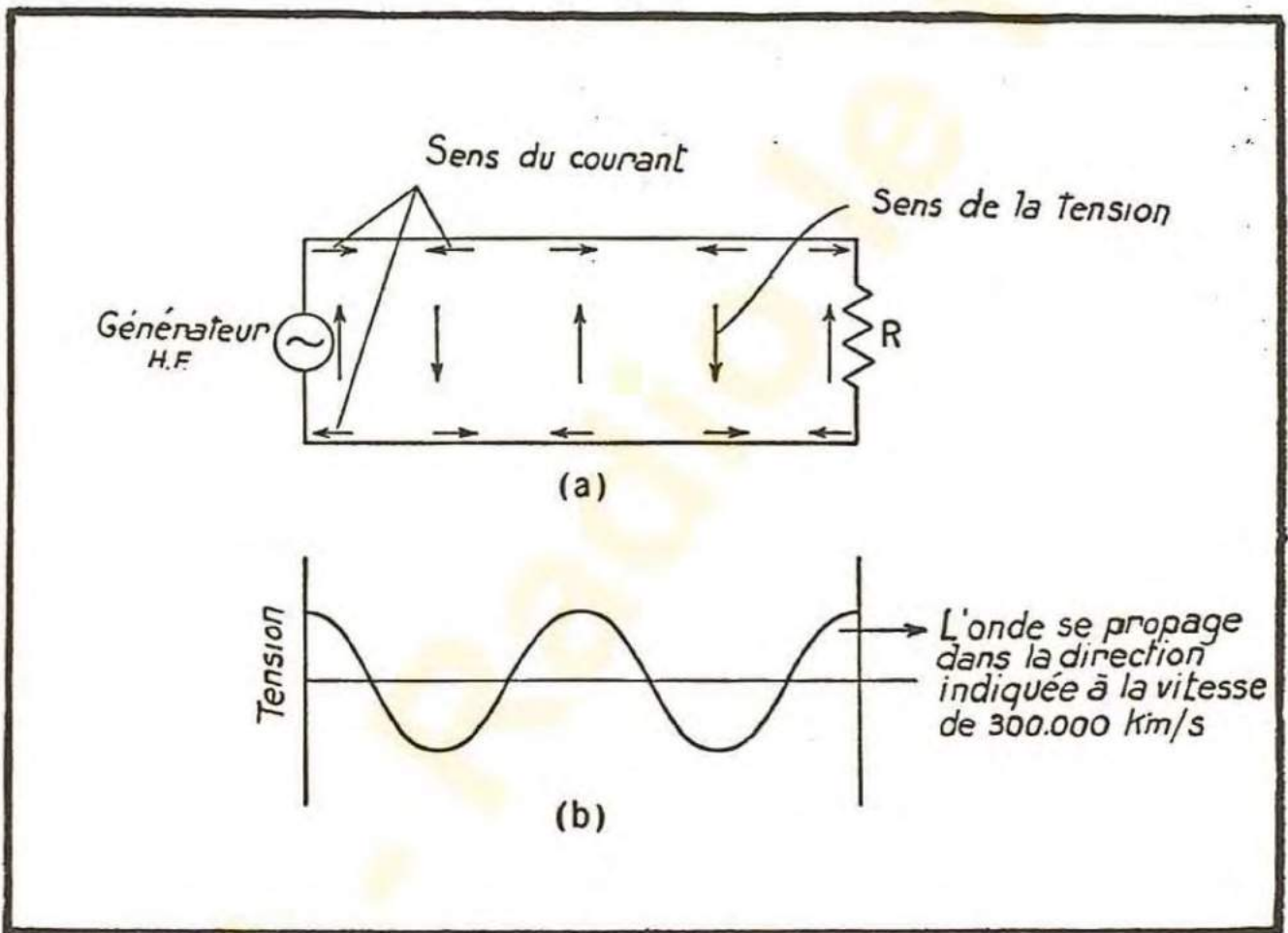


FIG. 9-9. — Tension et courant le long d'une ligne à l'instant où la tension aux bornes du générateur est maximum.

tion instantanée du courant est indiquée sur la figure 9-9 a ; la figure 9-9 b indique la distribution instantanée de la tension. La similitude avec l'onde acoustique précédemment étudiée est évidente. La tension le long de la ligne n'est plus constante ; lorsqu'un maximum de tension quitte le générateur, la tension aux bornes de celui-ci varie et passe par deux périodes entières (dans le cas indiqué) avant que le premier maximum atteigne la charge à l'extrémité de la ligne. De même, la direction du courant change quatre fois (deux cycles entiers) pendant le temps que met une particule de courant à parcourir la ligne.

La notion d'un courant quittant une borne du générateur, traversant le circuit



et revenant à l'autre borne devient maintenant assez embarrassante et doit être remplacée par celle d'un courant positif partant d'une borne, et d'un courant négatif partant simultanément de l'autre borne, ces deux courants se déplaçant en même temps le long de la ligne. Certes, lorsque la tension et le courant de l'alternateur s'inversent, les bornes d'où partent les courants positif et négatif s'inversent également et on a la distribution indiquée sur la figure 9-9.

Jusqu'à présent nous avons considéré la transmission de l'énergie en fonction des tensions et des courants le long de la ligne. Comme nous l'avons vu déjà, les champs magnétique et électrique correspondent à ces tensions et à ces courants dans l'espace qui environne les fils. En fait, l'énergie est transmise du générateur à la charge, par l'intermédiaire de ces champs, les fils ne servant qu'à guider l'énergie jusqu'à sa destination. De même, dans le cas de l'onde sonore, le tube ne servait qu'à guider l'énergie acoustique, l'air étant le milieu où la vibration se propageait. Dans le cas des ondes électro-magnétiques sur fil, il importe peu de considérer les tensions et les courants ou les champs magnétique et électrique. Par contre, dans le cas de la propagation des ondes dans l'espace, l'étude des champs est essentielle.

## Ondes stationnaires.

Quand l'extrémité du tube acoustique est fermée par une plaque indéformable (au lieu d'un diaphragme flexible), l'onde sonore est réfléchie au lieu d'être absorbée. Cette onde réfléchie, se combinant avec l'onde incidente, produit une onde stationnaire analogue à celles des figures 9-5 et 9-6. L'extrémité du tube étant indéformable, la pression y atteint sa valeur maximum ; on a donc un ventre de pression à l'extrémité et un nœud à un quart d'onde de là. La vitesse d'une particule, cependant, est nulle à l'extrémité. La distribution des vitesses des particules est donnée par la figure 9-10, où l'on voit un nœud à l'extrémité, et à une distance de l'extrémité, égale à une demi-longueur d'onde.

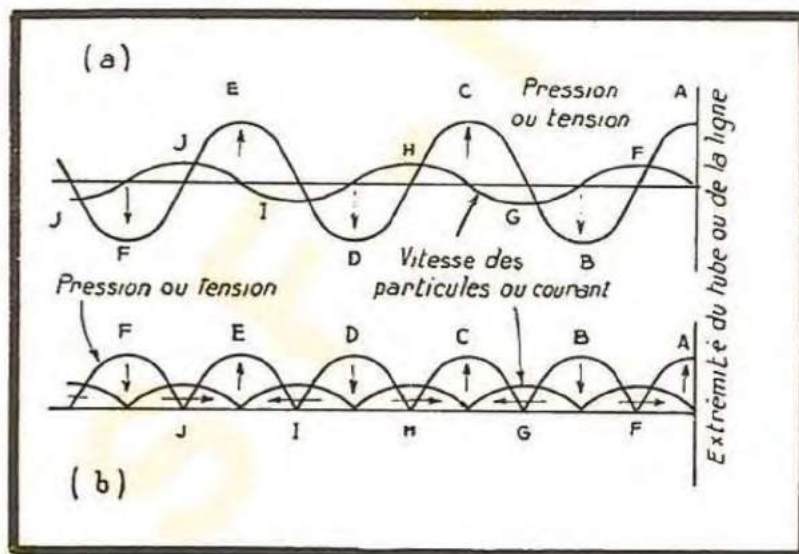


FIG. 9-10. — (a) Ondes stationnaires de la pression et de la vitesse des particules dans un tube fermé, ou celles de la tension et du courant dans un tube ouvert ; (b) une autre représentation des ondes, ne tenant pas compte des inversions de phases entre alternances successives.

longueur d'onde. La représentation de la figure 9-10 b est une variante de celle de la figure 9-10 a ; la seule différence entre les crêtes successives, telles que B et C, étant une différence de phase de  $180^\circ$ , l'une des crêtes étant positive quand l'autre est négative, et inversement. Un indicateur de pression, de même qu'un voltmètre, ne peuvent indiquer la phase. Il en résulte que la pression, aussi bien que la tension, indiquées par ces appareils seront conformes aux courbes de la figure 9-10 b.

Si la ligne de transmission



de la figure 9-9 est ouverte à l'extrémité, les ondes stationnaires se forment, exactement comme dans le cas du tube acoustique.

Sur une ligne ouverte, le courant est évidemment nul à l'extrémité, et la tension y atteint sa valeur maximum ; on a donc la distribution de la figure 9-10. Mais si la ligne est court-circuitée à l'extrémité, il s'y établit encore un régime d'ondes stationnaires ; toutefois, on a ici une tension nulle à l'extrémité où le courant atteint sa valeur maximum. Dans ce cas, les distributions du courant et de la tension de la figure 9-10 sont à intervertir.

### Les ondes dans l'espace à trois dimensions.

Si le tube de la figure 9-8 ou la ligne de la figure 9-9 sont ouverts à l'extrémité, une certaine partie de l'énergie s'échappe en *rayonnement*. Cette énergie est rayonnée dans toutes les directions comme l'indique la figure 9-11. Comme la quantité d'énergie

qui traverse des surfaces de plus en plus grandes est la même, l'énergie qui traverse une surface donnée diminue quand la distance de l'extrémité de la ligne (ou du tube) augmente. En d'autres termes, l'intensité du champ décroît avec la distance. On peut démontrer qu'aussi bien la pression acoustique que le champ électrique sont inversement proportionnels à la distance  $r$  de la source. On a, pour une onde électro-magnétique :

$$E = \frac{K}{r},$$

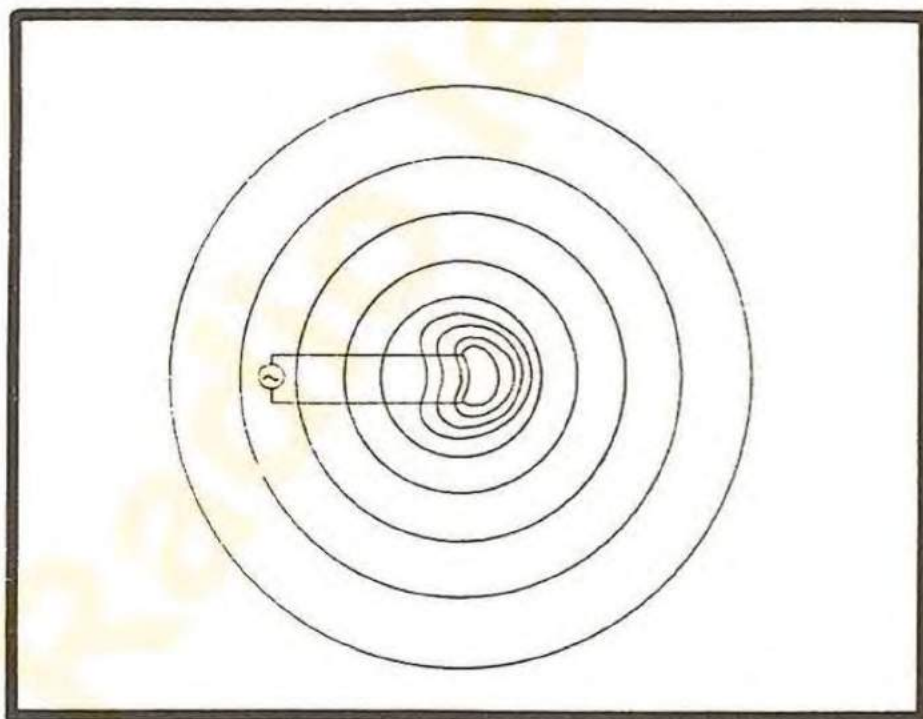


FIG. 9-11. — Rayonnement à partir de l'extrémité ouverte d'une ligne de transmission ou d'un tuyau acoustique.

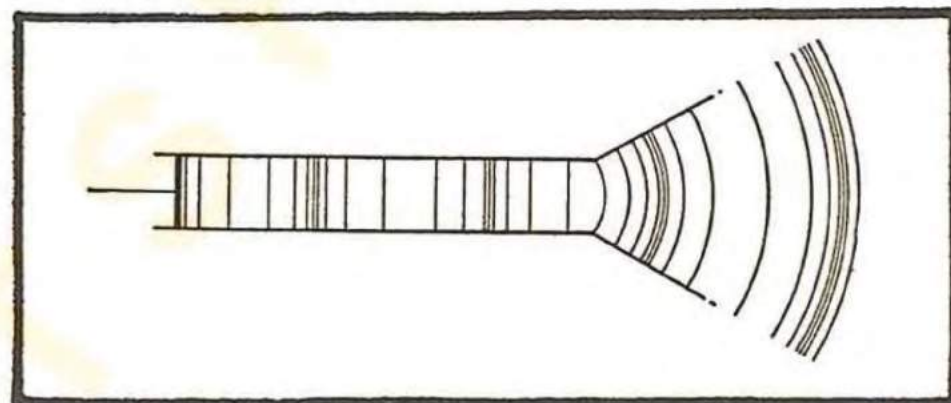


FIG. 9-12. — Un cornet placé à l'extrémité du tuyau acoustique améliore le rayonnement.

où  $K$  est une constante qui dépend de la quantité d'énergie rayonnée en une seconde.

Étant donné que l'onde rayonnée devient de plus en plus faible quand on s'éloigne de sa source, il est important que celle-ci soit



aussi puissante que possible. Dans le cas du tube acoustique, on a intérêt à élargir l'extrémité rayonnante et lui donner la forme d'un cornet, ce qui aura pour effet de mettre un plus grand volume d'air en mouvement et d'augmenter la puissance rayonnée. Il est bien entendu que ce supplément d'énergie devra être fourni par le piston oscillant, car le cornet augmente la pression exercée sur le piston et fait travailler davantage celui-ci. A ce point de vue, le cornet se comporte comme un transformateur d'impédance, car il adapte « l'impédance » relativement basse de l'air à l'impédance élevée du dispositif acoustique.

L'extrémité de la ligne de transmission peut être terminée d'une façon similaire (voir la fig. 9-13) si on la recourbe de façon qu'elle forme un radiateur ou *antenne*. La disposition du courant et celle du champ magnétique correspondant (en coupe trans-

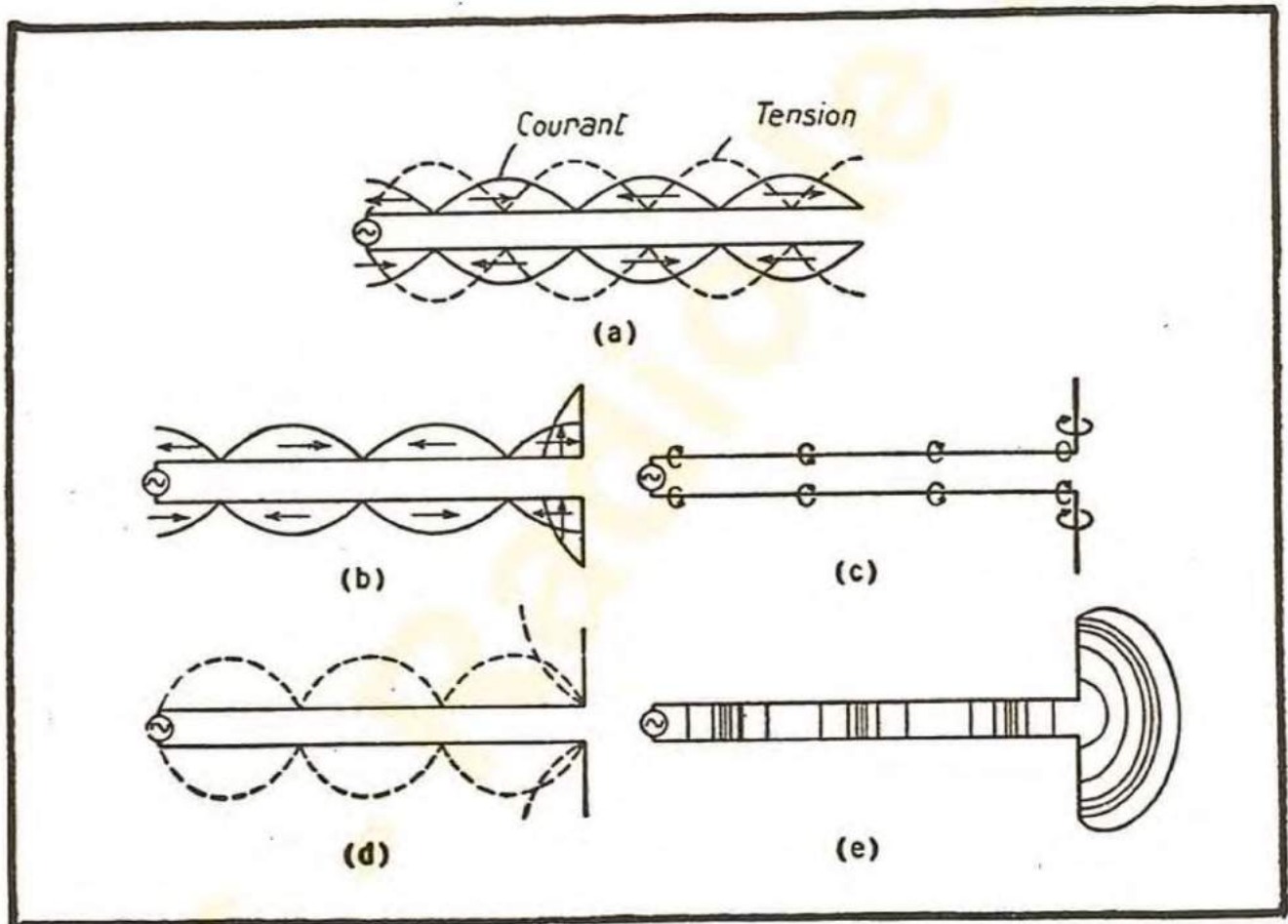


FIG. 9-13. — Extrémité d'une ligne de transmission ouverte de façon à améliorer le rayonnement. (a) Ligne non recourbée. (b) Ligne recourbée, avec indication de la distribution du courant. (c) Champ magnétique correspondant. (d) Distribution de la tension. (e) Champ électrique correspondant.

versale) sont représentées sur les figures 9-13 b et 9-13 c ; la distribution de la tension et celle du champ électrique correspondant sont indiquées sur les figures 9-13 d et 9-13 e. Comme dans le cas du cornet acoustique, la présence d'une antenne à l'extrémité d'une ligne augmente l'énergie rayonnée et cette énergie supplémentaire doit être fournie par le générateur. Là encore l'antenne se comporte comme un adaptateur d'impédance, destiné à coupler correctement le générateur avec sa charge qui est l'espace environnant.



## Dimensions de l'antenne.

Pour être efficace, une antenne doit avoir des dimensions qui soient au moins du même ordre de grandeur que le quart de la longueur d'onde. Cela résulte clairement de la figure 9-13 *b* ; on voit que les courants dans les parties rayonnantes de la ligne (les parties recourbées formant le radiateur) sont dirigés dans le même sens. Les champs électrique et magnétique correspondants auront également le même sens et produiront des champs résultants renforcés. Ce renforcement entraîne une forte augmentation de la puissance rayonnée. Celle-ci ira en augmentant avec la longueur des brins rayonnants jusqu'à ce que ceux-ci atteignent chacun une demi-longueur d'onde. Au delà de cette longueur (fig. 9-14), il y aura, sur chaque brin, des tronçons sur lesquels le courant sera de sens opposé, ce qui aura pour effet de changer les directions dans lesquelles les puissances maxima sont rayonnées ; l'antenne devient alors directive (voir chapitre XVI). On verra plus loin que la longueur la plus avantageuse pour une antenne est la demi-longueur d'onde ; c'est celle qui est le plus couramment employée.

## Résistance de rayonnement.

Lorsqu'une ligne de transmission est court-circuitée, ou laissée ouverte à son extrémité, l'onde directe est renvoyée en arrière et il n'y a pratiquement pas de propagation d'énergie (à part celle, négligeable, servant à compenser les pertes par effet Joule). Par contre, sur une ligne aboutissant à une antenne, une partie de l'énergie est rayonnée au lieu d'être réfléchie, et cette énergie est fournie par le générateur. Vue depuis celui-ci, l'antenne se comporte donc comme une résistance qui absorbe une certaine puissance. Cette résistance, dont la valeur est telle qu'elle absorbe la même puissance que celle qui est fournie à l'antenne, porte le nom de *résistance de rayonnement* de l'antenne. La puissance absorbée par la résistance est  $I^2 R$  ; la puissance fournie à l'antenne est  $I^2 R_a$ ,  $R_a$  étant la résistance de rayonnement et  $I$  le courant au point d'alimentation.

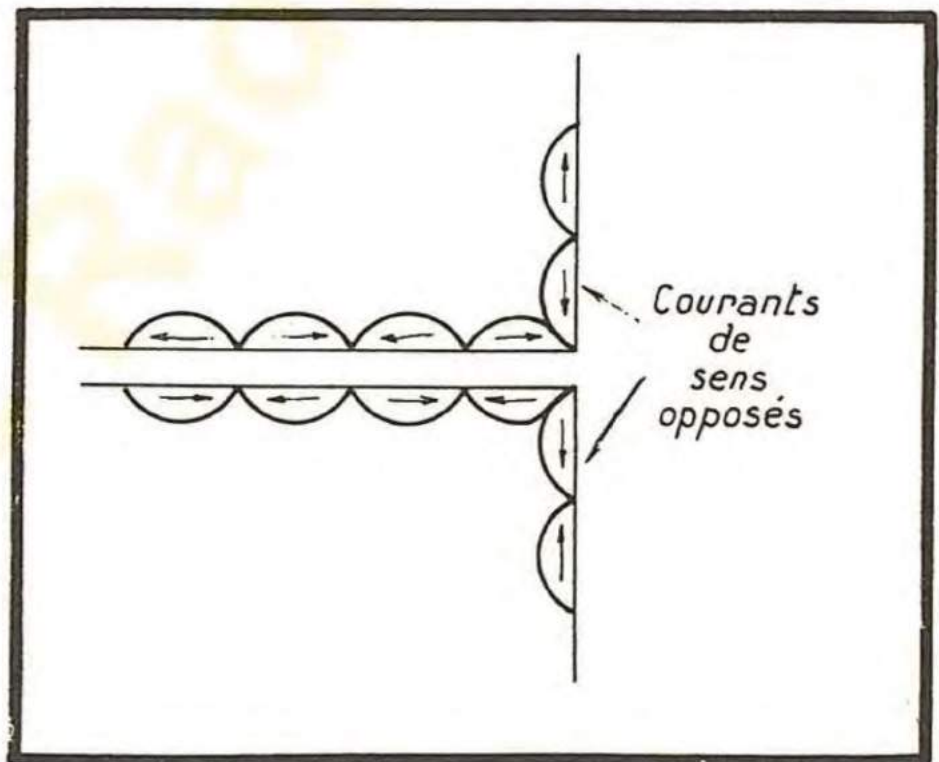


FIG. 9-14. — Antenne de longueur supérieure à une demi-longueur d'onde.

Cette résistance, dont la valeur est telle qu'elle absorbe la même puissance que celle qui est fournie à l'antenne, porte le nom de *résistance de rayonnement* de l'antenne. La puissance absorbée par la résistance est  $I^2 R$  ; la puissance fournie à l'antenne est  $I^2 R_a$ ,  $R_a$  étant la résistance de rayonnement et  $I$  le courant au point d'alimentation.



## Processus ondulatoire.

Jusqu'à présent, nous n'avons pas dit de quelle façon les ondes électro-magnétiques quittaient les fils et se propageaient dans l'espace où il n'existe pas de fils, et où il n'y a, par conséquent, ni courants, ni charges électriques. Le phénomène de la radiation est un phénomène complexe et une image simple ne peut en donner qu'une notion approchée. La figure 9-15 a donne la distribution du champ électrique autour d'une antenne, à l'instant où la tension entre ses deux moitiés atteint sa valeur maximum. Quand la tension revient au zéro, les charges sur lesquelles les lignes de forces aboutissent, s'écoulent vers le centre (c'est le courant d'antenne) et les lignes de force se contractent. Toutefois, leur mouvement vers l'extérieur et, ensuite, leur contraction, durent un

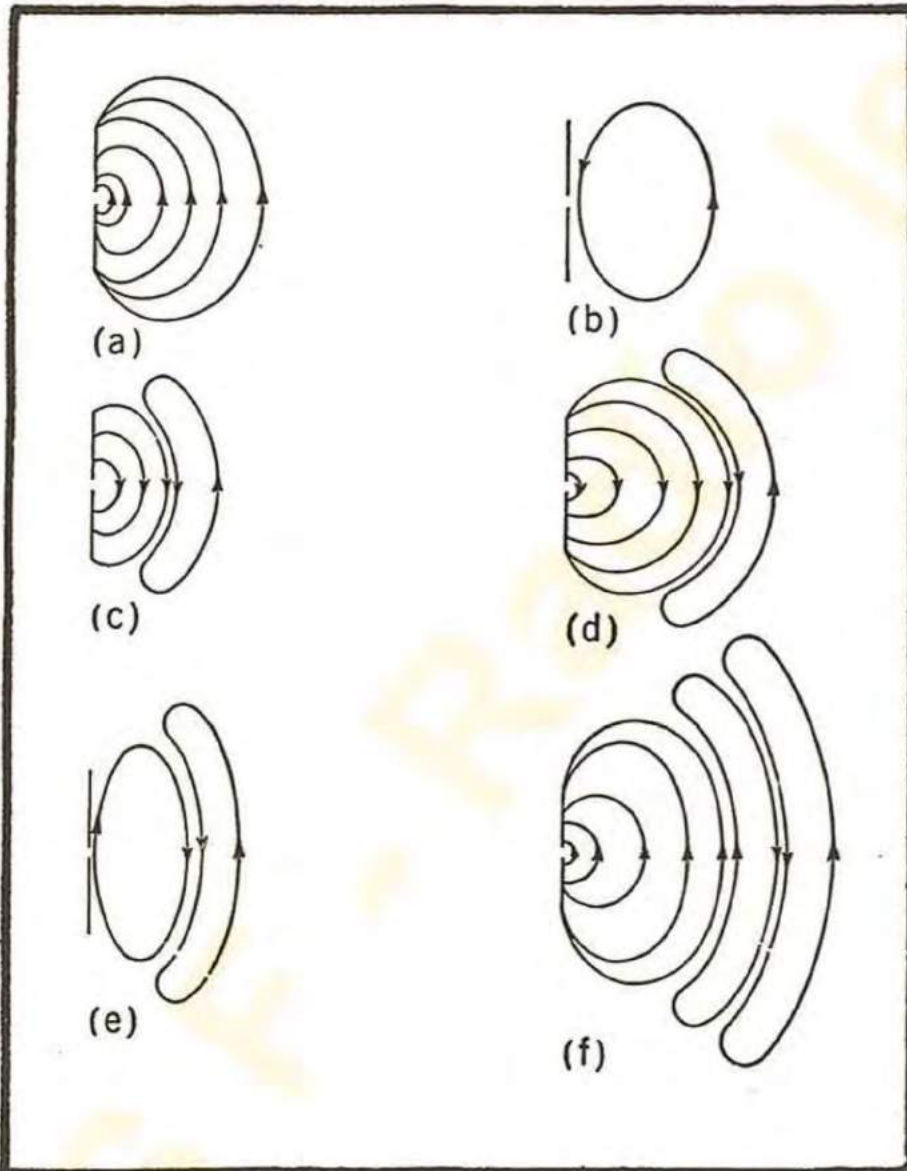


FIG. 9-15. — Distribution du champ électrique autour d'une antenne pendant les différents instants d'une période.

Perpendiculairement à ces lignes de force, et à la même vitesse qu'elles, se propagent les lignes de force du champ magnétique. Elles forment autour de l'antenne des cercles dont le diamètre croît au fur et à mesure que le champ s'éloigne vers l'extérieur.

Quand les ondes électro-magnétiques sont guidées par une ligne, il existe un champ électrique et un champ magnétique ; on considère que le premier est produit par le

certain temps (elles se déplacent à la vitesse de la lumière) ; en conséquence, lorsque les variations de la tension sur l'antenne sont rapides, celle-ci peut atteindre le zéro et commencer à croître dans la direction opposée avant que certaines lignes extérieures se soient recontractées. C'est ce qui est représenté sur la figure 9-15 b pour une ligne de force particulière. Cette ligne se détache et s'en va dans l'espace, poussée par une nouvelle série de lignes dues à la tension croissante de la seconde demi-période. Ce processus se répète et engendre un cortège des lignes de forces fermées, se propageant dans l'espace à la vitesse de la lumière.



courant (les charges mobiles). Mais, à son tour, le champ magnétique mobile engendre une tension qui correspond au champ électrique.

Maxwell a démontré que l'intermédiaire constitué par les charges et les courants n'étaient pas nécessaire, et qu'un *champ électrique variable est équivalent à un courant*. Ce courant, qu'il a appelé courant de déplacement, peut donc produire directement un champ magnétique. De même, un champ magnétique variable engendre toujours un champ électrique.

C'est de cette façon que s'explique la propagation du champ électro-magnétique dans les régions où il n'existe pas de conducteurs.

### Orientation des champs électrique et magnétique.

Il résulte de ce qui précède que le champ électrique en un point éloigné de l'antenne est normal à la droite qui joint ce point à l'antenne ; de plus, ce champ est situé dans le plan formé par cette droite et l'antenne. C'est ce qu'on voit sur la figure 9-16, où le plan indiqué se confond avec celui de la figure. La direction du champ magnétique est perpendiculaire à ce plan et, partant, perpendiculaire aussi au champ électrique. Les intensités des deux champs sont inversement proportionnelles à la distance de l'antenne  $r$ .

D'autre part, le champ est plus intense dans les directions perpendiculaires à l'antenne, telles que  $OA$ , que dans les directions formant avec l'antenne un angle  $\theta$  plus faible (telles que  $OP$ ). On exprime cette relation en disant que le champ est proportionnel à  $\sin \theta$ . Pour  $\theta = 0$  le champ est nul. Cette relation n'est d'ailleurs exacte que pour les antennes courtes, dont la longueur est nettement inférieure à la longueur d'onde. Au delà de cette longueur les antennes deviennent *directives*, et rayonnent plus d'énergie dans certaines directions que dans certaines autres.

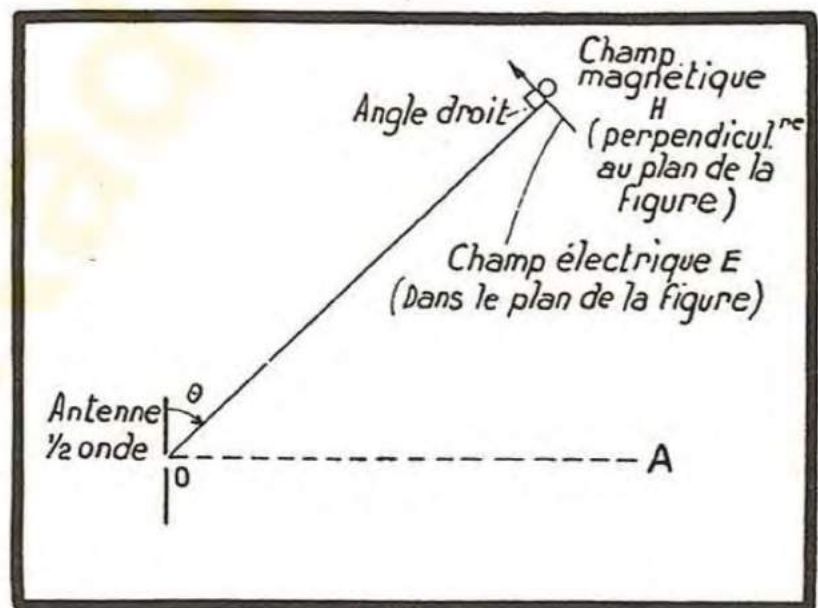


FIG. 9-16. — Orientation du champ électrique autour d'une antenne.

### Antenne de réception.

Si nous substituons à l'émetteur, placé à l'extrémité de la ligne de transmission de la figure 9-13, un appareil récepteur, l'aérien devient une antenne de réception (fig. 9-17). Quand une onde électro-magnétique, venant d'un émetteur éloigné, atteint cette antenne, le champ électrique y induit une certaine force électro-motrice qui varie à



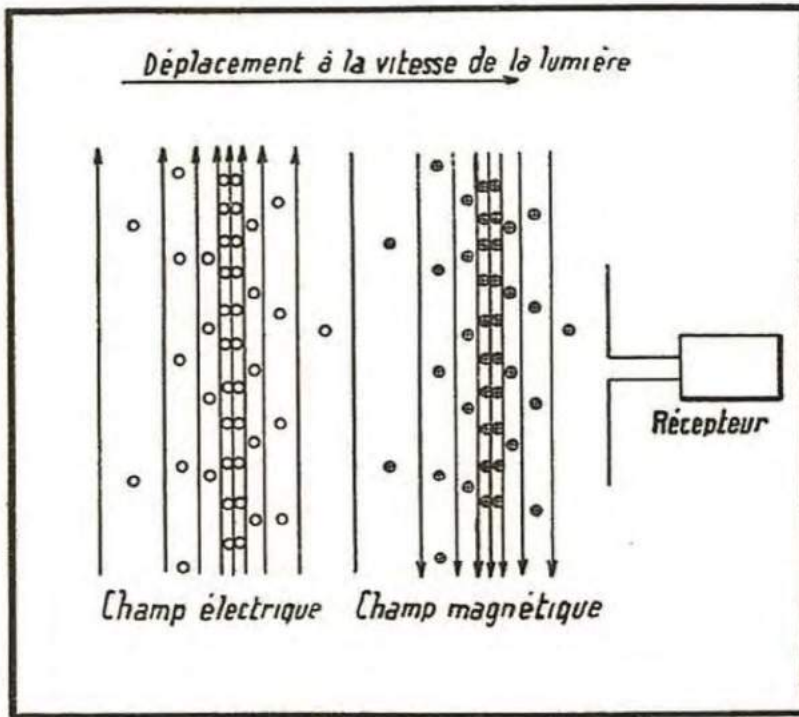


FIG. 9-17. — Comment une onde électromagnétique agit sur une antenne de réception.

la même fréquence que celle de l'antenne d'émission. On peut dire également que ce sont les lignes de force magnétiques autour de l'antenne qui y engendrent la force électro-motrice captée. Les deux explications sont exactes et conduisent aux mêmes résultats. Toutefois, lorsqu'on calcule la force électro-motrice induite dans l'antenne, il convient de considérer qu'elle est engendrée par le champ électrique ou par le champ magnétique, mais non par les deux ensemble, puisque chacun ne constitue qu'une vue différente du même phénomène.

### Questions et problèmes de récapitulation.

1. — Donner les définitions de la fréquence, de la longueur d'onde, de la vitesse de propagation et de la différence de phase d'un mouvement périodique ondulatoire. Définir les nœuds et les ventres, les ondes transversales et longitudinales.

2. — Calculer la longueur d'onde (a) d'une onde sonore de 1 000 p/s ; (b) d'une onde électrique de 1 000 p/s.

Réponse : (a) 34,4 cm ; (b) 300 km.

3. — Expliquer en quoi une onde stationnaire diffère d'une onde progressive.

4. — Comment varie la tension (mesurée au moyen d'un voltmètre) le long d'une ligne, supposée sans atténuation, et qui est le siège (a) d'une onde progressive ; (b) d'une onde stationnaire ?

5. — Déterminer la résultante des deux ondes dont l'amplitude est  $A$ , et qui ont déphasées de  $60^\circ$  ; (a) en ajoutant les valeurs instantanées point par point ; (b) par une addition vectorielle. Répéter ces opérations pour les déphasages de  $90^\circ$ ,  $120^\circ$ ,  $180^\circ$  et  $270^\circ$ .

6. — La figure 9-5 représente une onde réfléchie sans changement de phase au point de réflexion. Cela peut être une onde de tension, réfléchie à l'extrémité ouverte ou une onde de courant, réfléchie par l'extrémité court-circuitée d'une ligne. Tracer une figure identique à celle de la figure 9-5 mais avec un changement de phase de  $180^\circ$  au point de réflexion. Cette figure représenterait une onde de tension renvoyée par l'extrémité court-circuitée ou une onde de courant renvoyée par l'extrémité ouverte d'une ligne.

7. — Donner la définition de la résistance de rayonnement d'une antenne.

8. — Peut-on espérer qu'une antenne de réception horizontale capte un champ appréciable lorsque l'antenne de l'émission est verticale ? Expliquer la réponse en considérant l'orientation des champs, électrique et magnétique, rayonnés par une antenne d'émission verticale.



## CHAPITRE X

# TRANSMISSION DES SIGNAUX PAR RADIO

## Systèmes de radio-communications .

Un système de télécommunications a pour but de transmettre rapidement des signaux intelligibles d'un point à un autre point éloigné. Les deux principaux moyens de transmission instantanée sont (a) la téléphonie et la télégraphie sur fil et (b) la radio. La radio constitue, d'ailleurs, le seul moyen commode pour communiquer avec les postes mobiles, tels que ceux des avions, des bateaux ou des véhicules terrestres.

Lorsqu'une grande étendue d'eau, telle que l'Océan Atlantique, par exemple, sépare deux points fixes, entre lesquels on veut établir une liaison, la radio est, le plus souvent, le meilleur moyen d'y parvenir. Quand un programme doit être reçu en de nombreux points, comme c'est le cas en radiodiffusion, c'est encore à la radio que l'on aura recours. Cela est évidemment dû au fait que le *milieu* nécessaire à la transmission radio-électrique existe partout, et qu'aucune liaison matérielle, telle qu'un circuit ou une ligne, n'est nécessaire entre le point d'où on émet et le point où l'on reçoit.

## Radio-télégraphie .

Le signal transmis prend la forme, en radio-télégraphie, d'une suite de traits et de points. La transmission est instantanée.

## Radio-téléphonie .

Ici, c'est la voix humaine, la musique et d'autres sons qui sont transmis par les ondes radio-électriques. La transmission est instantanée également.

## Transmission d'images .

Il est possible, également, de transmettre le contenu des pages écrites ou des figures ou photographies. La page à transmettre est placée dans l'appareil émetteur et une page de papier blanc est placée dans le dispositif récepteur. La reproduction est réalisée grâce à des impulsions électriques transmises par radio.

## Télévision .

La télévision consiste à transmettre les images d'une manière instantanée et continue. Le son qui accompagne l'image peut être transmis simultanément, grâce à un canal de radio-téléphonie qui accompagne le signal de télévision.



Nous allons étudier, dans ce chapitre, les principes de la radio-télégraphie et de la radio-téléphonie.

## Rayonnement électro-magnétique des ondes B. F.

Nous avons montré, dans le chapitre précédent, que lorsqu'un courant alternatif parcourt un fil appelé antenne, les ondes électriques sont rayonnées dans toutes les directions. Si on installe à distance un dispositif permettant de détecter ces ondes, on est en présence d'un système de télécommunications.

Le système le plus simple consisterait à relier directement à l'antenne les bornes de sortie d'un amplificateur B. F., et de rayonner les ondes dont la fréquence correspond à celles des sons reçus par le microphone. Pourtant, il est impossible d'utiliser les ondes de basse fréquence pour les télécommunications sans fil. Nous avons montré, dans le chapitre précédent, que la longueur de l'antenne doit être du même ordre de grandeur que la longueur d'onde. Or, la gamme des fréquences musicales s'étend de 30 à 20 000 p/s approximativement. La plus haute fréquence B. F. utilisée dans les systèmes de radio est de 10 000 p/s ; elle correspond à une longueur d'onde de 30 000 mètres c'est-à-dire 30 kilomètres. La fréquence B. F. la plus faible est de l'ordre de 50 p/s et correspond à une longueur d'onde de 6 000 000 mètres ou 6 000 kilomètres. Or, il n'existe pas, dans la pratique, des antennes dont la hauteur dépasse de beaucoup 300 mètres. Il est donc évident que les ondes B. F. ne peuvent être rayonnées, avec une efficacité suffisante, pour être utilisées dans les communications à distance.

D'ailleurs, même s'il était possible d'imaginer des antennes suffisamment efficaces pour émettre des ondes électromagnétiques de basse fréquence, d'autres obstacles rendraient un tel système impossible.

## Modulation.

Nous avons montré, dans le chapitre IX, que les ondes électro-magnétiques sont rayonnées avec un rendement suffisant par des antennes dont les dimensions ne sont pas exagérées, lorsque la fréquence de l'excitation est suffisamment élevée. La question se pose donc de savoir si une telle radiation peut être utilisée pour la transmission des signaux.

Il est évident qu'une radiation de haute fréquence émise d'une manière continue (onde entretenue pure) ne peut contenir de signaux intelligibles. Cependant, en interrompant cette radiation à la cadence des traits et des points du code télégraphique, on peut capter les signaux ainsi formés dans un dispositif récepteur spécialement conçu à cet effet.

Si on pouvait faire varier l'amplitude de l'onde H. F. proportionnellement au courant microphonique qui correspond aux sons ou à la parole à transmettre, on arriverait à transmettre à distance ces signaux, qui sont infiniment plus complexes que les signaux télégraphiques. L'opération qui consiste à faire varier l'amplitude d'une onde entretenue pure, que ce soit dans le cas de la radio-télégraphie ou dans celui de la radio-téléphonie, porte le nom de *modulation en amplitude*. L'onde entretenue pure que l'on module s'appelle la *porteuse*.



## **Spectre des fréquences H. F. employées dans les radio-communications.**

S'il n'existait dans le monde qu'un seul émetteur et qu'un seul récepteur, le problème radio-électrique serait d'une simplicité extrême. Or, il existe des milliers d'émetteurs qui fonctionnent simultanément et utilisent tous le même milieu de propagation. Dès lors, un récepteur doit pouvoir choisir l'émission particulière que l'on désire recevoir. On y parvient en l'équipant de circuits résonnants ou sélectifs, qui le rendent très sensible à la fréquence désirée et presque entièrement muet sur toutes les autres fréquences.

Le spectre radio-électrique utile s'étend, à l'heure actuelle, de 10 000 périodes par seconde jusqu'à 10 000 MHz (1 000 000 périodes par seconde ou hertz = 1 000 kilohertz = 1 mégahertz, en abrégé 1 MHz).

Toute station d'émission couvre une certaine bande de ce spectre. Supposons qu'un signal modulé soit émis sur 1 000 kHz. L'effet de la modulation est d'ajouter au signal entrevenu pur des composantes situées de part et d'autre de la porteuse, ainsi que nous allons le montrer plus loin. La largeur de bande occupée par la transmission d'un message sur une fréquence porteuse donnée porte quelquefois le nom de *chenal*. La porteuse est la fréquence centrale du chenal.

Il existe, actuellement, un trop grand nombre d'émetteurs pour qu'on ait pu assigner à chacun un chenal : l'éther est extrêmement encombré. Dans certains cas, un chenal peut être utilisé par d'autres émetteurs en des régions distantes de 200 km les unes des autres ; dans d'autres il ne peut servir que pour un seul émetteur. Les chenaux de 1 230, 1 240, 1 340, 1 400, 1 450 et 1 490 kHz ont été employés aux États-Unis pour des émetteurs de radio-diffusion de faible puissance, desservant un centre urbain et son voisinage immédiat. Des stations éloignées de 150 à 200 km émettent sur la même fréquence sans gêne réciproque, étant donnée leur faible puissance. Par contre, les stations de télégraphie inter-continentale, ainsi que les grands émetteurs de radio-diffusion mondiale nécessitent l'emploi exclusif d'un chenal.

Nous verrons au chapitre XV que les propriétés de propagation des différentes bandes de fréquences varient énormément. Fort heureusement, toutes les fréquences peuvent être employées pour les différentes catégories d'émissions.

Étant donné l'extrême encombrement du spectre radio-électrique, un emploi rationnel des différentes bandes s'impose. Leur largeur totale n'est pas suffisante pour tous les usages qui se développent aujourd'hui, et on est obligé d'allouer les fréquences suivant l'ordre d'importance des utilisateurs.

## **Répartition des fréquences.**

Par un accord international, le spectre radio-électrique a été délimité suivant les catégories des services. La partie du spectre comprise entre 550 et 1 600 kHz constitue la bande de radio-diffusion des différents pays. Les chenaux pouvant servir à la transmission à grande distance ont été répartis de façon que les émetteurs de radio-diffusion mondiale disposent chacun d'un chenal.

Chaque pays réglemente l'utilisation des fréquences qui lui ont été allouées. Mais



à côté de la réglementation nationale, il est utile souvent que plusieurs pays limitrophes établissent des accords complémentaires, concernant les problèmes qui résultent de leur position géographique réciproque.

Pour ne citer qu'un exemple, un accord a été conclu entre le Canada, le Mexique, le Cuba, les États-Unis, etc., pour régler certaines modalités d'emploi des fréquences de radio-diffusion de ces pays. Sans cet accord, de nombreuses interférences, dues à la proximité des émetteurs appartenant à des pays différents, seraient inévitables.

Grâce à l'ensemble des réglementations existantes, des milliers d'émetteurs fonctionnent dans le monde entier et utilisent un spectre de fréquences, qui, si l'on considère leur nombre, est relativement exigü.

## Liaison radio-électrique.

Les trois éléments principaux d'une liaison radio-électrique sont : la station d'émission, le milieu de propagation et la station de réception. La figure 10-1 en donne le

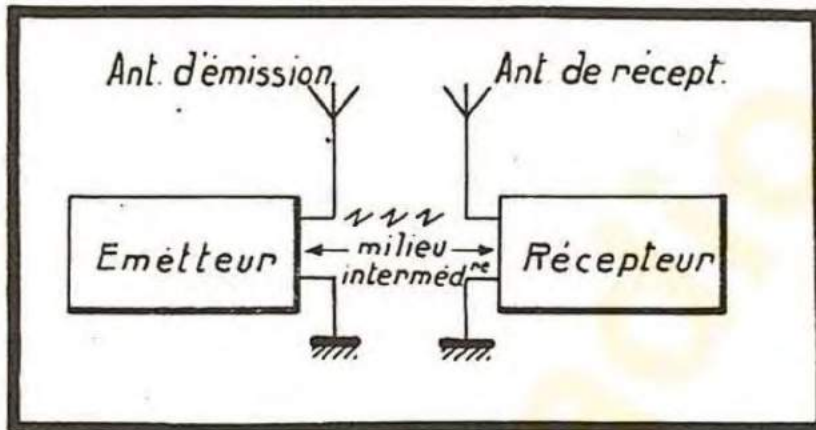


FIG. 10-1. — Liaison radio-électrique.

schéma synoptique. La station d'émission comporte l'émetteur, qui crée et module l'onde porteuse, et l'antenne, qui la rayonne dans l'espace. L'espace, appelé quelquefois l'éther, constitue le milieu où se propage la radiation électro-magnétique. La station de réception consiste essentiellement en une antenne suivie d'un récepteur. Le rôle

du récepteur est de transformer le courant radio-électrique, capté par l'antenne, en signal intelligible.

## Liaison de radio-téléphonie.

L'émetteur et le récepteur de radio-téléphonie sont représentés synoptiquement sur les figures 10-2 et 10-3.

### Émetteur.

L'émetteur comporte essentiellement une partie H. F. et une partie B. F. La partie H. F. crée de l'énergie sur la fréquence porteuse et la porte jusqu'au niveau exigé à la sortie, grâce à une série d'étages d'amplification. On voit sur la figure 10-2 un quartz, un maître-oscillateur à quartz et deux étages amplificateurs H. F. On obtient à la sortie une onde entretenue pure.

La modulation de cette onde est réalisée grâce à l'amplificateur B. F. qui porte le courant microphonique au niveau nécessaire pour moduler la puissance de sortie de l'émetteur. Cet amplificateur B. F. porte le nom de *modulateur*.

L'onde porteuse modulée est envoyée dans l'antenne qui la transforme en rayon-



nement électro-magnétique. La liaison entre l'émetteur et l'antenne est réalisée au moyen d'une ligne de transmission H. F., dont la longueur atteint quelquefois plusieurs centaines de mètres. Une cellule d'adaptation est insérée à la base de l'antenne.

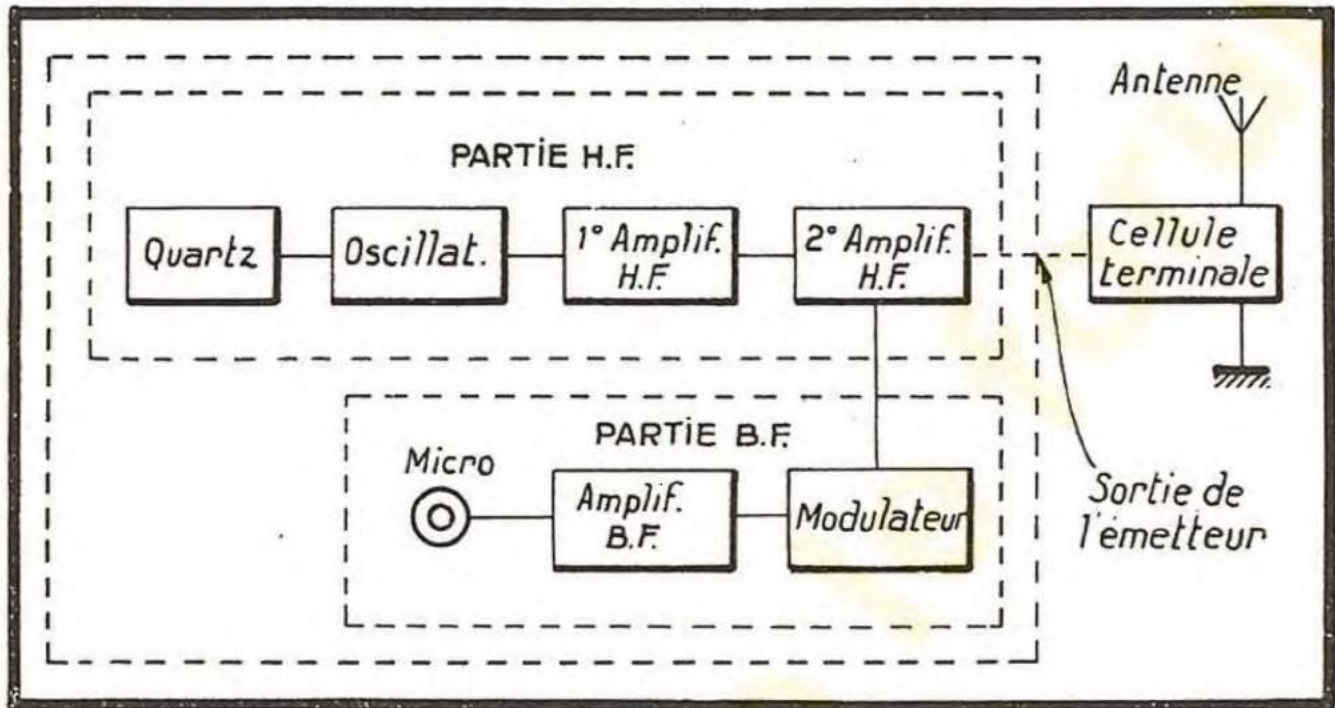


FIG. 10-2. — Émetteur de radio-téléphonie.

## Milieu électro-magnétique.

Le comportement des ondes électro-magnétiques est actuellement bien connu. Le milieu qui sert de support à leur propagation l'est beaucoup moins, et c'est l'étude des propriétés de propagation des ondes qui contribue à son exploration. Nous allons traiter ces questions en détail dans les chapitres IX et XV.

## Récepteur.

Nous voyons sur la figure 10-3 que le premier élément important d'un récepteur (après l'antenne) est le circuit sélectif d'entrée. Si ce circuit n'existait pas, le récepteur capterait un grand nombre d'émissions qui interféreraient avec le signal désiré. C'est sur ce signal que le circuit sélectif est accordé, et il ne laisse passer que lui. Un détecteur démodule le signal radio-électrique (qui a été amplifié au préalable) et le transforme en signal de basse fréquence représentant la parole ou la musique transmise. Une série d'étages d'amplification H. F. sont insérés entre circuit sélectif et le détecteur ; ils sont destinés à accroître la sensibilité du récepteur.

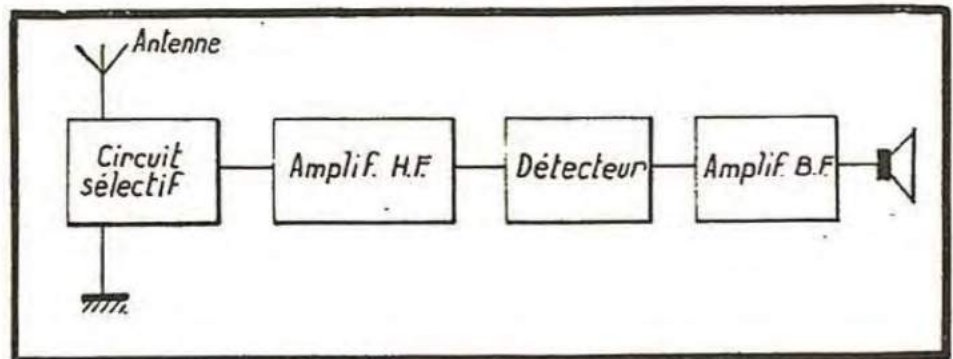


FIG. 10-3. — Récepteur radio.

Une série d'étages d'amplification H. F. sont insérés entre circuit sélectif et le détecteur ; ils sont destinés à accroître la sensibilité du récepteur.

Sur la figure 10-3 le circuit sélectif est représenté à l'entrée du récepteur. Dans la



pratique, il existe généralement une série de circuits accordés entre l'antenne et le premier étage et entre les différents étages H. F. jusqu'au détecteur ; c'est l'ensemble de ces circuits qui constitue le circuit sélectif représenté comme un seul élément sur la figure 10-3. Un casque écouteur est branché quelquefois à la sortie du détecteur. Mais si on veut écouter à l'aide d'un haut-parleur, une amplification B. F. est indispensable (voir fig. 10-3). La plupart des récepteurs comportent un ou plusieurs étages d'amplification B. F., même s'ils ne reçoivent que sur casque écouteur.

Il existe deux types principaux de récepteurs, le récepteur à amplification directe et le récepteur superhétérodyne. Celui de la figure 10-3 est à amplification directe et utilise la détection linéaire.

### Récepteur superhétérodyne.

Ce type de récepteur assure une sensibilité et une sélectivité meilleures que le type à amplification directe. La figure 10-4 a, donne le schéma synoptique d'un récepteur

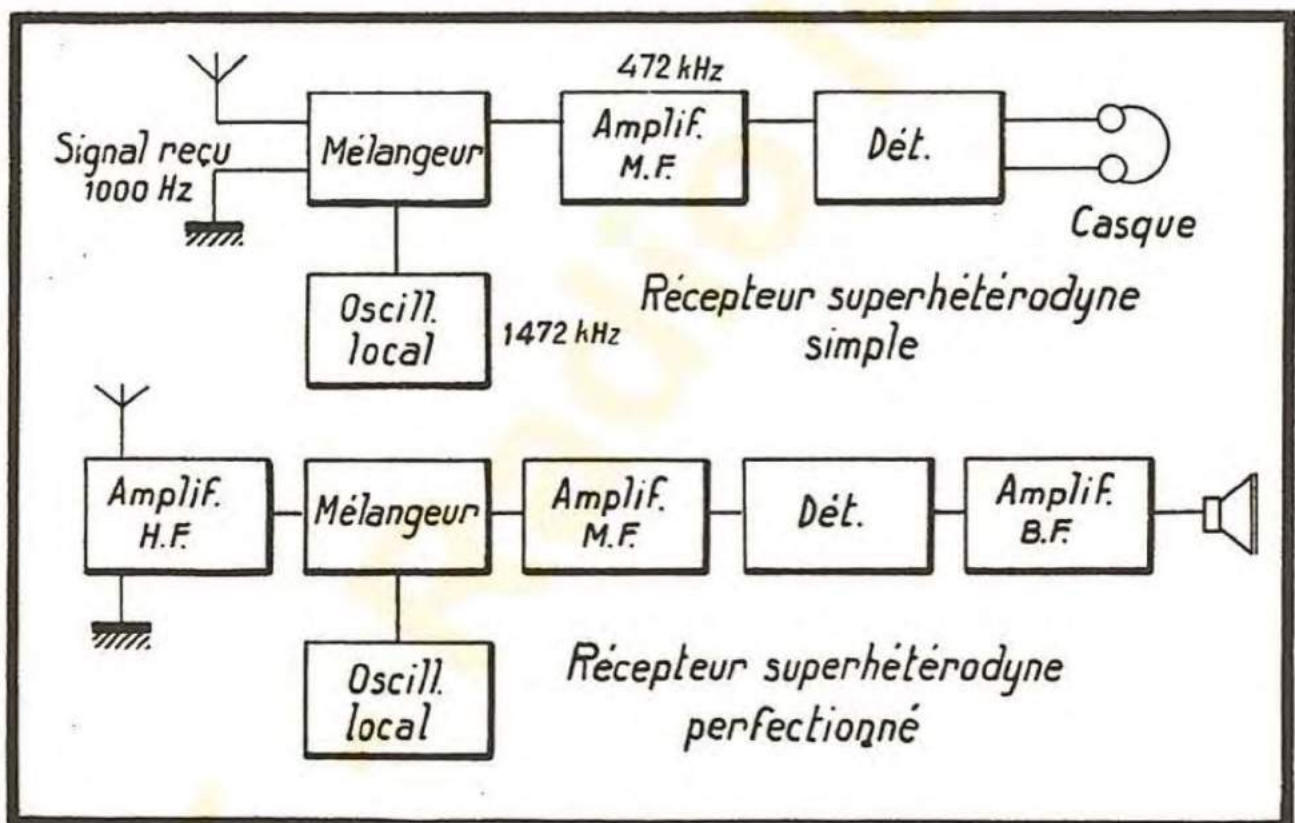


FIG. 10-4. — Récepteur superhétérodyne.

superhétérodyne simple. Le signal est appliqué à l'étage *mélangeur*. Supposons que la fréquence du signal soit de 1 000 kHz. L'*oscillateur local* est réglé de façon à fournir une oscillation sur une fréquence choisie, telle que 1 455 kHz par exemple. Les deux signaux mélangés produisent un nouveau signal sur la fréquence de 455 kHz appelée *moyenne fréquence*. Le signal de moyenne fréquence est ensuite amplifié et détecté comme dans un récepteur à amplification directe.

La figure 10-4 b montre le schéma d'un récepteur superhétérodyne plus sensible ; un étage d'amplification H. F. y précède, en effet, l'étage *mélangeur*. Une autre fonction importante de cet étage H. F. sera expliquée au chapitre XIII.

Le récepteur superhétérodyne est employé presque exclusivement à l'heure actuelle.



## Radio-télégraphie .

Il existe deux systèmes de radio-télégraphie ; ce sont la radio-télégraphie entretenue et la radio-télégraphie modulée.

### Radio-télégraphie entretenue .

L'onde porteuse pure peut être entrecoupée de façon à former une série de traits et de points émis à la cadence du code télégraphique ; la figure 10-5 indique une onde ainsi entre-coupée. Une

clé de manipulation permet d'interrompre et de remettre en fonctionnement la porteuse. Ainsi, par exemple, si la clé reste baissée pendant une fraction de seconde (fig. 10-5), reste ouverte ensuite pendant une fraction de seconde et est ensuite baissée pendant un temps trois fois plus long, ces deux groupes de signaux radio-électriques seront interprétés par un dispositif récepteur comme étant un point et un trait.

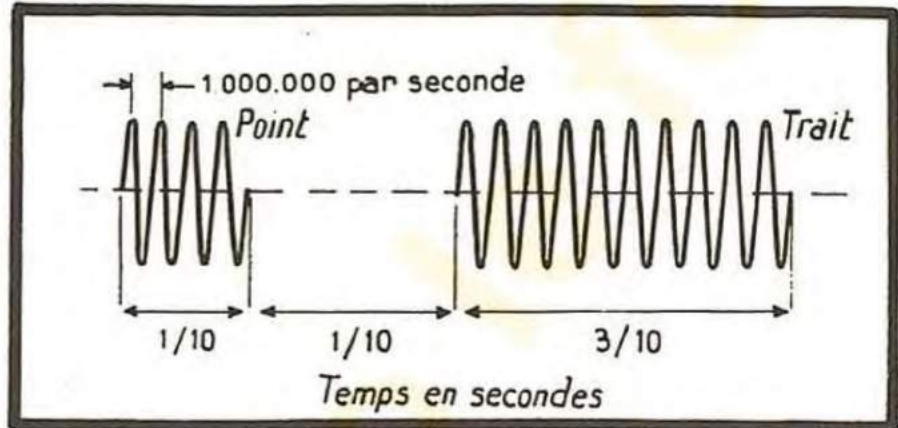


FIG. 10-5. — Télégraphie entretenue (les ondes sont de forme sinusoïdale et n'ont été représentées par des lignes brisées que pour la commodité du dessin).

Supposons que la fréquence de la porteuse soit de 1 000 kHz. Les impulsions reçues seront de 1 000 kHz, et cette fréquence est très au delà de la gamme audible. C'est pourquoi le récepteur de télégraphie entretenue comporte un oscillateur local qui, ajusté à 1 001 kHz, produit dans le récepteur deux nouvelles ondes, l'une qui est la somme des précédentes et l'autre qui en est la différence. Cette dernière, étant sur 1 000 cycles ( $1\,001 - 1\,000 = 1$  kHz), produit un son audible dans le casque ou dans le haut-parleur.

### Radio-télégraphie modulée .

Dans ce système, la porteuse est modulée à une fréquence audible fixe que le récepteur envoie, après détection, dans le casque ou dans le haut-parleur.

### Onde modulée en amplitude .

La figure 10-6 a représente une onde entretenue pure de haute fréquence ; la figure 10-6 b montre une onde audible dont la fréquence est faible par rapport à celle de l'onde H. F. de la figure 10-6 a. L'onde B. F. peut être superposée à l'onde H. F. de telle manière qu'elle donne à l'amplitude de l'onde H. F. exactement sa propre forme. Le résultat de l'opération serait l'onde modulée en amplitude de la figure 10-6 c. Les courbes en trait gras (figure 10-6 c) forment ce qu'on appelle l'enveloppe de modu-



lation ; elles sont la réplique exacte de l'onde modulatrice, quelque compliqué que soit le contour de celle-ci.

En radio-téléphonie, l'enveloppe de modulation est bien plus complexe que dans le cas où une seule fréquence module l'émetteur. La figure 10-7 représente l'aspect d'une telle enveloppe pendant un court intervalle de temps.

## Fréquences latérales.

L'analyse des circuits électriques est basée sur celle des ondes sinusoïdales simples,

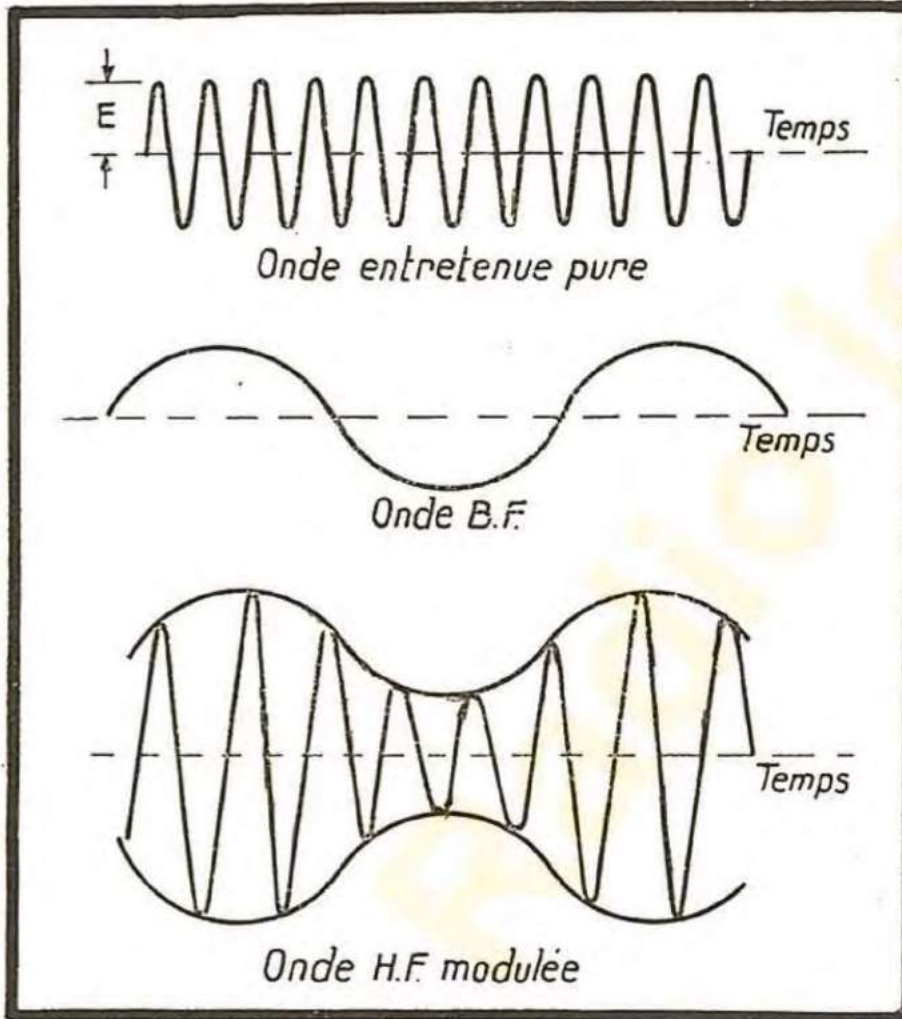


FIG. 10-6. — Onde radio-électrique modulée.

auxquelles l'onde modulée de la figure 10-6 ne peut évidemment pas être assimilée. Mais on peut montrer, par la théorie aussi bien que par l'expérience, que cette onde contient en réalité trois fréquences, qui sont :

$f_0$  (appelée fréquence porteuse) ;

$f_0 - f_1$  (appelée fréquence latérale inférieure) ;

$f_0 + f_1$  (appelée fréquence latérale supérieure) ;

$f_1$  étant la fréquence de modulation. Si on a, par exemple :

$f_0 = 1\,000$  kHz et  $f_1 = 1\,000$  périodes, la fréquence porteuse sera de 1 000 kHz, et les fréquences latérales inférieure et supérieure seront respectivement

999 et 1 001 kHz. La figure 10-8 représente le spectre de fréquences d'une telle onde.

## Bandes latérales.

Si le signal de modulation comporte plusieurs composantes de fréquences différentes, chaque composante aura ses fréquences latérales. Toutes les fréquences latérales inférieures

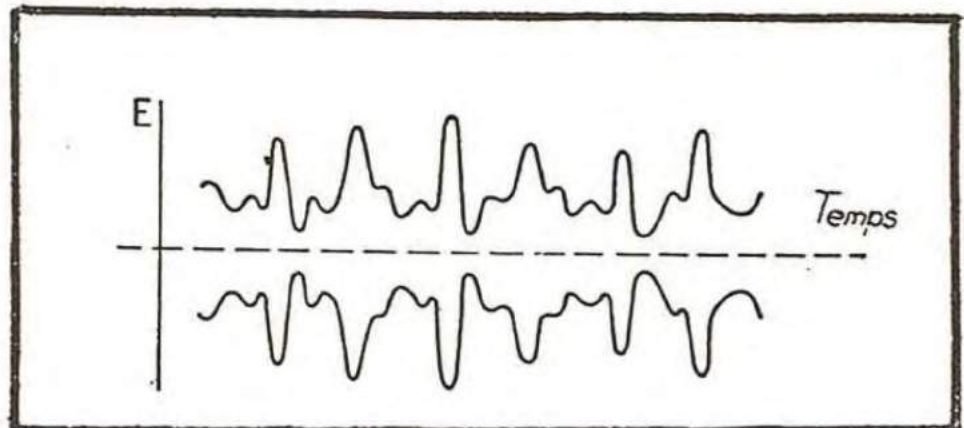


FIG. 10-7. — Enveloppe d'un signal radio-électrique modulé (observée pendant un bref intervalle de temps).



forment ce qu'on appelle la *bande latérale inférieure*, les fréquences latérales supérieures formant la *bande latérale supérieure*. La largeur de chacune de ces bandes est égale à la fréquence la plus élevée du signal B. F. à transmettre. La largeur totale occupée dans le spectre par une onde modulée en amplitude est donc égale au double de la fréquence de modulation la plus élevée.

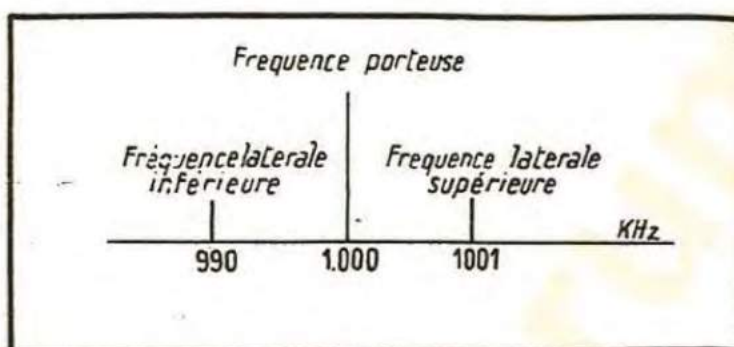


FIG. 10-8. — Fréquences latérales.

## Sélectivité du récepteur.

Pour recevoir correctement une onde modulée, le récepteur doit être sensible à toutes les fréquences composant cette onde, et rejeter les autres fréquences. La courbe en pointillé de la figure 10-9 est la courbe de réponse idéale d'un récepteur. La fréquence porteuse est de 1 400 kHz, et la fréquence de modulation de 5 000 p. s. L'amplification est uniforme de 1 395 à 1 405 kHz, et elle est nulle au delà de ces limites. Dans la pratique, on est loin de pouvoir réaliser une telle courbe de réponse.

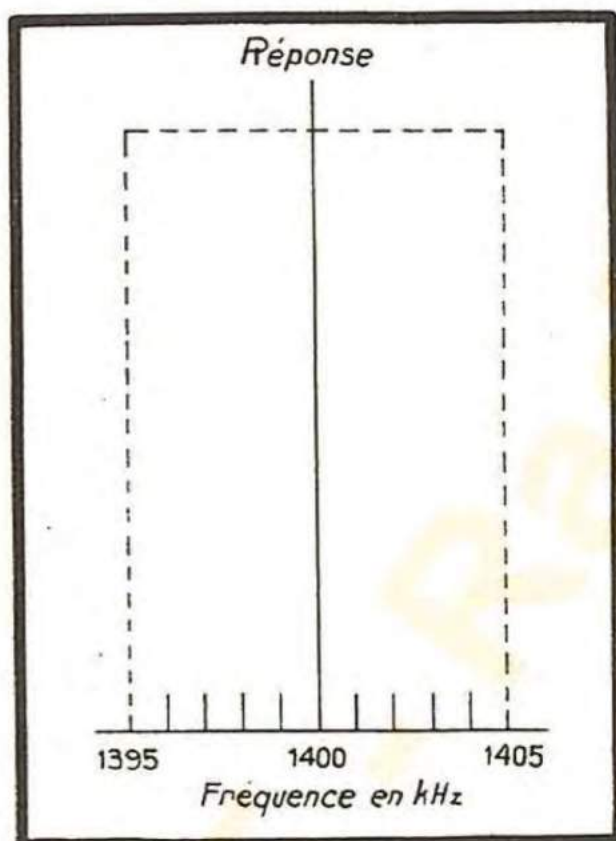


FIG. 10-9. — Courbe de résonance idéale d'un récepteur.

La figure 10-10 *a*, montre la courbe de réponse normale d'un récepteur à amplification directe. La figure 10-10 *b* représente cette courbe pour un récepteur superhétérodyne. En reprenant l'exemple numérique ci-dessus, la courbe de réponse idéale est donnée par la courbe 10-10 *c* (en pointillé). On voit que ni la courbe 10-10 *a*, ni la courbe 10-10 *b* ne se superposent à la courbe idéale ; toutefois, la courbe 10-10 *b* du récepteur superhétérodyne s'en rapproche le plus. Ce récepteur recevra donc

le signal désiré et éliminera en grande partie tous les autres, alors que le récepteur à amplification directe sera encore très sensible sur 1 550 et sur 1 250 kHz. Ce dernier ne peut donc pas éliminer diverses interférences provoquées par les fréquences comprises entre 1 250 et 1 550 kHz. Pour le récepteur superhétérodyne, les fréquences perturbatrices seront comprises entre 1 380 et 1 420 kHz.

## Questions et problèmes de récapitulation.

1. — Dans quelles conditions une liaison radio-électrique peut-elle être utilisée avantageusement ?



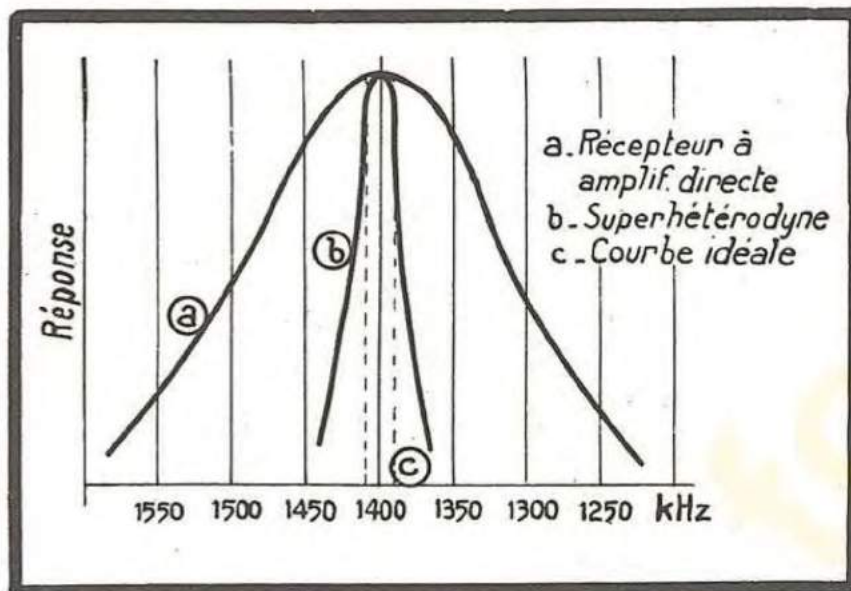


FIG. 10-10. — Courbes de résonance des récepteurs.

2. — Quels sont les quatre principaux groupes de radio-communications?
3. — Pourquoi une onde électromagnétique de basse fréquence ne peut-elle pas être utilisée dans les radio-communications?
4. — Qu'est-ce que la modulation?
5. — Nommez les trois éléments essentiels d'une liaison radio-électrique et décrivez brièvement la fonction de chacun.
6. — (a) Donnez la description d'un émetteur à modulation d'amplitude ; (b) décrivez la fonction de chacun de ses éléments constituants.
7. — Que sait-on du milieu où se propagent les ondes électro-magnétiques?
8. — Quel est le rôle d'un récepteur?
9. — (a) Désignez les principaux éléments d'un récepteur : (b) définissez le rôle de chacun d'eux.
10. — Nommez les deux types principaux de récepteurs et décrivez leur fonctionnement.
11. — Quelle est la différence entre la radio-télégraphie entretenue et la radio-télégraphie modulée?
12. — Donnez la définition des fréquences latérales.
13. — Donnez la définition des bandes latérales.
14. — Pourquoi la sélectivité est-elle une caractéristique importante des récepteurs?



# AMPLIFICATEURS H. F. DÉTECTEURS

## Amplificateurs de haute fréquence.

Les amplificateurs H. F. sont utilisés aussi bien dans les émetteurs que dans les récepteurs.

En principe, les tubes à vide assument leur fonction amplificatrice indépendamment de la fréquence du signal à amplifier. La grille du tube doit être correctement polarisée et le tube doit débiter sur une impédance de charge convenable. La figure 11-1a donne le schéma d'un amplificateur B. F. normal à liaison par résistances et capacité. La polarisation du tube T est fournie par la résistance R. Mais la tension d'excitation est appliquée à R en même temps qu'à la grille et qu'au filament ; la valeur de R doit donc être suffisamment élevée pour ne pas charger excessivement le circuit d'entrée et ne pas réduire la tension d'excitation. La résistance  $R_1$  est l'impédance de charge requise pour le bon fonctionnement du tube T. Supposons que R et  $R_1$  soient des résistances pures. Le tube fonctionne comme amplificateur dans une large gamme des fréquences.

Un tel amplificateur peut fonctionner comme amplificateur H. F. en classe A. Il est évident qu'un tel montage ne sera pas sélectif ; d'autre part, les capacités parasites en réduiront considérablement le gain d'amplification.

Nous avons montré au chapitre III qu'un circuit anti-résonnant présente une impédance élevée sur sa fréquence d'accord et que son impédance décroît rapidement

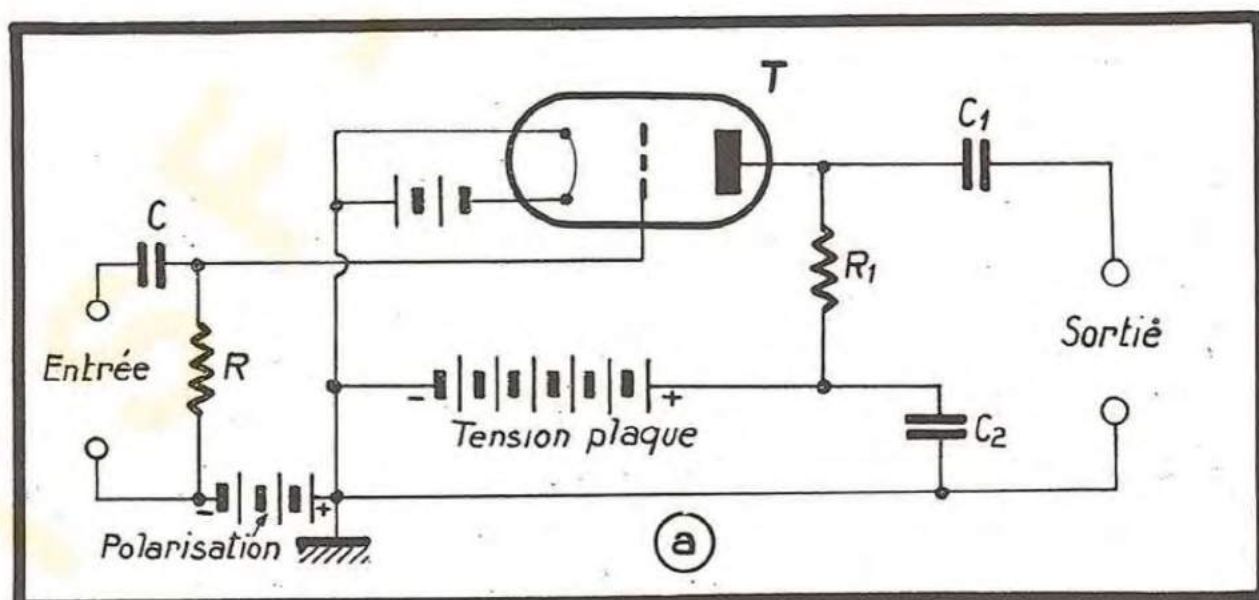


FIG. 11-1a. — Amplificateur à liaison par résistances.



de part et d'autre de cette fréquence. La figure 11-1b montre un tel circuit substitué à la résistance de charge  $R_1$  de la figure 11-1a.

La self et la capacité  $C_3$ , qui forment le circuit antirésonnant, peuvent être choisies de façon à rendre l'impédance entre les points  $a$  et  $b$  très élevée pour n'importe quelle fréquence radio-électrique. L'amplificateur fonctionnera donc correctement sur la fréquence de résonance ; son amplification tombera brusquement de part et d'autre de la résonance, étant donné que l'impédance du circuit oscillant décroît rapidement de chaque côté de cette fréquence. Ainsi, le montage est rendu sélectif en remplaçant la résistance  $R_1$  de la figure 11-1a par un circuit oscillant parallèle.

L'emploi de ce circuit comme impédance de charge joue un grand rôle dans la technique des émetteurs. La résistance  $R_1$  de la figure 11-1a dissipe une certaine puissance, et si cela n'a pas d'importance dans les récepteurs, où les puissances mises en jeu sont très faibles, il n'en est pas de même dans les émetteurs. Les puissances relativement élevées, qui interviennent dans les étages d'amplification des émetteurs, obligent à en étudier soigneusement le rendement. Le circuit résonnant parallèle évite

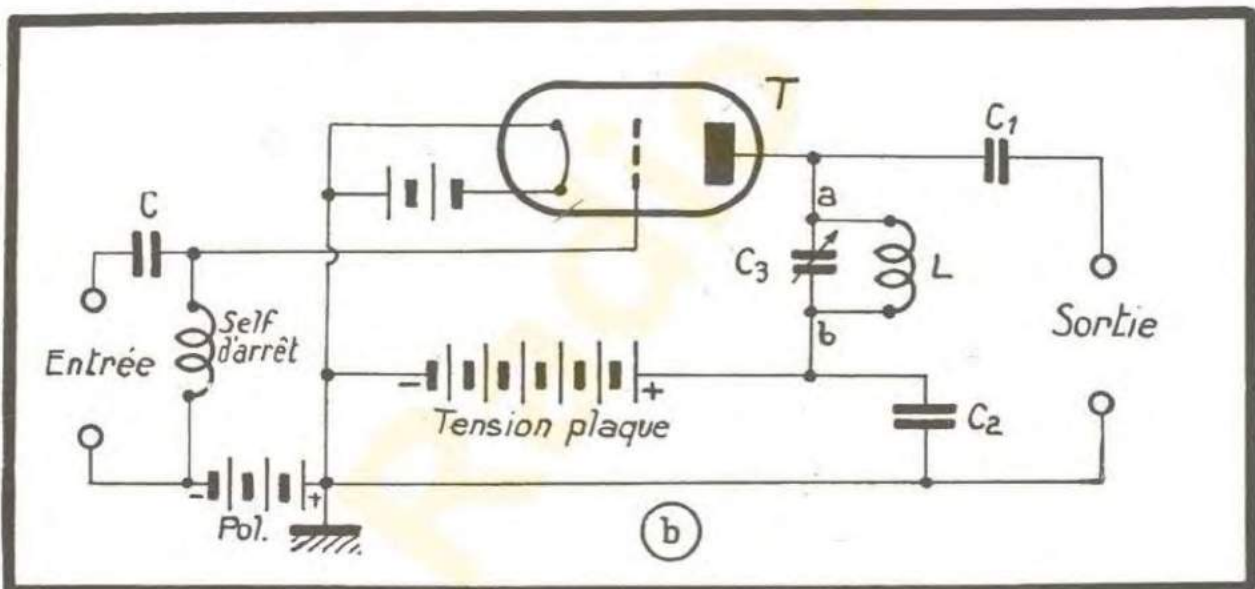


Fig. 11-1b. — Amplificateur à liaison par circuit oscillant.

une perte de puissance et permet d'utiliser une tension anodique moins élevée, car la seule chute de tension est due à la résistance de la self  $L$  (figure 11-1b), et cette résistance est évidemment très faible devant la résistance  $R_1$  de la figure 11-1a.

La self d'arrêt de grille que l'on voit sur la figure 11-1b est une self présentant une impédance élevée en haute fréquence. Son emploi s'impose, car une résistance (telle que la résistance  $R$  de la figure 11-1a) utilisée comme résistance de grille d'un étage d'émission absorberait une puissance appréciable.

En conclusion, un étage d'amplification B. F., en classe A, à liaison par résistances et capacité, diffère d'un étage amplificateur H. F. par le fait que ce dernier utilise un circuit résonnant parallèle pour la liaison. D'autre part, la résistance de grille est remplacée par une self d'arrêt ; toutefois, dans les amplificateurs de faible puissance, la résistance de grille est quelquefois conservée.



## Liaison par circuit oscillant dans les amplificateurs H. F.

Dans les récepteurs, les circuits résonnants agissent surtout comme circuits sélectifs. Mais un circuit résonnant est un excellent adaptateur d'impédance ; son impédance peut être réglée à la valeur désirée. C'est un fait important dans le cas des émetteurs, où l'impédance de charge doit être réglée à sa valeur optimum, nécessaire pour assurer à l'étage le meilleur rendement.

La figure 11-2 *a* montre un circuit résonnant comportant une capacité  $C$  en parallèle avec une self  $L$  (en série avec une résistance  $R$ ).

**Fréquence de résonance.** — L'impédance  $Z$ , vue des bornes X-X, est une résistance pure quand le circuit est à la résonance. Le circuit représenté sur la figure 11-2 *a* est établi pour résonner sur 1 000 kHz. Donc, sur 1 000 kHz, quand  $R$  est nul,  $Z$  est infini ; quand  $R$  est égal à 10 ohms,  $Z$  est égal à 10 000 ohms ; quand  $R$  est égal à 100 ohms,  $Z$  est égal à 1 060 ohms.  $R$  peut donc être choisi de façon à donner à  $Z$  la valeur égale à l'impédance de charge correcte de l'amplificateur. Ce choix constitue l'adaptation des impédances ; ainsi par exemple, l'impédance de 10 ohms est adaptée à l'impédance de 10 000 ohms. L'emploi des circuits oscillants pour l'adaptation des impédances a été discuté plus en détail au chapitre III.

Un circuit oscillant peut être ajusté de façon à présenter l'impédance correcte sur la fréquence porteuse. Mais en radio-téléphonie, l'amplificateur doit transmettre correctement les bandes latérales.

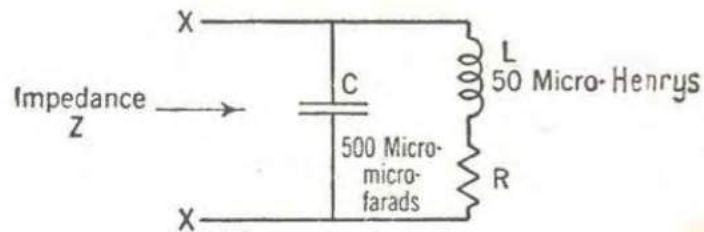
Considérons la figure 11-2 *a* et supposons que le circuit soit à la résonance successivement pour  $R = 0$ ,  $R = 10$  et  $R = 100$  ohms. On supposera également que le condensateur  $C$  n'introduit pas de pertes, ce qui est exact pour un condensateur bien construit, jusqu'aux fréquences très élevées ; et que  $L$  est une self pure et ne comporte pas de composante ohmique, ce qui n'est vrai qu'approximativement, à cause de la résistance du fil. On peut tracer la courbe de l'impédance  $Z$ , en fonction de la fréquence, pour les trois valeurs de  $R$  ci-dessus (fig. 11-2 *b*).

Un circuit oscillant, tel que celui de la figure 11-2 *a*, ne constitue une résistance pure que sur la fréquence de résonance. Sur les autres fréquences, l'impédance  $Z$  est en partie réactive.

La courbe A montre que pour  $R = 0$ , l'impédance  $Z$  tend vers l'infini pour la fréquence d'accord de 1000 kHz. La courbe B (pour  $R = 10$  ohms) montre que l'impédance varie un peu dans la bande qui s'étend de 990 à 1 010 kHz et qui est la bande normale à transmettre, quand la fréquence de modulation la plus élevée est de 10 000 cycles. Moyennant certaines précautions, cette variation n'empêche pas un amplificateur H. F. de fonctionner correctement. La courbe C ( $R = 100$  ohms) indique que l'impédance  $Z$  est pratiquement constante entre 990 et 1 010 kHz. Mais sa valeur est aussi extrêmement faible. Ainsi donc, lorsqu'on tente de rendre la courbe de variation de  $Z$  très uniforme, la valeur de  $Z$  à la résonance devient trop faible pour pouvoir être utilisée dans un étage d'amplification.

**Suppression des harmoniques.** — Les tubes à vide produisent des harmoniques qui sont rayonnées par l'antenne, si l'on ne prend pas les précautions néces-



(a) *Circuit résonnant parallèle*

Courbe A -  $R = 0$   
 B -  $R = 10 \Omega$   
 C -  $R = 100 \Omega$

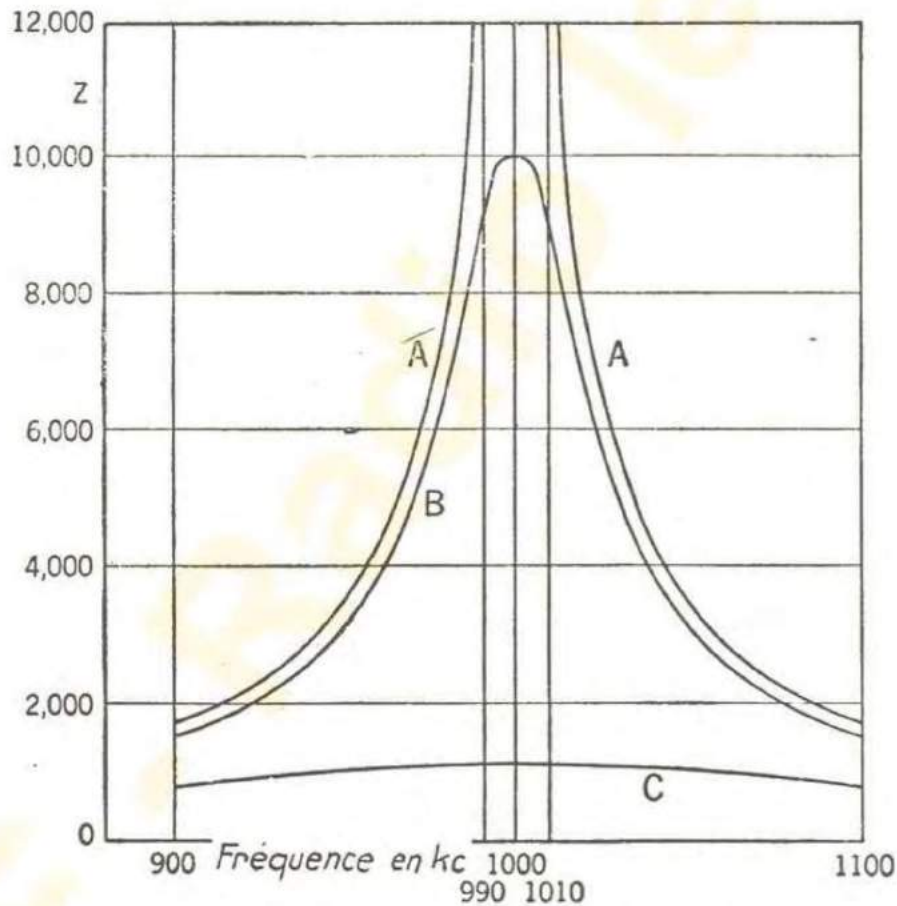
(b) *Impédance en fonction de la Fréquence du circuit parallèle.*

FIG. 11-2. — Impédance d'un circuit parallèle.

saires pour les supprimer. La deuxième harmonique de 1 000 kHz est sur 2 000 kHz, la troisième sur 3 000 kHz, etc... Les courbes de la figure 11-2 b indiquent que Z est très faible sur 2 000 kHz. Les harmoniques ne seront pas transmises, car sur leurs fréquences l'impédance de charge de l'amplificateur sera très faible.



## Liaison par circuit résonnant dans les amplificateurs B. F.

La fidélité de reproduction qui caractérise un circuit électrique dépend du rapport de la largeur de bande à la fréquence la plus faible de la bande.

Lorsqu'une porteuse de 1 000 kHz est modulée par une fréquence de 10 000 périodes, la largeur de bande est de 20 kHz, et elle représente 2,02 % de la fréquence la plus faible (990 kHz) de la bande. Ce rapport correspond à une bande B. F. allant de 990 à 1 010 périodes, et on pourrait former l'équivalent électrique de la figure 11-2 a pour 1 000. Dans ce cas C et L doivent avoir des valeurs beaucoup plus élevées que pour 1 000 kHz, mais on peut supposer que le comportement électrique sera le même sur la même largeur de bande relative. Nous avons tracé, sur la figure 11-3,

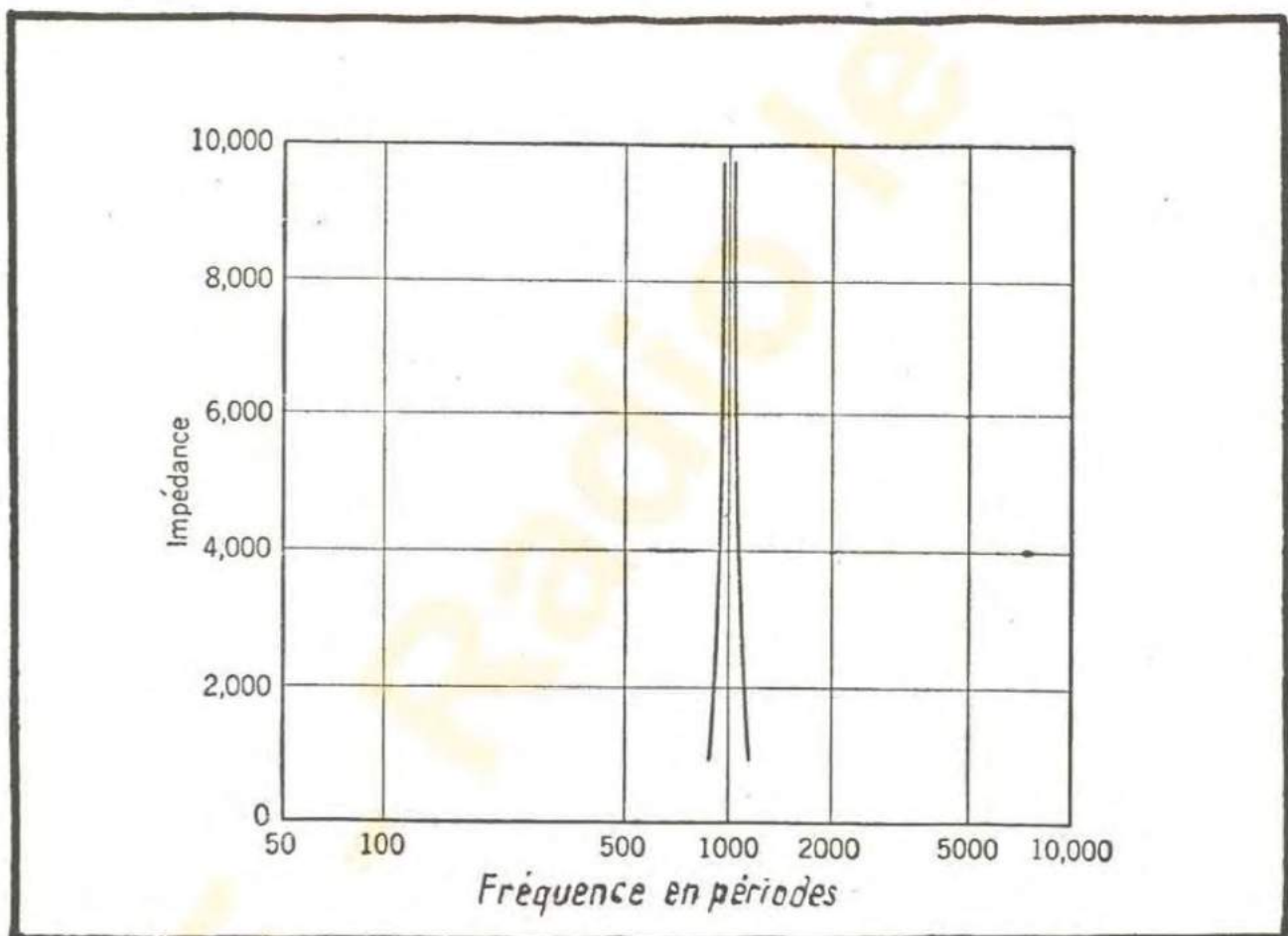


FIG. 11-3. — Circuit oscillant parallèle en basse fréquence. Les constantes électriques du circuit sont équivalentes à celles du cas (B) de la figure 11-2.

la courbe de variation de l'impédance  $Z$ . On voit que seules les fréquences proches de 1 000 périodes seraient amplifiées, si on utilisait un tel circuit résonnant dans un amplificateur B. F. ; toutes les autres fréquences seraient éliminées.

## Circuits d'un étage amplificateur H. F.

Les éléments essentiels d'un étage d'amplification de haute fréquence sont toujours les mêmes ; la figure 11-4 en donne la représentation schématique. Le tube T débite dans le circuit oscillant L-C. La résistance de la self L est quelquefois suffisante



pour que l'impédance du circuit oscillant constitue une charge correcte du tube. C'est souvent le cas dans l'amplification en tension des récepteurs.

La tension d'excitation  $e_g$  est appliquée à la grille, qui est polarisée à travers une self d'arrêt. Le condensateur de découplage  $C_2$  a une valeur telle que les points  $a$  et  $a'$  sont au même potentiel H. F. sans que la haute tension soit court-circuitée. Le circuit oscillant est connecté directement (en ce qui concerne la haute fréquence) entre la plaque et le filament du tube. Le condensateur de liaison  $C_1$  transmet aux bornes de sortie M-N toute la tension H. F. créée aux bornes du circuit oscillant,

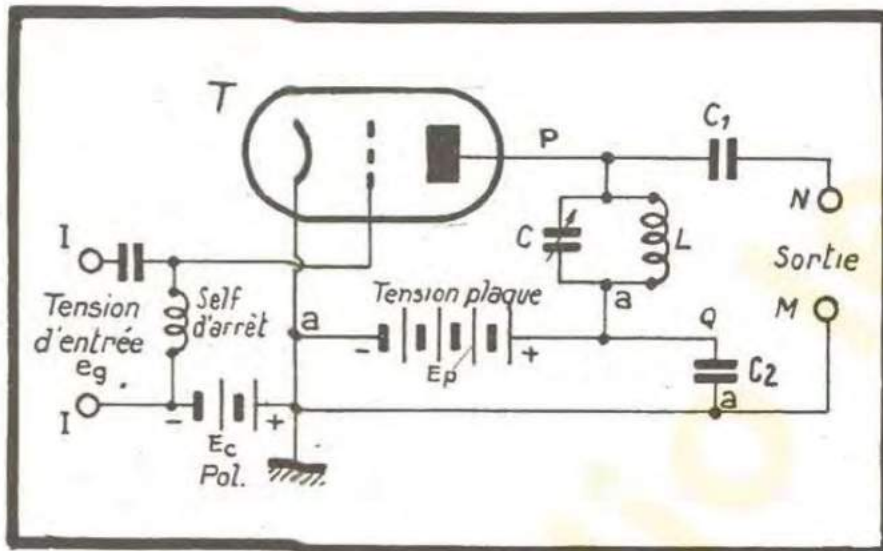


FIG. 11-4. — Schéma d'un amplificateur H. F. à triode.

mais empêche la haute tension d'y arriver. Toute tension H. F. apparaissant aux bornes QP est donc appliquée aux bornes de la sortie MN.

Il existe plusieurs façons de transmettre la tension d'excitation à la grille du tube amplificateur et de relier à celui-ci son circuit de charge ; il y a différentes manières, égale-

## Circuits d'entrée des amplificateurs H. F.

Considérons la figure 11-5, où sont représentés les différents types de circuits d'entrée. Sur la figure 11-5 a, la tension de sortie recueillie dans le circuit oscillant L-C est transmise à la grille du tube suivant au moyen du condensateur de liaison  $C_1$  ; la self d'arrêt empêche la source de polarisation de court-circuiter la tension d'excitation. Sur la figure 11-5 b, C et  $L_1$  représentent le circuit accordé de grille d'un amplificateur. La résistance R crée la polarisation automatique ;  $C_1$  est son condensateur de découplage, grâce auquel la tension d'excitation est effectivement appliquée entre la grille et la cathode. Sur la figure 11-5 c, où L et C représentent le circuit oscillant de l'étage précédent, une tension est transmise dans  $L_1$  par induction mutuelle entre L et  $L_1$ , et grâce au condensateur  $C_1$  cette tension est appliquée entre la cathode et la grille. Le circuit de la figure 11-5 d permet d'utiliser une source de polarisation indépendante, tout en mettant à la masse l'une des armatures du condensateur C. Le condensateur  $C_1$  est un court-circuit pour la haute fréquence, mais il empêche que ne soit court-circuitée la source de polarisation.



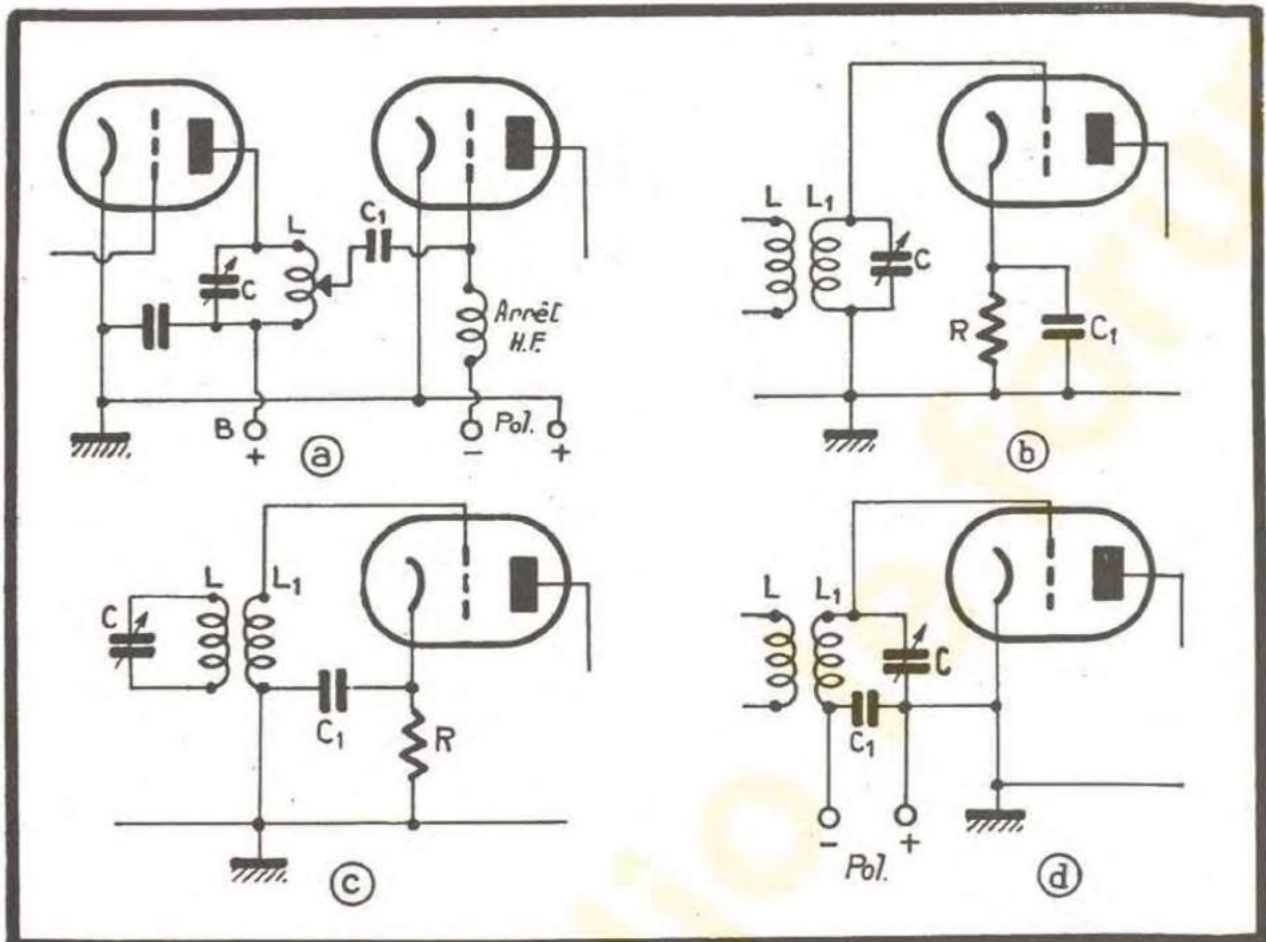


FIG. 11-5. — Différents types de circuits d'entrée des amplificateurs H. F.

### Circuits de sortie des amplificateurs H. F.

La figure 11-6 indique les principaux types de circuits de sortie. Sur la figure 11-6 a,  $L$  et  $C$  forment le circuit accordé de sortie.  $C_2$  est un condensateur de découplage et  $C_1$  est le condensateur de liaison, amenant la tension H. F. aux bornes de sortie. La haute tension est amenée à la plaque à travers la self  $L$ ; ce genre d'alimentation anodique porte le nom d'*alimentation en série*.

La figure 11-6 b représente l'alimentation dite en *parallèle*. La haute tension est branchée à la plaque à travers une self d'arrêt, et on voit que la source de haute tension et le circuit oscillant de charge sont en parallèle. La self d'arrêt empêche l'énergie H. F. de passer dans la source de haute tension, et le condensateur  $C_1$  isole de la haute tension le circuit oscillant. L'énergie H. F. est transmise inductivement de  $L$  à  $L_2$ .

La figure 11-6 c indique un circuit légèrement différent. Ici, l'accord est obtenu au moyen du condensateur  $C$ ; les selfs  $L_1$  et  $L_2$  forment un transformateur H. F. et le circuit oscillant est réfléchi dans l'inductance  $L_1$ . Tout se passe donc comme s'il était effectivement branché en série avec la plaque du tube.

Un circuit très couramment employé dans les émetteurs est représenté sur la figure 11-6 d. La self  $L$  et les condensateurs  $C$  et  $C_2$  forment le circuit oscillant de sortie; les bornes de sortie sont connectées aux deux armatures du condensateur  $C_2$ . Ce type de sortie réduit énergiquement le niveau des harmoniques.

Les circuits tels que ceux des figures 11-6 a, b et d sont couramment employés



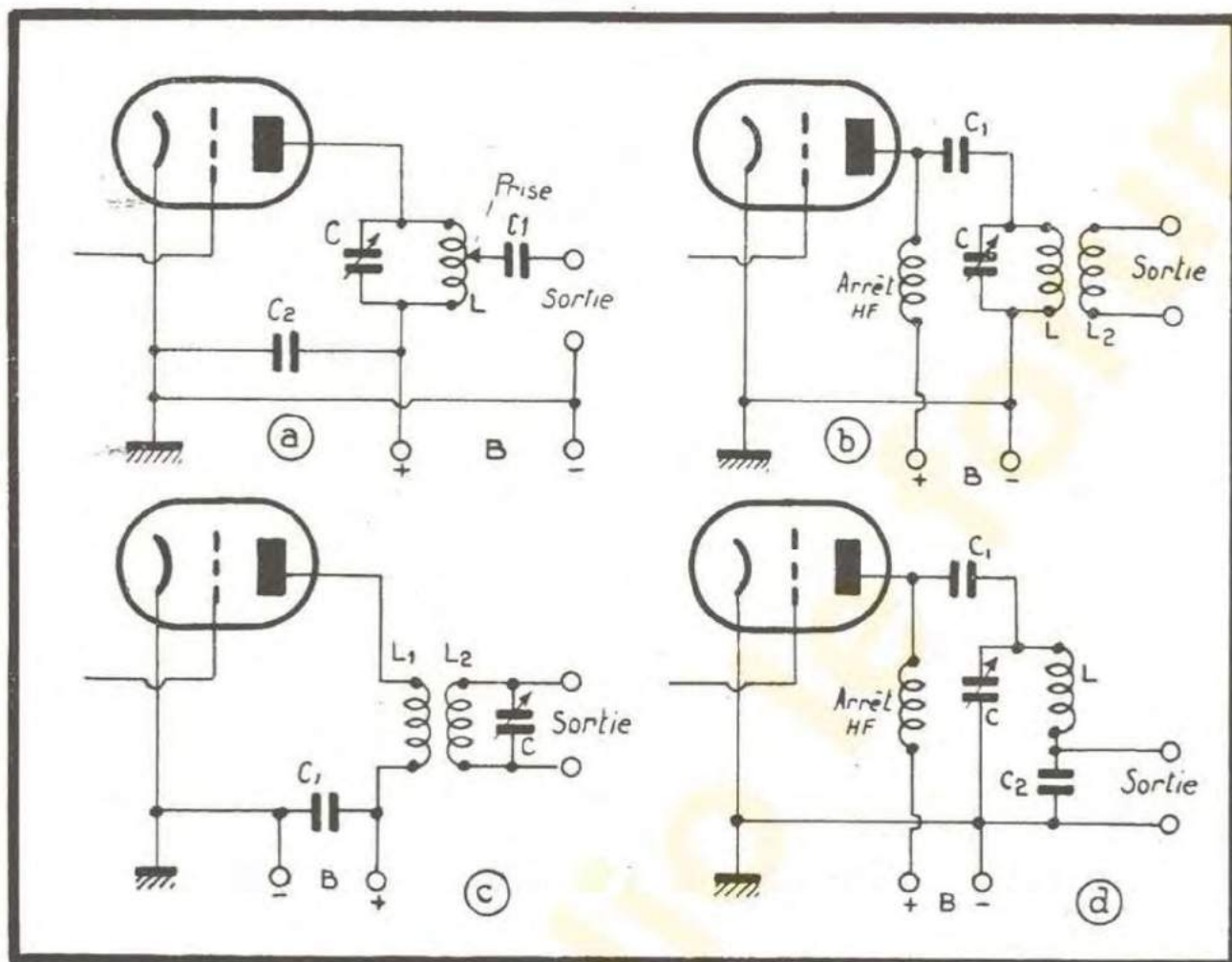


FIG. 11-6. — Circuits de sortie des amplificateurs H. F. non symétriques.

dans les émetteurs. En réception, on rencontre surtout le circuit de la figure 11-6 c, et des variantes du circuit 11-6 a.

### Sources de polarisation.

La tension de polarisation peut être appliquée à la grille d'un tube de différentes façons, dont les plus importantes sont montrées sur la figure 11-7.

Sur la figure 11-7 a, la polarisation est fournie par une pile ; ce genre de polarisation est très employé dans les récepteurs portatifs. La figure 11-7 b donne le schéma d'une *polarisation automatique* obtenue par la chute de tension dans la résistance de cathode R. Cette chute de tension porte la cathode à un potentiel positif par rapport à la grille, la grille est donc polarisée négativement par rapport à la cathode, et il suffit de régler R à une valeur convenable pour donner à la tension de polarisation la valeur désirée.

La figure 11-7 c montre une polarisation cathodique réglable grâce à un montage potentiométrique. Elle est commode, surtout dans les dispositifs d'expérimentation et d'essais.

La figure 11-7 d donne le schéma d'une polarisation obtenue à partir d'un diviseur de tension branché sur la source de potentiel anodique. Le courant traversant le diviseur, composé de la résistance  $R_1$ , en série avec le potentiomètre R, crée une polarisation négative à la grille du tube.



Dans les étages H. F. des récepteurs, et dans les petits étages d'amplification B. F., on emploie fréquemment le circuit de polarisation de la figure 11-7 *b*; il est aussi utilisé quelquefois dans les émetteurs. Celui de la figure 11-7 *d* est surtout utilisé dans les étages de faible puissance comme ceux des récepteurs, mais pas aussi souvent que celui de la figure 11-7 *b*.

La figure 11-7 *e* montre un circuit de polarisation souvent employé dans les émetteurs. Un redresseur séparé constitue ici la source de polarisation.

Sur la figure 11-7 *f*, l'étage est polarisé grâce à la résistance de fuite de grille. Ce mode de polarisation trouve un emploi fréquent dans les étages d'amplification H. F. des émetteurs, surtout dans les émetteurs de télégraphie. Quand la tension d'excitation dépasse la polarisation, un courant de grille passe par la self d'arrêt et par la résistance  $R$ ; la chute de tension qu'il produit aux bornes de  $R$  polarise le tube. L'inconvénient de ce circuit réside dans le fait que la polarisation cesse en même temps que le signal, et il peut en résulter, en l'absence d'excitation, un courant plaque trop fort.

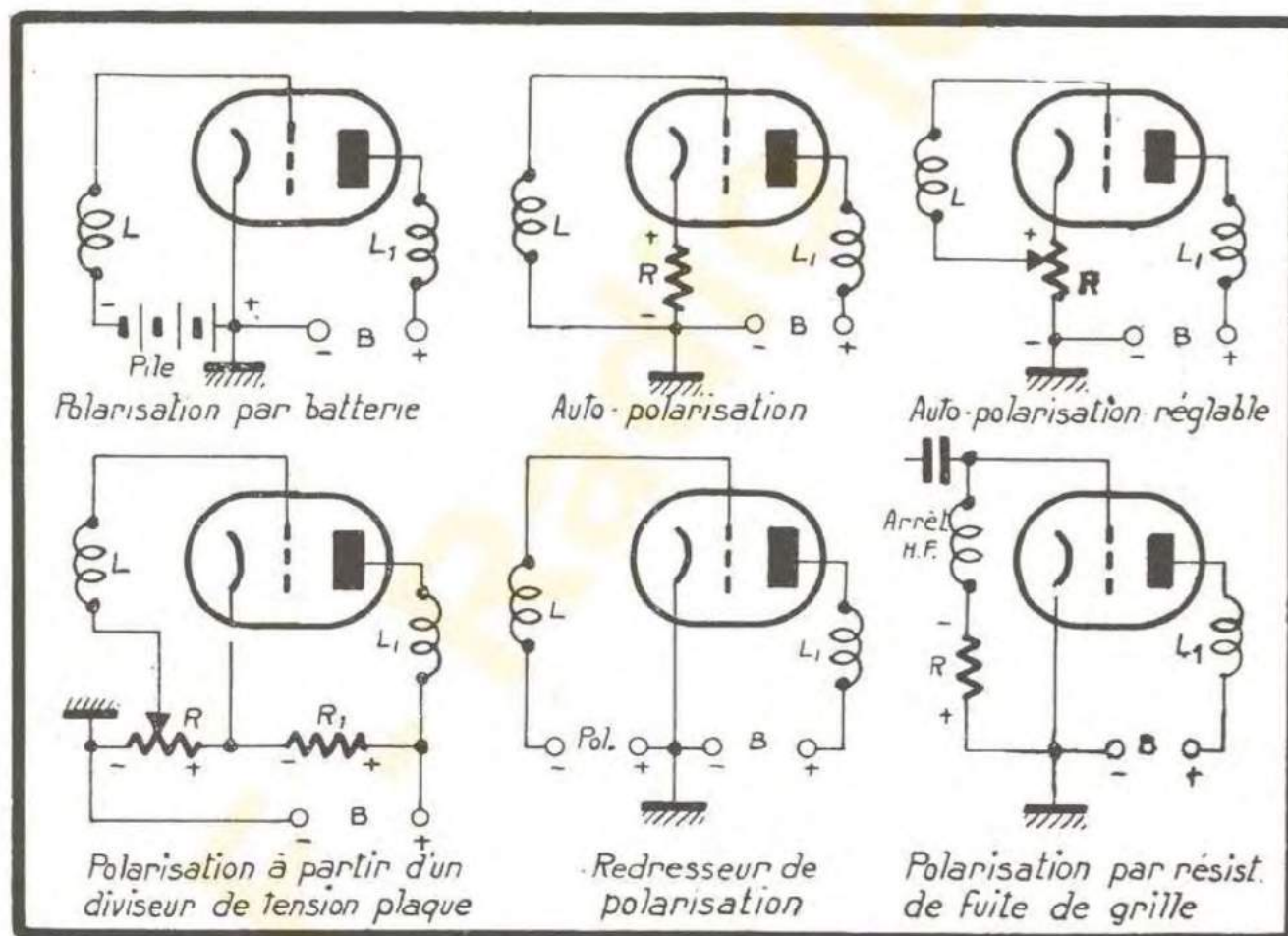


FIG. 11-7. — Différents procédés de polarisation.

Pour éviter cet effet, qui peut entraîner la destruction du tube, on insère, quelquefois, entre la masse et la résistance  $R$  une source de polarisation fixe, limitant le courant anodique à une valeur normale, en l'absence d'excitation.

### Amplification en tension et en puissance.

Ces termes ont la même signification dans les amplificateurs de haute fréquence que dans ceux de basse fréquence (voir chapitre VII).



## Classification des amplificateurs.

Les amplificateurs H. F. se divisent en trois classes de fonctionnement ; ce sont les classes A, B, et C.

**Amplificateur classe A \***. — *Un amplificateur appartient à la classe A quand les tensions d'excitation et de polarisation sont telles que le courant plaque du tube n'est jamais nul.*

Les amplificateurs classe A sont utilisés habituellement pour l'amplification en tension ; le rendement et la puissance de sortie y sont faibles.

**Amplificateur classe B \***. — *Un amplificateur appartient à la classe B quand la tension de polarisation est approximativement égale à la tension de recul de grille (appelée aussi « le cut-off »), de façon que le courant anodique soit approximativement nul en l'absence de l'excitation, et qu'il ne traverse le tube que pendant la moitié de chaque période lorsque la tension d'excitation est appliquée.*

Les amplificateurs classe B sont utilisés comme amplificateurs de puissance pour l'onde H. F. modulée.

**Amplificateur classe C \***. — *Un amplificateur fonctionne en classe C quand la polarisation grille est nettement supérieure à la tension de recul de grille, de façon que le courant anodique soit nul en absence de l'excitation et qu'il ne traverse le tube, quand l'excitation est appliquée, que pendant un intervalle de temps nettement inférieur à la demi-période.*

Les amplificateurs classe C sont employés, en général, pour l'amplification en puissance de l'énergie H. F. non modulée. Ils ne peuvent amplifier les signaux modulés, mais peuvent, par contre, être modulés eux-mêmes dans leur circuit anodique. C'est dans les amplificateurs travaillant en classe C que le rendement est le plus élevé.

Les amplificateurs H. F. classe B peuvent utiliser un seul tube ou deux tubes en push-pull, alors que les amplificateurs B. F. ne fonctionnent correctement en classe B que lorsqu'ils comportent deux tubes fonctionnant en montage symétrique. Les amplificateurs classe C ne peuvent être utilisés qu'en amplification H. F. ; on ne peut pas les utiliser en basse fréquence. Leur rendement élevé favorise leur emploi dans les amplificateurs d'émission, où les puissances mises en jeu sont importantes.

## Amplificateur H. F. classe A.

Les propriétés essentielles des amplificateurs classe A sont : l'amplification en tension élevée, la reproduction fidèle du signal d'entrée ; le rendement et la puissance de sortie faibles. Ces amplificateurs sont, généralement, utilisés dans les récepteurs où le gain important d'amplification en tension, ainsi qu'une bonne reproduction sont recherchés, mais où le rendement élevé n'est pas demandé.

Dans les émetteurs, la puissance anodique mise en jeu est grande et le rendement devient important à considérer. Les amplificateurs à rendement élevé des classes B

\*) Les définitions en italiques sont reproduites d'après *Standards on Electronics* de l'*Institute of Radio-Engineers*.



et C ont complètement éliminé l'emploi de la classe A dans l'amplification H. F. des émetteurs.

L'amplificateur représenté sur la figure 11-8 montre la relation entre la tension grille et le courant plaque dans un amplificateur H. F. fonctionnant en classe A. La courbe A de la figure 11-8 est la caractéristique dynamique du tube et donne le courant  $I_p$  quand la tension grille  $E_c$  varie. Un amplificateur classe A doit travailler dans la partie linéaire de cette caractéristique (entre les points c et d sur la figure 11-8) si l'on veut que la reproduction du signal soit fidèle.

La tension de polarisation  $E_c$  est choisie de façon que le point de repos o soit placé au milieu de la distance c d. En l'absence de signal d'excitation, le courant plaqué sera égal à  $o n$ . Sur la figure 11-8 un signal non modulé, d'amplitude  $e_c$ , est appliqué à la grille entre les instants e et f, et produit un courant de haute fréquence  $i_p$ , qui traverse le circuit plaque pendant l'intervalle de temps correspondant aux instants e et f (indiqués par  $e_1$  et  $f_1$ ). Entre les instants f et g le signal est modulé avec un taux de 100 % par une tension de basse fréquence, et le courant plaque reproduit fidèlement (puisque le fonctionnement est limité à la région linéaire des caractéristiques) cette onde modulée.

Les amplificateurs classe A, que ce soit en basse ou en haute fréquence, ont un rendement faible (nous l'avons montré au chapitre VII). Si un amplificateur travaillant en classe A était utilisé pour amplifier une porteuse non modulée, toute la portion de la caractéristique comprise entre c et d pourrait être utilisée pour cette porteuse. Les valeurs de  $e_c$  et  $i_p$  seraient doubles de celles de la figure 11-8 ; le

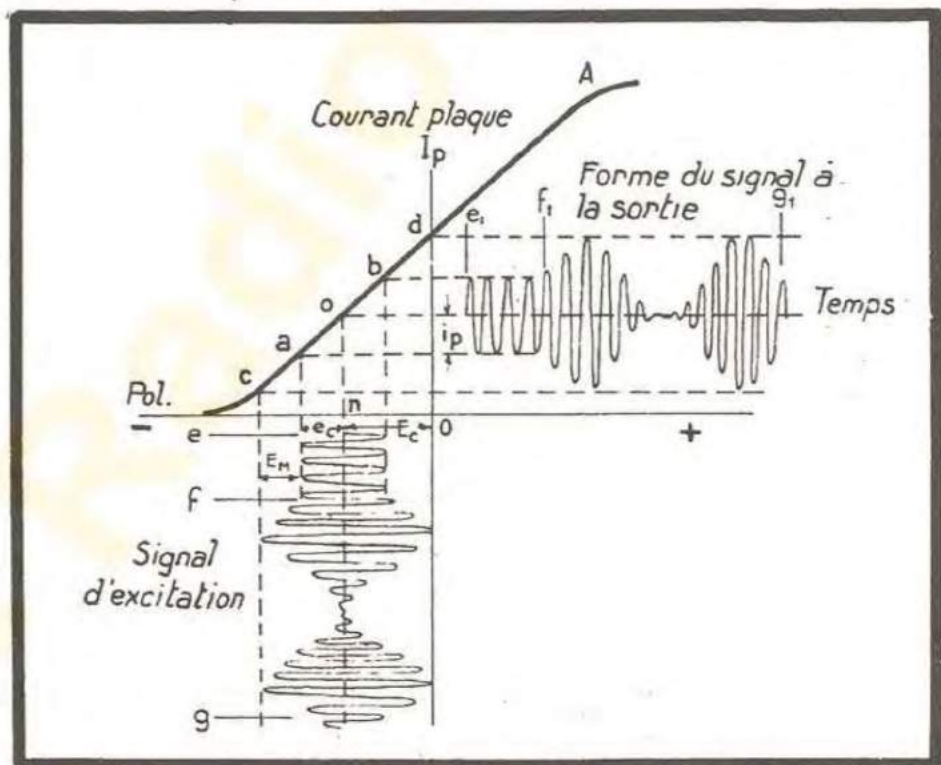


FIG. 11-8. — Diagramme de l'amplification en classe A d'un signal modulé à 100 %. Fonctionnement correct.

rendement serait approximativement le même que dans l'amplification B. F. classe A. En radio-téléphonie, la crête de la tension de modulation  $E_m$  ne doit pas dépasser les points c et d de la caractéristique du tube et, si le taux de modulation est de 100 %, cela réduit l'élongation de l'onde porteuse aux points a et b. Le signal H. F. d'entrée devra donc être la moitié de celui que l'on aurait si l'onde à amplifier n'était pas modulée ; le courant  $i_p$  sera également deux fois plus faible. Il en résulte que la puissance de sortie est très faible, ainsi que le rendement (si on observe que le courant plaque  $on$  est le même quelle que soit la valeur du signal d'entrée).



**Fonctionnement incorrect.** — Supposons que le point de fonctionnement (figure 11-8) dépasse les limites  $c$  et  $d$  de la région linéaire de la caractéristique. Le fonctionnement devient incorrect.

Si le point de fonctionnement dépasse le point  $c$ , on empiète sur la partie incurvée de la caractéristique, et la reproduction n'est pas fidèle. C'est ce que montre le diagramme de la figure 11-9, où la tension de polarisation  $E_c$  a été portée à une valeur supérieure à celle de la figure 11-8.

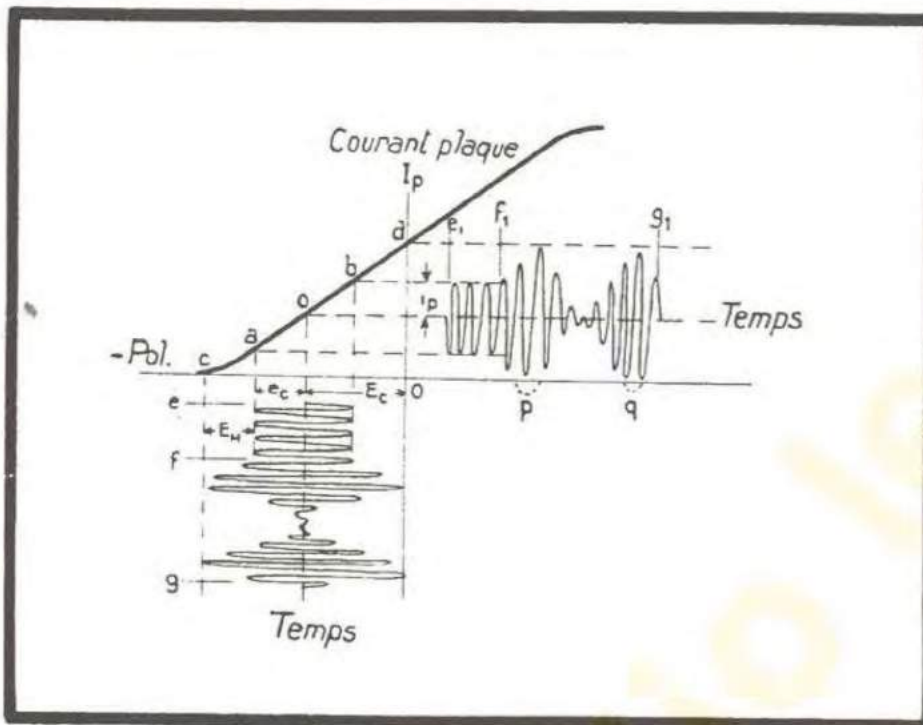


FIG. 11-9. — Amplification en classe A d'un signal modulé à 100 %. Fonctionnement incorrect : la polarisation est trop forte.

Entre les points  $a$  et  $c$  cette dernière est incurvée et la reproduction n'est pas linéaire dans cette région ; on le constate en examinant le contour inférieur de l'enveloppe de modulation du courant plaque. Si la reproduction était correcte, le contour serait celui indiqué en pointillé (en  $p$  et  $q$ ).

Sur cette figure, la caractéristique est linéaire entre les points  $a$  et  $d$  et l'onde est correctement reproduite dans cette région de la caractéristique. Entre les points  $a$  et  $c$  cette dernière est incurvée et la reproduction n'est

pas linéaire dans cette région ; on le constate en examinant le contour inférieur de l'enveloppe de modulation du courant plaque. Si la reproduction était correcte, le contour serait celui indiqué en pointillé (en  $p$  et  $q$ ).

Quand la tension de la grille devient positive, un courant grille prend naissance. Ce courant traverse le circuit d'excitation et provoque une chute de tension qui change la polarisation du tube. Par conséquent, quand celui-ci travaille avec le courant grille, il est nécessaire de rendre la résistance du circuit d'entrée très faible. Mais alors la puissance nécessaire à l'excitation convenable de la grille devient relativement importante. Or, les amplificateurs classe A, utilisés pour fournir

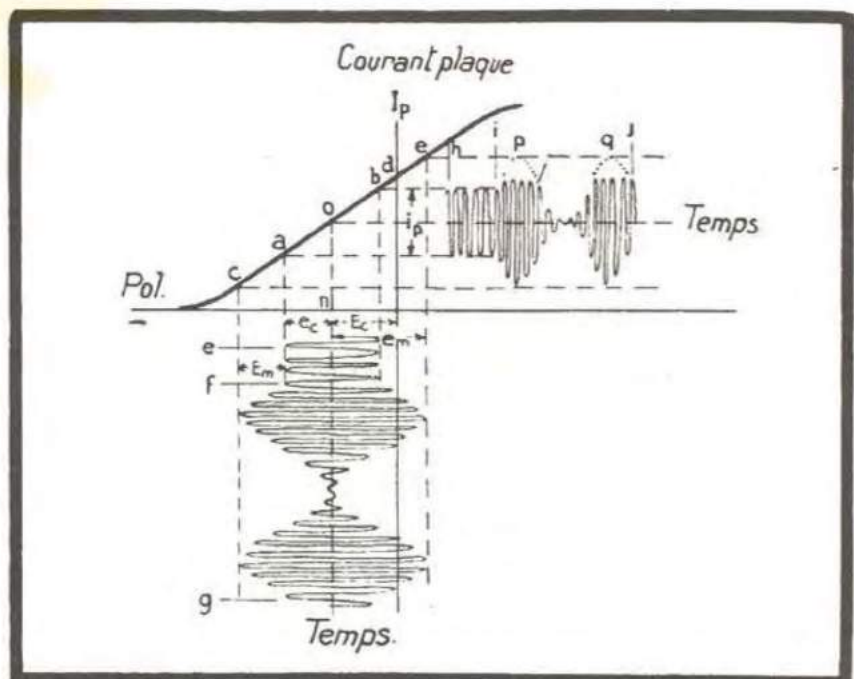


FIG. 11-10. — Amplification en classe A d'un signal modulé à 100 %. Fonctionnement incorrect : la polarisation est trop faible.



un gain en tension élevé, nécessitent l'emploi d'impédances d'entrée et de sortie très fortes, ce qui interdit le fonctionnement avec courant grille.

La figure 11-10 donne une représentation graphique du fonctionnement avec courant grille d'un amplificateur classe A. La tension d'entrée  $e_m$  dépasse la tension de polarisation pendant une partie de la période, donnant ainsi naissance à un courant de grille. Le fonctionnement est correct entre les points  $c$  et  $d$  de la caractéristique ; entre  $d$  et  $e$  le courant grille passe, et la reproduction devient non linéaire, comme le montre l'enveloppe de modulation du courant plaque. Les courbes  $p$  et  $q$ , en pointillé, indiquent ce que serait l'enveloppe de modulation si la reproduction était correcte. Le milliampèremètre à courant continu du circuit plaque indique le courant moyen  $o_n$  (fig. 11-8). Si le fonctionnement n'est pas correct, comme dans le cas des figures 11-9 et 11-10, le courant anodique moyen variera au cours de la modulation, et cette variation pourra être observée sur l'appareil de mesure. Si le taux de modulation ne dépasse pas 100 % et que l'onde est sinusoïdale à l'entrée, le fonctionnement correct se signale, en classe A, par la constance du courant plaque en cours de modulation.

**Limite de la dissipation plaque.** — Un tube donné ne peut dépasser une certaine dissipation sans risque de destruction. Dans les amplificateurs H. F. classe A, employés dans la réception, la dissipation anodique peut être forte par rapport à la puissance d'alimentation, de sorte que cette dissipation de la chaleur s'effectue facilement. Dans les émetteurs, où les puissances mises en jeu sont considérables, la dissipation plaque doit être étudiée attentivement. La polarisation doit être telle que la dissipation normale du tube ne soit pas dépassée. En se reportant à la figure 11-8 on notera que la polarisation  $E_c$  doit être plus élevée que celle qui est indiquée, et il en résulte que le point de fonctionnement est situé quelque part entre  $o$  et  $c$ . La puissance de sortie modulée à 100 % est donc limitée, le point de fonctionnement ne pouvant pas se déplacer sur la courbe caractéristique sur plus du double de la distance  $o c$ .

## Neutrodynation.

La capacité grille-plaque d'une triode est très faible et son impédance en basse fréquence est très élevée. En haute fréquence, cette impédance est beaucoup plus faible et provoque une certaine *réaction* du circuit plaque sur le circuit grille, réaction qui peut entraîner une oscillation parasite. Cette oscillation perturbe le fonctionnement en amplificateur du tube, et on la supprime en neutralisant l'énergie de réaction par l'un des procédés dits de *neutrodynation*. Sur la figure 11-11 *a*,  $C_{pg}$  représente la capacité grille-plaque du tube ; la neutrodynation  $y$  est obtenue en utilisant un condensateur d'accord du circuit de sortie composé de deux condensateurs en série, avec l'armature centrale à la masse, et un condensateur  $C_n$  entre le point  $O$  et la grille. La tension entre  $M$  et  $O$  est en opposition de phase avec celle développée entre  $M$  et  $N$  ; elle est appliquée à la grille à travers le condensateur  $C_n$ , et si les condensateurs  $C_n$  et  $C_{pg}$  ont la même valeur, cette tension sera égale à celle appliquée à travers le condensateur  $C_{pg}$ . Comme ces deux tensions sont en opposition de phase, la réaction due à  $C_{pg}$  se trouve supprimée.

Les figures 11-11 *b* et 11-11 *c* indiquent deux procédés courants de neutrodyna-



tion plaque. Le condensateur de neutrodynation  $C_n$  est variable et de valeur supérieure à la capacité grille-plaque. L'excès de capacité est nécessaire pour compenser l'effet des capacités parasites du circuit, qui s'ajoutent à la capacité  $C_{pg}$ . La neutrodynation représentée sur les figures 11-11 b et 11-11 c est dite de *plaque*, car l'énergie

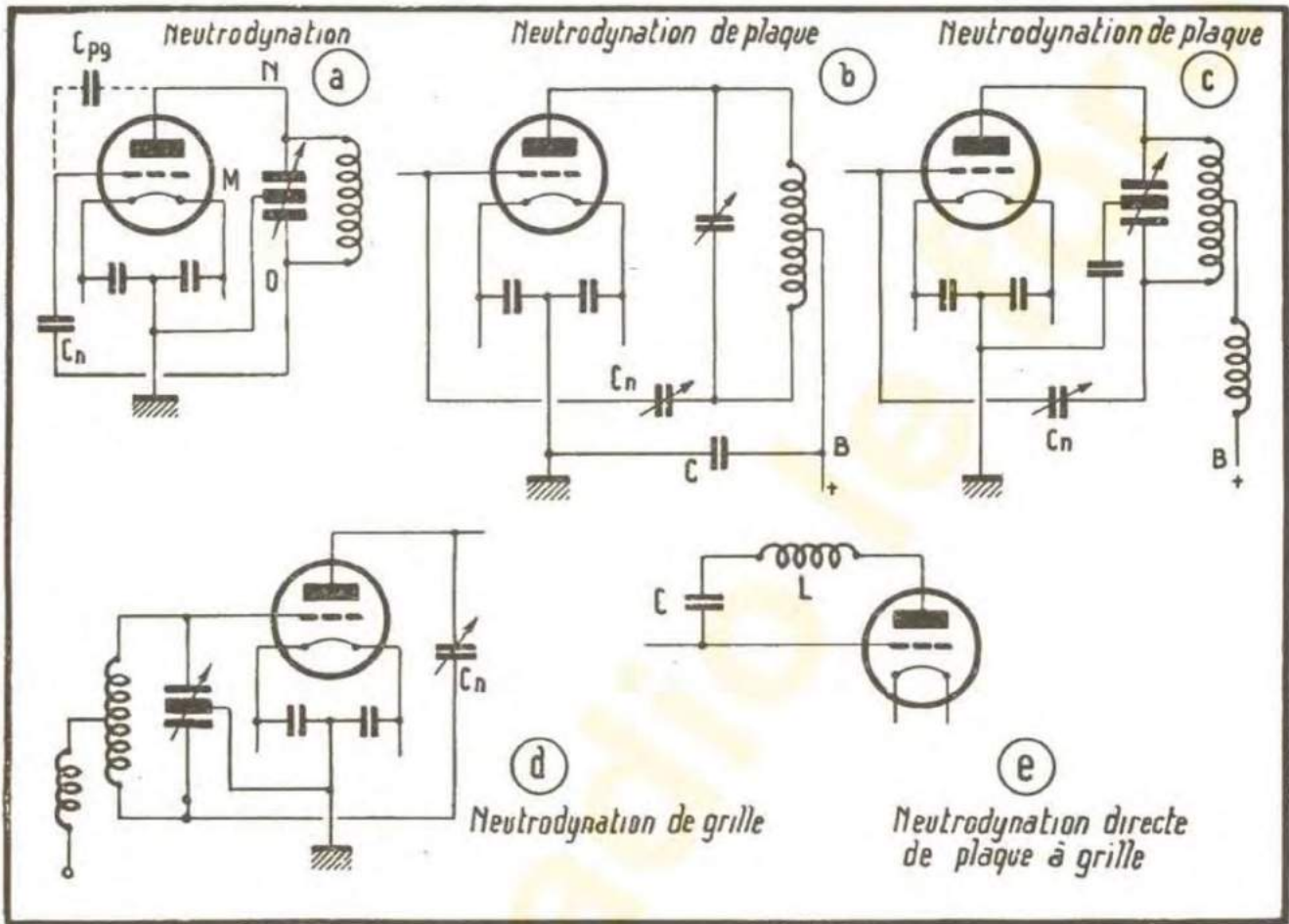


FIG. 11-11. — Différents types de neutrodynation.

est prise au circuit plaque pour être appliquée à la grille.

La figure 11-11 d représente la neutrodynation de grille, où c'est l'inverse qui se produit : l'énergie de neutrodynation est prise à la grille et envoyée dans le circuit plaque par le condensateur  $C_n$ .

Le procédé de neutrodynation représenté sur la figure 11-11 e est de plus en plus employé dans les émetteurs. Il utilise le condensateur  $C$ , destiné à isoler la grille du potentiel continu de la plaque et la self  $L$ , amenant sur la grille une tension égale et de phase opposée à la tension de réaction due à la capacité  $C_{pg}$ .

La figure 11-16 montre le procédé de neutrodynation employé dans le cas du montage symétrique. Les deux condensateurs  $C_x$  y sont connectés en croix, entre la grille d'un tube et la plaque de l'autre.

### Amplificateur H. F. classe A, à penthode.

Les penthodes permettent de réaliser une excellente amplification en puissance et en tension, et n'ont pas besoin d'être neutrodynées.

La figure 11-12 donne le schéma d'un étage d'amplification H. F. équipé d'une penthode. Dans le tube T, où  $G_3$  représente la grille-suppresseuse, il existe une capa-



capacité inter-électrode entre cette grille et la plaque. Cette capacité, grâce au condensateur de découplage  $C_3$ , se trouve être en parallèle avec la self  $L_3$ , et fait ainsi partie du circuit de sortie. D'autre part, la capacité entre la grille  $G_3$  et la grille  $G_1$  fait partie du circuit d'entrée. Mais les deux capacités sont indépendantes l'une de l'autre du fait que la grille  $G_3$  est reliée à la cathode. Donc, pratiquement, il n'existe pas, dans une penthode, de capacité entre la plaque et la grille de commande; cette capacité dans une penthode courante est de l'ordre de  $0,008 \mu\mu F$ , alors qu'elle serait de l'ordre de plusieurs micromicrofarads si on supprimait les grilles  $G_2$  et  $G_3$  de ce tube. La capacité plaque-grille de commande d'une penthode est tellement faible que le danger d'oscillations parasites dues à cette capacité n'y existe pas. La grille-suppresseuse rend donc la neutrodynation inutile.

Mais l'oscillation se produira chaque fois que le couplage capacitif ou inductif entre les circuits de grille ou de plaque atteindra une certaine valeur. En se reportant au schéma de la figure 11-12 on notera que si les selfs  $L_3$  et  $L_4$  sont couplées inductivement aux selfs  $L_1$  et  $L_2$  du circuit de grille, il y aura réaction et amorçage d'oscillations. L'oscillation pourra aussi être provoquée par les connexions de grille et de plaque si elles

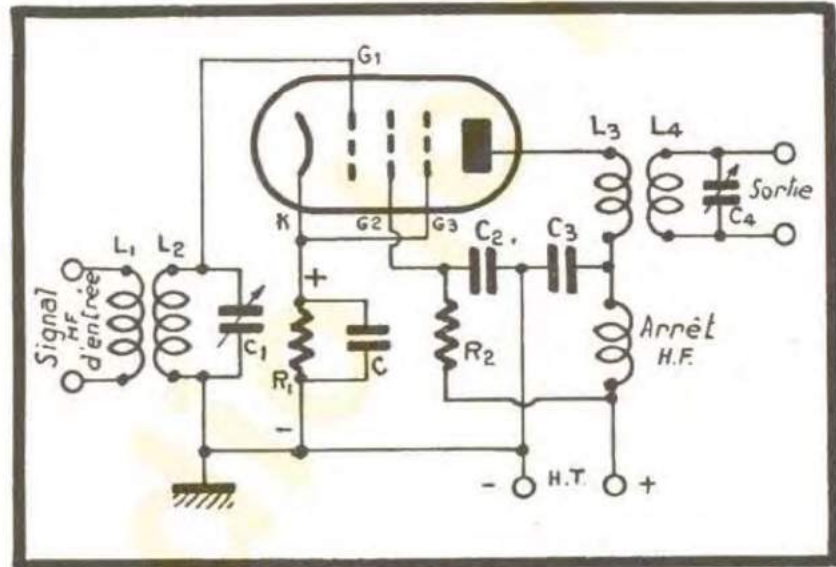


FIG. 11-12. — Schéma d'un amplificateur H. F. à penthode.

sont placées trop près les unes des autres. D'autres éléments des circuits de sortie et d'entrée risquent, s'ils sont trop voisins, de provoquer des accrochages.

## Blindage .

Pour éviter ces effets, on utilise des blindages. Le tube lui-même est placé, le plus souvent, dans un boîtier métallique. Dans les récepteurs, ce boîtier est un petit tube cylindrique, adapté aux dimensions du tube. Dans certains tubes, une enveloppe métallique remplace l'enveloppe en verre; ces tubes n'ont pas besoin d'être blindés. Par contre, les circuits d'entrée et de sortie doivent l'être soigneusement dans tous les cas. Aussi, les selfs d'accord sont-elles, en général, entièrement blindées; les condensateurs variables d'accord sont quelquefois protégés par des blindages partiels. Une enveloppe métallique renferme, dans certains cas, les petits condensateurs de découplage. La connexion qui relie le circuit d'entrée du tube à sa grille est généralement blindée.

Il est important, également, que les circuits d'un étage soient bien blindés par rapport aux autres circuits des étages d'amplification. Dans le cas des penthodes, cela est obtenu par le fait que tous les éléments de chaque étage doivent être soigneusement



protégés les uns des autres et que, par conséquent, ils le sont par rapport aux éléments des autres étages.

Dans le cas des triodes il n'est pas nécessaire de blinder tous les éléments d'un étage, mais il est utile de suivre, dans l'ensemble, les règles énoncées ci-dessus. Les étages sont souvent blindés les uns par rapport aux autres. Dans les récepteurs et dans les émetteurs de faible puissance il suffit, en général, de blinder les selfs d'accord des circuits oscillants, et de blinder les circuits de chaque étage.

## Exemple d'un étage d'amplification H. F. à penthode

La figure 11-12 représente le schéma d'une penthode amplificatrice H. F. Les éléments essentiels du circuit sont les mêmes à la réception et à l'émission. On voit que le tube est à chauffage indirect ; ce mode de chauffage est le plus fréquent dans les penthodes de réception. Dans les étages de puissance des émetteurs on emploie de préférence le chauffage direct du filament. Le circuit oscillant d'entrée est constitué par  $L_2$  et  $C_1$ . Le circuit de sortie  $L_4 - C_4$  est couplé au tube par le transformateur  $L_1 - L_3$ . La haute tension est appliquée à la plaque du tube à travers la self  $L_3$  et à travers la self d'arrêt ; celle-ci, aidée par le condensateur de découplage  $C_3$ , empêche la composante H. F. de passer dans la source de potentiel continu. La nécessité de ce blocage sera étudiée de plus près dans la suite de ce chapitre. La grille-écran est alimentée à travers la résistance  $R_2$  qui produit la chute de tension nécessaire pour que le potentiel de la grille-écran soit inférieur à celui de la plaque, de la valeur voulue. Le condensateur  $C_2$  découple la grille-écran ; il forme, avec  $R_2$ , un *filtre* empêchant la composante H. F. de passer à travers la source de tension anodique. Le courant de plaque et d'écran traverse la résistance de cathode  $R_1$ , où se produit la chute de tension nécessaire à la polarisation du tube. Le condensateur de découplage  $C$  court-circuite la composante H. F. du courant cathodique dans la résistance  $R_1$  ; en même temps, il relie à la cathode le circuit oscillant de grille.

Le schéma de la figure 11-12 représente l'un des très nombreux circuits employés ; leur choix, ainsi que celui de la valeur des éléments qui les composent, est dicté par la classe de fonctionnement, la fonction à remplir (suivant qu'il s'agit de radio-télégraphie ou de radio-téléphonie, par exemple), la puissance mise en jeu, etc.

## Alimentation de la grille-écran.

Dans certaines applications, la tension d'écran doit être égale à celle de la plaque, et les deux électrodes sont directement reliées l'une à l'autre. Mais, en général, la grille-écran fonctionne sous une tension inférieure à la tension anodique ; ce résultat est obtenu par l'un des procédés de la figure 11-13. Sur la figure 11-13 *a* la chute de tension dans la résistance série  $R$  réduit la haute tension à la valeur désirée. Sur la figure 11-13 *b*, la tension écran est obtenue à partir d'un potentiomètre (ou d'un diviseur de tension) branché en parallèle sur la haute tension.



## Amplificateur à tétrode .

La penthode a remplacé la tétrode dans la plupart des applications. Étant munie d'une grille-suppresseuse, que la tétrode ne possède pas, elle est en effet moins sujette à la réaction due à la capacité grille-plaque du tube.

L'explication du fonctionnement d'un amplificateur à penthode s'applique dans le cas d'un amplificateur à tétrode.

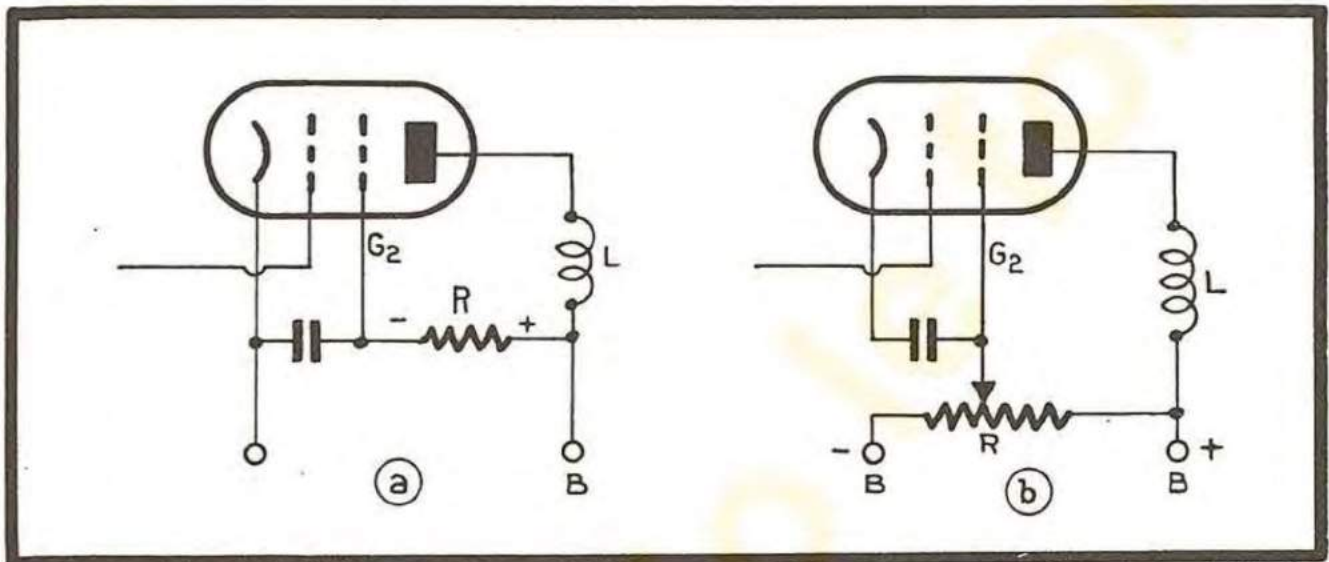


FIG. 11-13. — Procédés d'alimentation de la grille-écran.

## Circuits de filtrage pour amplificateurs H. F.

Dans un paragraphe précédent, nous avons indiqué les circuits filtrants qu'il est nécessaire d'insérer dans les connexions de plaque et de grille-écran. D'autre part, nous avons vu que les étages successifs doivent être soigneusement isolés les uns des autres. Or, ces étages sont le plus souvent alimentés à partir de la même source de tension continue et, si certaines précautions ne sont pas prises, des réactions peuvent se produire à travers les sources de grille (polarisation) ou de plaque (haute tension). Pour éviter ces couplages parasites on emploie des filtres. Ainsi, sur la figure 11-12, la self d'arrêt et le condensateur  $C_3$  forment un filtre qui empêche la composante H. F. du courant anodique de passer dans la source de haute tension, d'où il irait à la plaque de l'étage précédent, et serait transmis à la grille du tube T. Le couplage plaque-grille ainsi réalisé suffit, souvent, pour amorcer une oscillation. L'impédance de la self d'arrêt est très élevée en haute fréquence (on lui substitue quelquefois une résistance), celle du condensateur  $C_3$  est très faible. L'énergie H. F. est ainsi déviée de la source d'alimentation anodique. La résistance  $R_2$  et le condensateur  $C_2$  forment un filtre pour l'alimentation de la grille-écran  $G_2$ .

La figure 11-14 indique quatre types de filtres d'alimentation. Le filtre 1 est le même que celui de la figure 11-12. Le filtre 3 est le même que celui composé de la résistance  $R_2$  et du condensateur  $C_2$  de la figure 11-12. Les filtres 2 et 4 ne diffèrent des filtres 1 et 3 que par le condensateur additionnel  $C_a$ . Mais dans la plupart des cas la source d'alimentation est shuntée par un condensateur de grande valeur, ce qui rend le condensateur  $C_a$  inutile.



Dans les émetteurs, l'emploi des filtres est indispensable pour une autre raison. Les redresseurs d'alimentation y sont, en effet, équipés de valves à vapeur de mercure, dont le fonctionnement devient anormal si une composante H. F. les traverse.

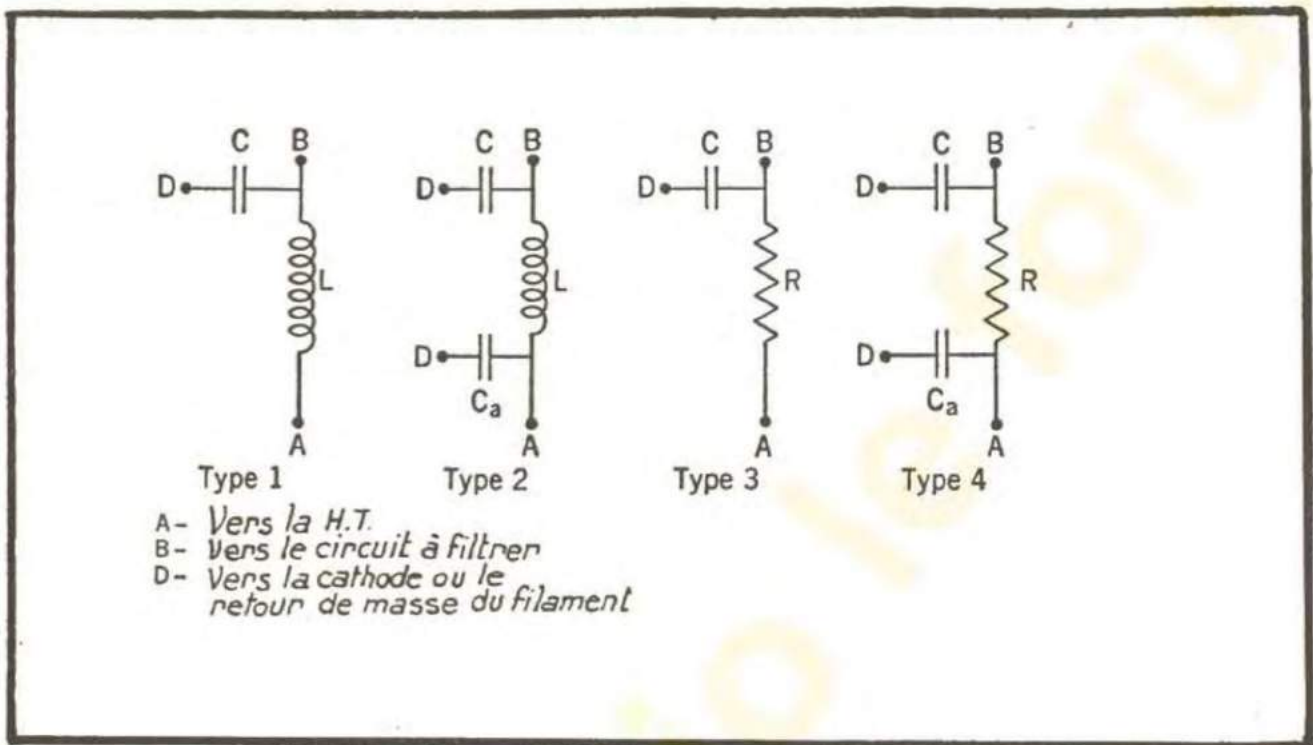


FIG. 11-14. — Filtres d'alimentation.

### Tube final d'un émetteur.

La puissance de sortie d'un émetteur peut varier d'une fraction de watt à plusieurs centaines de kilowatts. Elle varie suivant les conditions particulières du service auquel l'émetteur est destiné. Il est utile que l'étage de sortie comporte un seul tube, mais, pour des raisons d'économie, il n'est pas désirable que la puissance nominale de ce tube dépasse de beaucoup celle que l'on veut obtenir. Ainsi, si la puissance de porteuse à transmettre est 1 kilowatt, il n'est pas économique d'utiliser un tube pouvant fournir une puissance de 5 kilowatts. Plus un tube est grand, plus il coûte cher ; d'autre part, il exige une puissance de chauffage beaucoup plus considérable.

Il est impossible de construire des tubes pour toute la gamme des puissances dont on peut avoir besoin dans la pratique. Il est difficile aussi de dépasser une certaine valeur de la puissance. Il en résulte que dans certains cas l'étage de sortie devra comporter deux ou plusieurs tubes.

A son tour, l'emploi de deux ou plusieurs tubes dans les étages amplificateurs a permis de réduire le nombre des types. En utilisant un petit nombre de types de puissances nominales différentes, on arrive ainsi à un grand nombre de combinaisons des puissances de sortie. Quand deux ou plusieurs tubes sont utilisés dans un étage d'amplification, ils peuvent travailler en parallèle ou en push-pull ; ils doivent alors être absolument identiques.

**Tubes travaillant en parallèle.** — Deux ou plusieurs tubes peuvent être connectés en parallèle. Leur puissance de sortie est égale à la somme des puissances des



différents tubes. La figure 11-15 (a) représente trois tubes qui travaillent de cette façon, les filaments, les grilles et les plaques étant connectés en parallèle.

Dans les montages en parallèle, il existe une tendance à l'oscillation parasite de très haute fréquence. Les oscillations parasites, se produisant sur les fréquences quelquefois très différentes de la fréquence de travail, absorbent une partie de la puissance de sortie, et provoquent des irrégularités de fonctionnement et un échauffement dangereux du tube. Cette tendance à l'accrochage existe dans les étages à un seul tube, mais elle

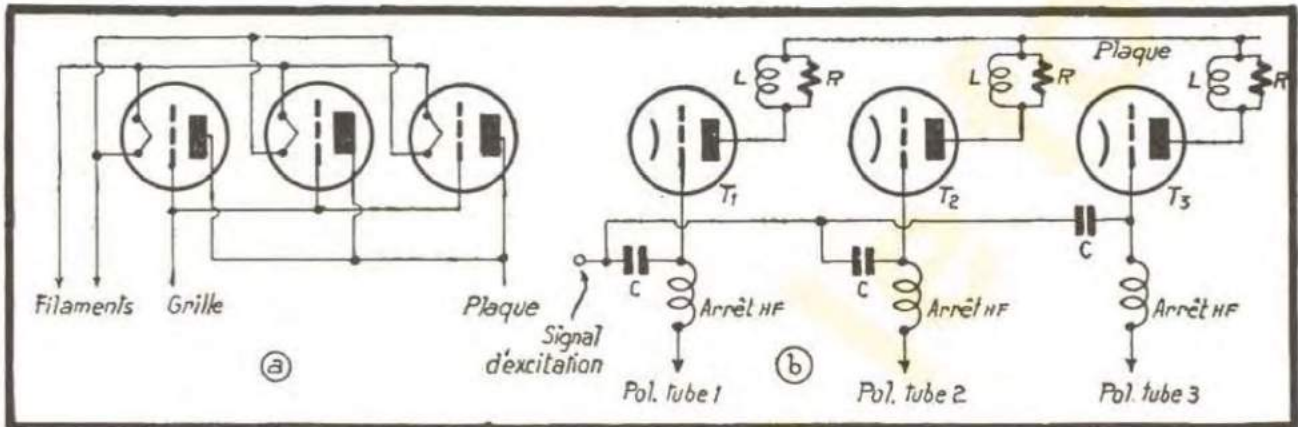


FIG. 11-15. — Tubes fonctionnant en parallèle.

est beaucoup plus forte quand plusieurs tubes travaillent en parallèle. Les courants de circulation dus à l'oscillation parasite peuvent atteindre des valeurs telles que la connexion grille traversant le verre chauffe d'une façon excessive et peut provoquer la destruction du tube. Les oscillations parasites peuvent être arrêtées en insérant dans les circuits plaque des tubes les selfs d'arrêt L en parallèle avec les résistances R (suivant la figure 11-15 b). Les selfs L sont de faible valeur : 15 spires d'un diamètre de 25 à 50 mm. Leur réactance est très élevée pour la fréquence de l'oscillation parasite, et

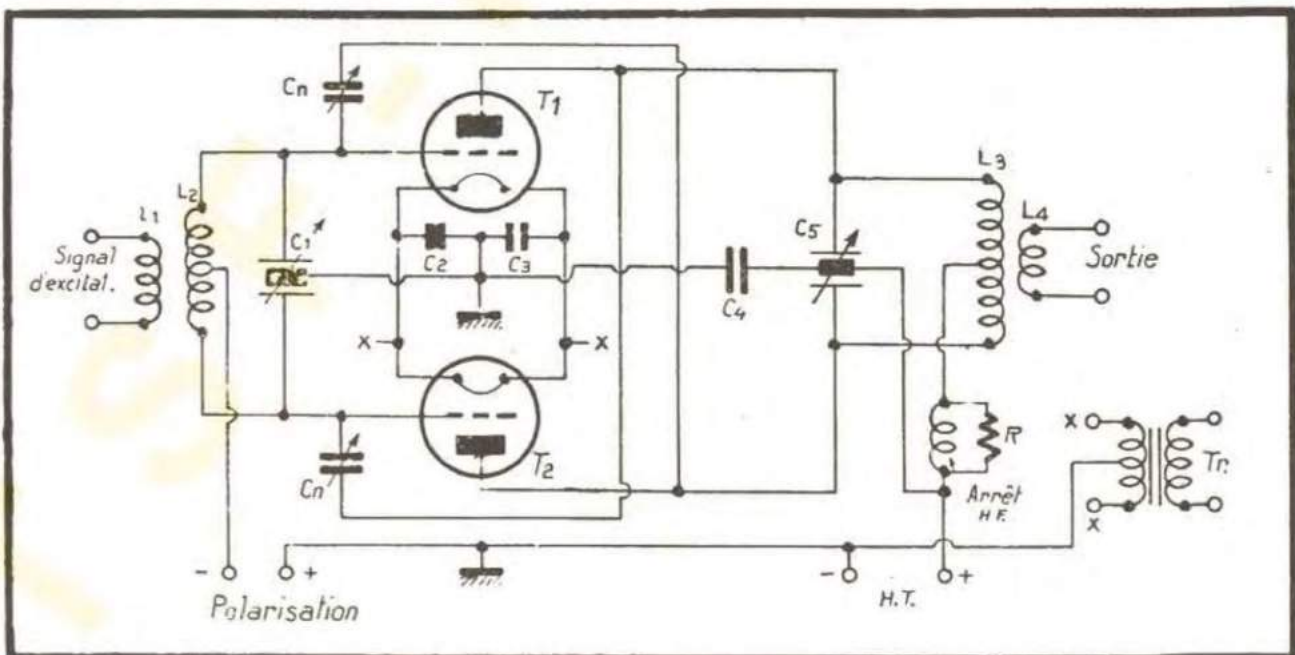


FIG. 11-16. — Amplificateur H. F. utilisant deux triodes en push-pull.



négligeable pour la fréquence de fonctionnement. Les résistances  $R$  sont de l'ordre de 50 ohms ; l'ensemble  $L - R$  est destiné à amortir les oscillations parasites. Les valeurs ci-dessus de  $L$  et  $R$  sont prévues pour les fréquences telles que celles de la radio-diffusion (entre 550 et 1.600 kHz). Pour les fréquences plus élevées, l'inductance  $L$  est plus faible.

Les tubes du même type ne sont jamais absolument identiques. Quand deux ou plusieurs tubes fonctionnent en parallèle, il est souvent nécessaire de tenir compte de ce fait par un réglage séparé des polarisations des tubes (fig. 11-15 *b*). Le signal d'excitation est appliqué à chaque tube à travers un condensateur de liaison  $C$ , ce qui permet d'alimenter les grilles par l'intermédiaire des selfs d'arrêt séparées.

**Fonctionnement en push-pull.** — Dans les montages symétriques, dits aussi montages en push-pull, le nombre des tubes doit être pair. Ces montages sont nettement plus avantageux que les montages en parallèle ; la neutrodynation complique bien moins un étage en push-pull, qu'un montage asymétrique.

La puissance de sortie sera légèrement supérieure dans le cas de deux tubes en push-pull que dans celui de deux tubes en parallèle. Un autre avantage du push-pull, c'est que les harmoniques paires y sont très fortement réduites, à condition que les circuits des tubes soient soigneusement équilibrés. La figure 11-16 donne le schéma d'un étage H. F. utilisant deux triodes en montage symétrique.  $L_2$  et  $C_1$  constituent le circuit oscillant d'entrée ; le condensateur  $C_1$  est à double cage. Les deux parties du condensateur sont connectées en série et son point milieu est mis à la masse de façon que le circuit d'entrée soit équilibré, et que les tensions appliquées aux grilles des tubes soient égales. Le circuit de sortie, comprenant les inductances  $L_1$  et  $L_3$ , ainsi que le condensateur  $C_5$ , est analogue au circuit d'entrée. Le condensateur  $C_1$  relie le point milieu de  $C_5$  à la masse ; les deux tubes débitent ainsi dans deux impédances de charge égales. Les plaques sont alimentées à travers la self d'arrêt et la self  $L_3$ . Pour éviter les oscillations qui ont tendance à se former dans un tel circuit, la self d'arrêt est shuntée par une résistance d'amortissement.

On rencontre souvent un tel étage d'amplification H. F. dans les émetteurs. Le transformateur  $Tr$  est utilisé pour chauffer les filaments des tubes ; le courant plaque retourne aux filaments par le point milieu du transformateur de chauffage. Il n'est possible d'utiliser, pour le retour du courant plaque, des résistances à point milieu que dans le cas des récepteurs ou des émetteurs à faible puissance. Dans les autres cas, le courant traversant ces résistances serait très fort et leur encombrement trop grand.

**Circuits de sortie dans un montage symétrique.** — La figure 11-17 représente deux variantes des circuits de sortie d'un amplificateur H. F. en montage symétrique. L'alimentation anodique y est parallèle. Dans la figure 11-17 *a* la tension de sortie est obtenue à partir de prises sur la self d'accord  $L$ . Dans le circuit de la figure 11-17 *b* la tension de sortie est recueillie aux bornes des condensateurs  $C_1$  et  $C_5$  ; ce mode de liaison est préféré dans les étages finaux des émetteurs, car les condensateurs  $C_4$  et  $C_5$  aident à réduire le niveau des harmoniques. En effet, ces condensateurs ont une impédance beaucoup plus faible sur la fréquence des harmoniques, ce qui réduit les tensions de sortie correspondant à celles-ci. Le montage de la figure 11-17 *a* s'applique, de préférence, aux étages intermédiaires d'amplification H. F.



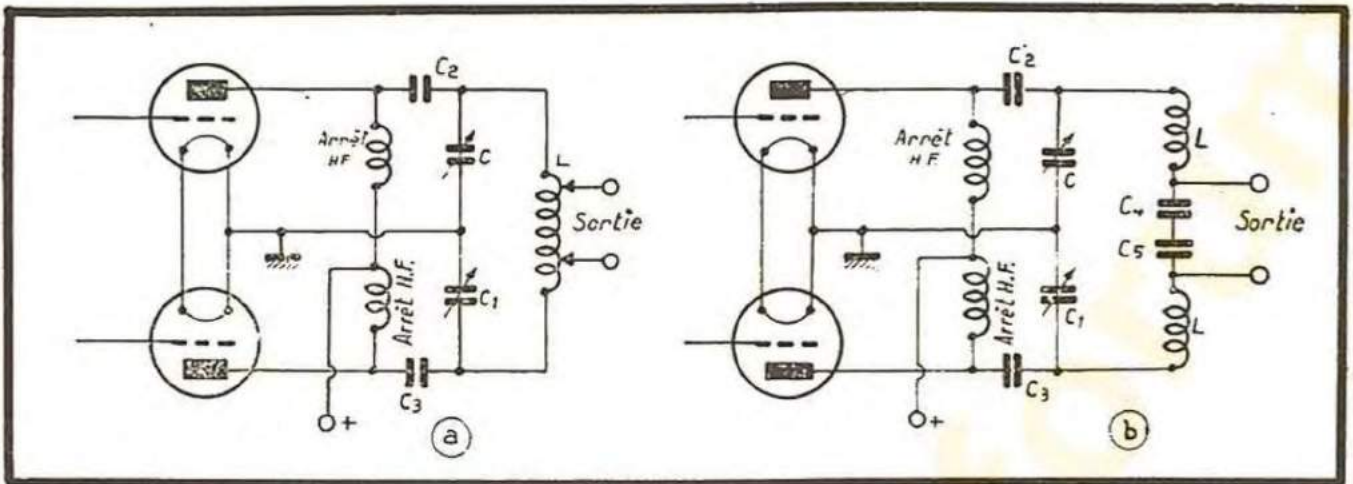


FIG. 11-17. — Circuits de sortie des amplificateurs H. F. en push-pull.

### Amplificateur H. F. classe B.

Les amplificateurs classe B sont, en général, utilisés dans les émetteurs pour l'amplification d'un signal modulé. Ce qui caractérise surtout ces amplificateurs, c'est une reproduction fidèle en même temps qu'un rendement et qu'une puissance plus élevés que ceux obtenus dans les amplificateurs classe A. On voit, sur la figure 11-18 a, que le fonctionnement correct en classe B est obtenu en polarisant le tube au point *a*. Durant l'intervalle de temps *e-f* un signal non modulé est appliqué à la grille du tube. Pendant cet intervalle, le courant plaque est composé d'alternances positives ( $e_1 - f_1$ ). Ces pulsations positives sont appliquées au circuit oscillant de sortie, où elles excitent une oscillation sinusoïdale sur la fréquence de fonctionnement. C'est une propriété des circuits oscillants qui permet aux amplificateurs H. F. de fonctionner correctement en classe B ou C. La figure 11-18 b représente le courant instantané qui parcourt le circuit résonnant de sortie. L'intervalle  $e_2 - f_2$  correspond à l'intervalle  $e_1 - f_1$  et représente le courant sinusoïdal pur produit dans le circuit oscillant par les pulsations des ondes qui lui sont appliquées.

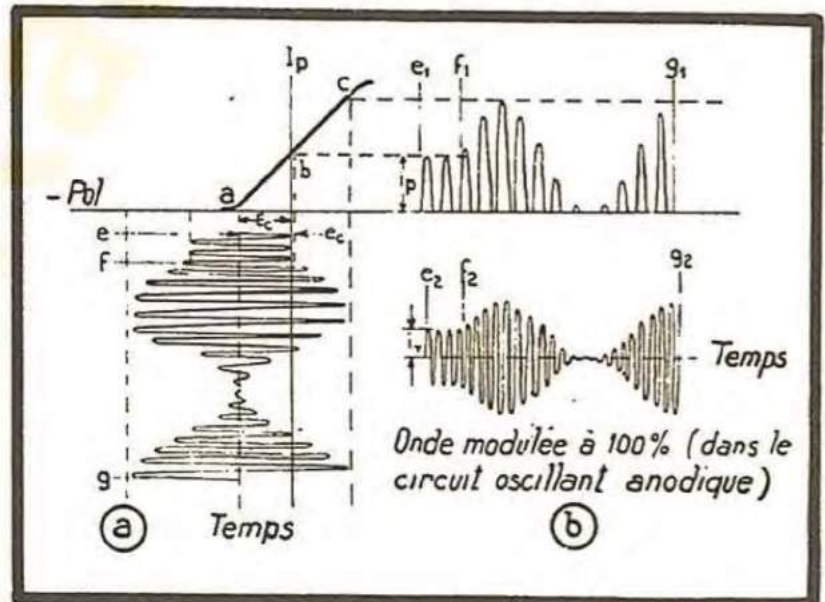


FIG. 11-18. — Amplification en classe B d'une onde H. F. modulée. Fonctionnement correct.

La portion utile de la caractéristique s'étend jusqu'au point *c* (fig. 11-18 a) où se trouve son coude supérieur. Pour qu'un signal modulé à 100 %, soit reproduit linéairement, il faut que le signal de la porteuse pure n'atteigne que le point *b* (moitié de *a c*). Pendant l'intervalle de temps *f g*, le signal d'entrée est modulé par une tension B. F. avec un taux de 100 %. Cette modulation est appliquée aux pulsations



positives du courant plaque ( $f_1 - g_1$ ) qui engendrent, dans le circuit oscillant de sortie, le courant H. F. modulé que nous avons représenté sur la figure 11-18 *b* (entre  $f_2$  et  $g_2$ ).

**Rendement.** — Le rendement d'un étage H. F., amplifiant la porteuse seule, est plus élevé en classe A qu'en classe B. La puissance de sortie est plus élevée également. Comme on le voit sur la figure 11-18 *a*, le signal modulé à 100 % dépasse la tension de polarisation et rend la grille positive. Il s'ensuit que l'impédance du circuit d'entrée doit être faible, et que la puissance d'excitation doit être plus forte qu'en classe A (où l'impédance d'entrée est élevée). Un rendement de l'ordre de 35 % sur la porteuse peut être obtenu avec un amplificateur classe B.

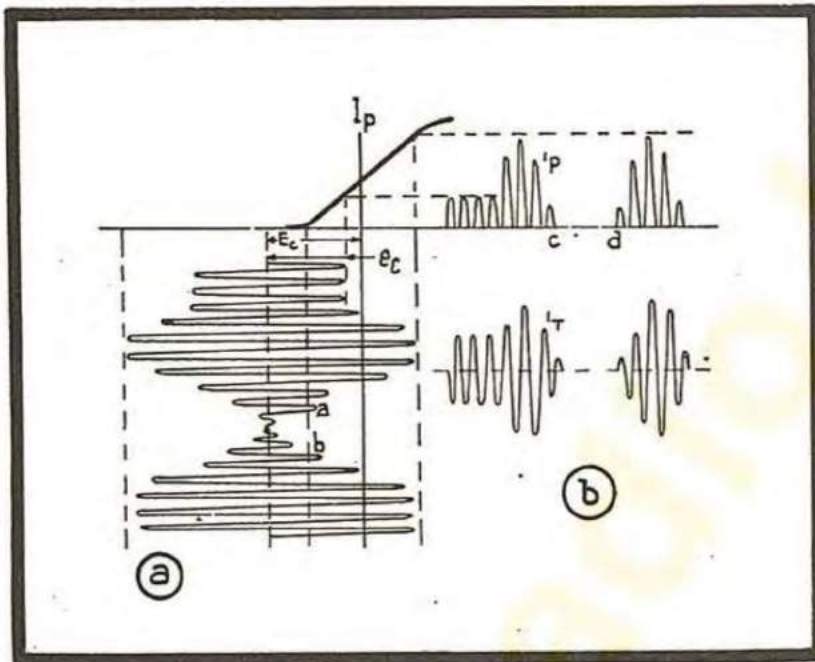


FIG. 11-19. — Amplification en classe B d'une onde H. F. modulée. Fonctionnement incorrect : polarisation trop forte.

La figure 11-19 montre l'effet d'une polarisation trop élevée. On voit qu'au cours d'une période de modulation il y a un intervalle de temps pendant lequel le courant plaque disparaît complètement ; l'enveloppe de modulation n'est plus une courbe sinusoïdale. La figure 11-19 *b* montre que l'enveloppe de l'onde modulée recueillie dans le circuit de sortie n'est pas sinusoïdale non plus :

Les montages à tube unique, ainsi que les montages en push-pull (tels que celui de la figure 11-16), peu-

vent travailler en classe B à la condition que les constantes des circuits soient bien choisies et que les différentes tensions soient réglées correctement.

## Amplificateur B. F. classe B.

Le rendement des amplificateurs B. F. travaillant en classe B peut atteindre 50 à 70 % ; on les utilise partout où une puissance de sortie élevée est nécessaire. Dans un émetteur de radio-téléphonie modulé dans l'étage de sortie H. F., la puissance B. F. nécessaire pour une modulation à 100 % est égale à la moitié de la puissance d'alimentation de l'émetteur. Ainsi, par exemple, un émetteur de 10 kilowatts, travaillant avec un rendement de 80 %, absorbe une puissance d'alimentation plaque de 12,5 kilowatts. La puissance B. F. nécessaire est alors de 6,25 kilowatts. Les puissances de cet ordre s'obtiennent difficilement en classe A, de sorte que ce sont presque exclusivement les amplificateurs à haut rendement, travaillant en classe B, qui sont employés dans ce qu'on appelle les *modulateurs* (amplificateurs B. F. de modulation).

La figure 11-20 montre la relation courant plaque-tension grille d'un tube à vide



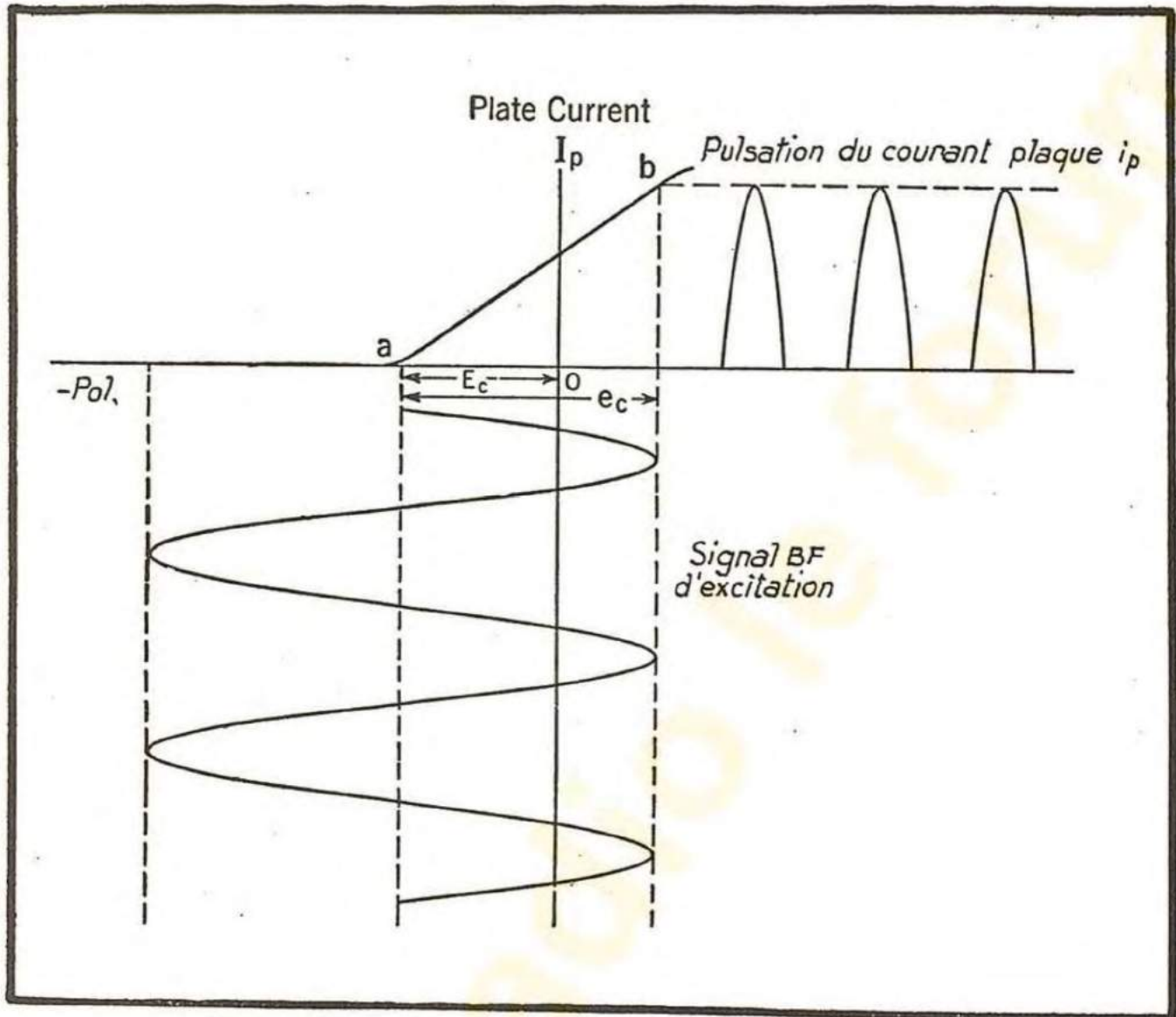


FIG. 11-20. — Amplification en classe B d'un signal B. F.

utilisé dans l'amplification B. F. classe B. La tension  $e_c$  excite la grille du tube, polarisé de telle façon que le courant plaque  $i_p$  ne passe que pendant les alternances positives. Or, nous avons vu déjà que les circuits résonnants ne peuvent être utilisés dans l'amplification B. F. Quant aux transformateurs qui constituent les circuits de liaison dans un amplificateur B. F., si on leur applique des pulsations demi-onde, la tension de sortie est complètement distordue. On est donc conduit à utiliser des montages symétriques, l'un des tubes produisant la demi-onde positive et l'autre la demi-onde négative. La combinaison des deux tubes produira, à la sortie, une onde sinusoïdale pure.

La figure 11-21 donne la représentation graphique du fonctionnement d'un étage d'amplification B. F., classe B, composé de deux tubes en push-pull. Les caractéristiques des tubes 1 et 2 sont représentées de façon à former une ligne droite;  $e_c$  est la tension du signal appliqué aux grilles. Les deux tubes sont polarisés au cut-off, de telle façon qu'en absence de signal, il n'y a pas de courant plaque (ou sa valeur est très faible). Pendant l'alternance désignée par la lettre A, la grille du tube 2 est polarisée au delà du cut-off, par conséquent le courant est nul dans ce tube; dans le tube 1, le courant passe, au contraire, et le point de fonctionnement se déplace entre les points



$a$  et  $b$  de la caractéristique. On obtient la pulsation demi-onde  $i_{p1}$  du courant plaque. Pendant l'alternance B, la grille du tube 1 passe au delà du cut-off et le courant devient nul dans ce tube ; le tube 2 est excité et le point de fonctionnement se déplace entre les points  $c$  et  $d$  de la caractéristique. Le tube 2 produit donc, à son tour, une pulsation demi-onde ( $i_{p2}$ ). La somme de  $i_{p1}$  et  $i_{p2}$  forme l'onde sinusoïdale de sortie, qui reproduit fidèlement la tension appliquée aux grilles des tubes.

**Schéma d'un amplificateur B. F. classe B.** — La figure 11-22

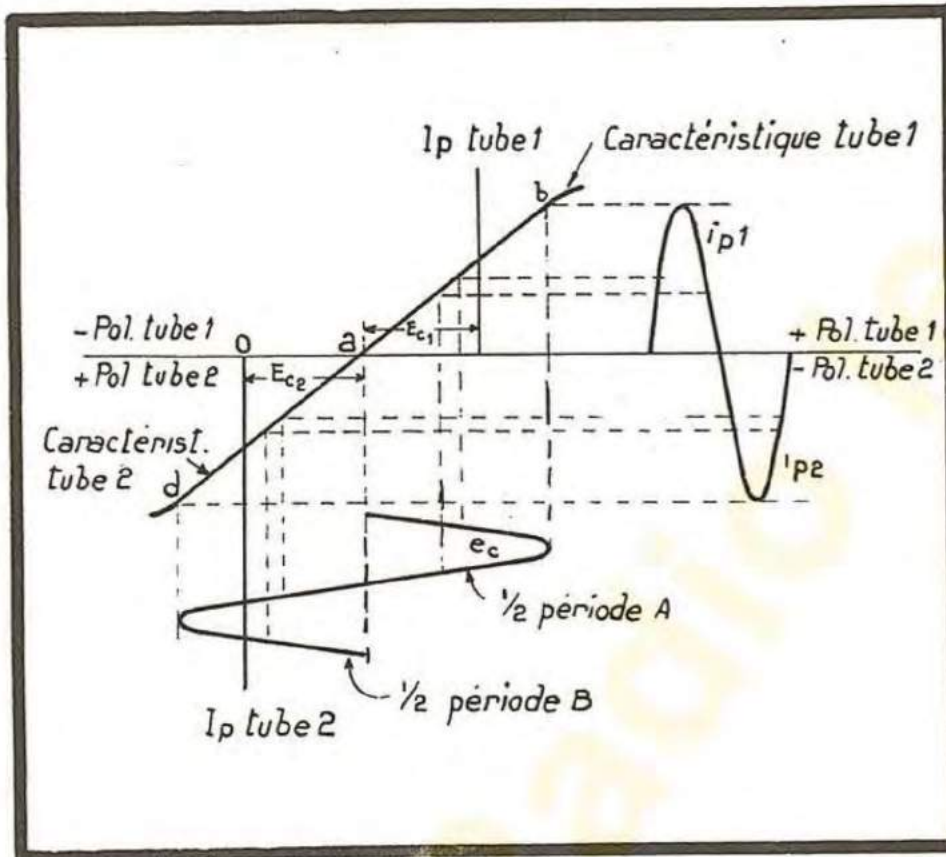


FIG. 11-21. — Amplification en push-pull classe B d'un signal B. F.

faible impédance, de sorte que la puissance d'excitation nécessaire est relativement élevée. Pour que le fonctionnement soit correct, il est nécessaire que la tension de polarisation ne soit pas modifiée lorsqu'on applique le signal d'entrée. En absence de signal d'entrée, aucun courant ne traverse la source de polarisation. Mais aussitôt que le signal est appliqué et que la grille devient positive pendant une fraction de la période, la source de polarisation débite un courant et doit être soigneusement stabilisée si l'on désire que la tension de polarisation soit constante.

La source de haute tension envoie dans les plaques des pulsations de courant. En conséquence, de même que la source de polarisation, la source d'alimentation anodique doit être réglée avec soin dans un amplificateur B. F. en classe B. D'une manière générale, un tel amplificateur ne travaillera correctement que si toutes les conditions de bon fonctionnement sont rigoureusement respectées.

**Amplification en puissance.** — L'amplification en puissance des amplificateurs B. F. en classe B est relativement faible si on utilise des triodes. Avec les pentodes elle peut être nettement plus élevée, mais l'emploi des pentodes présente des inconvénients qui seront étudiés plus loin. La faible amplification en puissance

représente le schéma simplifié d'un amplificateur B. F. travaillant en classe B. Le signal est appliqué aux grilles à travers un transformateur d'entrée  $T_1$ . La puissance de sortie est recueillie aux bornes du transformateur  $T_2$ .

Les figures 11-20 et 11-21 montrent que les grilles des tubes (fonctionnant en classe B) deviennent positives. La présence de courant grille qui en résulte oblige à utiliser des circuits de grille à



des amplificateurs utilisant des triodes est largement compensée par une puissance utile et un rendement considérable (dans toutes les applications où une puissance B. F. élevée doit être obtenue).

### Amplificateurs H. F. classe C.

La principale caractéristique des amplificateurs classe C est leur puissance et leur rendement, qui sont plus élevés que dans les autres classes de fonctionnement. Par contre, le gain d'amplification en puissance est moins grand en classe B, et l'amplifi-

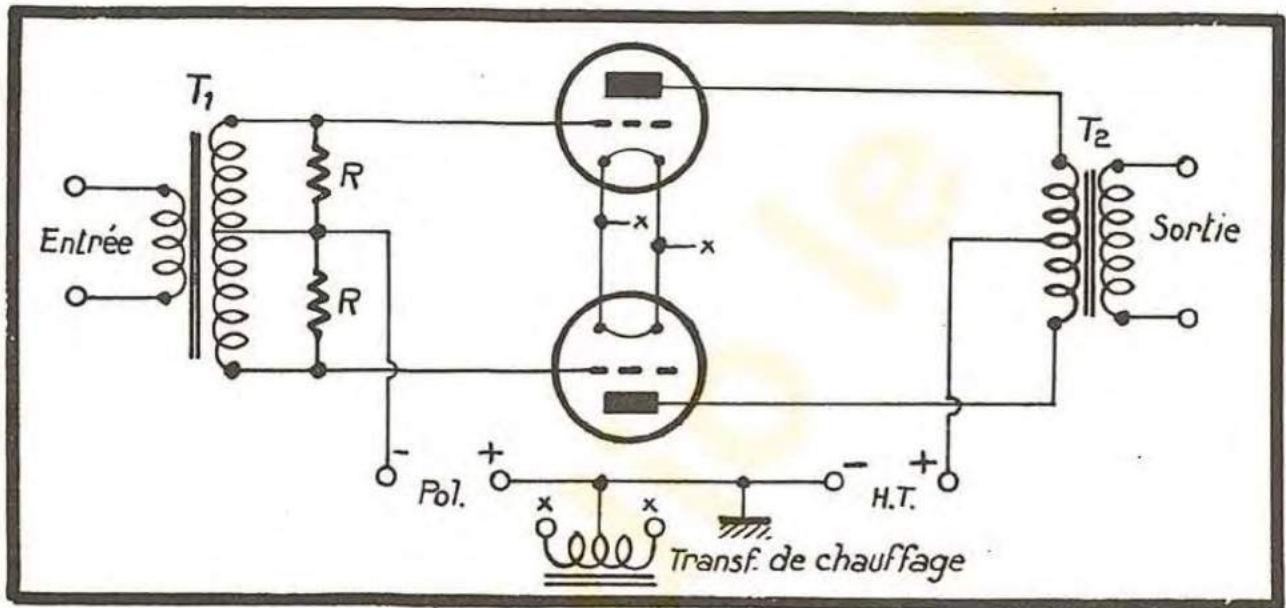


FIG. 11-22. — Schéma d'un amplificateur B. F. en push-pull classe B.

cation des ondes modulées n'est pas possible. Les amplificateurs classe C sont surtout utilisés, du fait de leur puissance de sortie élevée, dans l'étage final des émetteurs de radio-télégraphie et dans les étages modulés (par la grille ou par la plaque) des émetteurs de radio-téléphonie. La figure 11-23 montre la relation courant plaque-tension grille dans le fonctionnement en classe C.

Le tube est polarisé fortement au delà de la tension de cut-off (la tension de polarisation est, en général, de l'ordre du double de la tension de cut-off). L'excitation produit dans le circuit plaque des pulsations de courant, dont la durée est inférieure à celle d'une demi-période (en classe

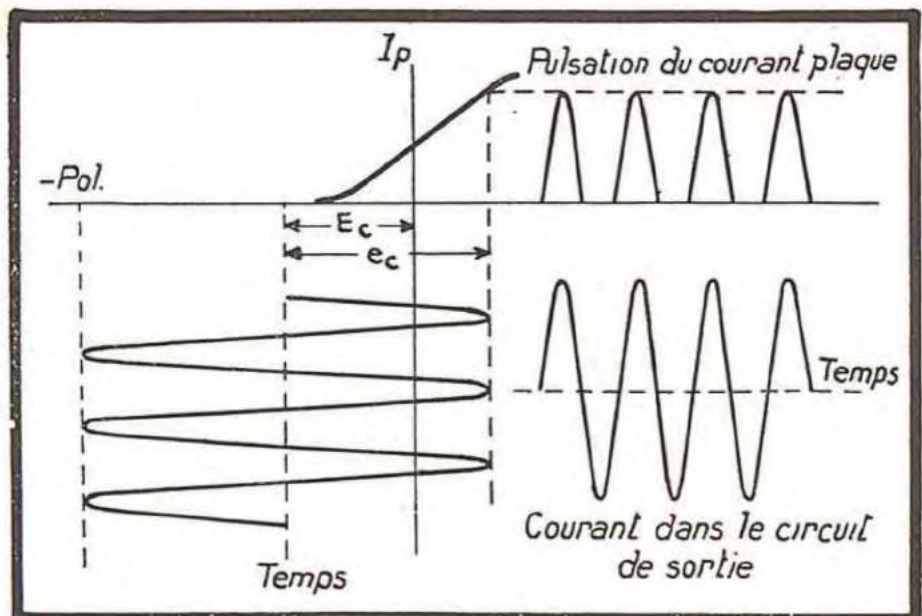


FIG. 11-23. — Amplificateur H. F., classe C.



Belle lui était égale). Ces pulsations, appliquées au circuit résonnant de sortie, y entretiennent une onde sinusoïdale qui reproduit fidèlement la tension d'excitation. Avec ces pulsations brèves, le rendement du circuit plaque est meilleur qu'en classe B. Les amplificateurs classe C travaillent avec un rendement pouvant atteindre 80 %. Si on essaie de moduler le signal d'entrée, l'enveloppe de modulation du signal de sortie est fortement déformée, car toute la longueur de la caractéristique est utilisée pour le signal non modulé. Toutefois, le signal de sortie peut être modulé linéairement, et ce procédé de modulation sera étudié au chapitre XII. Les circuits d'amplification H. F. que nous avons décrits plus haut peuvent être utilisés en classe C moyennant un choix convenable des différentes caractéristiques de fonctionnement.

### **Amplificateurs H. F. à penthode, classe B et classe C.**

Les penthodes conviennent admirablement à l'utilisation dans les amplificateurs classe A (quand on recherche le maximum d'amplification en tension), à cause de leur gain en tension élevé. Dans les émetteurs, on utilise des penthodes dont la puissance utile atteint plusieurs centaines de watts ; leur amplification en puissance est également très élevée, mais la distorsion qu'elles introduisent atteint des niveaux considérables.

Cette distorsion n'est pas gênante dans les amplificateurs qui ne transmettent que la parole, et c'est pourquoi les penthodes trouvent un emploi de plus en plus étendu dans les services de trafic. Elles sont aussi de plus en plus utilisées dans les étages qui précèdent l'étage modulé. Avec les perfectionnements qui leur sont apportés sans cesse, le champ d'application des penthodes s'étend toujours davantage.

### **Amplificateur B. F. à penthode, classe B.**

Les penthodes sont souvent utilisées dans les amplificateurs B. F. classe B, quand la distorsion qu'ils introduisent n'est pas prohibitive dans le cas considéré. Ces tubes sont très couramment employés dans les étages de sortie des postes récepteurs à bon marché, ainsi que dans les amplificateurs de sonorisation de grande puissance. On les rencontre, de plus en plus souvent, dans les émetteurs de radio-téléphonie de trafic.

### **Détection (ou démodulation).**

Le processus de modulation d'une onde porteuse a été décrit au chapitre X. L'onde B. F. dérivée de l'enveloppe de modulation d'une onde modulée peut être utilisée pour exciter un casque écouteur ou un haut-parleur, produisant ainsi un son audible. La transformation d'une onde H. F. modulée en signal B. F. porte le nom de *détection* ou *démodulation*.

Il existe plusieurs types de détecteurs. Toutefois, le principe de leur fonctionnement est toujours le même, et peut être décomposé en trois phases, qui sont : *le redressement*, *le filtrage*, et *la séparation de la composante B. F.*



**Redressement.** — La figure 11-24 *b* représente l'onde H. F. non modulée entre *f* et *g*, et modulée entre *g* et *h*. Si cette onde est appliquée au circuit de la figure 11-24 *a*, on aura, à la sortie, les pulsations demi-onde représentées sur la figure 11-24 *c* (voir chapitre IV). L'enveloppe B. F. de ces pulsations est identique à celle de l'onde représentée sur la figure 11-24 *b*. On obtient ainsi le redressement.

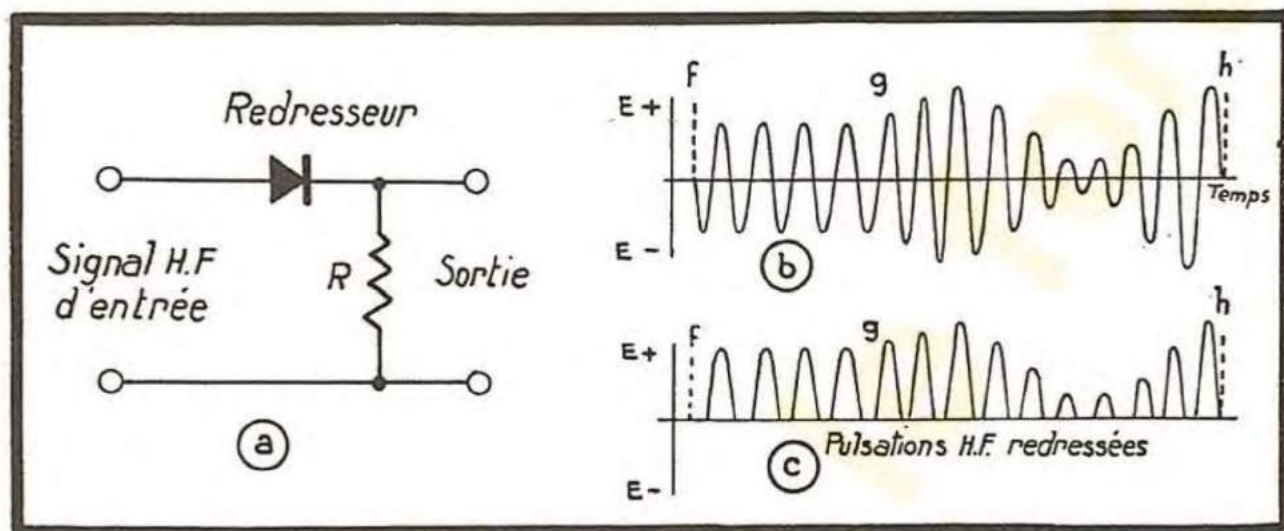


FIG. 11-24. — Redressement d'un signal H. F.

**Filtrage du signal redressé.** — La deuxième phase de la détection est le filtrage de l'onde redressée. Le signal de la figure 11-25 *b* (identique à celui de la figure 11-24 *c*) appliqué au filtre C-R de la figure 11-25 *a*, produit à la sortie l'onde B. F. indiquée sur la figure 11-25 *c*. Nous avons vu, en examinant la figure 11-24, que si le circuit de sortie ne comporte qu'une résistance, le courant qui la traverse a la forme d'une série d'impulsions demi-onde de haute fréquence. L'effet filtrant du condensateur peut s'expliquer comme suit.

Au début de la première impulsion la tension aux bornes de R et C croît (figure 11-25 *b*, entre *a* et *b*); au point *b* la valeur de cette tension est *e*. Entre *b* et *c*,

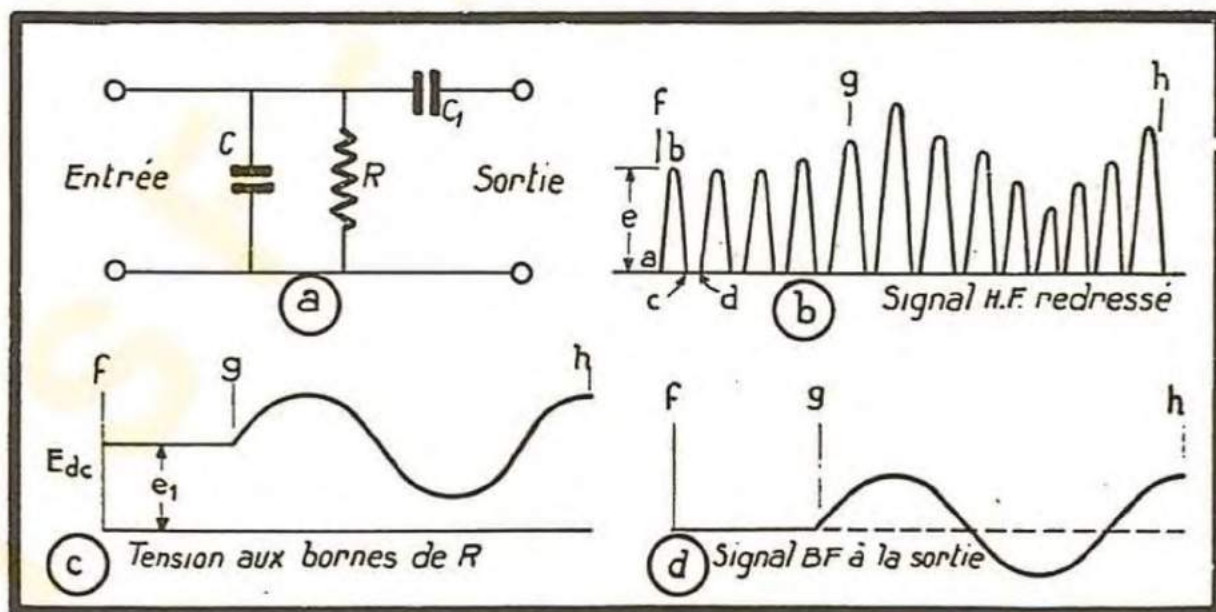


FIG. 11-25. — Filtrage de la composante H. F. redressée.



la valeur aux bornes de R devrait décroître. Or, le condensateur C, qui s'était chargé entre *a* et *b*, se décharge dans R entre *c* et *d*, maintenant aux bornes de R une tension constante. Pendant l'intervalle *f-g* (fig. 11-25 *b*) le signal d'entrée est non modulé, et la tension développée aux bornes de R est constante et égale à  $e_1$ , de la figure 11-25 *c*. Pendant l'intervalle *g-h* de la figure 11-25 *b*, la tension d'excitation est modulée; la tension aux bornes de R varie proportionnellement à la modulation. La variation du courant entre *g* et *h* (fig. 11-25 *c*) est la même que celle de l'enveloppe de l'onde modulée dans l'intervalle *g-h* (de la figure 11-25 *b*).

**Séparation de la composante B. F.** — Une onde de basse fréquence reproduisant l'enveloppe de modulation est nécessaire pour exciter un casque ou un haut-parleur. Le condensateur  $C_1$  (fig. 11-25 *a*) permet d'obtenir cette onde B. F. en laissant passer la composante alternative et en arrêtant la composante continue de la tension dans R. On obtient ainsi, aux bornes de sortie, la tension B. F. (fig. 11-25 *d*) qui reproduit fidèlement l'enveloppe de modulation de l'onde H. F. appliquée à l'entrée.

## Différents types de redresseurs.

Les trois catégories principales de redresseurs sont : le détecteur à cristal, la diode et la triode.

**Détecteur à cristal.** — Ce détecteur était très couramment employé jusqu'à l'apparition du tube à vide ; il est devenu rare depuis 1920 environ. Les récents progrès intervenus dans la technique radio-électrique ont conduit à la modification des caractéristiques du processus détecteur ; les nouvelles caractéristiques coïncident admirablement avec celles de certains cristaux. Il en résulte que certains cristaux redeviennent importants pour certaines applications. La figure 11-26 représente un circuit d'entrée  $L_2-C$ , accordé sur la fréquence du signal reçu, et suivi par un détecteur à cristal X. Le circuit de filtrage comporte la résistance R et le condensateur  $C_2$  ; le condensateur  $C_3$  transmet la composante B. F. détectée au casque-écouteur. La figure 11-26 représente également la forme du signal pendant les différentes phases de la détection.

Dans la pratique, la résistance en continu du casque peut être substituée à R, et le condensateur  $C_3$  supprimé. Dans un récepteur de ce type (très courant avant l'avènement du tube à vide) la composante continue du courant détecté traverse sans inconvénient le casque-écouteur.

L'avantage du détecteur à cristal réside dans sa simplicité : deux connexions suffisent pour le relier au circuit dont il fait partie, et ses dimensions sont très faibles. Le tube à vide est beaucoup plus volumineux, et il doit être chauffé. D'autre part, la capacité et l'espace entre électrodes y sont relativement importants, alors que dans un détecteur à cristal ces caractéristiques sont pratiquement nulles, même aux fréquences les plus élevées. Quant à la sensibilité, elle est comparable dans les deux cas. En conclusion, les avantages des détecteurs à cristal aux très hautes fréquences sont indiscutables.

Un morceau de cristal est placé dans un logement métallique (le métal utilisé est à point de fusion bas). La surface découverte du cristal constitue l'un des pôles du



redresseur. L'autre pôle est constitué par une pointe métallique, qui doit être placée à un endroit où la sensibilité du cristal est bonne (on trouve un tel endroit en tâtonnant). Toutefois, la pointe du fil glisse facilement sur la surface du cristal et les conditions de détection sont instables si cette pointe n'est pas scellée une fois pour toutes sur un point sensible du cristal. Avec cette précaution, le redressement est stable et le détecteur devient d'une utilisation commode.

**Détecteurs à diode.** — Les principales caractéristiques des détecteurs à diode sont une reproduction fidèle et une sensibilité faible. La diode est un tube à vide, comportant une plaque et une cathode ; elle constitue un conducteur de courant unidirectionnel et redresse tout courant alternatif appliqué entre sa plaque et sa cathode. La figure 11-27 représente un circuit résonnant d'entrée  $L_1-C_1$ , une diode

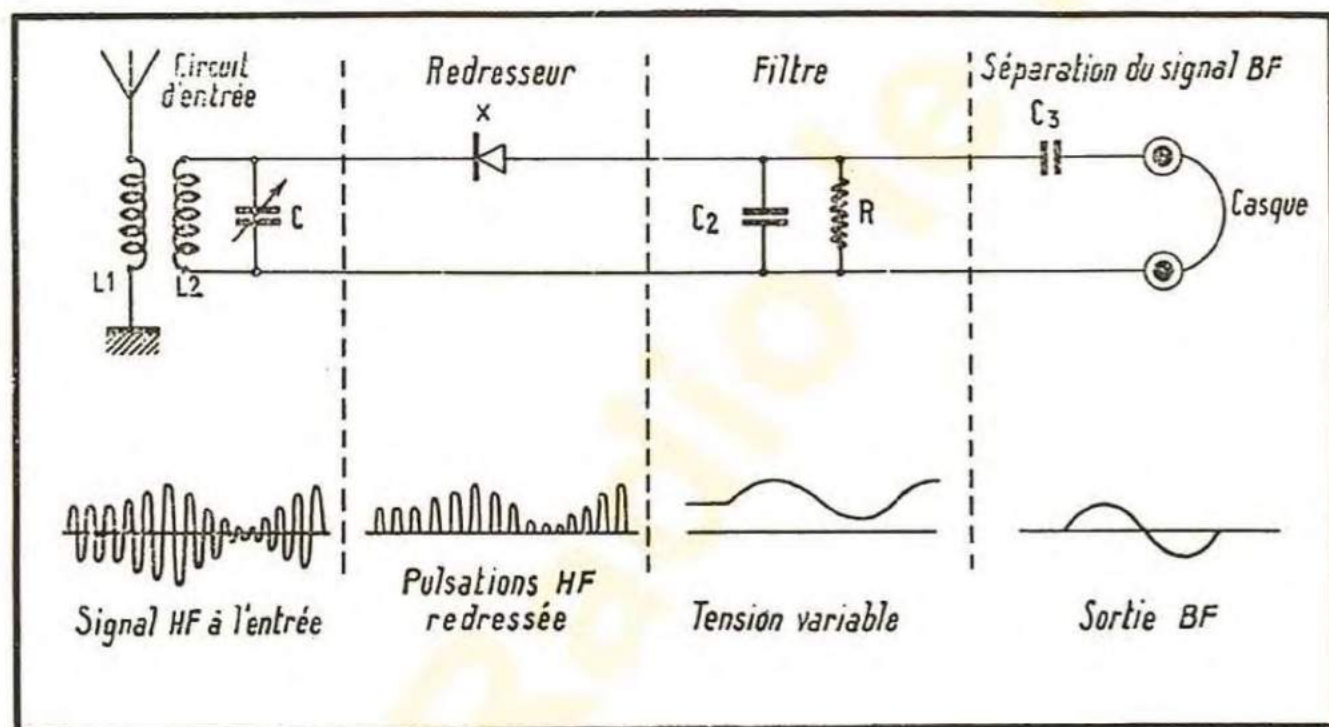


FIG. 11-26. — Détecteur à galène.

redresseuse  $T$  et les circuits de sortie  $C_2-R-C_3$  identiques à ceux de la figure 11-26. Au-dessous du circuit d'entrée nous avons représenté la forme du signal qui y est induit par la self  $L$  (pendant l'intervalle  $f-g$  la porteuse n'est pas modulée ; elle l'est pendant l'intervalle  $g-h$ ). Au-dessous de la diode  $T$ , on voit la forme du courant redressé. Quant à l'action du filtre  $C_2-R$ , nous l'avons expliquée plus haut. Pendant l'intervalle  $f-g$ , la tension aux bornes de  $R$  sera constante ; entre  $g$  et  $h$  elle reproduira l'enveloppe de modulation du signal d'entrée.

Le condensateur  $C_3$  est un condensateur de liaison transmettant la composante B. F. aux bornes de sortie. La forme d'onde est indiquée au-dessous de  $C_3$ . On voit que pendant l'intervalle  $f-g$ , la composante B. F. est nulle ; elle n'apparaît que pendant l'intervalle  $g-h$ , quand le signal d'entrée est modulé.

La résistance de charge des diodes doit avoir une valeur élevée ;  $R$  sera donc de l'ordre de 0,5 à 1 mégohm. Le condensateur  $C_2$  ne doit pas dépasser la valeur de 150 à 200  $\mu\mu F$ , car il filtrerait non seulement les impulsions H. F., mais aussi la composante de modulation. Plus la fréquence de celle-ci est élevée, plus faible doit être la valeur



de  $C_2$ . Ces valeurs de  $C_2$  et de  $R$  sont correctes dans la gamme de la radio-diffusion (550 à 1 600 kHz) et dans son voisinage. Aux fréquences plus élevées,  $C_2$  peut avoir une valeur nettement plus faible.

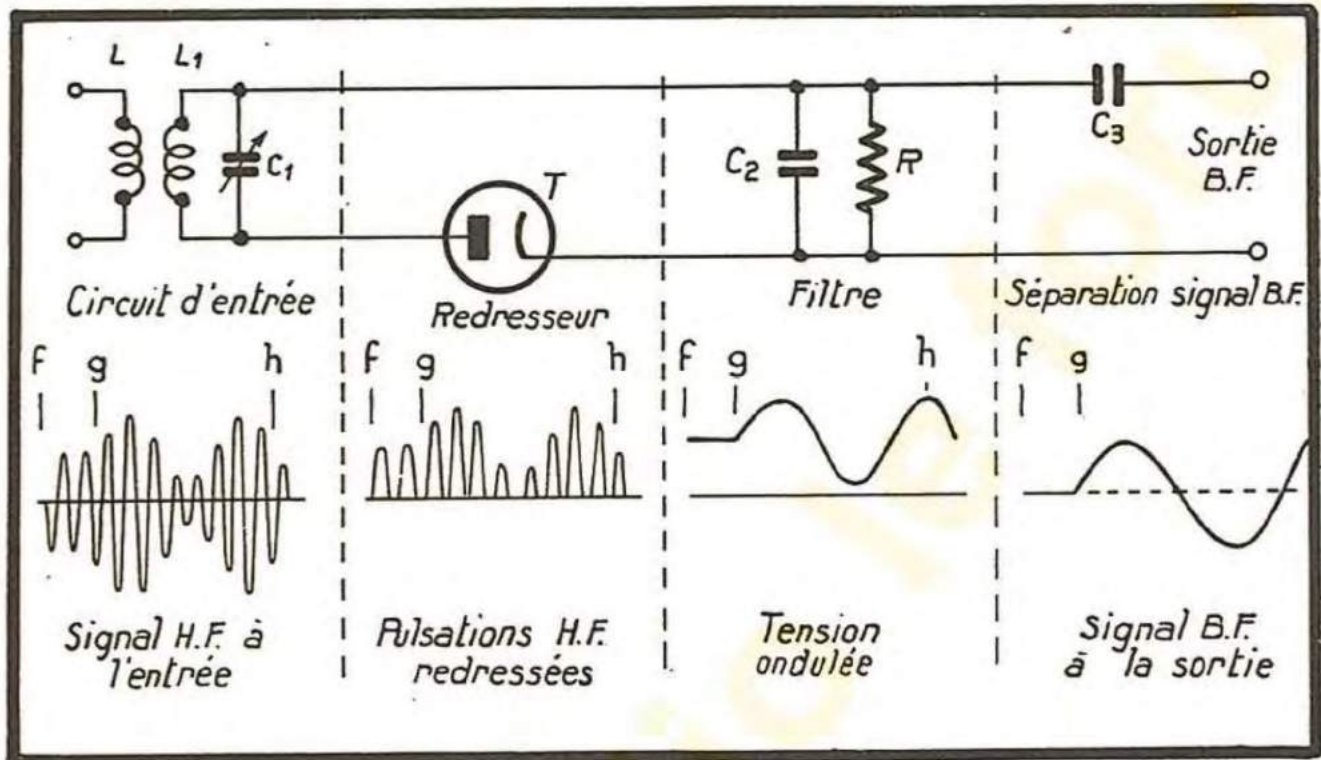


FIG. 11-27. — Détecteur à diode.

La figure 11-28 montre la caractéristique de redressement (courbe du courant plaque) d'une diode. La tension d'entrée  $e_c$  n'est pas modulée pendant l'intervalle  $f-g$ . Pendant l'intervalle  $g-h$  une modulation B. F. lui est appliquée. On voit que, pendant les alternances négatives, le courant H. F. ne peut pas passer ; le courant plaque ne comporte que des pulsations demi-onde  $i_p$  qui passent pendant les alternances positives de la tension d'entrée. La

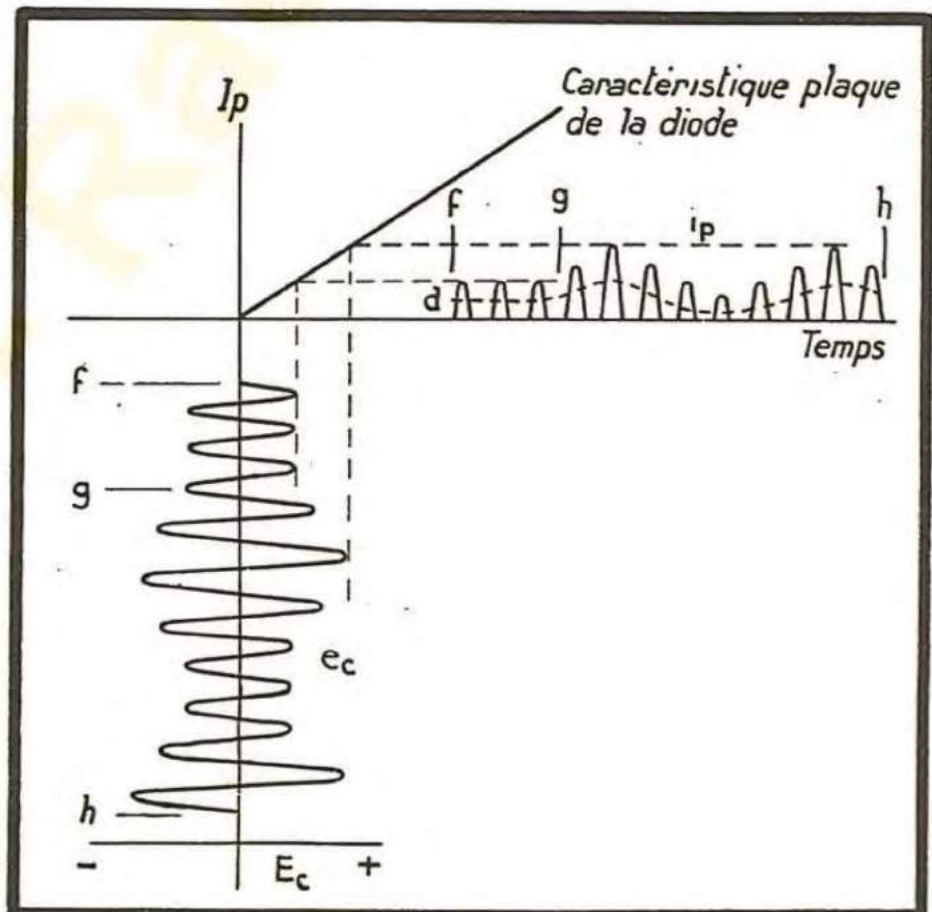


FIG. 11-28. — Redressement par diode.



courbe en pointillé ( $d$ ) est le courant plaque moyen, dont la forme reproduit l'enveloppe de modulation du signal appliqué à l'entrée.

La figure 11-28 représente les deux premières phases d'un système de détection complet. Le courant  $i_p$  est le résultat du redressement, le courant  $d$  est obtenu après le filtrage. La troisième phase, celle de la séparation de la composante B. F., n'a été mentionnée jusqu'à présent que pour plus de clarté, car elle ne fait pas partie du processus de détection proprement dit.

## Détecteurs à triode.

Il existe deux catégories de détection par la triode : la détection par la grille et la détection par la plaque. La détection par la plaque elle-même peut être *linéaire* ou *quadratique*. Dans l'ensemble, la détection par la grille et la détection plaque quadratique ont des caractéristiques de redressement peu favorables, et ne sont pas très utilisées, alors que la détection diode et la détection à caractéristique linéaire, par la plaque des triodes, sont d'un emploi général à cause de la reproduction fidèle qui les caractérise. Dans la détection linéaire par la plaque, la fonction amplificatrice de la triode intervient et se traduit par un certain gain du signal détecté.

**Détection linéaire par la plaque.** — La figure 11-29 montre une triode montée en amplificatrice avec une résistance pure  $R$  comme circuit de sortie. La grille

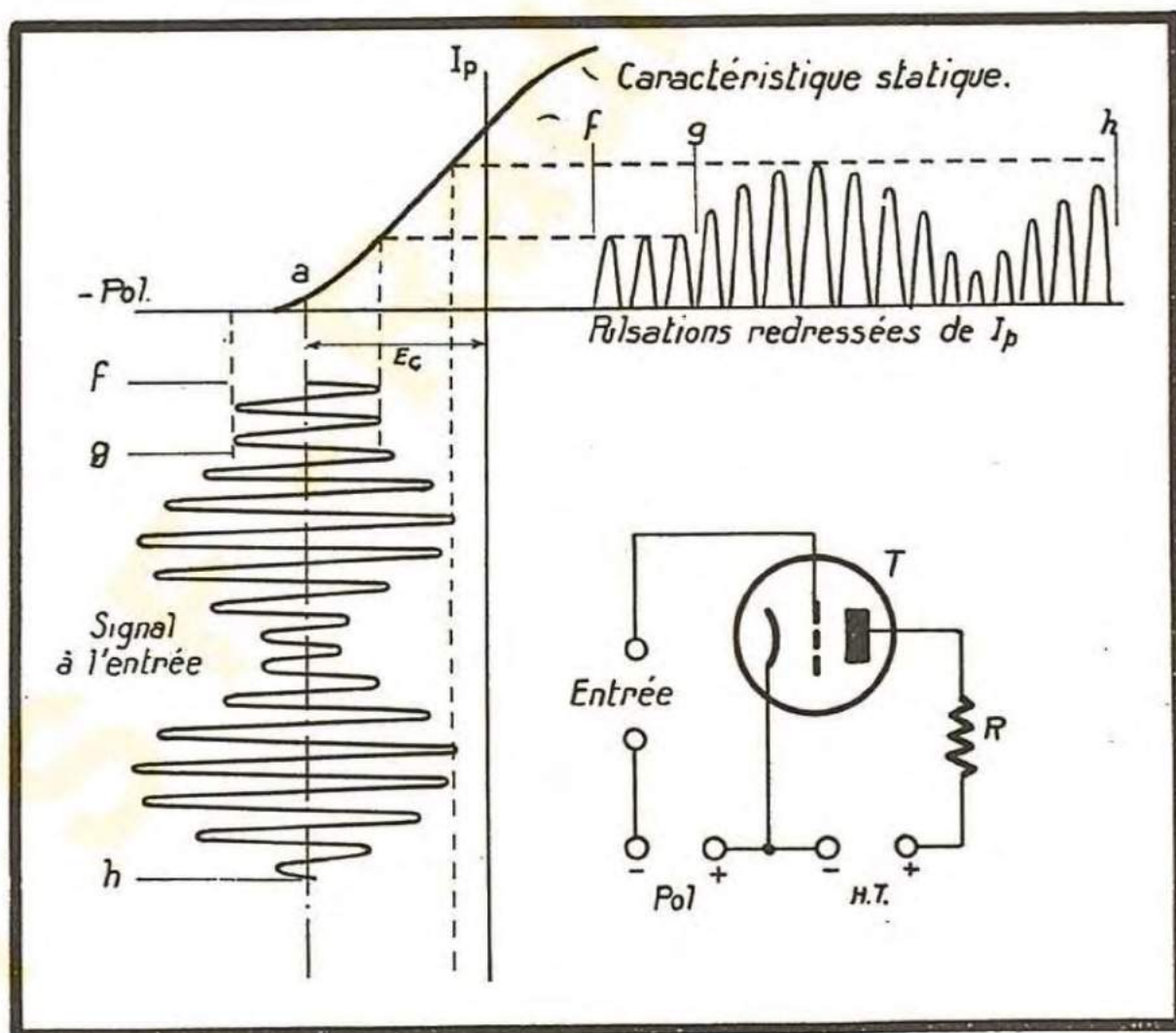


FIG. 11-29. — Redressement par triode.



est polarisée au cut-off et le signal d'entrée produit dans la résistance  $R$  des pulsations demi-onde de haute fréquence. L'enveloppe de ces pulsations sera la reproduction de l'enveloppe de modulation du signal d'entrée. On obtient ainsi le redressement ; en faisant passer les pulsations redressées dans un circuit filtrant, on complète le processus de détection ; le tube étant monté en amplificateur, le signal de sortie présentera un certain gain par rapport au signal d'entrée.

La figure 11-30 représente le schéma de la détection linéaire par la plaque. La triode  $T$  est polarisée au cut-off. Le circuit d'entrée  $L_2 - C$  est accordé sur la fréquence du signal reçu, qui est représenté au-dessous. Plus à droite, on voit la triode et les pulsations redressées (au-dessous), le circuit filtrant  $C_1 - R$ , la forme du courant détecté et, enfin, le condensateur séparateur  $C_2$  et la composante B. F. de sortie (indiquée au-dessous du condensateur  $C_2$ ). Notons, en nous reportant encore à la figure 11-29, que l'on doit utiliser la partie linéaire de la caractéristique, si on veut éviter la distorsion (nous l'avons montré lors de l'étude des amplificateurs H. F. en classe B). La courbure de la caractéristique au point  $a$  introduit une certaine distorsion qui peut être rendue relativement faible si on utilise la caractéristique au maximum.

**Détection quadratique par la plaque.** — Cette détection a été souvent utilisée à l'époque où il n'était pas facile d'obtenir des amplifications H. F. satisfaisantes,

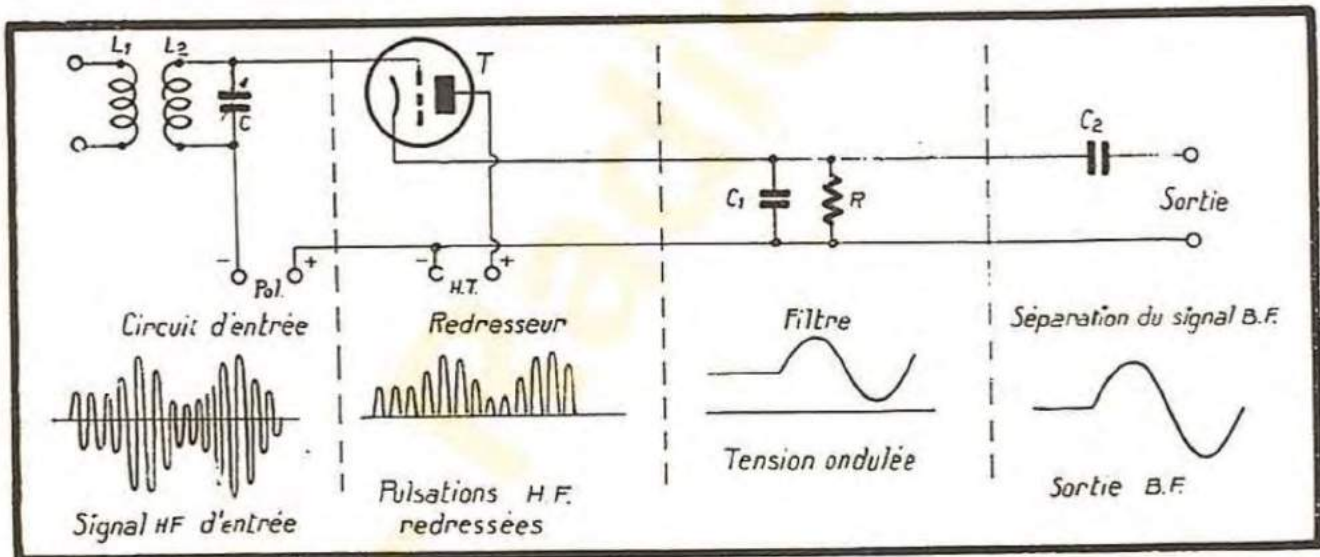


FIG. 11-30. — Détection linéaire par la plaque.

cela en dépit du niveau de distorsion élevé qu'elle introduisait. Avec les tubes modernes, l'amplification H. F. peut avoir la valeur nécessaire pour que la tension à l'entrée du détecteur soit suffisante pour une détection diode, ou pour une détection linéaire par la plaque d'une triode. La figure 11-31 représente le coude inférieur de la caractéristique d'une triode utilisée en détection quadratique. Ce coude est la région de la caractéristique qui se trouve au voisinage du point  $a$  de la figure 11-29. Un signal faible étant appliqué à la grille, un courant  $i_p$  traverse le circuit plaque du tube. Comme l'indique le diagramme de la figure 11-31, la courbure de la caractéristique introduit une distorsion de courant de sortie  $i_p$ . La valeur moyenne de ce courant, dessiné en pointillé ( $d$ ) ne varie pas proportionnellement à l'enveloppe de modulation du signal d'entrée. Le schéma du circuit peut être identique à celui de la figure 11-30.



**Détection par la grille.** — La figure 11-32 représente un montage où la détection s'opère dans le circuit grille d'une triode. Le circuit d'entrée comporte le circuit oscillant  $L_2 - C_1$ , le circuit de filtrage  $R - C$ , et l'espace filament-grille du tube qui constitue l'élément diode nécessaire pour le redressement. Ce circuit ne diffère de celui de la figure 11-27 (détection à diode) que par deux points :

- 1° La plaque de la figure 11-27 est remplacée par la grille de la triode ;
- 2° Le filtre de sortie n'est pas représenté sur la figure 11-32.

La composante continue du courant redressé traversant  $R$  crée une tension négative aux bornes de  $R$ . Le tube est ainsi polarisé automatiquement et peut fonctionner en amplificateur. La composante B. F. de la tension redressée est appliquée à l'espace filament-grille à travers la self  $L_2$  qui présente, en basse fréquence, une réactance négligeable. Le tube amplifie cette tension B. F. qui est recueillie dans le circuit de sortie au moyen d'un transformateur B. F. désigné  $Tr$ . La composante H. F., amplifiée simultanément, est découplée par le condensateur  $C_2$ .

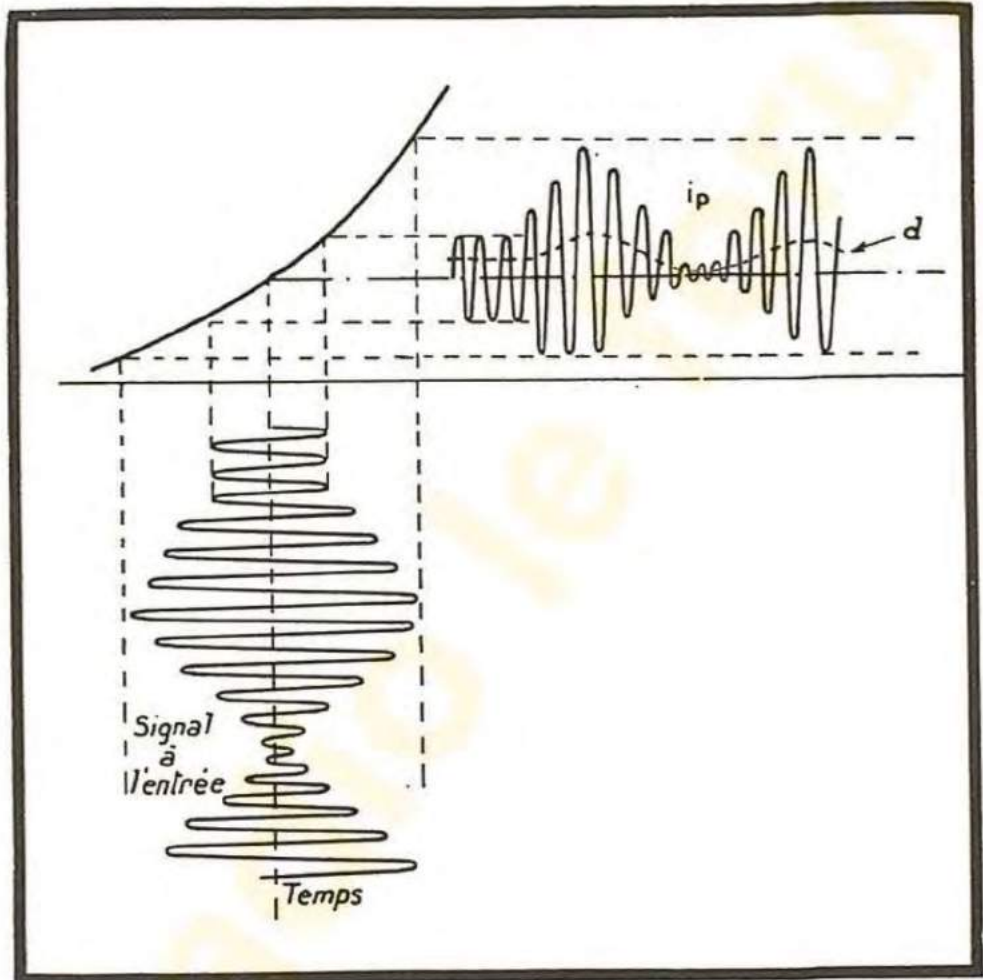


FIG. 11-31. — Détection quadratique par la plaque.

La composante B. F. de la tension redressée est appliquée à l'espace filament-grille à travers la self  $L_2$  qui présente, en basse fréquence, une réactance négligeable. Le tube amplifie cette tension B. F. qui est recueillie dans le circuit de sortie au moyen d'un transformateur B. F. désigné  $Tr$ . La composante H. F., amplifiée simultanément, est découplée par le condensateur  $C_2$ .

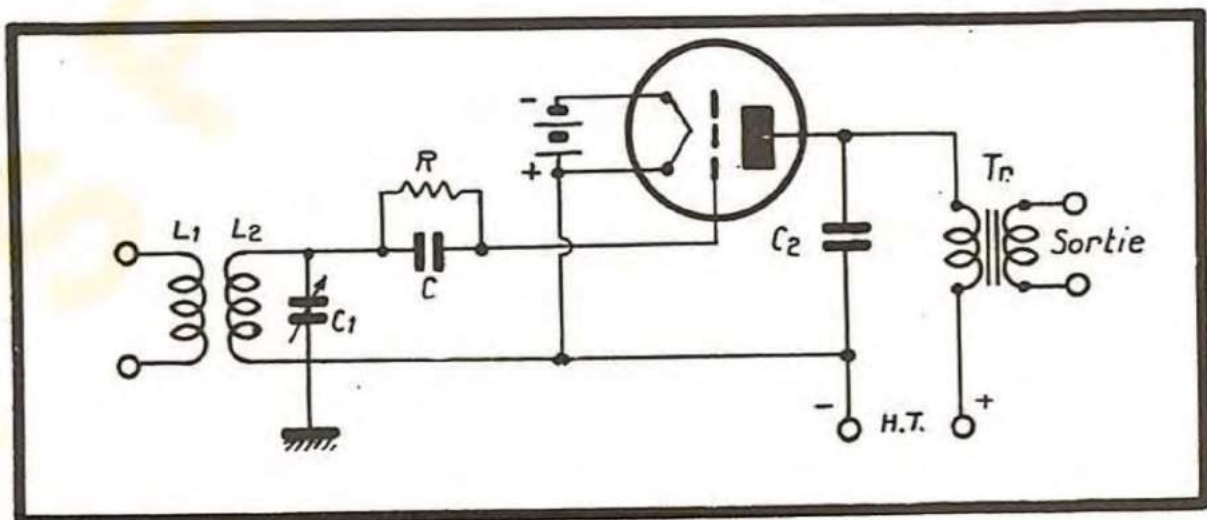


FIG. 11-32. — Détection par la grille.



La détection par la grille est caractérisée par une bonne sensibilité, un signal de sortie élevé pour un signal d'entrée donné, et une reproduction correcte pour les signaux d'entrée faibles. Quand le signal d'entrée croît, la distorsion croît également.

La détection par la grille est de moins en moins utilisée, tout comme la détection quadratique. Les amplifications considérables que l'on obtient actuellement en haute fréquence permettent l'emploi de la détection linéaire par la diode ou par la plaque d'une triode.

## Détection hétérodyne des ondes entretenues pures.

Comme nous l'avons vu plus haut, la détection d'un signal H. F. non modulé fournit une composante nulle à la sortie. La figure 11-33 a montre un signal entretenu pur, de fréquence  $f_s$  égale à 1 000 kHz. Le signal fourni par un oscillateur local est sur la fréquence  $f_h = 1 001$  kHz (fig. 11-33 b).

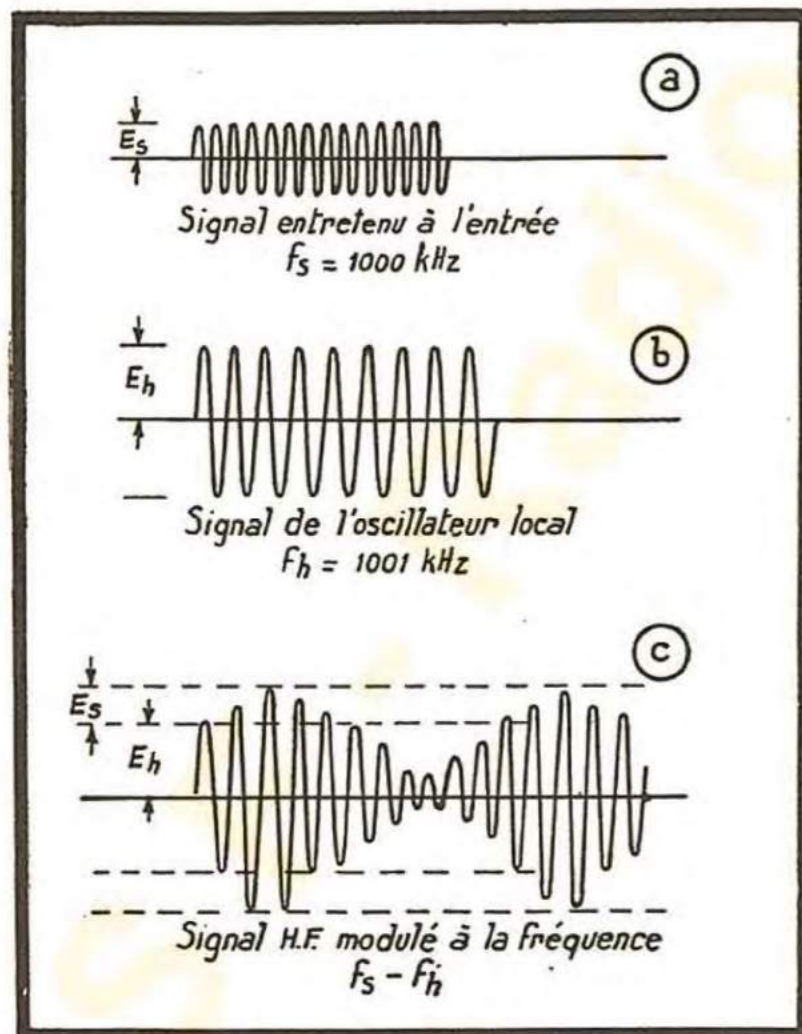


FIG. 11-33. — Détection hétérodyne.

Les deux fréquences,  $f_s$  et  $f_h$ , combinées, donnent une onde modulée dont l'enveloppe de modulation varie à la fréquence de 1000 périodes, qui est la différence entre les fréquences  $f_s$  et  $f_h$  (figure 11-33 c). Il suffit de faire passer cette onde modulée par un détecteur pour obtenir une composante B. F. de 1 000 périodes nécessaire pour exciter un casque ou un haut-parleur. La fréquence du signal de sortie peut être modifiée en faisant varier la fréquence  $f_h$  de l'oscillation locale de la quantité égale à la variation cherchée. Supposons qu'une onde entre tenue pure, émise par un émetteur de télégraphie, soit manipulée en code Morse. Considérons le diagramme de la figure 11-34 a, qui représente le signal nul dans l'intervalle  $f-g$  (clé ouverte), et le signal émis dans l'intervall-

$g-h$  (clé fermée). Pendant l'intervalle  $f-g$  l'oscillateur local produit dans le récepteur un signal de fréquence  $f_h$  (fig. 11-34 b), mais ce signal ne peut pas fournir une composante B. F. à la sortie du détecteur. Pendant l'intervalle  $g-h$  cette composante est produite par la combinaison, à l'entrée du détecteur, des fréquences  $f_h$  et  $f_s$ . On peut



donc émettre, en continuant à manœuvrer la clé de manipulation, des signaux qui seront reçus sous la forme d'une série de traits et de points du code télégraphique.

## Réception de la télégraphie modulée.

Le signal reçu étant modulé, on peut le redresser au moyen de n'importe quel type de détecteur. La détection hétérodyne est inutile dans le cas des ondes modulées et on n'a recours à elle que pour la télégraphie entretenue.

### Questions et problèmes de récapitulation.

1. — Quelle est la principale différence entre les amplificateurs H. F. et les amplificateurs B. F.?

2. — Pourquoi les circuits accordés réduisent-ils le niveau des harmoniques?

3. — Pour quelle raison la liaison par circuit oscillant ne peut pas être utilisée dans les amplificateurs B. F.?

4. — Décrire les trois manières de polariser un amplificateur H. F.

5. — Donner la désignation des trois classes de fonctionnement des amplificateurs et définir brièvement leurs caractéristiques.

6. — Pourquoi le fonctionnement en classe B des amplificateurs H. F. et B. F. est-il similaire?

7. — (a) Comment réalise-t-on la neutrodyne d'un amplificateur H. F. non symétrique? (b)

Même question pour un amplificateur en push-pull.

8. — Quels sont les avantages des amplificateurs utilisant les pentodes?

9. — Pourquoi faut-il bien filtrer, dans les amplificateurs à étages en cascade, les connexions de haute tension et de polarisation?

10. — Pourquoi emploie-t-on des blindages dans la technique radio-électrique?

11. — Pour quelle raison est-il inutile de neutrodyner les pentodes et les tétrodes?

12. — (a) Quelle est la perturbation que l'on rencontre habituellement en faisant fonctionner deux (ou plusieurs) tubes en parallèle? (b) Comment la supprime-t-on?

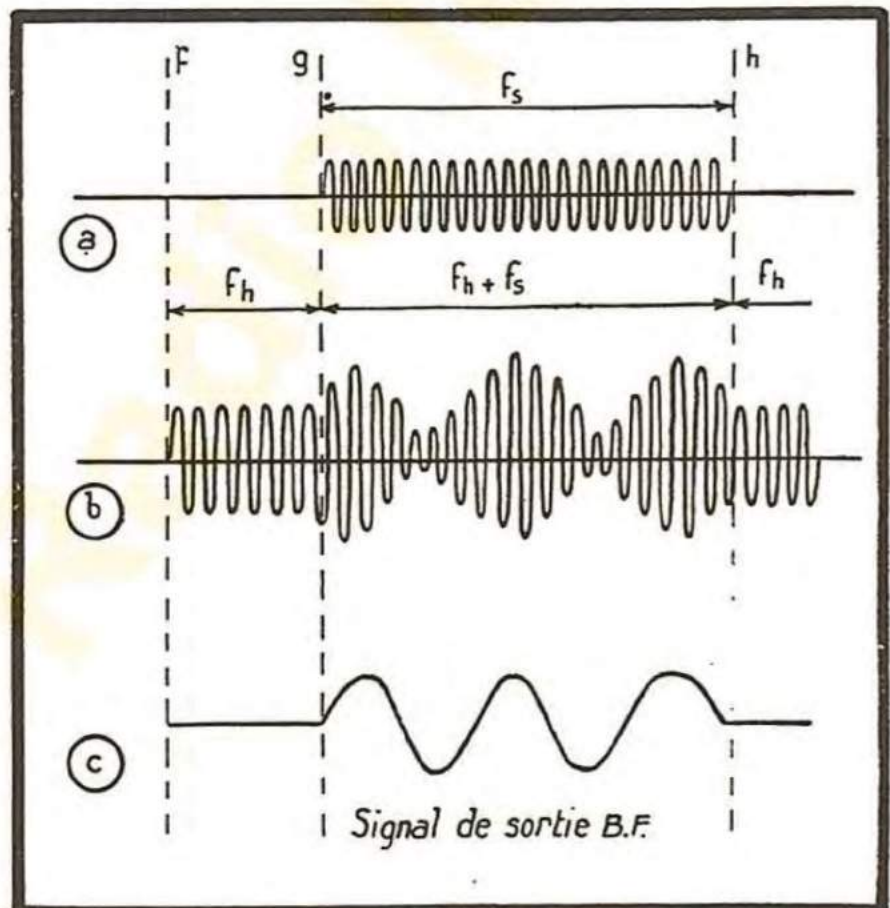


FIG. 11-34. — Détection d'une onde entretenue manipulée



13. — Quel type amplificateur H. F. utilise-t-on dans un étage modulé par la plaque? (b) Pourquoi?
14. — Qu'est-ce que la détection (ou démodulation)?
15. — Désignez les trois phases du processus de détection et expliquez chacune d'elles.
16. — Nommez les trois types principaux de détecteurs ; définissez leurs caractéristiques.
17. — Comment reçoit-on les signaux de télégraphie entretenue?



## CHAPITRE XII

# ÉMETTEURS A MODULATION D'AMPLITUDE

Un émetteur radio-électrique produit l'énergie qui est envoyée dans l'espace sous forme de rayonnement électro-magnétique.

Un émetteur modulé en amplitude comporte deux parties principales : La partie H. F., créant et amplifiant l'énergie H. F., et la partie B. F. Le schéma synoptique d'un émetteur à modulation d'amplitude est représenté sur la figure 12-1. Le trait en pointillé indique la séparation entre les parties H. F. et B. F.

### Partie H. F. de l'émetteur

La fréquence d'un émetteur doit être stabilisée très soigneusement, car, si on lui permet de varier, il en résulte des interférences avec les émissions sur les fréquences voisines. Pour parvenir à la rendre stable, on utilise presque exclusivement les oscillateurs à quartz, qui maintiennent la fréquence entre des limites très étroites. Mais la puissance de sortie de ces oscillateurs est très faible et une série d'étages amplificateurs est nécessaire pour l'amener à la valeur demandée à la sortie de l'émetteur. Le nombre de ces étages dépend de la puissance de sortie de l'émetteur, mais, normalement, il existe au moins un étage d'amplification dit *étage séparateur*, entre le maître oscillateur à quartz et l'amplificateur modulé.

Pendant la modulation, la puissance de sortie de l'émetteur varie, et cette variation peut réagir sur l'étage précédent. Pour éviter que cette réaction ne fasse varier la fréquence, on isole le maître oscillateur au moyen d'un étage séparateur dont le fonctionnement sera expliqué plus loin. Dans le cas particulier de la figure 12-1 il y a deux étages entre l'oscillateur et l'étage modulé. Dans les émetteurs de faible puissance, où ni une grande stabilité de fréquence, ni une haute qualité de reproduction ne sont exigées, on supprime quelquefois l'étage séparateur.

L'étage intermédiaire doit fournir la puissance nécessaire pour exciter l'étage de sortie. Les étages compris entre le maître oscillateur et l'étage de sortie peuvent fonctionner en classes B ou C. L'étage qui précède l'étage de sortie travaille habituellement en classe C.

### Partie B. F. de l'émetteur.

Nous avons représenté cette partie de l'émetteur en deux ensembles (fig. 12-1) : *amplificateur B. F. et modulateur*.

Le modulateur fournit la puissance nécessaire pour moduler l'énergie H. F. de l'émetteur, tandis que l'amplificateur B. F. permet d'alimenter l'émetteur avec des



niveaux d'entrée B. F. de l'ordre de ceux qui sont utilisés pour transmettre un programme sur une ligne téléphonique. Les autres éléments importants d'un émetteur sont les alimentations des filaments, de polarisation et de haute tension (voir fig. 12-1).

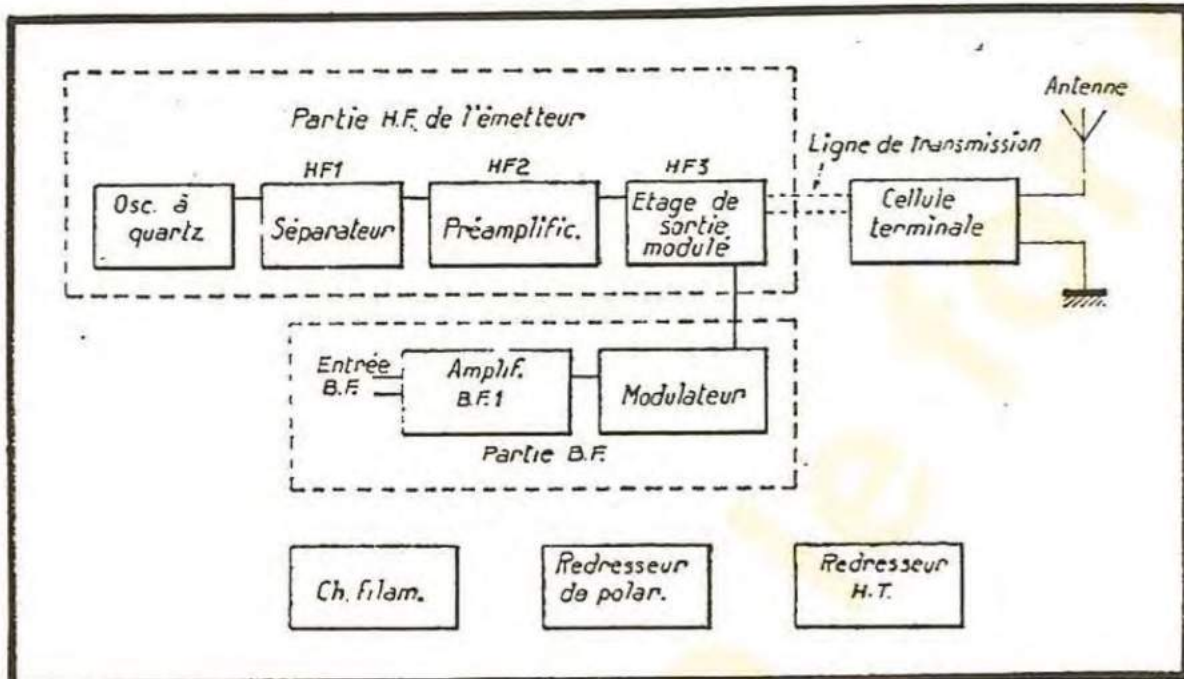


FIG. 12-1. — Schéma synoptique d'un émetteur stabilisé par quartz et modulé en amplitude (sur l'étage de puissance).

La modulation d'un émetteur peut s'effectuer soit dans l'étage final, comme dans le cas de la figure 12-1, soit dans l'un des étages intermédiaires d'amplification H. F. Les étages qui suivent doivent, dans ce cas, fonctionner en classe B, ou appartenir à l'un des nombreux types d'amplification linéaire dite à « haut rendement ».

La figure 12-2 représente le schéma synoptique d'un tel émetteur où le troisième étage H. F. est modulé, et où l'étage final est un amplificateur linéaire de puissance.

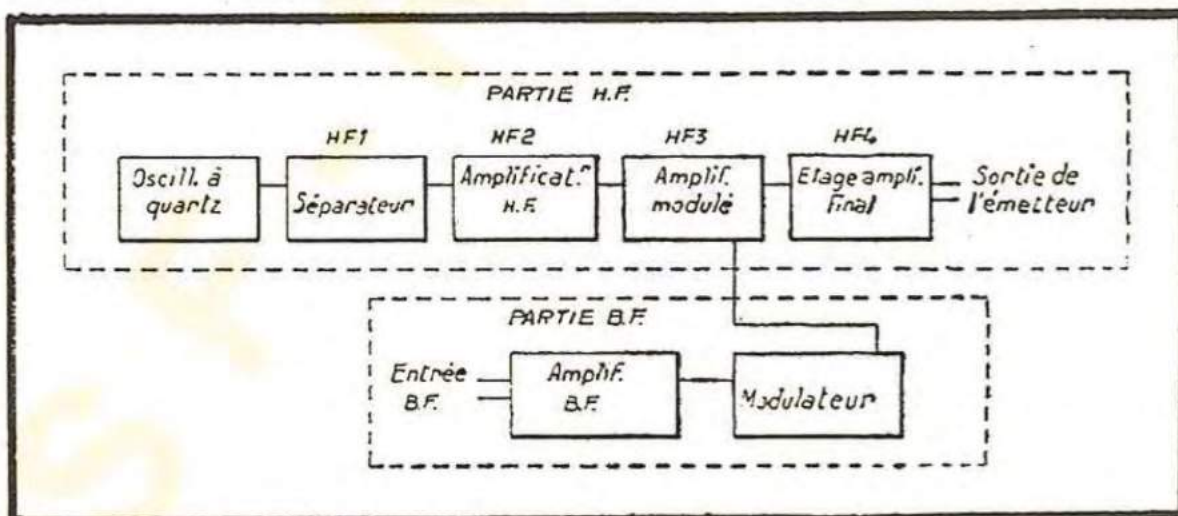


FIG. 12-2. — Schéma synoptique d'un émetteur stabilisé par quartz et modulé en amplitude (sur l'un des petits étages).

Bien qu'il existe des émetteurs dans lesquels deux ou trois étages d'amplification linéaire suivent l'étage modulé, on peut dire qu'en général la modulation est appliquée à l'étage final ou à l'étage qui le précède.



## Rendement global d'un émetteur.

Le rendement global d'un émetteur est une caractéristique importante de son fonctionnement. Il est représenté par le rapport, exprimé en pourcentage, de la puissance H. F. de sortie par la puissance totale d'alimentation. Un émetteur de 50 kilowatts, dont le rendement global est de 20 %, absorbe une puissance d'alimentation de 250 kilowatts. Si le rendement est de 50 %, la puissance d'alimentation nécessaire n'est plus que de 100 kilowatts.

Un émetteur de radio-téléphonie de 50 kilowatts, modulé sur l'un des étages, et dont l'étage final fonctionne en classe B, absorbe une puissance d'alimentation de l'ordre de 250 kilowatts. Comme nous avons vu plus haut, les étages qui suivent l'étage modulé doivent être linéaires. Or, le rendement d'un amplificateur linéaire, travaillant en classe B, est de 33 % environ, ce qui exige, pour alimenter l'étage final, une puissance de l'ordre de 150 kilowatts (c'est-à-dire 60 % de la puissance totale d'alimentation). De tels émetteurs sont encore en service, mais on leur préfère de plus en plus les émetteurs à haut rendement de modulation ou d'amplification.

**Émetteurs à haut rendement d'amplification finale.** — Il existe plusieurs types d'amplificateurs linéaires à rendement poussé. L'un des plus connus est l'amplificateur de *Doherty* que l'on substitue à l'étage d'amplification linéaire, classe B, nécessaire pour amplifier une onde déjà modulée. Son rendement de porteuse est de l'ordre de 60 à 65 % ; il absorbe donc 78 kilowatts à la place des 150 kilowatts qu'il est nécessaire de fournir à l'amplificateur travaillant en classe B. Le rendement global d'un émetteur dont l'étage final est constitué par un amplificateur Doherty, compte tenu du rendement amélioré des autres parties de l'émetteur, peut être de l'ordre de 35 %.

**Émetteurs à modulation dans l'étage final.** — Un étage final modulé peut travailler en classe C, et son rendement peut atteindre 80 %. Pour une puissance utile de 50 kilowatts (en porteuse), la puissance d'alimentation plaque du dernier étage est alors de 62,5 kilowatts. Le rendement global de l'émetteur peut être, dans ces conditions, légèrement supérieur à celui des émetteurs à amplification type Doherty. La puissance B. F. que doit fournir l'étage modulateur, dans l'exemple numérique ci-dessus, est de 31,2 kilowatts. On n'a pu atteindre des rendements si élevés, dans les émetteurs à étage final modulé, que lorsqu'on a réalisé des étages d'amplification B. F., en classe B, de haut rendement et de puissance élevée.

L'antenne d'émission, placée le plus souvent à une certaine distance de l'émetteur, est reliée à celui-ci au moyen d'une ligne de transmission. Une cellule d'adaptation est insérée à la base de l'antenne. Les cellules d'adaptation et les lignes de transmission seront étudiées dans le chapitre XVI.

## Oscillateurs à quartz.

Nous avons montré, dans le chapitre VI, que la transformation de l'énergie acoustique en énergie électrique était obtenue au moyen d'un microphone. De même, la transformation inverse s'accomplit dans un casque ou dans un haut parleur. Dans les



deux cas, le stade intermédiaire comporte la transformation en énergie mécanique.

Certaines substances cristallines possèdent également cette propriété de changer l'énergie électrique en énergie mécanique, et inversement. Lorsqu'une telle substance subit une contrainte mécanique, un champ électrique apparaît entre ses faces ; d'autre part, si on applique une tension entre deux électrodes disposées suivant deux faces parallèles du cristal, celui-ci subit une déformation mécanique.

Ce phénomène porte le nom d'*effet piézo-électrique*. Parmi les substances qui se comportent de cette façon figure le quartz.

Un cristal de quartz qui vibre sur une certaine fréquence constitue l'équivalent d'un circuit LC accordé sur cette fréquence. Un tel cristal, disposé dans le circuit d'entrée d'un tube produit une oscillation dont la fréquence est déterminée presque exclusivement par son épaisseur. Une lame mince de cristal piézo-électrique vibre mécaniquement sur une fréquence de l'ordre de 1 000 000 p/s, mais son épaisseur variant avec la température, il est nécessaire de maintenir la température constante, généralement à  $0,5^\circ$  près, au moyen de dispositifs thermo-statiques. La précision de ces dispositifs dépend de celle du quartz et de celle qui est imposée à la fréquence de l'émetteur.

La figure 12-3 donne le schéma d'un oscillateur à quartz simple. Supposons que la fréquence naturelle du quartz soit de 1 000 kHz et que le circuit de sortie LC soit accordé sur la même fréquence. La réaction grille-plaque qui provoque l'oscillation est fournie par la capacité  $C_{gp}$ . Il existe plusieurs types d'oscillateurs à quartz, mais dans le cas des triodes

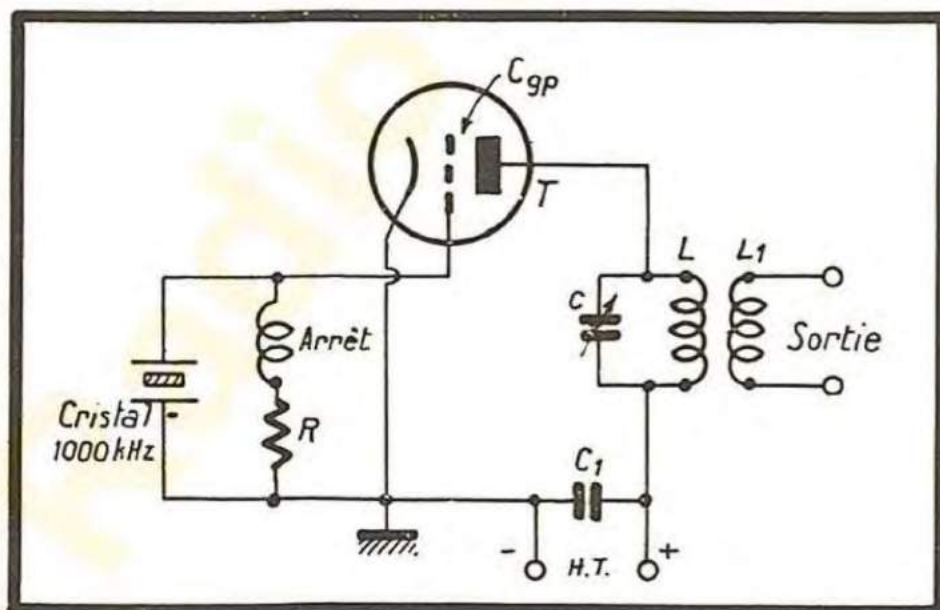


FIG. 12-3. — Schéma d'un oscillateur à quartz équipé d'une triode.

celui de la figure 12-3 est le plus couramment utilisé. Lorsque le courant de haute fréquence qui traverse le quartz est très fort, celui-ci chauffe dangereusement ; donc, si on veut éviter sa destruction, il faut limiter la puissance de sortie de l'oscillateur. Cette puissance, dans le cas des triodes, ne doit pas dépasser la valeur de 5 watts environ.

Les oscillateurs à tétrode ou à penthode imposent une fatigue moindre au quartz, à puissance de sortie égale, que les oscillateurs à triodes. La puissance de sortie peut être plus forte dans le cas des tétrodes ou penthodes. Dans le montage de la figure 12-4, le quartz est disposé dans le circuit de la grille de commande  $G_1$  ; en parallèle avec lui on voit la résistance  $R$  et la self d'arrêt de grille, connectées en série. La polarisation du tube est fournie en partie par la résistance  $R$ , et en partie par la résistance  $R_1$ . Le circuit



oscillant de sortie est constitué par la capacité  $C_4$  et la self  $L$ . La capacité entre la plaque et la grille  $G_1$  n'est pas assez forte pour provoquer l'oscillation et une capacité extérieure, telle que  $C_5$ , est le plus souvent indispensable.

La figure 12-4 pourrait représenter le schéma d'un oscillateur à penthode ; il suffirait d'y ajouter la grille supprimeuse. Son fonctionnement serait le même, avec cette seule différence que, dans le cas des penthodes, la capacité  $C_5$  est toujours nécessaire. Parmi les très nombreux types d'oscillateurs signalons celui de la figure 12-13 où le quartz est disposé entre la grille de commande et la grille-écran d'une penthode.

La fréquence d'un maître oscillateur à quartz dépend surtout de l'épaisseur de celui-ci. Cependant, d'autres facteurs affectent la fréquence dans une certaine mesure. Ce sont les capacités et les inductances des circuits associés, ainsi que les tensions de chauffage, de polarisation et de plaque. Lorsqu'une grande précision de fréquence est exigée, les circuits oscillants, tel que celui de la figure 12-3 (L — C), sont également maintenus à une température constante.

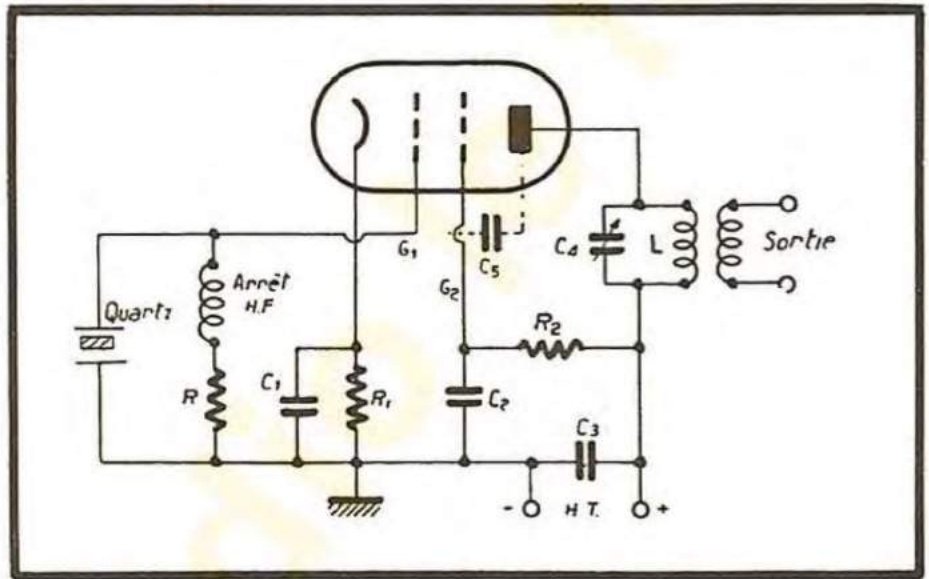


FIG. 12-4. — Schéma d'un oscillateur à quartz équipé d'une tétrode.

## Amplificateurs-séparateurs.

Pour maintenir constante la fréquence d'un oscillateur à quartz il est nécessaire de le faire fonctionner dans des conditions de charge constante. A cet effet, on insère un étage d'amplification (au moins), dit étage séparateur, entre l'oscillateur et l'étage final.

Pour prévenir les effets de réaction, l'étage séparateur est quelquefois soigneusement blindé, de même que l'étage oscillateur. Lorsqu'une triode équipe le séparateur, elle doit être bien neutrodynée pour éviter que ses circuits de sortie ne réagissent sur les circuits de grille, et de là, sur les circuits de l'oscillateur. A ce point de vue, et aussi pour leur gain d'amplification élevé, les penthodes accomplissent plus avantageusement la fonction de tube séparateur.

## Amplificateur modulé.

Il existe deux types principaux de modulation ; ce sont la modulation par la grille et la modulation par la plaque. Cette dernière donne un meilleur rendement et on l'utilise plus couramment.

**Amplificateur modulé par la plaque.** — La figure 12-5 donne un schéma simplifié d'un amplificateur modulé par la plaque. Le tube T travaille en classe



C, et son rendement en porteuse non modulée peut atteindre 80 %. La tension anodique  $E$  lui est appliquée à travers la self de modulation et à travers la self d'arrêt H. F. La modulation s'effectue par la variation de la tension anodique qui, pour un taux de modulation de 100 %, passe de zéro à  $2E$ . Les tubes  $T_2$  et  $T_3$  équipent le modulateur travaillant en classe B, et dont la puissance de sortie est appliquée entre les points  $a$  et  $b$  par l'intermédiaire du transformateur de modulation  $Tr_2$  et du condensateur de blocage  $C_4$ .

Ce condensateur isole du potentiel continu d'alimentation le secondaire du transformateur  $Tr_2$ . Quant à la self de modulation, elle empêche que la tension B. F. obtenue aux bornes de ce transformateur ne soit court-circuitée par la source de haute tension. La tension de modulation est ainsi placée en parallèle avec la tension continue anodique, à laquelle elle s'ajoute pendant les alternances positives et dont elle se

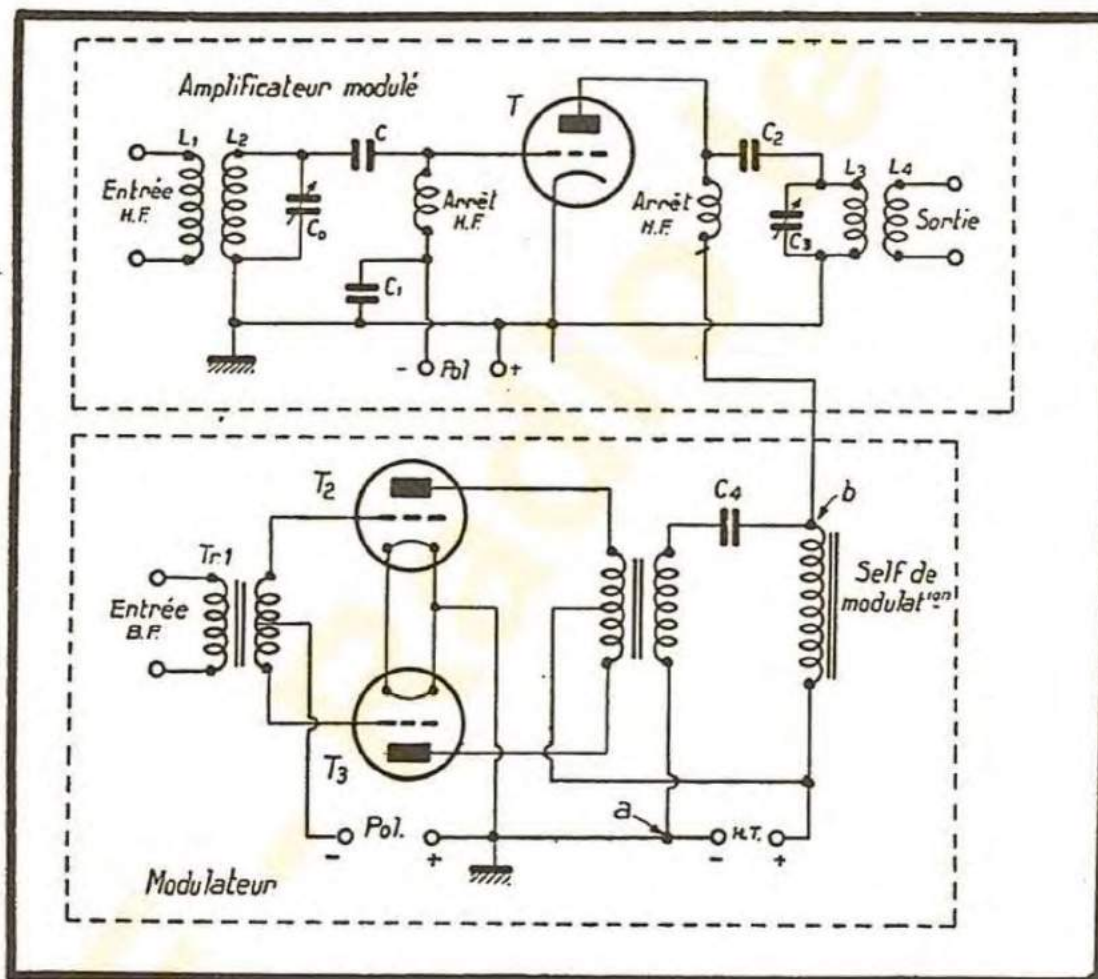


FIG. 12-5. — Modulation par l'anode.

retranche pendant les alternances négatives. Il en résulte une variation de la tension appliquée à l'anode du tube  $T_1$  ; cette tension fait varier la puissance de sortie de l'étage et produit ainsi l'onde modulée.

La variation de la puissance de sortie en fonction de la tension anodique est représentée sur la figure 12-6. La figure 12-6 *a* montre l'onde de sortie de l'émetteur, qui est une onde entretenue pure, dans l'intervalle  $f-g$ , où la grille du tube est excitée par une tension H. F., mais où aucune modulation ne lui est appliquée. La figure 12-6 *b* représente la tension B. F. fournie par le modulateur ; la tension anodique globale est représentée sur la figure 12-6 *c*. On voit que celle-ci reste constante et égale à  $e_b$  dans



l'intervalle  $f-g$ , et qu'elle est égale à  $e_b + e_a$  ( $e_a$  étant la tension de modulation) dans l'intervalle  $g-h$ . La figure 12-6 a montre que la tension H. F. de sortie (recueillie aux bornes du circuit  $L_3 - C_3$  de la figure 12-5) varie proportionnellement à la tension de modulation. En nous reportant à la figure 12-6, nous voyons que pour un taux de modulation de 100 % la tension de modulation  $e_a$  est égale à la tension continue anodique  $e_b$ . La tension globale appliquée à la plaque varie donc entre zéro et  $2e_b$ ; quant à la tension H. F. de sortie, elle varie entre zéro et  $2e_{HF}$  ( $e_{HF}$  étant la tension de porteuse non modulée). Comme la puissance est proportionnelle au carré de la tension, la puissance en crête de modulation (quand le taux est de 100 %) sera quatre fois plus élevée que la puissance de porteuse. Il faut donc que le tube utilisé dans un amplificateur modulé puisse supporter une puissance de crête égale à quatre fois la puissance de porteuse.

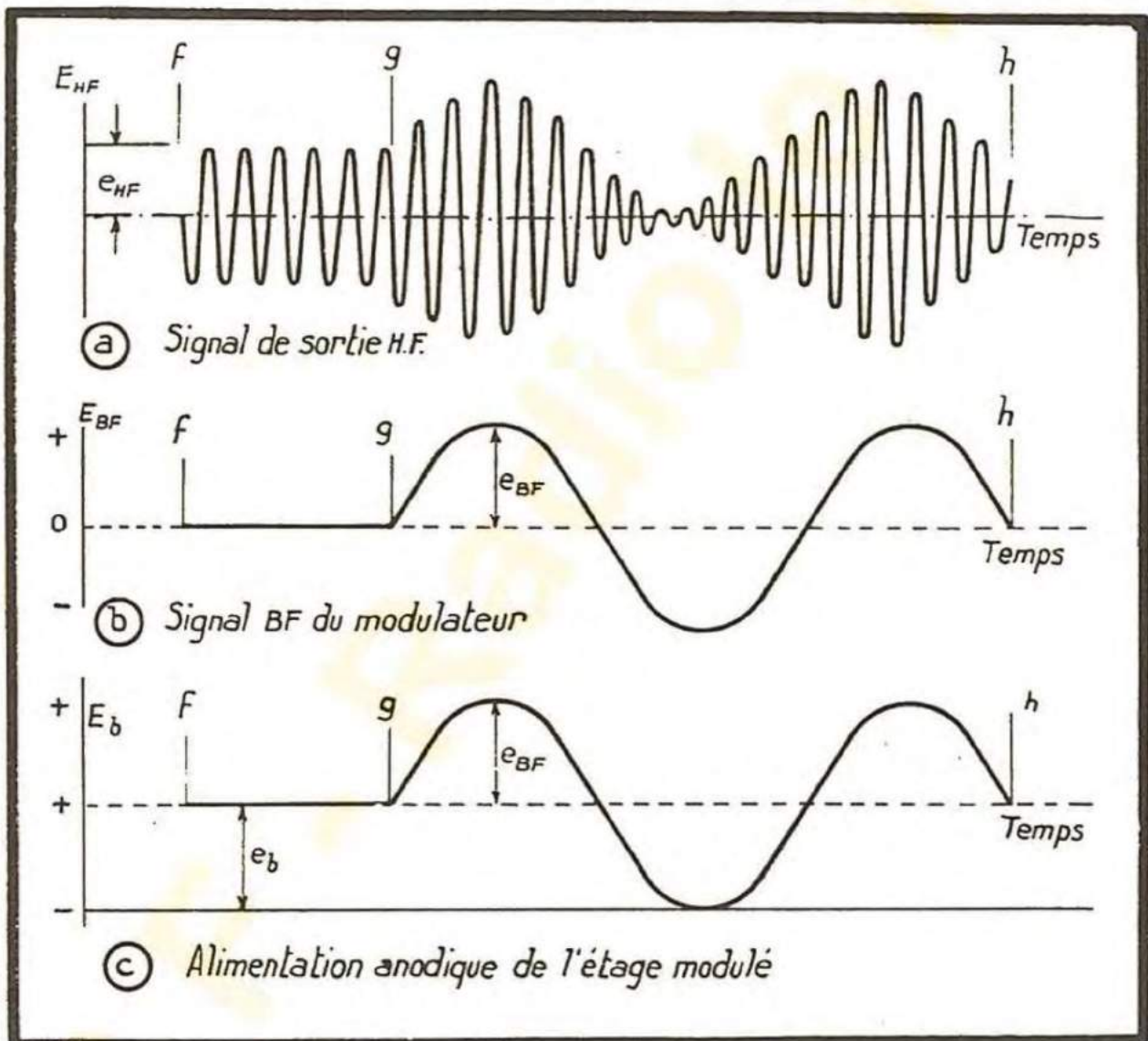


FIG. 12-6. — Modulation par l'anode : variation de la puissance de sortie en fonction de la tension plaque.

**Amplificateur modulé par la grille.** — La modulation par la grille s'opère, habituellement, sur l'un des petits étages de l'émetteur ; le rendement de l'étage ainsi modulé sera généralement de l'ordre de 25 %, et en tout cas ne dépassera pas 35 %. Le schéma de principe d'un étage modulé par la grille est représenté sur la figure 12-7. La polarisation est la même qu'en classe C, mais le rendement est faible, car la partie de la caractéristique utile en fonctionnement de porteuse, est limitée.



En série avec la polarisation grille on aperçoit, sur la figure 12-7, le secondaire d'un transformateur  $T_r$ . La tension de modulation  $E_a$  est donc appliquée à la grille en série avec la tension de polarisation.

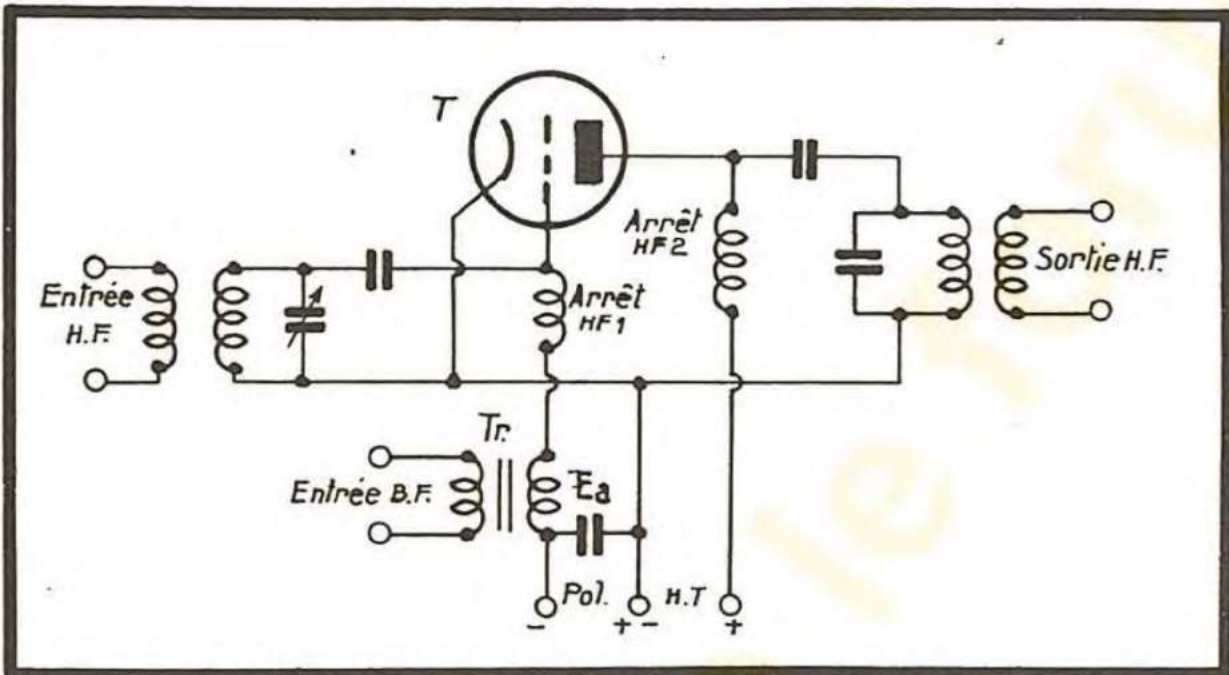


FIG. 12-7. — Schéma d'un étage modulé par la grille.

La courbe du courant plaque en fonction de la tension grille est représentée, dans le cas de la modulation par la grille, sur la figure 12-8. La tension de polarisation  $E_c$

est égale au double (au moins) de la tension de recul de grille. Pendant l'intervalle  $f-g$ , il n'y a pas de modulation et la tension d'excitation  $e_c$  produit des pulsations  $i_p$  du courant plaque. Pendant l'intervalle  $g-h$ , la tension négative de grille est rendue variable par la tension de modulation, et il en résulte que la tension H.

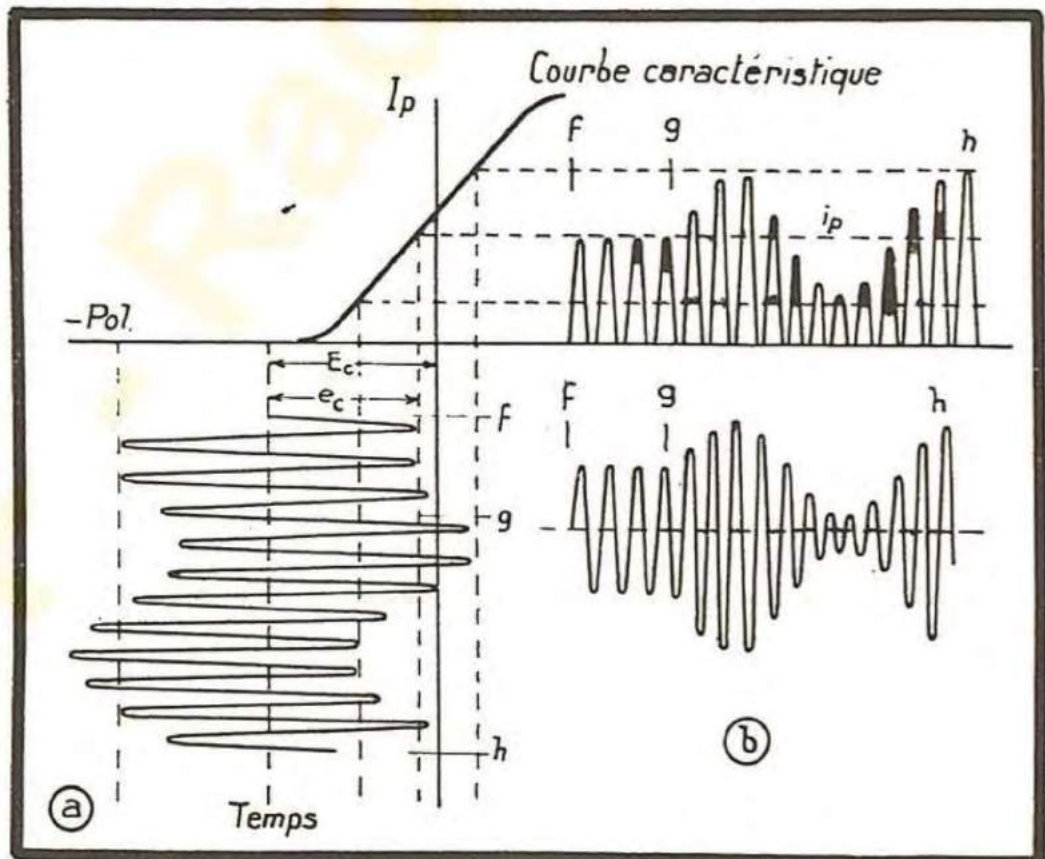


FIG. 12-8. — Diagramme de la modulation par la grille.

F. à l'entrée du tube varie de la même manière que la tension de modulation. L'amplitude des pulsations  $i_p$  du courant plaque varie donc également, et l'enveloppe de



l'onde modulée ainsi obtenue dans le circuit de sortie (voir chapitre XI et la figure 12-8 b) est proportionnelle à la tension modulatrice.

**Modulation des tubes à grille-écran.** — Les pentodes peuvent être

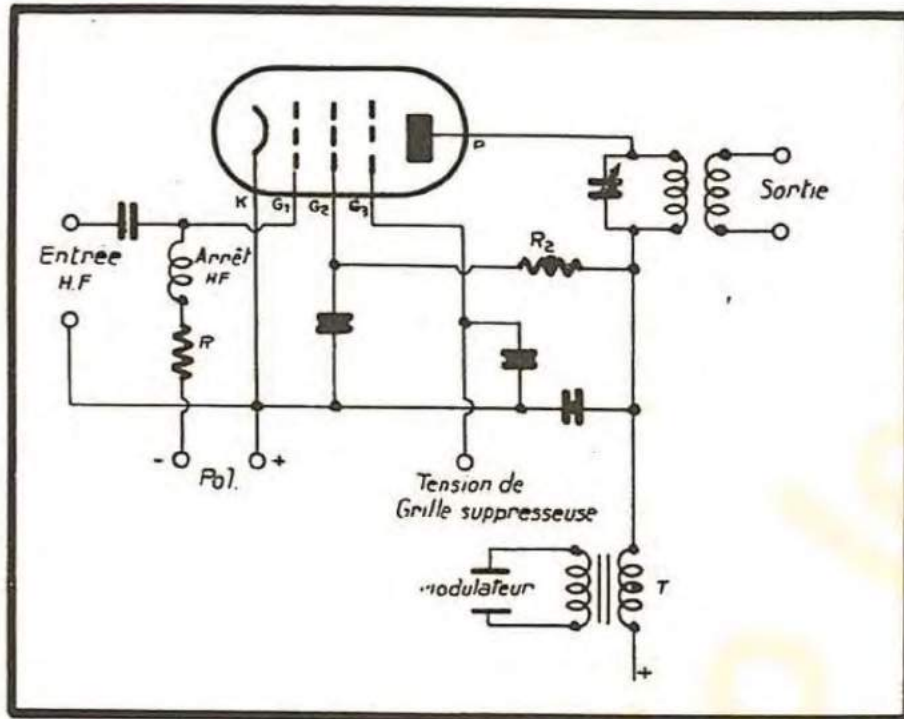


FIG. 12-9. — Schéma de la modulation par la grille-écran.

utilisées pour la modulation par la plaque d'un étage travaillant en classe C. La figure 12-9 montre le schéma d'un tel étage. La modulation ne peut être correcte que si on module la grille-écran en même temps que la plaque. A cet effet, la grille  $G_2$  est réunie, à travers la résistance chutrice  $R_2$ , à la connexion d'alimentation plaque; la tension B. F. obtenue aux bornes du transformateur T module donc simultanément les

potentiels de plaque et de grille-écran. Dans ce type de modulation, la puissance B. F. nécessaire pour atteindre un taux de 100 % est égale à la moitié de la puissance d'alimentation de la plaque et de la grille-écran. Ce système de modulation ne doit pas être utilisé lorsqu'une très haute fidélité de reproduction est exigée.

**Modulation par la grille suppressiveuse.** — Une pentode peut aussi être

modulée par sa grille suppressiveuse. Le schéma de principe d'une telle modulation est représenté sur la figure 12-10. Il comporte les circuits habituels d'une pentode amplificatrice, auxquels s'ajoute le transformateur de modulation  $T_r$ , inséré dans la connexion de la grille suppressiveuse. Le rendement d'une telle modulation (qui ressemble à la modulation par la grille de commande) est médiocre.

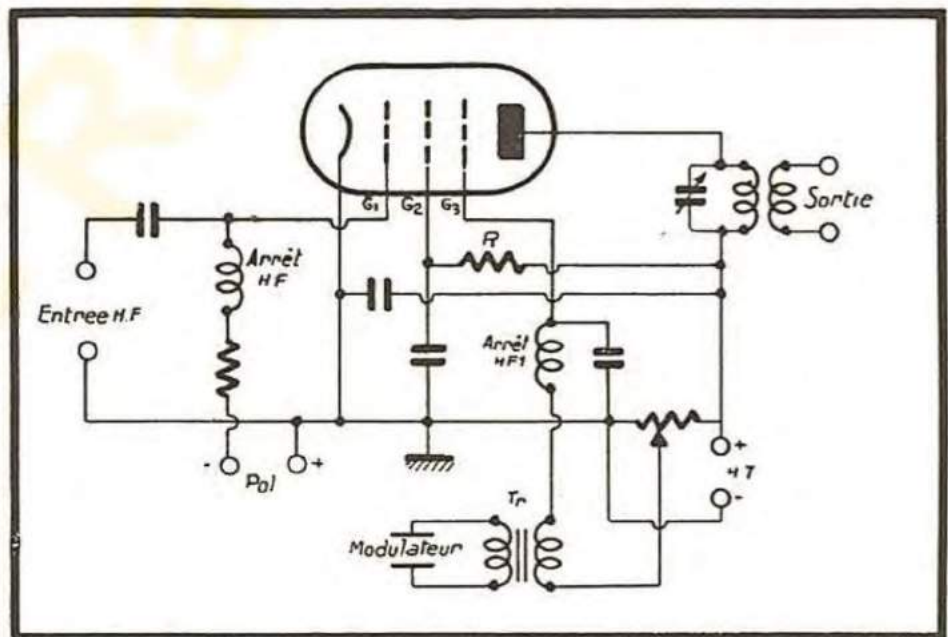


FIG. 12-10. — Schéma de la modulation par la grille suppressiveuse.

modulée par sa grille suppressiveuse. Le schéma de principe d'une telle modulation est représenté sur la figure 12-10. Il comporte les circuits habituels d'une pentode amplificatrice, auxquels s'ajoute le transformateur de modulation  $T_r$ , inséré dans la connexion de la grille suppressiveuse. Le rendement d'une telle modulation (qui ressemble à la modulation par la grille de commande) est médiocre.



## Modulateurs .

Nous avons déjà dit que les étages qui suivent l'étage modulé doivent être à amplification linéaire. Ce sont donc des étages travaillant en classe B avec un rendement relativement faible, ou des amplificateurs linéaires tels que celui de Doherty (qui se distingue par son rendement élevé). Mais les circuits H. F. d'un étage type Doherty sont complexes, et la haute tension nécessaire dépasse de 50 % celle qui est requise dans un étage équivalent modulé par la plaque. Dans l'ensemble, la modulation par la plaque de l'étage final est plus souvent employée que les autres systèmes de modulation (et que le système Doherty, en particulier).

Le développement de la modulation par la plaque de l'étage final des émetteurs a conduit les techniciens à étudier très soigneusement les conditions de fonctionnement de l'amplificateur B. F. de grande puissance, travaillant en classe B.

Nous savons que pour un taux de modulation de 100 %, la puissance B. F. nécessaire, dans le cas de la modulation par la plaque, est égale à la moitié de la puissance d'alimentation anodique de l'étage modulé. Cette puissance, pour un étage de 5 kilowatts travaillant avec un rendement de 80 %, est de 6,25 kilowatts. La puissance B.

F. que doit fournir le modulateur est donc de 3,12 kilowatts.

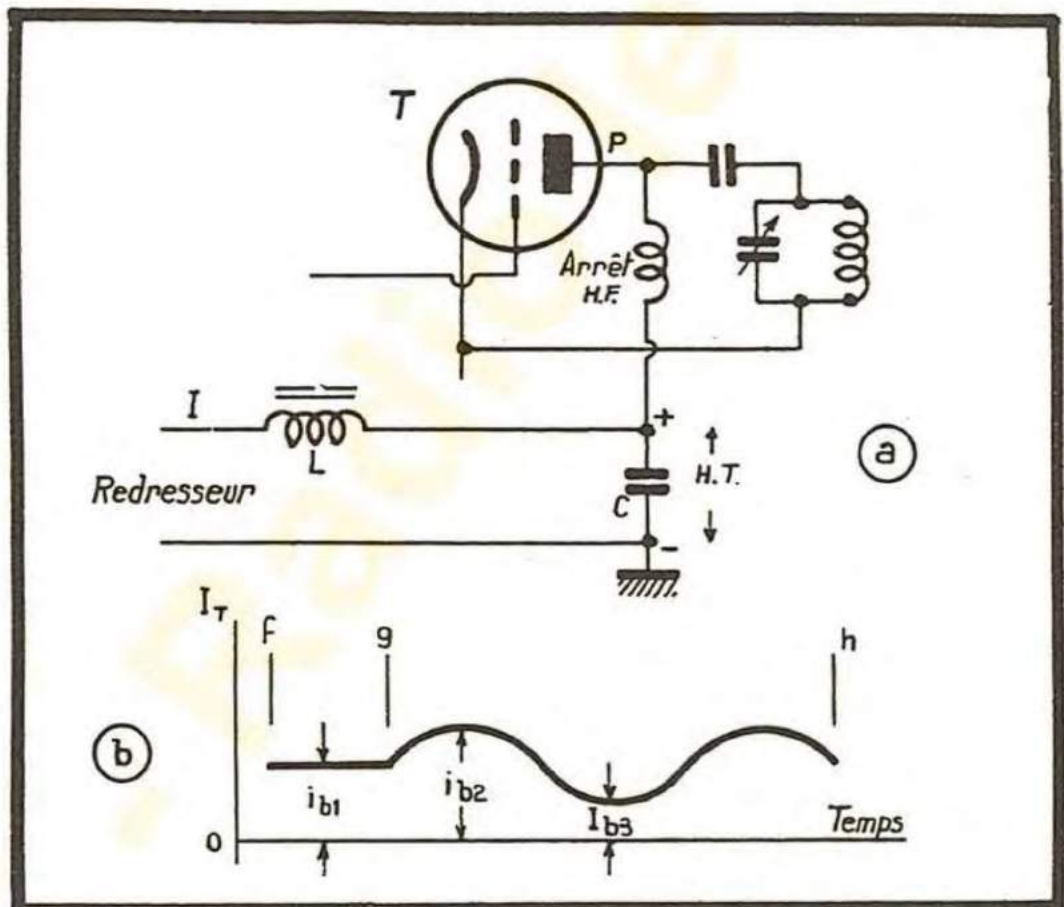


FIG. 12-11. — Régulation de la tension anodique d'un amplificateur H. F. classe B.

## Régulation de la source d'alimentation anodique des amplificateurs H. F., en classe B.

La figure 12-11 a représente un tube T fonctionnant en amplificateur classe B. L est une self et C un condensateur de filtrage. La figure 12-11 b indique l'allure du courant absorbé par la plaque du tube. Pendant l'intervalle *f-g* l'onde n'est pas modulée, et l'amplitude du courant plaque est constante et égale à  $i_{b1}$ . Pendant l'intervalle *g-h*



la porteuse est modulée, et les valeurs du courant dans les creux et dans les crêtes de modulation sont respectivement  $i_{b2}$  et  $i_{b3}$ . En cours de modulation, le courant plaque varie fortement alors que la tension anodique doit rester constante. Le condensateur de filtrage C est constamment chargé par la tension de sortie du redresseur. Pendant les alternances positives de modulation, la plaque du tube absorbe un courant supplémentaire fourni par la décharge du condensateur C. L'impédance L de la self de filtre est suffisamment élevée pour empêcher que ce courant ne soit débité par le redresseur. Celle du condensateur C est, par contre, très faible, ce qui lui permet de fournir facilement le courant nécessaire pendant les crêtes positives de modulation. Pendant les crêtes négatives, la grille du tube est rendue plus négative, et le débit anodique est réduit ; le condensateur C se recharge à nouveau. L'inductance L et le condensateur C se comportent comme un filtre grâce auquel le redresseur ne subit pas les variations du courant B. F. ; son courant I peut ainsi rester constant. L'utilité de la self L et du condensateur C est donc double, puisqu'en même temps ces éléments filtrent la composante alternative du courant redressé.

Le terme *régulation* a été expliqué au chapitre V. La régulation est définie par le rapport de variation de la tension de sortie du redresseur entre le fonctionnement à vide et le fonctionnement en charge. Quand un redresseur débite un courant, la tension de sortie décroît du fait de la chute de tension dans la résistance de la self de filtrage, ainsi que dans celle du transformateur H. T. du redresseur. Dans les amplificateurs linéaires classe B, le courant débité par le redresseur est sensiblement constant, de sorte qu'une régulation rigoureuse n'est pas nécessaire. Toutefois, pour accroître le rendement, on rend très faibles les résistances des selfs de filtrage et des transformateurs.

## Régulation de l'alimentation anodique des amplificateurs B. F., classe B.

La figure 12-12 indique les caractéristiques d'un amplificateur B. F. classe B, utilisant deux tubes en montage symétrique. Comme nous l'avons montré au chapitre XI, ces tubes sont polarisés approximativement au point de recul de grille (cut-off). Si l'amplificateur n'est pas excité, le courant plaque est nul, ou presque nul. On voit sur la figure 12-12, que le courant  $i_p$  est faible pendant l'intervalle  $f-g$ , où aucune tension B. F. n'est appliquée aux grilles des tubes. Pendant l'intervalle  $g-h$  les tubes sont excités, le tube 1 absorbant un courant  $I_{p1}$  pendant les alternances positives de la tension d'excitation, et le tube 2, un courant  $I_{p2}$  pendant les alternances négatives. Le courant total varie entre de larges limites lorsqu'on amplifie les signaux B. F., mais la tension anodique doit rester constante si l'on veut que la distorsion d'amplitude soit faible. Par conséquent, l'alimentation anodique doit être correctement réglée, ce qui signifie que les résistances en courant continu de la self de filtrage et du transformateur du redresseur doivent être faibles. De plus, un condensateur de forte capacité doit être placé à la sortie du filtre et le transformateur de sortie de l'amplificateur doit avoir une résistance faible en courant continu.

En effet, le courant anodique traverse le primaire de ce transformateur et la chute ohmique dans cet enroulement doit être faible.



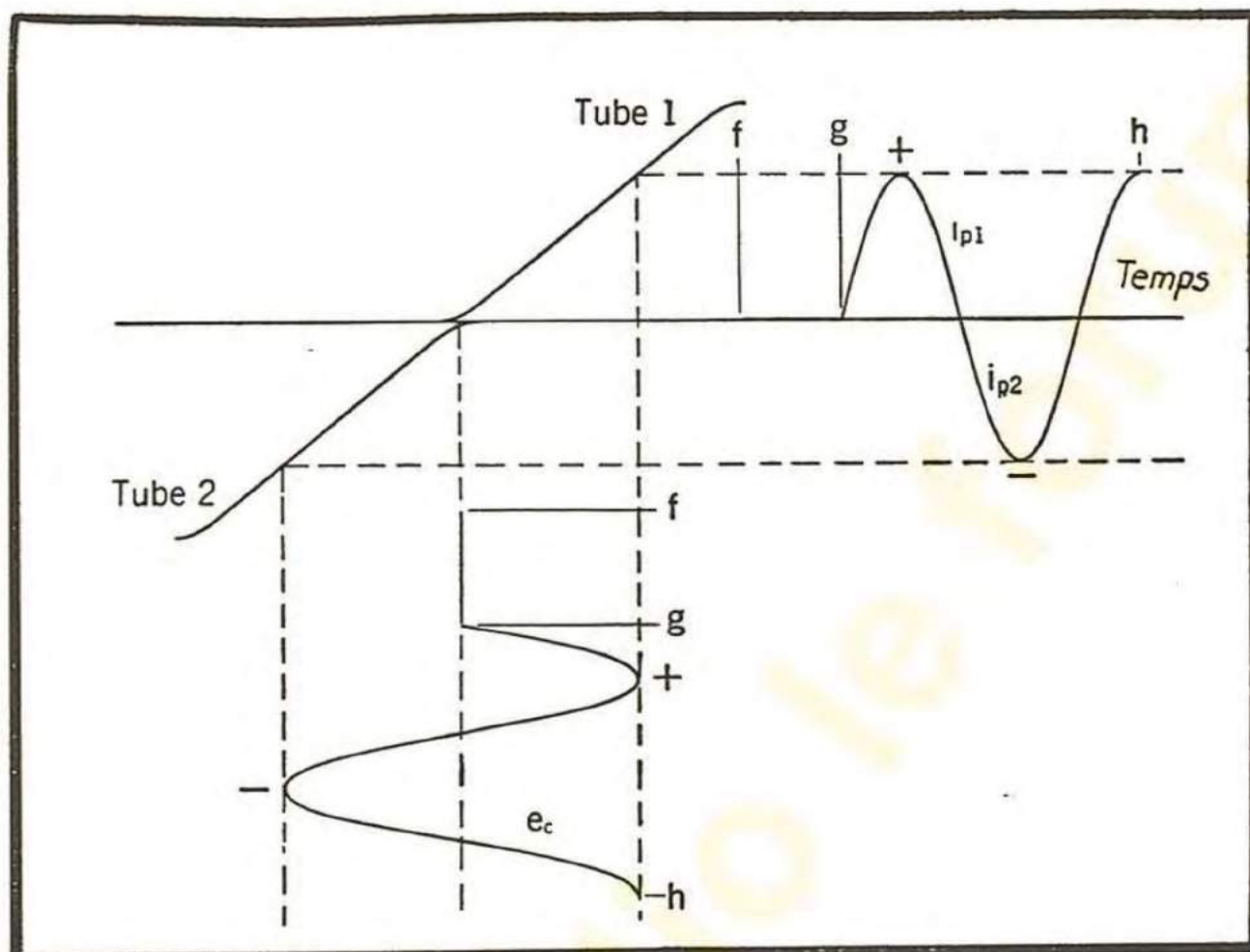


FIG. 12-12. — Régulation de la tension anodique d'un amplificateur B. F. classe B.

### Régulation de l'alimentation anodique des amplificateurs modulés, classe C.

Dans un amplificateur modulé travaillant en classe C, la tension et le courant de plaque varient. Cette variation s'ajoute à celle produite par le modulateur classe B, et il en résulte que la régulation doit être très bonne.

### Régulation des sources de polarisation.

Les amplificateurs fonctionnant sans courant grille n'ont pas besoin d'une régulation rigoureuse, car le courant débité par la source de polarisation ne varie pas. C'est le cas des amplificateurs B. F. et H. F. classe A, où le signal appliqué à l'entrée ne dépasse pas la tension de polarisation. Il en est de même quand le courant grille est constant ou presque constant, comme c'est le cas des étages H. F. qui précèdent l'étage modulé d'un émetteur de radio-téléphonie, ou celui de certains étages des émetteurs de radio-télégraphie.

Les facteurs qui affectent la régulation des sources d'alimentation anodique interviennent également dans les sources de polarisation.

### Schéma des circuits d'un émetteur.

La figure 12-13 (voir le dépliant) représente le schéma d'un émetteur de radio-téléphonie de 1 kilowatt à modulation par la plaque de l'étage final. Le schéma







AMPLIFICATION DE FREQUENCE

2-RCR 833A

VOIR NOTES 1 & 2

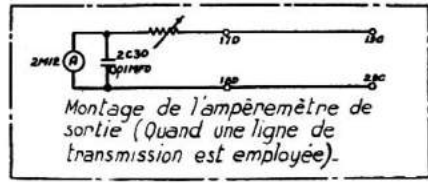
Vers le contrôle de la modulation.

Vers l'antenne

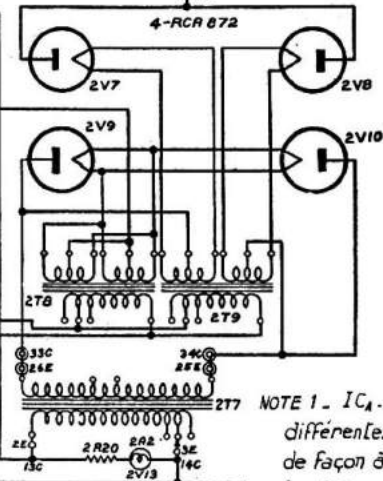
Dispositif du contrôle de la puissance. (Facultatif)

Quand on utilise le dispositif de variation de puissance, les lignes pointillées sont ajoutées & le couplage en link est enlevé.

TYPE I-K AMPLIFIER



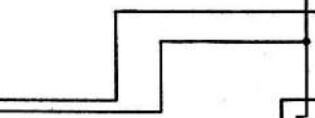
REDRESSEUR H.T.



NOTE 1. IC<sub>A</sub>. IC<sub>B</sub>. IC<sub>C</sub>. IC<sub>D</sub>. IC<sub>E</sub> représentent les différentes capacités qui peuvent être combinées de façon à permettre l'accord des circuits sur les fréquences allant de 550 à 1600kHz.

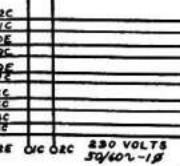
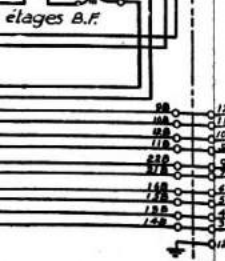
NOTE 2. IC<sub>A</sub>. IC<sub>B</sub>. IC<sub>C</sub> sont constituées par les éléments IC<sub>48</sub> à IC<sub>58</sub> dont les valeurs sont consignées dans la notice descriptive de l'émetteur. 2C<sub>D</sub> & 2C<sub>E</sub> sont formés par différentes combinaison des éléments 2C<sub>10</sub> à 2C<sub>13</sub> qu'on trouvera dans la même notice

REDRESSEUR DE POLARISATION DU MODULATEUR



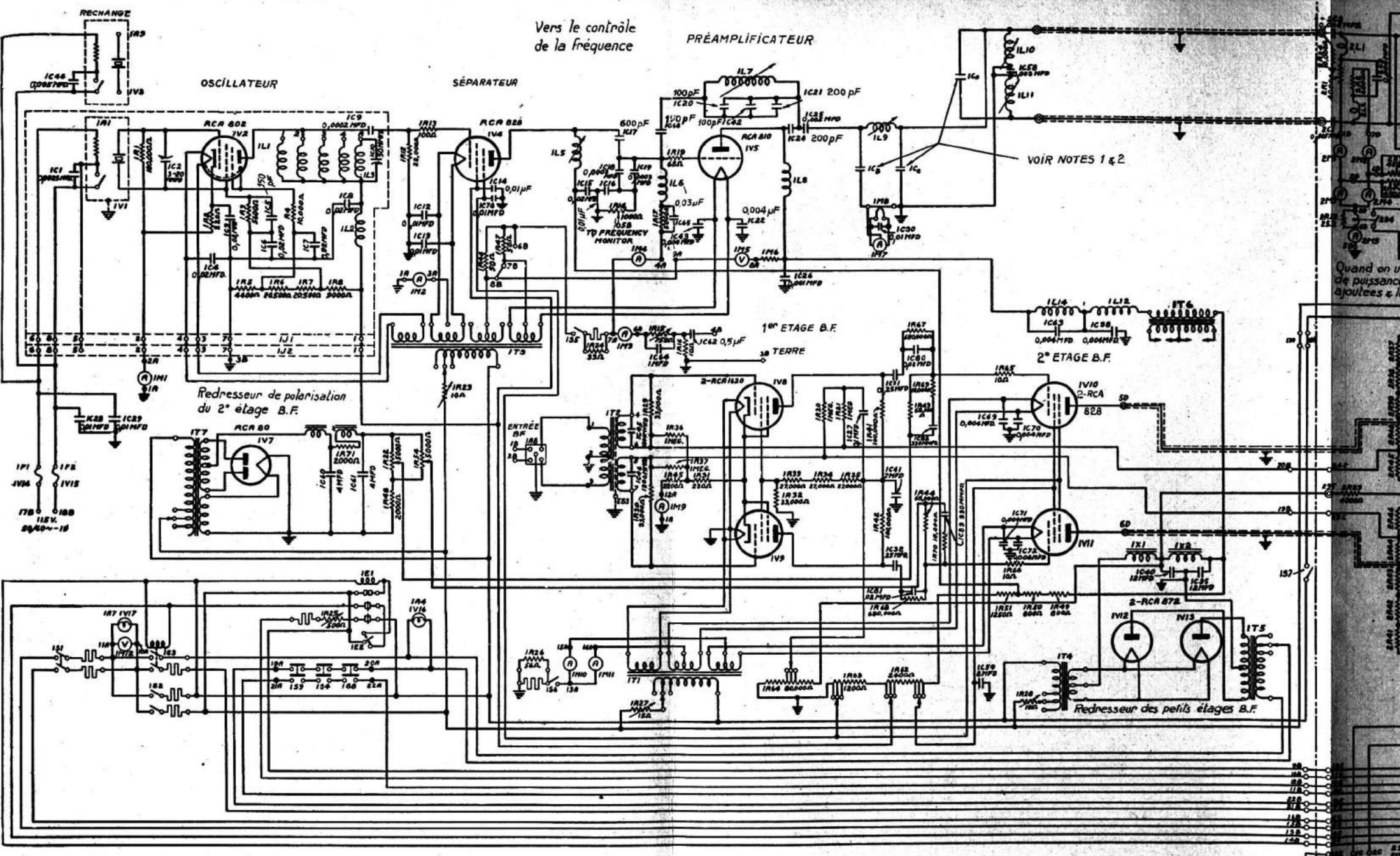
Vers la terre de l'émetteur

Vers le contrôle de la B.F.



VF-60825





Vers le contrôle  
de la fréquence

PRÉAMPLIFICATEUR

VOIR NOTES 1 & 2

OSCILLATEUR

SÉPARATEUR

1<sup>er</sup> ETAGE B.F.

2<sup>e</sup> ETAGE B.F.

Redresseur de polarisation  
du 2<sup>e</sup> étage B.F.

Redresseur des petits étages B.F.

FIG. 12-18. — Schéma de l'émetteur R.C.A. type 1 K (1 kw). (Voir page 293.)



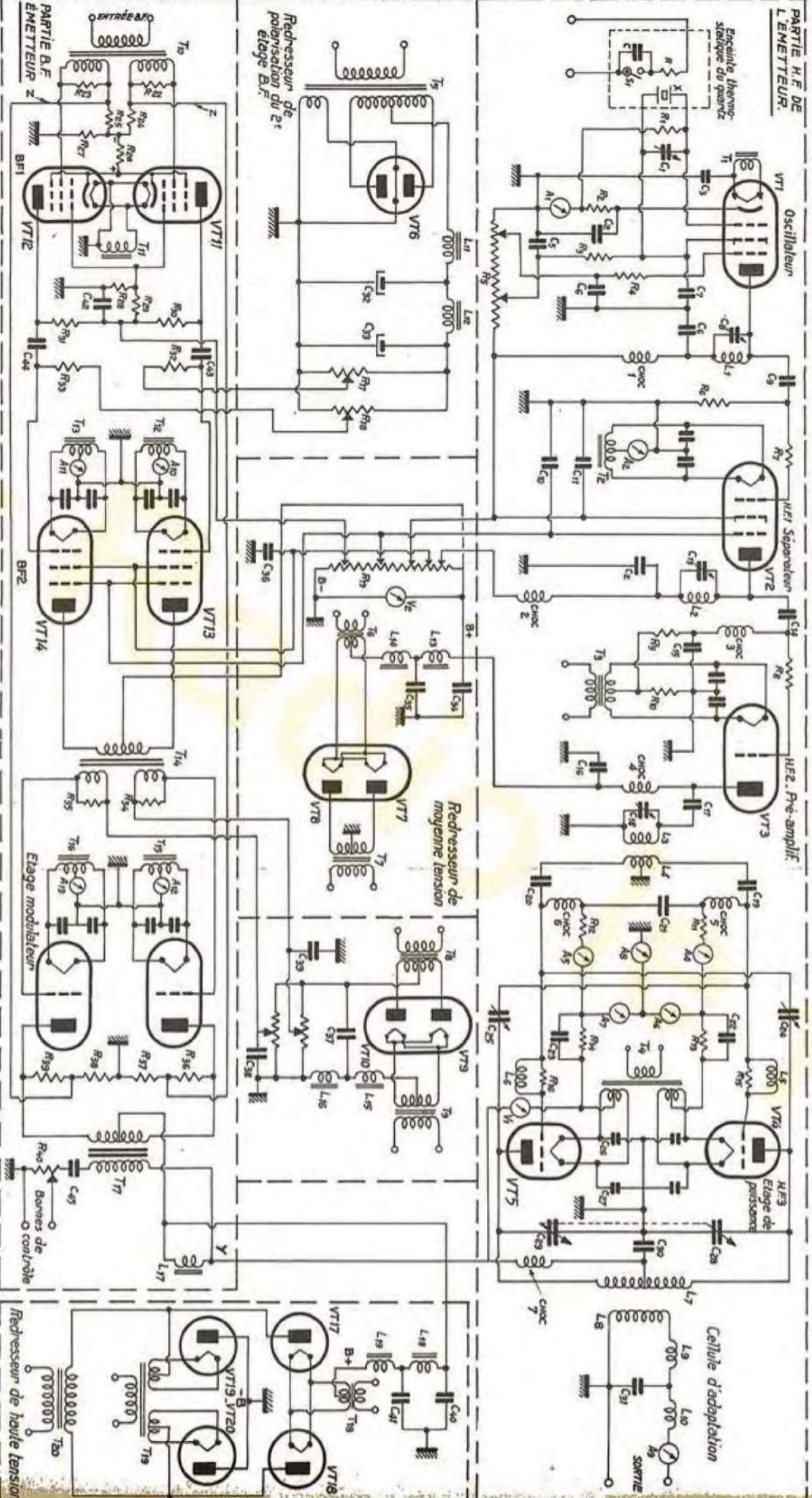
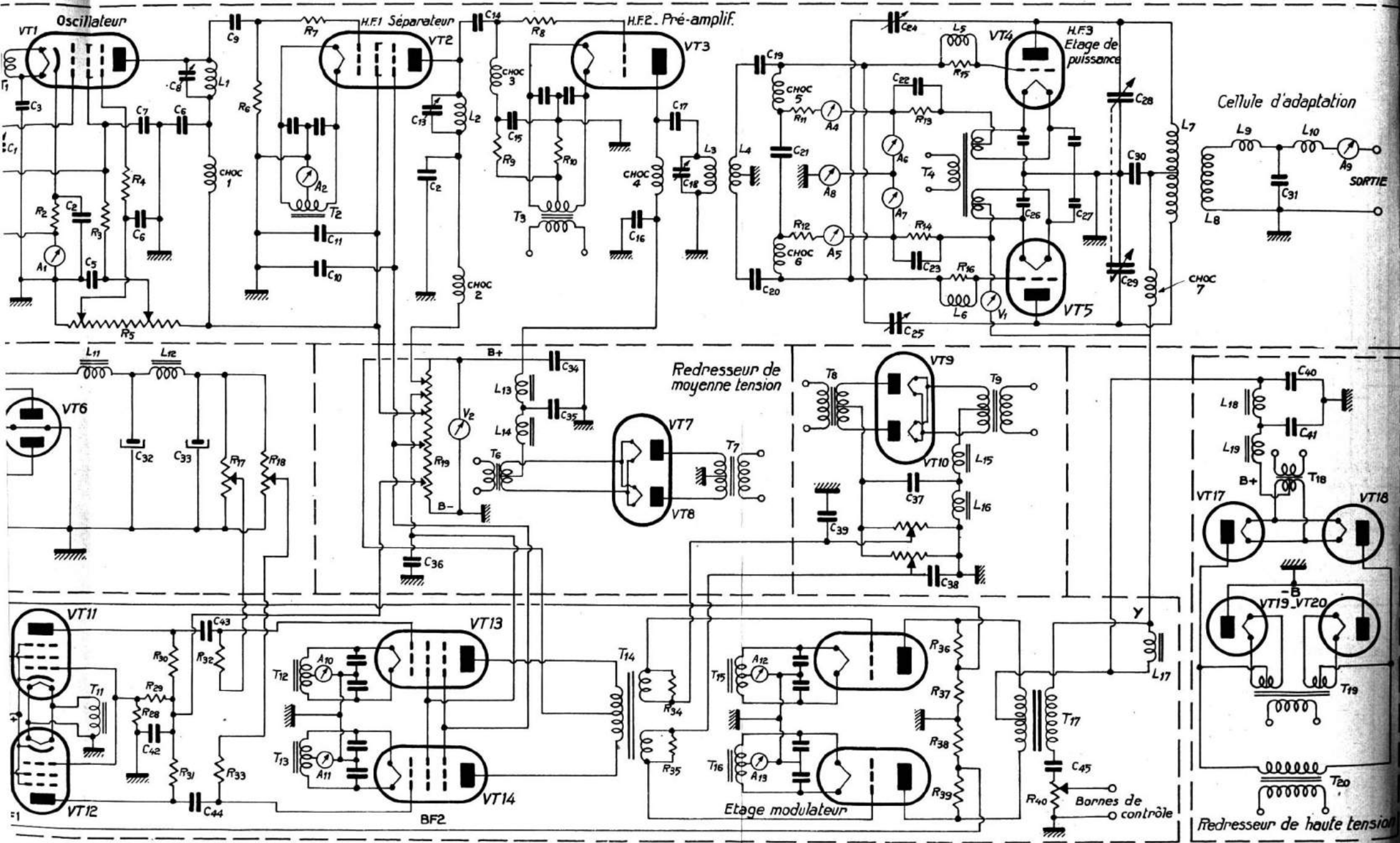


Fig. 12-13. — Schema d'un émetteur de radiotéléphonie de 1 kw. (Voir description page 286).





na d'un émetteur de radiotéléphonie de 1 kw. (Voir description page 286).



**PARTIE H.F. DE L'ÉMETTEUR.**

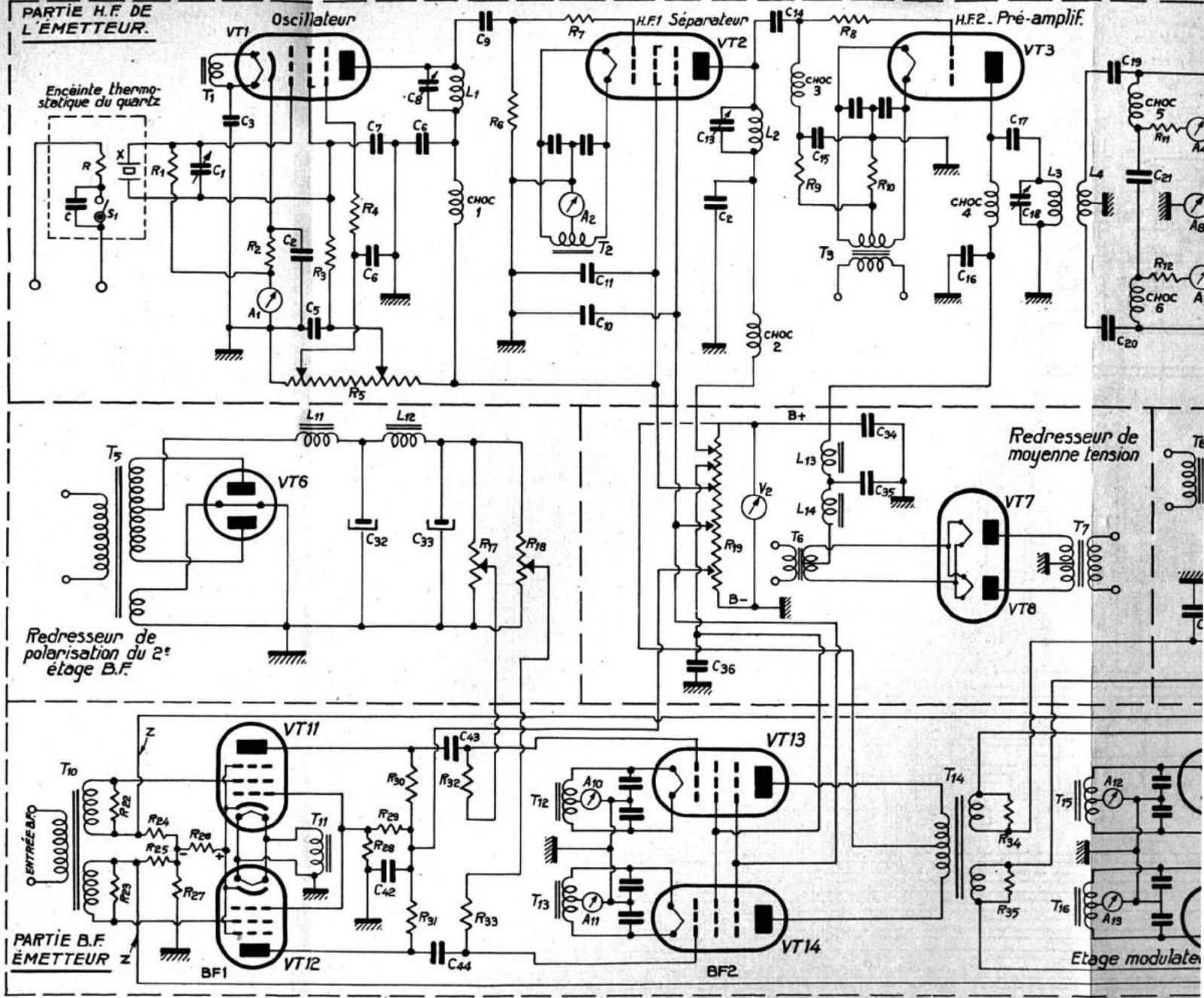


FIG. 12-13. — Schéma d'un émetteur de radiotéléphonie de 1 kw. (Voir description page 286).



est presque complet ; seuls les circuits d'alimentation de basse tension, ainsi que les circuits de contrôle (tels que les relais de surintensité) n'ont pas été représentés. Ces circuits seront étudiés plus loin.

Les différentes parties de l'émetteur, indiquées en pointillé, sont : les étages H. F., les étages B. F., le second redresseur de polarisation du 2<sup>e</sup> étage B. F., le redresseur de moyenne tension anodique, le redresseur de polarisation du modulateur, et le redresseur de haute tension anodique. Le rôle de chaque partie de l'émetteur résulte clairement de l'inspection du schéma et nous allons l'étudier séparément.

## Étages de haute fréquence.

La partie H. F. de l'émetteur comporte un oscillateur à quartz suivi de trois étages d'amplification : l'étage séparateur, le pré-amplificateur et l'amplificateur de puissance.

**Oscillateur.** — Le quartz qui contrôle la fréquence de l'oscillateur représenté sur la figure 12-13, est placé dans une enceinte thermostatique. La température de cette enceinte étant rigoureusement constante, celle du quartz l'est également. La résistance R maintient cette température à une valeur qui dépasse nettement la température ambiante habituelle, et qui est de l'ordre de 140° F. Un thermostat S<sub>1</sub>, connecté en série avec R, ferme le contact du circuit de chauffage lorsque la température de l'enceinte diminue. Lorsque celle-ci atteint à nouveau sa valeur normale, le contact s'ouvre et le courant cesse de passer à travers la résistance R. Le condensateur C placé aux bornes du contact thermostatique supprime les arcs et les étincelles qui risqueraient d'endommager ce contact.

Le tube oscillateur est une penthode (VT<sub>1</sub> sur la figure 12-13). Le quartz X est disposé entre les grilles de commande et d'écran, la tension de la grille-écran étant fournie à partir d'un diviseur de tension R<sub>5</sub> (à travers la résistance R<sub>3</sub>). La source qui débite dans ce diviseur de tension sera décrite plus loin. La polarisation est fournie d'une part par la résistance de cathode R<sub>2</sub>, et d'autre part, par la résistance de fuite de grille R<sub>1</sub>. La fréquence d'un oscillateur à quartz est affectée dans une certaine mesure par la capacité qui shunte le quartz. Le condensateur variable C<sub>1</sub> permet donc d'ajuster avec précision la fréquence de l'oscillation, ce qui laisse une certaine tolérance pour la taille du quartz. Le circuit oscillant de plaque comporte la self L<sub>1</sub> et le condensateur C<sub>8</sub>. L'ensemble des éléments de l'oscillateur est enfermé dans un blindage qui le sépare des autres circuits de l'émetteur. Par ailleurs, les sources d'alimentation sont soigneusement filtrées, ainsi qu'on le voit sur la figure. Nous avons représenté le secondaire T du transformateur qui chauffe le filament du tube VT<sub>1</sub>. Les circuits de chauffage des différents tubes ne sont pas représentés (ce qui évite de compliquer inutilement le schéma). Le milliampèremètre A<sub>1</sub>, en série avec la résistance R<sub>2</sub> mesure le courant cathodique du tube VT<sub>1</sub>. Le condensateur de liaison C<sub>9</sub> transmet la tension de sortie à la grille du tube suivant.

**Amplificateur-séparateur.** — Cet étage est équipé avec une penthode dont l'absence de capacité grille-plaque empêche toute réaction, à travers le séparateur, des autres étages sur l'oscillateur. La résistance R<sub>7</sub> sert à empêcher les oscillations parasites, et la résistance R<sub>6</sub> fournit la polarisation du tube. Le milliampèremètre A<sub>2</sub> mesure



le courant cathodique. Le circuit oscillant est constitué par la self  $L_2$  et le condensateur  $C_{13}$ , qui sont les mêmes que les éléments correspondants de l'oscillateur. La tension de sortie du tube  $VT_2$  est transmise à la grille du tube suivant par le condensateur  $C_{14}$ .

**Étage préamplificateur.** — C'est le deuxième étage d'amplification. La polarisation est obtenue à partir des résistances de grille,  $R_9$ , et de cathode,  $R_{10}$ . La résistance  $R_8$  amortit le circuit de grille et prévient les oscillations parasites. La résistance  $R_9$  est relativement faible, et la charge qu'elle constitue pour le circuit de sortie du tube précédent serait considérable si elle était seule, d'autant plus qu'elle comporte une certaine capacité répartie, qui équivaut à une véritable capacité de découplage en parallèle avec la résistance. Pour éviter la réduction de la tension H. F. appliquée à la grille de  $VT_3$ , une self d'arrêt est connectée en série avec  $R_9$ . D'une manière générale, toutes les fois où la puissance mise en jeu devient importante, on emploie une self d'arrêt en série avec la résistance de fuite de grille.

L'alimentation du tube  $VT_3$  est parallèle. Le condensateur  $C_{17}$  relie le tube au circuit de sortie  $C_{18}$ - $L_3$ , dont le courant est mesuré à l'aide du milliampèremètre  $A_3$  disposé en série avec  $C_{18}$ . Le transformateur H. F., composé des selfs  $L_3$  et  $L_4$ , transmet aux grilles de l'étage final la tension de sortie du préamplificateur. Le point milieu de  $L_4$  étant à la masse, les grilles de l'étage final reçoivent deux tensions d'excitation égales et de phases opposées.

**Étage de puissance.** — Deux tubes  $VT_4$  et  $VT_5$ , en push-pull, constituent l'étage de puissance, modulé par la plaque et travaillant en classe C. La polarisation est obtenue à partir des résistances de cathode ( $R_{13}$  et  $R_{14}$ ) et des résistances de fuite de grille ( $R_{11}$  et  $R_{12}$ ). Les milliampèremètres  $A_4$  et  $A_5$  indiquent les courants des grilles, les milliampèremètres  $A_6$  et  $A_7$ , ceux des anodes. Le milliampèremètre  $A_8$  indique le courant anodique total de l'amplificateur.

Lorsque la puissance d'un amplificateur atteint une valeur de l'ordre de plusieurs centaines de watts ou davantage, on emploie, pour supprimer les oscillations parasites, des circuits composés d'une self ( $L_5$ ) et d'une résistance ( $R_{15}$ ) en parallèle. Si on utilise la résistance seule, l'échauffement peut être excessif dans les cas où la puissance mise en jeu est élevée. C'est pourquoi, dans les émetteurs puissants, une petite self est placée en parallèle avec la résistance ; son impédance étant forte sur les fréquences très élevées des oscillations parasites, celles-ci sont atténuées par la résistance. Par contre, la résistance en courant continu de la self est très faible, de sorte que le courant continu de grille passe presque entier par la self, et non par la résistance dont on évite ainsi l'échauffement exagéré. Le circuit de sortie de l'étage est symétrique par rapport à la masse grâce à l'emploi d'un condensateur variable double ( $C_{28}$ - $C_{29}$ ). La neutrodynation est assurée par les condensateurs  $C_{24}$  et  $C_{25}$ . Les condensateurs  $C_{26}$  et  $C_{27}$  sont des condensateurs de découplage qui mettent à la masse le filament du tube  $VT_5$  en ce qui concerne le potentiel H. F. On notera que des condensateurs semblables sont disposés sur les filaments des autres tubes, la seule différence étant que les étages de faible puissance ne nécessitent pas la mise à la masse du point milieu du filament et que, par conséquent, un seul condensateur suffit dans ce cas (voir  $C_3$  dans l'étage oscillateur).



Le transformateur constitué par les selfs  $L_7$  et  $L_8$  envoie dans la cellule d'adaptation  $L_9$ - $L_{10}$ - $C_{31}$  la puissance de sortie de l'émetteur ; un réglage convenable de  $L_9$ ,  $L_{10}$  et  $C_{31}$  permet de débiter cette puissance dans une gamme étendue de résistances de charge.

Étant modulé par la plaque, l'étage final travaille en classe C. Ce régime de fonctionnement est moins critique et moins difficile à régler que les autres ; le gain d'amplification par étage y est plus faible, par contre, le rendement est plus élevé que dans les autres régimes. C'est pourquoi le préamplificateur et l'étage séparateur travaillent aussi en classe C.

## Amplificateur B. F.

Composé de trois étages, l'amplificateur B. F. procure une amplification suffisante à partir du niveau d'entrée qui peut être celui d'une ligne téléphonique. Les deux premiers étages sont équipés avec des pentodes, le dernier avec des triodes, mais tous les trois sont montés en push-pull. La tension d'entrée est appliquée aux grilles du premier étage par l'intermédiaire du transformateur  $T_{10}$  dont les résistances de charge  $R_{22}$  et  $R_{23}$  permettent de rendre la réponse uniforme sur toute la gamme des fréquences B. F. à transmettre. Les résistances  $R_{26}$  et  $R_{27}$  forment la résistance de cathode, mais le retour de grille étant connecté entre  $R_{26}$  et  $R_{27}$ , la tension de polarisation est celle qui apparaît aux bornes de  $R_{26}$  seulement. Les résistances  $R_{24}$ ,  $R_{25}$ ,  $R_{36}$ ,  $R_{37}$ ,  $R_{38}$  et  $R_{39}$  forment le circuit de contre-réaction qui sera décrit plus loin, et dont le rôle est d'améliorer la fidélité de reproduction de l'amplificateur. La liaison entre le premier et le deuxième étage est à résistances et capacités (éléments  $R_{30}$ ,  $R_{31}$ ,  $C_{43}$ ,  $C_{44}$ ,  $R_{32}$ ,  $R_{33}$ ). Le deuxième étage devant fournir la puissance d'excitation nécessaire pour le bon fonctionnement en classe B de l'étage final, des réglages séparés de la polarisation des tubes  $V T_{13}$  et  $V T_{14}$  sont prévus pour permettre d'ajuster au mieux leur fonctionnement. Les milliampèremètres  $A_{10}$  et  $A_{11}$  mesurent le courant plaque de chaque tube.

$T_{14}$  est un transformateur intermédiaire, dont les secondaires séparés permettent de polariser séparément chacune des grilles de l'étage modulateur. Ici encore le réglage de chaque polarisation est séparé, le fonctionnement en classe B exigeant que le point de fonctionnement de chaque tube soit fixé avec précision. Les milliampèremètres  $A_{12}$  et  $A_{13}$  indiquent les courants anodiques de l'étage dont la tension continue plaque est branchée au point milieu du transformateur de sortie  $T_{17}$ . Si la puissance de porteuse de l'étage final est de 1 kilowatt, et son rendement de 80 %, sa puissance d'alimentation est de 1 250 watts, et celle exigée du modulateur, pour un taux de modulation de 100 %, est de 625 watts.

La tension anodique de l'étage final H. F. est obtenue à partir du redresseur de haute tension et à travers l'inductance  $L_{17}$ , dite de modulation. Le condensateur de blocage  $C_{45}$  (dont la réactance est très faible en basse fréquence) isole de la masse le secondaire du transformateur  $T_{17}$ . La valeur de la résistance  $R_{10}$  étant faible, la tension de modulation est appliquée entre la masse et le point Y du schéma. La self de modulation empêche que cette tension ne soit court-circuitée à travers le redresseur



de haute tension. On voit donc que la tension de modulation fait varier effectivement la haute tension anodique de l'étage final dont elle module ainsi le circuit de sortie.

Les résistances  $R_{36}$  et  $R_{37}$  sont placées en série entre la plaque du tube  $V T_{15}$  et la masse. De même,  $R_{38}$  et  $R_{39}$  sont disposées entre la plaque de  $V T_{16}$  et la masse. La tension B. F. des plaques du dernier étage est appliquée à ces quatre résistances ; une fraction de cette tension est ramenée, grâce au diviseur de tension que constituent les quatre résistances, aux grilles du premier étage. Les tensions de contre-réaction ainsi obtenues aux bornes de  $R_{24}$  et  $R_{25}$  sont en opposition de phase avec celles développées aux bornes de  $R_{22}$  et  $R_{23}$ , et neutralisent la distorsion introduite par l'amplificateur, ainsi qu'une partie de bruit de fond (la contre-réaction a été étudiée au chapitre VII).

Il convient de noter que le circuit de contre-réaction ramène sur les grilles du premier étage une fraction de la tension continue de l'étage modulateur. Cette tension est positive, de sorte que la polarisation du premier étage, doit être égale à la valeur normale de la polarisation des tubes, augmentée de la chute de tension continue dans les résistances  $R_{24}$  et  $R_{25}$ . Cette tension continue est toutefois très faible, car les résistances  $R_{37}$  et  $R_{38}$  ne constituent qu'une faible partie des diviseurs de tension branchés sur les tubes modulateurs.

Le courant B. F. qui traverse le secondaire du transformateur  $T_{17}$  passe également dans la résistance  $R_{40}$ . La tension B. F. obtenue aux bornes de  $R_{40}$  est utilisée pour le contrôle de la qualité de reproduction de l'émetteur. Toute distorsion apparaissant dans l'amplificateur B. F., ainsi que dans l'étage de puissance de l'émetteur, est décelée dans les circuits de contrôle branchés sur la résistance  $R_{40}$ .

## **Le redresseur de polarisation du 2<sup>e</sup> étage amplificateur B. F.**

Ce redresseur fournit la polarisation du deuxième étage B. F. Les potentiomètres  $R_7$  et  $R_{18}$  sont branchés aux bornes du filtre  $L_{11}$ - $L_{12}$ - $C_{32}$ - $C_{33}$ . Le redresseur est à deux alternances et utilise un petit tube bi-plaque. Dans les redresseurs de ce genre la puissance débitée est faible, et on peut utiliser un seul transformateur d'alimentation comportant deux secondaires séparés : l'un pour la haute tension, et l'autre pour le chauffage de la valve (voir  $T_5$  de la figure 12-13).

## **Redresseur de moyenne tension.**

Ce redresseur alimente les grilles supresseuses, les grilles-écrans et les anodes de tous les étages, sauf les étages de puissance H. F. et B. F. Les différentes tensions sont obtenues à partir du diviseur de tension  $R_{19}$ . Le redresseur utilise deux valves monoplaques en montage à deux alternances. Les transformateurs de haute tension et de chauffage sont séparés ( $T_7$  et  $T_8$ ). Le filtre est composé des condensateurs  $C_{34}$ ,  $C_{35}$  et des selfs  $L_{13}$ ,  $L_{14}$ . Le voltmètre  $V_2$  indique la tension de sortie du redresseur. Le condensateur  $C_{36}$  découple les écrans du deuxième étage d'amplification B. F.



## Redresseur de polarisation de l'amplificateur B. F.

C'est un redresseur à deux alternances utilisant deux tubes monoplaques  $VT_9$  et  $VT_{10}$ . Les transformateurs de haute tension et de chauffage sont séparés ( $T_9$  et  $T_8$ ). Le filtre comporte les éléments  $C_{37}$ ,  $L_{15}$  et  $L_{19}$ . Les diviseurs de tension  $R_{20}$  et  $R_{21}$  sont découplés par les condensateurs  $C_{38}$  et  $C_{39}$ .

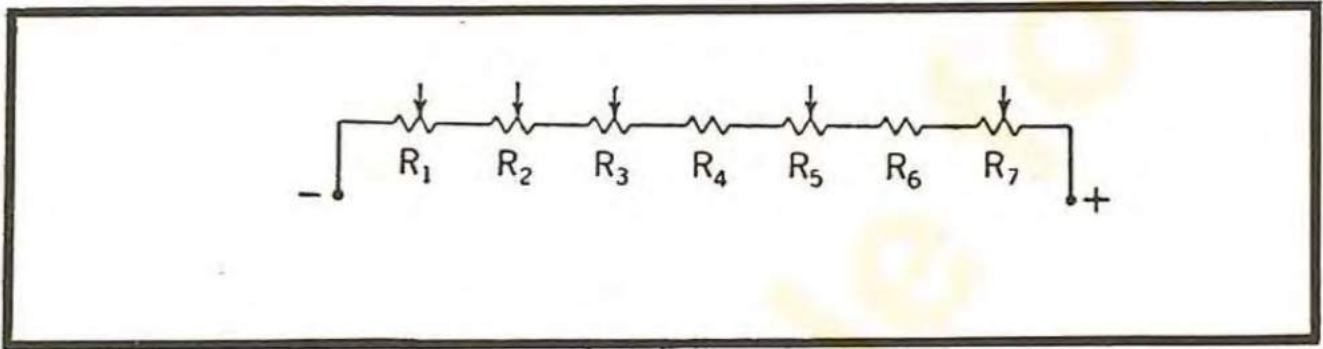


FIG. 12-14. — Diviseur de tension de l'alimentation anodique.

## Redresseur de haute tension.

Ce redresseur fournit la tension anodique de l'étage final H. F. de l'émetteur, ainsi que celle de l'étage final modulateur. C'est un redresseur en pont, utilisant quatre valves  $VT_{17}$ ,  $VT_{18}$ ,  $VT_{19}$  et  $VT_{20}$ . Les transformateurs de chauffage ( $T_{18}$  et  $T_{19}$ ), et de haute tension ( $T_{20}$ ) sont séparés. Le filtre comporte les éléments  $L_{18}$ ,  $L_{19}$ ,  $C_{40}$  et  $C_{41}$ . Le voltmètre à courant continu  $V_1$  indique la tension anodique de l'étage de puissance modulé.

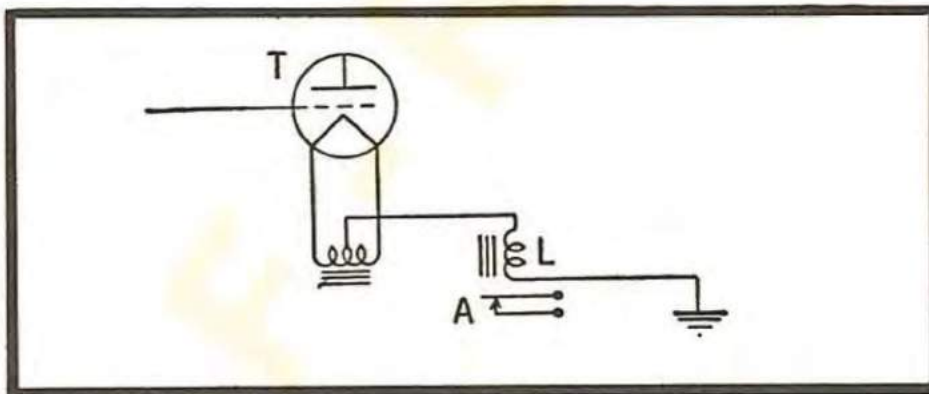


FIG. 12-15. — Relais de surcharge.

Le diviseur de tension  $R_{19}$  est représenté sur la figure 12-13 comme une simple résistance avec cinq prises intermédiaires destinées à fournir les différentes tensions désirées. Dans la pratique, un diviseur de tension comporte, généralement, plusieurs

résistances séparées. La figure 12-14 montre un tel diviseur de tension composé de sept résistances dont cinq,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_5$  et  $R_7$ , sont des potentiomètres pouvant être ajustés à la valeur voulue.

Quand le choix des potentiomètres et des résistances est convenable, les prises variables peuvent ainsi être placées aux points qui procurent, avec un redresseur donné, les tensions de fonctionnement demandées.

Pour rendre clair le schéma de la figure 12-13, certains éléments tels que relais de



surintensité, interrupteurs, relais retardés, contacts de portes, circuits de chauffage des filaments, etc., n'ont pas été représentés.

La figure 12-15 montre le circuit de retour du filament d'un tube, à travers l'inductance  $L$ , qui est la bobine d'un relais de surintensité. Quand le courant plaque qui traverse cette bobine devient excessif, le contact A du relais s'ouvre et coupe la tension primaire du transformateur haute tension qui fournit le potentiel continu d'anode du tube

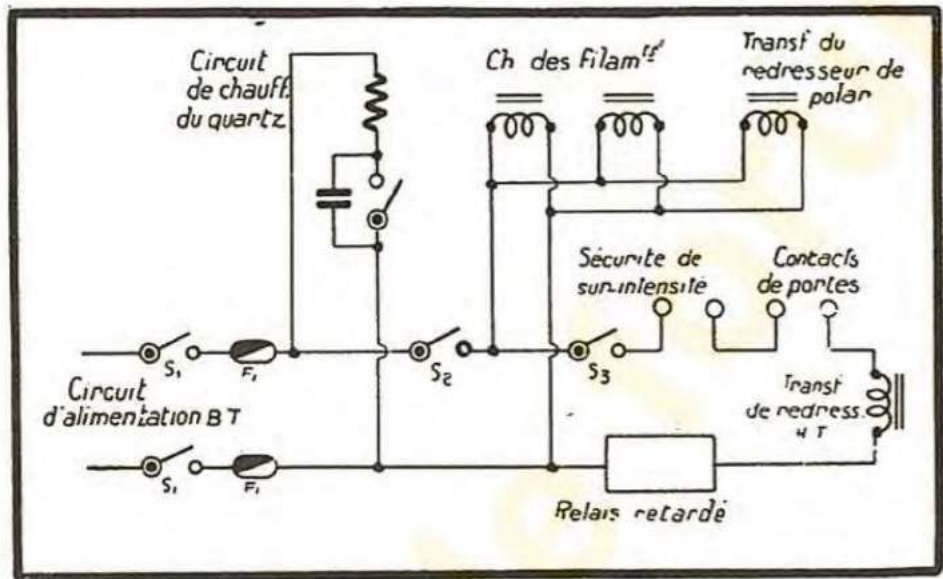


FIG. 12-16. — Circuits de commande et de contrôle de l'émetteur.

T, représenté sur la figure 12-15. Ce relais protège donc le tube contre les surintensités.

La figure 12-16 représente le schéma des circuits d'alimentation d'un émetteur de faible puissance. L'interrupteur général  $S_1$  est suivi des coupe-circuits  $F_1$  protégeant l'ensemble de l'installation.

L'interrupteur général est maintenu constamment fermé, ce qui permet d'alimenter sans interruption le circuit de chauffage de l'enceinte thermostatique. Le deuxième interrupteur  $S_2$  alimente les chauffages des filaments et le redresseur de polarisation. Avec  $S_2$  fermé et  $S_3$  ouvert, les filaments des tubes sont chauffés jusqu'à leur température normale. Avec  $S_3$  fermé, les transformateurs des redresseurs de moyenne et haute tension sont alimentés. En série avec  $S_3$  sont connectés tous les contacts (tels que A de la figure 12-15) des relais de surintensité, ainsi que les contacts de fermeture des portes. Pour des raisons de sécurité, tout l'appareillage des émetteurs est disposé dans un certain nombre de cabines fermées, destinées à éviter le danger d'électrocution au contact de la haute tension. En conséquence, les portes d'accès des différentes enceintes fermées de l'émetteur sont verrouillées en cours de fonctionnement et leur ouverture accidentelle provoque l'ouverture des contacts de portes, laquelle entraîne la coupure de la haute tension.

La plupart des émetteurs comportent une mise en marche automatique, de sorte qu'un seul interrupteur, tel que  $S_2$ , est actionné pour démarrer l'émetteur. Dans ce cas, l'interrupteur  $S_3$  est normalement fermé, et c'est un contact retardé, disposé en série avec  $S_3$ , qui met en marche le redresseur de haute tension lorsque les filaments des tubes ont suffisamment chauffé (la fermeture de  $S_2$  alimente la bobine du relais retardé dont le contact se referme après l'intervalle de temps voulu).

Dans les petits émetteurs  $S_2$ ,  $S_3$ , les relais de surintensité, les contacts de porte, et les relais retardés sont tous en série dans le circuit d'alimentation des redresseurs de puissance. Dans les émetteurs puissants, où le courant débité dans ce circuit est



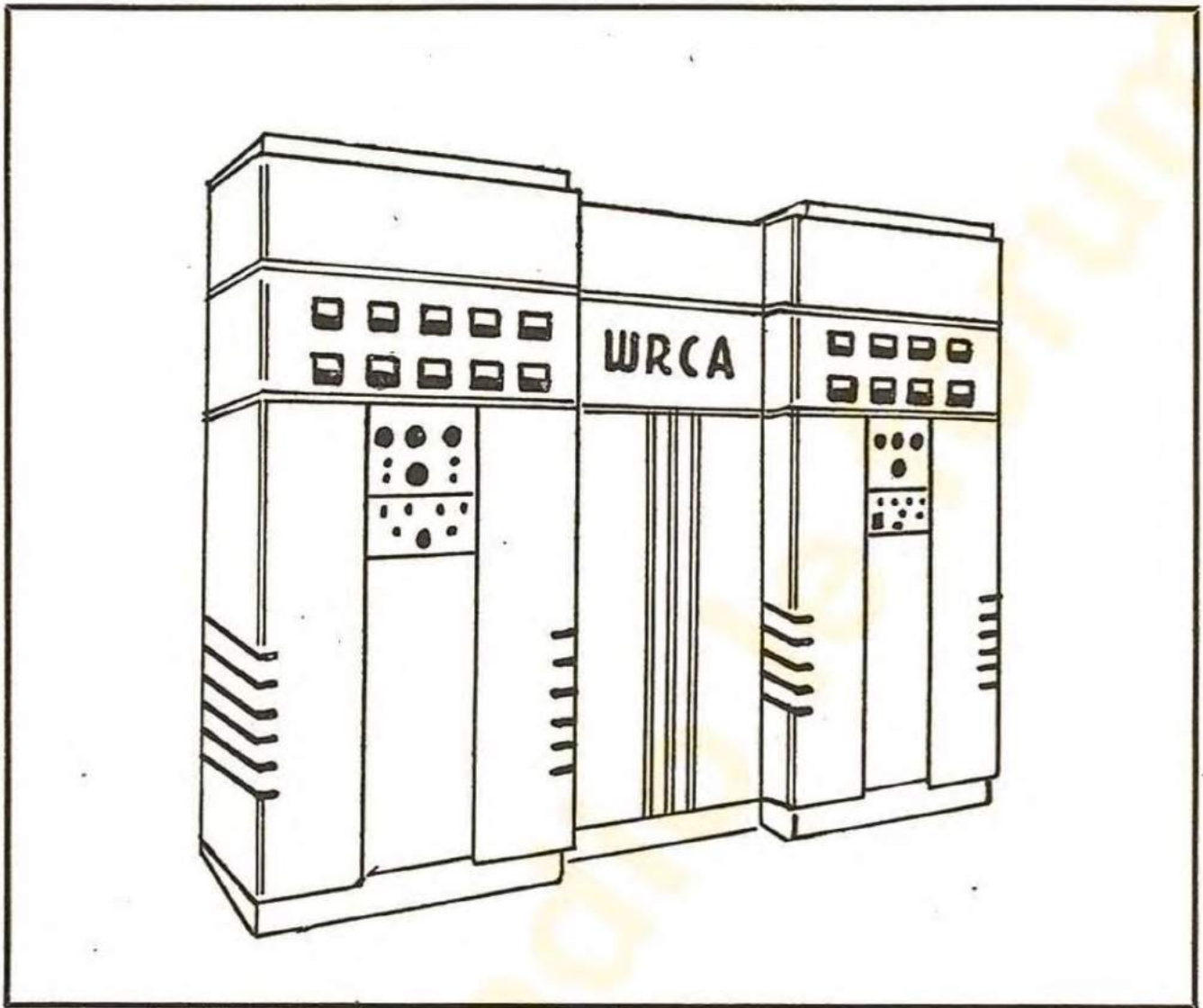


FIG. 12-17. — Vue frontale d'un émetteur de radio-diffusion RCA type 1-K de 1 kilowatt.

important, les interrupteurs et les contacts demandent des relais plus grands, appelés contacteurs.

Un contacteur ressemble à un relais de surintensité, représenté sur la figure 12-15, sauf que le plus souvent il comporte deux ou trois contacts de travail (suivant le nombre de circuits qu'il doit fermer ou ouvrir). La bobine d'un contacteur consomme une puissance réduite ; par contre, ses contacts de travail peuvent être conçus de façon à laisser passer un courant important.

Le schéma de la figure 12-13 présente une certaine analogie avec celui de l'émetteur de radiodiffusion RCA, type 1-K, de 1 kilowatt.

La figure 12-17 donne une vue d'ensemble de cet émetteur.

Nous n'allons pas étudier ici le schéma complet de l'émetteur, reproduit par la figure 12-18 (voir le dépliant). Toutefois, la comparaison de ce schéma avec celui de la figure 12-13 fournira un certain nombre d'indications utiles sur ce qu'est le schéma complet d'un émetteur.

On notera que le schéma de la figure 12-13 est similaire à celui de la figure 12-18, mais qu'il ne constitue pas un schéma simplifié de l'émetteur 1-K.



Certains circuits n'ont pas été figurés, et quelques autres ont été modifiés pour rendre leur action plus facile à comprendre.

L'étage final de l'émetteur *RCA*, type 5-E, comporte deux tubes de 10 kilowatts. Un seul tube est utilisé pour fournir la puissance de 5 kilowatts. La dissipation thermique des tubes de cette dimension est considérable, et le refroidissement par circulation d'air forcées s'impose. A cet effet un ventilateur est disposé au-dessous de chaque tube.

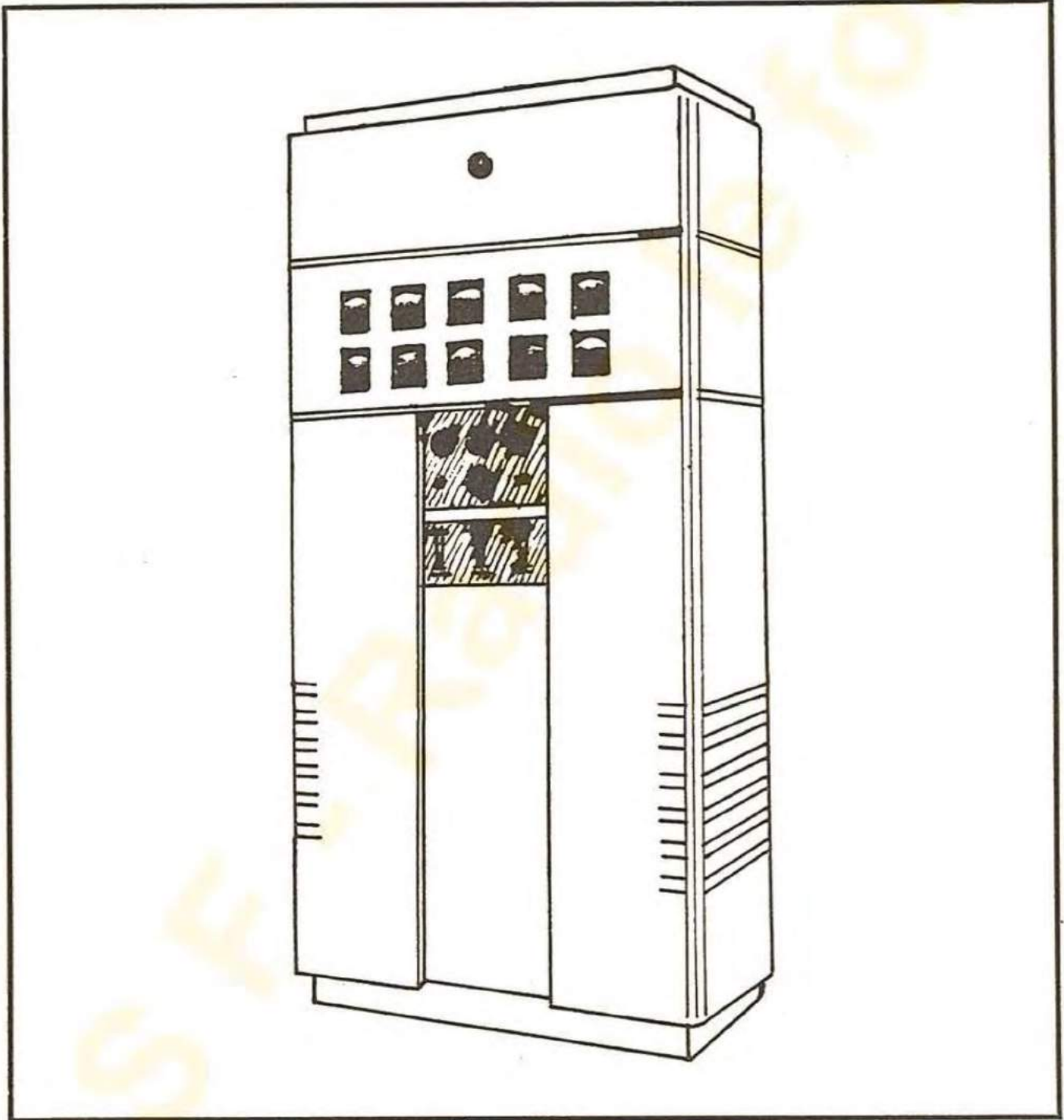


FIG. 12-19. — Vue frontale d'un émetteur de radiodiffusion *RCA*, type 250 K de 250 watts.

### Un émetteur de 250 watts.

La figure 12-19 donne une vue avant d'un émetteur de radiodiffusion de 250 watts.



C'est un émetteur employant la modulation plaque sur l'étage final, et dont la chaîne H. F. comporte un oscillateur à quartz suivi de deux étages d'amplification.

### Contre-réaction dans les émetteurs.

La contre-réaction dans les amplificateurs B. F. a été décrite au chapitre VII. En étudiant le schéma de la figure 12-13, nous avons vu l'un des procédés de contre-réaction utilisés dans les émetteurs.

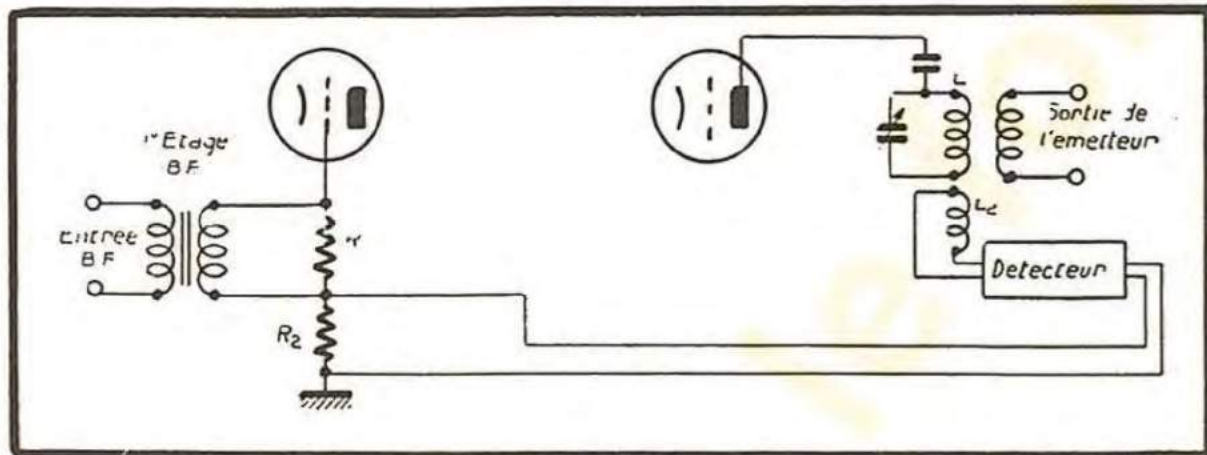


FIG. 12-20. — Contre-réaction appliquée à un émetteur modulé.

Il existe une autre façon d'appliquer la contre-réaction à un émetteur. En nous reportant à la figure 12-20, nous voyons que la self  $L_2$  capte une fraction de l'énergie de sortie, grâce à son couplage avec la self  $L$  qui appartient au circuit de sortie. Cette énergie est transformée par un détecteur en énergie B. F., laquelle est envoyée, à travers la résistance  $R_2$ , à la grille du premier étage d'amplification B. F. de l'émetteur, où elle arrive en opposition de phase par rapport à la tension d'entrée de l'étage. Les avantages connus de la contre-réaction sont ainsi acquis ; la distorsion est presque supprimée, la courbe de réponse améliorée, et le bruit de fond de l'émetteur très réduit.

### Questions et problèmes de récapitulation.

1. — Quel est le rôle de l'émetteur dans un système des radio-communications?
2. — Quelles sont les deux parties principales d'un émetteur à modulation d'amplitude? Donner une description générale des éléments composant chaque partie, et de leur fonctionnement.
3. — Quelle est l'utilité des amplificateurs-séparateurs?
4. — Quels sont les deux types principaux d'émetteurs à modulation d'amplitude?
5. — Quelles sont les précautions indispensables pour maintenir la fréquence d'un oscillateur à quartz suffisamment stable?
6. — Quel type d'amplificateur B. F. utilise-t-on, habituellement, pour l'étage modulateur, et pourquoi?
7. — (a) Qu'est-ce que la régulation d'une source d'alimentation? (b) Pourquoi une bonne régulation est-elle indispensable dans les amplificateurs B. F. travaillant en classe B, et dans les amplificateurs modulés travaillant en classe C?
8. — Comment applique-t-on la contre-réaction à un émetteur?



## CHAPITRE XIII

# RÉCEPTION DES ÉMISSIONS MODULÉES EN AMPLITUDE

Un récepteur radio-électrique reçoit un signal de haute fréquence et produit des ondes acoustiques reproduisant l'enveloppe de modulation du signal reçu.

Les principales qualités d'un poste récepteur sont la sensibilité, la sélectivité et la fidélité. La *sensibilité* indique l'aptitude du récepteur à recevoir des signaux faibles ; la *sélectivité* indique dans quelle mesure il est capable d'écarter les signaux indésirables ; enfin, la *fidélité* définit l'exactitude avec laquelle l'onde sonore de sortie reproduit l'enveloppe du signal reçu.

### **Sensibilité.**

La sensibilité d'un récepteur est définie par son gain d'amplification H. F. Un récepteur de radio-diffusion régionale n'a pas besoin d'une sensibilité poussée et peut ne comporter que trois ou quatre lampes. Par contre, un récepteur utilisé pour le trafic transocéanique aura une sensibilité très élevée et comportera un nombre de tubes allant jusqu'à quinze ou même davantage.

La sensibilité du récepteur est limitée par les parasites : un récepteur ne peut répondre aux signaux d'un niveau inférieur à celui des parasites. Les parasites industriels contribuent à augmenter le niveau du bruit de fond, mais ils peuvent être combattus par des dispositifs de filtrage installés sur les appareils électriques qui les produisent. Les postes de réception sont souvent installés en pleine campagne, à l'écart des lignes de haute tension et des autres sources de parasites industriels. Ce qui augmente encore le bruit de fond, c'est l'agitation thermique dans le premier étage d'amplification H. F., aussi bien dans le circuit grille que dans le tube lui-même. Le mouvement désordonné des électrons entraîne des petites fluctuations de la tension d'entrée, qui sont amplifiées par toute la cascade des tubes du récepteur, et qui constituent la limite supérieure de l'amplification utile pouvant être obtenue.

La largeur de la bande nécessaire pour la réception est plus faible en radio-télégraphie qu'en radio-téléphonie. Or, plus la bande des fréquences reçues est étroite, et plus faible est le niveau de bruit du récepteur. Il en résulte que la sensibilité peut être plus grande en télégraphie qu'en téléphonie. Autrement dit, à puissance rayonnée égale, la portée d'un émetteur sera plus grande en télégraphie qu'en téléphonie.

Dans les installations commerciales le gain est souvent augmenté par l'emploi des antennes directives, dont la direction privilégiée coïncide avec celle où se trouve l'émetteur que l'on désire recevoir. De telles antennes accroissent la sensibilité de la station réceptrice.



## Sélectivité.

Plus grande est la sélectivité d'un récepteur et meilleure sera la discrimination entre le signal désiré et les signaux perturbateurs sur les fréquences voisines de celle du signal. Quand on augmente le nombre d'étages d'un récepteur, la sensibilité augmente et la sélectivité augmente en même temps. Les sélectivités des différents circuits accordés s'ajoutent pour donner la sélectivité globale qui est, évidemment, supérieure à celle de chaque circuit pris séparément.

Quand la sélectivité est trop poussée, la courbe de réponse du récepteur n'est pas uniforme dans toute la bande des fréquences contenues dans l'onde modulée en amplitude. Les circuits résonnants successifs peuvent être légèrement désaccordés pour rétablir l'uniformité de la courbe de réponse. Cette façon de procéder sera expliquée plus loin.

## Fidélité.

Un grand nombre de facteurs influent sur la fidélité d'un récepteur. Nous venons de signaler que l'on pouvait désaccorder légèrement les différents circuits oscillants d'un récepteur pour améliorer l'uniformité de sa courbe de réponse. Quand celle-ci n'est pas uniforme, les fréquences élevées sont atténuées, ce qui donne à la musique ou à la parole reçues une sonorité étouffée.

La courbe de réponse d'un circuit accordé est représentée sur la figure 13-1 a, où on a supposé que la fréquence porteuse est de 1 000 kHz, et que la fréquence de modulation la plus élevée à transmettre est de 10 000 périodes. La bande désirée s'étend donc de 990 à 1 010 kHz. Mais la réponse du circuit (figure 13-1 a) n'est pas uniforme dans cette bande.

La figure 13-1 b représente les courbes de réponse de deux circuits identiques,

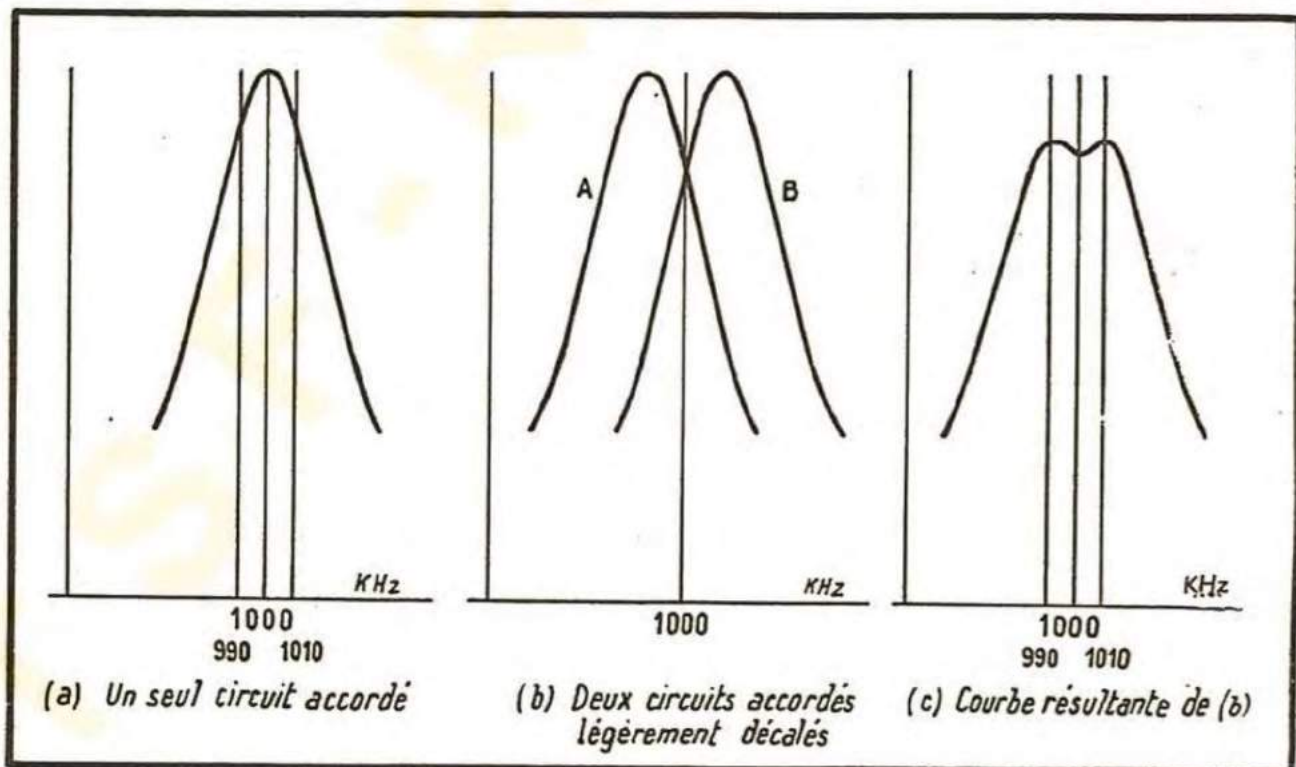


FIG. 13-1. — Sélectivité globale d'une succession de circuits.



légèrement désaccordés par rapport à la fréquence porteuse. La courbe de réponse globale est tracée sur la figure 13-1 c. On voit qu'elle est sensiblement uniforme entre 990 et 1 010 kHz.

La liaison entre étages est réalisée, dans les récepteurs, au moyen de transformateurs H. F. (voir quelques exemples sur la figure 13-9). Si le primaire et le secondaire d'un tel transformateur sont accordés, on peut obtenir, en faisant varier leur couplage, une courbe de réponse analogue à celle de la figure 13-1 c. Ici, les circuits oscillants ne sont pas désaccordés et c'est le couplage entre primaire et secondaire qui produit l'effet escompté.

Si on augmente la largeur de bande d'un récepteur, on captera davantage de parasites naturels et industriels, et le signal utile devra être beaucoup plus fort si l'on veut que ces parasites ne gênent pas l'écoute.

Il est important, dans un récepteur, que le détecteur fonctionne correctement ; toutes les précautions doivent être prises pour que la détection soit linéaire.

La partie B. F. d'un récepteur comporte un amplificateur suivi d'un casque ou d'un haut-parleur. L'amplificateur doit reproduire fidèlement toutes les composantes B. F. de l'enveloppe de modulation du signal reçu. Une bonne qualité de reproduction du casque ou du haut-parleur est également un facteur important. Un haut-parleur de haute fidélité comporte quelquefois deux éléments séparés, dont l'un reproduit les fréquences basses, et l'autre les fréquences élevées du spectre acoustique à transmettre.

## Récepteur simple .

Le récepteur du type le plus simple comporte une antenne, un circuit accordé d'entrée, un détecteur et un casque écouteur. Un tel récepteur est loin de donner satisfaction et cela pour deux raisons :

1. — Il n'est pas assez sensible.
2. — Sa sélectivité est très faible.

La figure 13-2 représente un poste à galène, dont on distingue le transformateur d'entrée ( $L$  et  $L_2$ ), le circuit accordé ( $L_2$  et  $C$ ), et le détecteur à cristal ( $X$ ). Le casque, shunté par le condensateur  $C_1$ , constitue le circuit filtrant du détecteur. La sensibilité d'un tel récepteur est faible, car la puissance de sortie maximum est fournie par le signal détecté lui-même. Quant à la sélectivité, elle est celle d'un circuit oscillant unique.

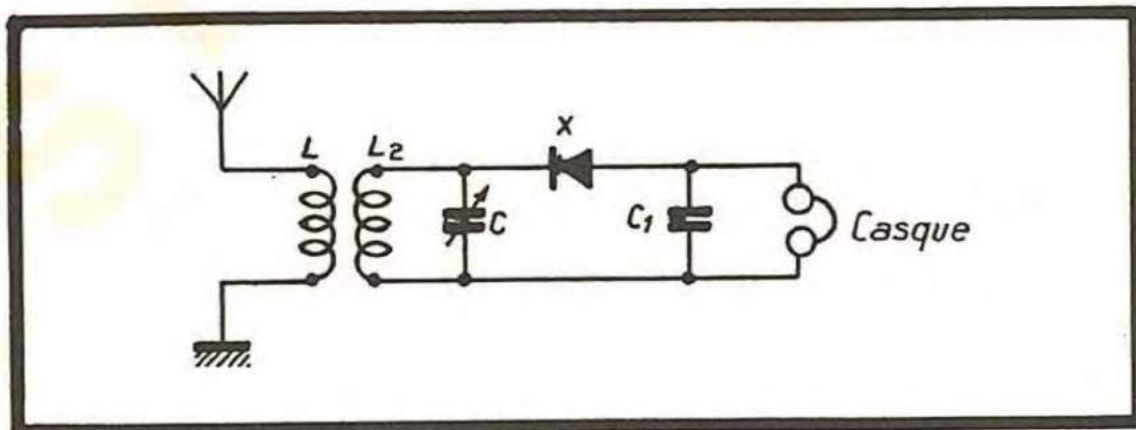


FIG. 13-2. — Récepteur à galène.



Pour accroître la sensibilité d'un récepteur, on dispose un certain nombre d'amplificateurs de haute fréquence entre l'antenne et le détecteur. Les circuits oscillants qui en font partie augmentent la sélectivité du récepteur.

## Récepteur à amplification directe.

Le schéma synoptique d'un tel récepteur est représenté sur la figure 13-3. Le récepteur comporte un amplificateur H. F., un détecteur, un amplificateur B. F. et un haut-parleur. Le signal capté par l'antenne est amplifié et appliqué au détecteur ; le signal détecté est ensuite amplifié par les étages B. F. jusqu'au niveau nécessaire pour alimenter un haut-parleur (ou un casque).

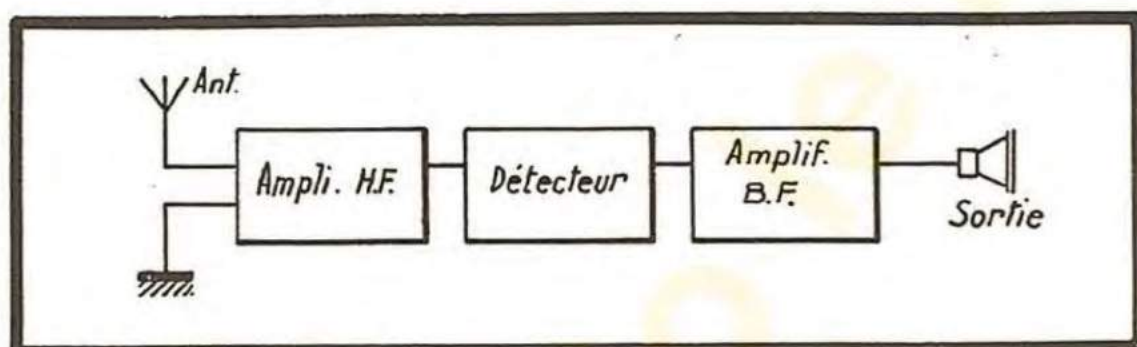


FIG. 13-3. — Récepteur à amplification directe simple (schéma synoptique).

**Sélectivité.** — Les récepteurs à amplification directe comportent, généralement, deux ou plusieurs étages d'amplification H. F. Or, chaque fois que l'on ajoute un étage H. F., un circuit oscillant vient s'ajouter au circuit du détecteur et à celui d'entrée, et augmente la sélectivité globale du récepteur.

Cependant, c'est dans les récepteurs du type superhétérodyne que la sélectivité est la plus grande, et c'est là l'une des raisons de leur succès.

## Récepteur à amplification directe à plusieurs étages.

La figure 13-4 représente un récepteur à amplification directe comportant trois étages H. F. avant le détecteur.

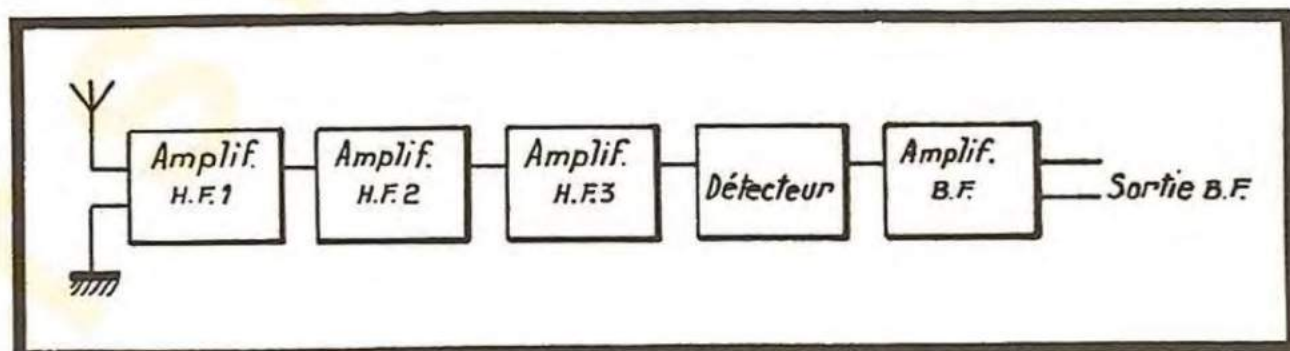


FIG. 13-4. — Schéma synoptique d'un récepteur à amplification directe (à plusieurs étages d'amplification).



## Seuil de sensibilité d'un récepteur .

On peut substituer à la sélectivité obtenue avec plusieurs étages d'amplification H. F., la sélectivité globale d'un circuit sélectif équivalent, inséré entre l'antenne et le détecteur (figure 13-5).

Le circuit sélectif comporte plusieurs selfs et condensateurs et constitue un filtre de haute fréquence. Sa courbe de réponse peut être la même que celle de la somme

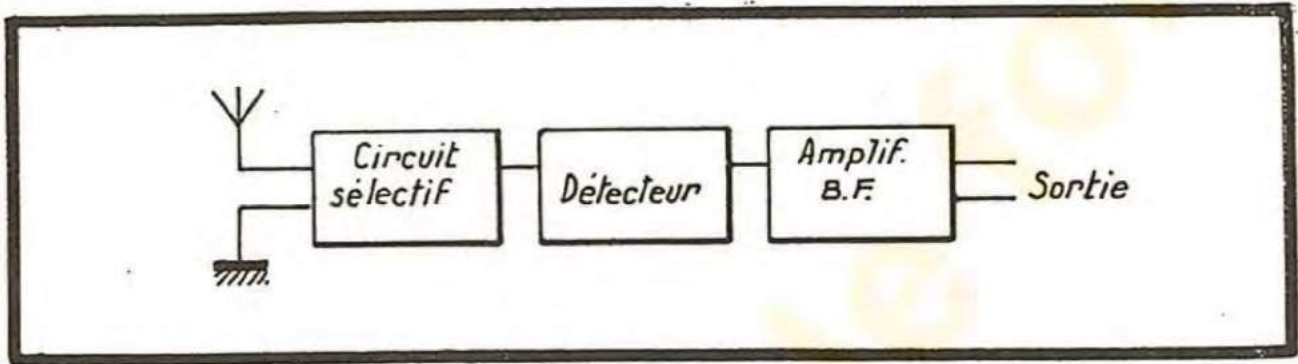


FIG. 13-5. — Récepteur à sélectivité « concentrée ».

des différents circuits accordés d'un récepteur à plusieurs étages. Pour que le niveau de sortie ait une valeur suffisante, on insère entre le détecteur et le haut-parleur un amplificateur B. F. de gain approprié.

On serait tenté de penser que le signal à la sortie du détecteur peut être amplifié jusqu'au niveau désiré, mais il existe le bruit de fond des tubes et le signal appliqué au détecteur doit être suffisamment fort pour que le rapport entre ce signal et le bruit de fond du tube du détecteur ait une valeur convenable. Autrement dit, le signal appliqué au détecteur doit être supérieur à un certain *seuil* et c'est pourquoi il est indispensable d'avoir des étages d'amplification H. F. en amont du détecteur. Les détecteurs linéaires, à diode ou à détection plaque des triodes, exigent plus particulièrement des signaux forts à l'entrée (voir le chapitre XI).

## Récepteur superhétérodyne .

La réception superhétérodyne s'opère par la conversion de la fréquence du signal reçu ; la nouvelle fréquence est dite *moyenne fréquence* (M. F.). Le signal ainsi transformé est amplifié d'abord et détecté ensuite. Supposons que deux signaux H. F. de fréquences  $f_1$  et  $f_2$  soient appliqués à l'entrée d'un tube détecteur. Il se forme deux nouveaux signaux, de fréquences  $f_1 + f_2$  et  $f_1 - f_2$ . Si on a  $f_1 = 1\ 000$  kHz et  $f_2 = 1\ 472$  kHz, les deux nouvelles fréquences seront 2 472 et 472 kHz. Si le signal est modulé en amplitude, ses bandes latérales accompagnent maintenant le signal sur la fréquence de 472 kHz, lequel peut être amplifié et détecté. C'est le principe général de la réception superhétérodyne.

La figure 13-6 donne le schéma synoptique d'un récepteur superhétérodyne. Supposons que la fréquence du signal reçu soit de 1 000 kHz. Le circuit d'entrée est accordé sur cette fréquence alors que l'*oscillateur local* est réglé sur 1 472 kHz.



L'oscillation locale est envoyée dans le tube changeur de fréquence où se forme le signal sur 472 kHz. Ce signal attaque l'amplificateur de moyenne fréquence, qui précède le détecteur et l'amplificateur B. F. Pour que des signaux de fréquences différentes puissent être reçus, les condensateurs du circuit d'entrée et de l'oscillateur local sont calés sur le même axe et réglés simultanément de manière que la fréquence de l'oscillation locale soit constamment décalée de 472 kHz par rapport à celle du signal reçu. La valeur de 472 kHz est courante dans les récepteurs de radio-diffusion ; cette valeur de la moyenne fréquence étant fixe dans un récepteur donné, l'accord des circuits oscillants de l'amplificateur M. F. est fixe également. Or, il est plus facile d'obtenir la sélectivité et le gain voulus sur une fréquence fixe que lorsque l'accord est variable sur une certaine gamme de fréquences.

Le changement de fréquence présente là un avantage certain sur l'amplification directe. Un autre avantage du changement de fréquence est la sélectivité accrue. Supposons que la fréquence du signal désiré soit de 1 000 kHz, et que celle du signal brouilleur soit de 1 010. La différence entre les deux fréquences est égale à 1 % de la fréquence porteuse du signal désiré. Avec une moyenne fréquence de 472 kHz, le signal brouilleur sera sur 462 kHz et l'écart sera ici de 2,2 %. Le changement de fréquence a donc augmenté l'écart relatif entre le signal et le brouilleur. Or, la courbe de réponse des circuits accordés est déterminée en fonction des variations relatives (en pourcentage de la fréquence de résonance, ainsi que nous l'avons vu au chapitre XI), et l'on peut dire que la sélectivité augmente lorsque le rapport numérique du brouilleur au signal augmente.

L'inconvénient de la réception superhétérodyne réside dans le fait que l'oscillateur local constitue un véritable émetteur de faible puissance. Comme nous le voyons sur la figure 13-6, l'oscillation locale sur 1 472 kHz passe en partie dans le circuit d'entrée et est rayonnée par l'antenne.

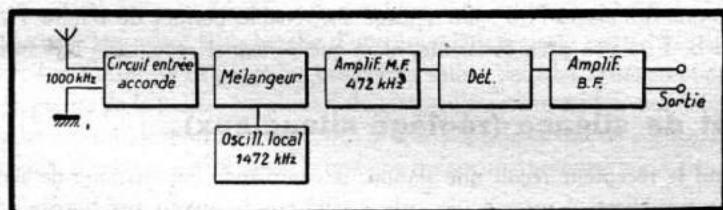


FIG. 13-6. — Récepteur superhétérodyne simple.

Si un récepteur accordé sur 1 472 kHz se trouve dans son voisinage, une interférence se produira. Pour éviter cet effet, on emploie un étage d'amplification H. F. avant le changement de fréquence ; cet étage constitue un présélecteur. Un seul amplificateur H. F. ne suffit pas toujours, une fraction de l'énergie remontant jusqu'au circuit d'entrée à travers la capacité grille-plaque de cet étage. Deux ou trois amplificateurs en cascade sont alors employés.

Pour supprimer complètement le rayonnement dû à l'oscillateur local, toute la partie H. F. du récepteur doit être soigneusement blindée.



## Commande automatique de sensibilité.

L'intensité du signal reçu peut varier entre des limites très étendues. Les variations dues à la réception de l'onde d'espace seront étudiées au chapitre XV ; la tension à l'entrée d'un récepteur de voiture varie beaucoup suivant l'emplacement du véhicule. D'autre part, en passant d'une émission à une autre, l'intensité peut varier beaucoup également. Or, il serait utile que la tension aux bornes du haut-parleur reste sensiblement constante quand l'intensité du courant reçu varie ; le rôle de la commande automatique de sensibilité est d'assurer cette constance. L'amplification d'un étage H. F. varie en fonction des tensions continues appliquées aux différentes grilles, et c'est sur ces tensions qu'agit la commande automatique de sensibilité (qui est appliquée aussi bien aux étages M. F. qu'aux étages H. F.). La tension de contrôle est obtenue à partir du détecteur. L'un des avantages des détecteurs à diode est que la tension de contrôle y est obtenue beaucoup plus facilement que dans les autres types de détecteurs.

La figure 13-7 donne le schéma d'un détecteur à diode, dont la résistance  $R$  et le condensateur  $C_1$  constituent le circuit de sortie. Comme nous l'avons montré au chapitre XI, lorsqu'un signal est appliqué au détecteur, une tension continue apparaît aux bornes de la résistance  $R$ , et croît avec le signal. Ramenée à la connexion de polarisation d'un étage H. F., cette tension fait varier le gain de cet étage. Lorsque le signal à l'entrée du détecteur augmente, le potentiel continu aux bornes de  $R$  augmente également et réduit l'amplification des étages H. F. Un réglage convenable permet de rendre l'intensité du signal B. F. à peu près constante, alors que le signal reçu varie très fortement.

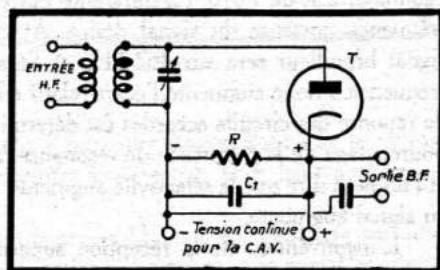


FIG. 13-7. — Commande automatique de volume.

## Circuit de silence (réglage silencieux).

Quand le récepteur reçoit une station, la commande automatique de sensibilité réduit son amplification jusqu'à une valeur telle que le niveau aux bornes du haut-parleur soit convenable. Mais quand on cherche une autre émission, la sensibilité du récepteur entre les stations est très accrue, de sorte que les bruits parasites deviennent très désagréables. La figure 13-8 représente un circuit qui supprime cet inconvénient. Une diode détectrice  $T_1$  est attaquée par le circuit oscillant d'entrée L-C. Le circuit de sortie comporte  $C_1$  et  $R$ . Le signal redressé par la diode est appliqué à la grille du tube  $T_3$  à travers le condensateur de liaison  $C_3$ . Le tube  $T_3$  équipe un amplificateur B. F. dont l'alimentation anodique est fournie par la section c du diviseur de tension. Sa polarisation s'obtient à partir de la section b du diviseur de tension et de la résistance  $R_2$ . D'autre part,  $R_2$  fournit la tension anodique du tube  $T_2$  qui produit l'effet de silence recherché. Le courant plaque du tube  $T_2$  détermine la tension de polarisation de



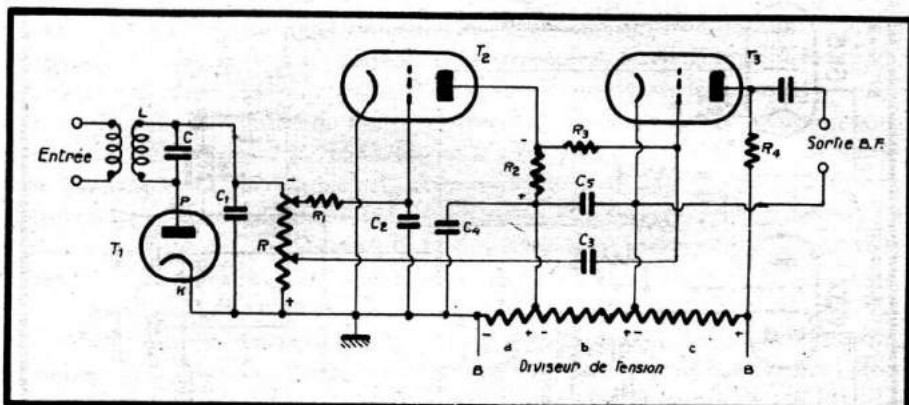


FIG. 13-8. — Circuit de silence.

l'amplificateur de basse fréquence  $T_3$ . Lorsqu'un signal H. F. est appliqué à la diode, une tension continue prend naissance aux bornes de  $R$  et polarise le tube  $T_2$ .  $R_1$  et  $C_2$  constituent un filtre qui élimine la composante de basse fréquence et rend constante la polarisation de  $T_2$ . Les constantes du circuit sont déterminées de manière qu'en présence de signal la polarisation de  $T_2$  dépasse le cut-off, bloquant le courant anodique de ce tube ; dans ces conditions, la chute de tension aux bornes de  $R_2$  est nulle. La polarisation de  $T_3$  provient alors uniquement de la section  $b$  du diviseur de tension, qui est réglée pour un fonctionnement correct du tube  $T_3$  en amplificateur B. F.

En absence de signal à l'entrée du détecteur, la tension continue aux bornes de  $R$  est nulle, et le tube  $T_2$  n'est pas polarisé. Le courant anodique de  $T_2$  est considérable, et la chute de tension aux bornes de  $R_3$  constitue une polarisation additionnelle bloquant le tube  $T_3$  et l'empêchant d'amplifier le signal B. F. appliqué à sa grille. Il s'ensuit que  $T_3$  ne peut fonctionner que lorsqu'un signal H. F. est appliqué à la diode détectrice ; pendant la recherche d'une émission, le poste reste donc silencieux.

Un circuit de ce genre est également utilisé dans les postes mobiles, tels que les récepteurs de la police. La plupart du temps, l'émetteur ne fonctionnant que par intervalles espacés, le récepteur serait très bruyant sans le circuit de silence. Équipé d'un tel circuit, il est silencieux aussi longtemps qu'aucune porteuse n'est reçue.

## Circuits d'un récepteur à changement de fréquence.

La figure 13-9 représente le schéma complet d'un récepteur de voiture, du type superhétérodyne, équipé de six lampes, et comportant : un amplificateur H. F. pré-sélecteur, un étage mélangeur-oscillateur, un amplificateur de moyenne fréquence, un détecteur-préamplificateur B. F., un circuit de commande automatique de sensibilité, un amplificateur B. F. de sortie. L'alimentation est assurée à partir d'une batterie de 6 volts. Cette batterie chauffe directement tous les filaments. La self  $L_{10}$  et le condensateur  $C_{17}$  forment un filtre antiparasites, destiné à éliminer les perturbations prove-



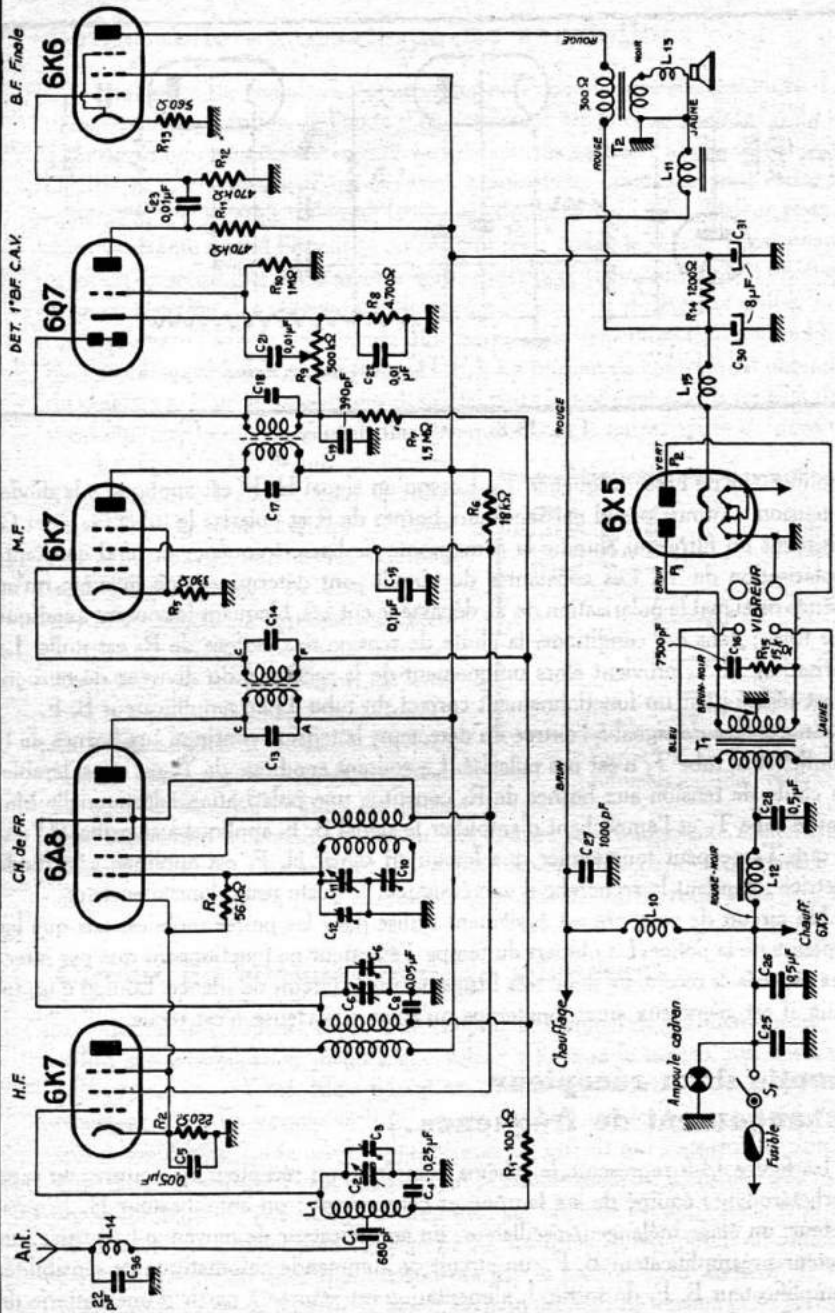


FIG. 13-9. — Schéma électrique d'un récepteur superhétérodyne RCA, type 8 M 1.



nant de l'installation électrique de la voiture, et qui auraient tendance à s'introduire dans les circuits d'amplification du récepteur en passant par les connexions de chauffage. L'appareil marqué VIBR est un vibreur qui envoie les pulsations de la tension continue de 6 volts dans le primaire du transformateur d'alimentation  $T_1$ . Ce transformateur, associé au tube redresseur 6 X 5 G, fournit la haute tension redressée du poste, filtrée par l'inductance  $L_{15}$ , la résistance  $R_{14}$  et les condensateurs  $C_{30}$  et  $C_{31}$ . Le haut-parleur étant du type électro-dynamique, sa bobine d'excitation est alimentée par la batterie. La tension anodique de l'amplificateur B. F. de puissance est appliquée au tube à travers l'enroulement primaire du transformateur de sortie  $T_2$ .

L'étage d'amplification H. F. est l'un de ceux qui ont été décrits au chapitre XI. Ce tube unique fonctionne en oscillateur local et en mélangeur. Le circuit oscillateur, composé de  $C_{10}$ ,  $C_{11}$ ,  $C_{12}$ ,  $L_4$  et  $L_5$ , est relié à deux grilles de ce tube et produit l'oscillation locale, qui, mélangée au signal, fournit la moyenne fréquence de 260 kHz. Le signal est appliqué à l'une des grilles du tube 6 A 8. La grille de commande du tube mélangeur est polarisée de manière à le faire fonctionner efficacement en changeur de fréquence. L'accord entre l'étage mélangeur et l'amplificateur de moyenne fréquence (équipé d'une 6 K 7) d'une part, et entre ce dernier et le détecteur d'autre part, est fixe et réglé sur la fréquence de 260 kHz. Le tube 6 Q 7 G contient, dans la même ampoule, une diode bi-plaque et une triode, dont la grille de commande est reliée au curseur du potentiomètre  $R_9$ . Ce potentiomètre constitue une commande manuelle du volume du récepteur.  $R_9$  étant inséré dans le circuit du détecteur, l'élément triode du tube 6 Q 7 G fonctionne en amplificateur B. F. Le circuit de la commande automatique de sensibilité agit, à travers la résistance  $R_7$ , sur les grilles des tubes précédents. La variation du signal appliqué à la diode produit une variation de la tension continue développée aux bornes des résistances  $R_8$  et  $R_9$ . Cette variation modifie, à son tour, la tension de polarisation des tubes précédents.

Le circuit de liaison entre le tube 6 Q 7 G et le tube B. F. de sortie 6 K 6 G est à résistances et capacité. Un transformateur  $T_2$  adapte l'impédance du haut-parleur au circuit plaque du tube 6 K 6 G.

### Questions et problèmes de récapitulation.

1. — Quel est le rôle d'un récepteur de radio?
2. — Quelles sont les trois caractéristiques principales d'un récepteur? Définissez-les et expliquez leur importance.
3. — Quels sont les principaux éléments d'un récepteur à amplification directe et quel est le rôle de chacun d'eux?
4. — Quels sont les principaux éléments d'un récepteur à changement de fréquence et quel est le rôle de chacun d'eux?
5. — Pourquoi le récepteur superhétérodyne est-il plus sélectif que le récepteur à amplification directe?
6. — Quels sont les facteurs qui limitent la sensibilité des récepteurs?
7. — (a) Pourquoi les récepteurs sont-ils munis d'une commande automatique de sensibilité? (b) Expliquer son fonctionnement.
8. — Pourquoi un circuit de silence est-il utile dans les récepteurs?
9. — Décrire le processus du changement de fréquence.



# MODULATION DE FRÉQUENCE

## Généralités .

Nous connaissons déjà le processus de modulation consistant à faire varier l'amplitude de l'onde radio-électrique émise. Nous allons décrire, dans ce chapitre, le procédé de modulation consistant à faire varier la fréquence de l'onde au rythme du signal à transmettre. Ce procédé porte le nom de *modulation de fréquence*.

La fréquence d'un émetteur est définie par le nombre de périodes de son onde porteuse. Si on parvient à faire varier légèrement ce nombre de part et d'autre de sa valeur moyenne, cette variation pourrait être décelée par un dispositif récepteur approprié. Il existe actuellement un grand nombre d'émetteurs et de récepteurs conçus pour assurer des liaisons au moyen des ondes modulées en fréquence.

Nous allons montrer d'abord le processus de la modulation en fréquence dans le cas particulier de la transmission radio-télégraphique. En modulation d'amplitude, les signaux du code télégraphique (les traits et les points) sont obtenus en appuyant sur la clé de manipulation, ce qui met l'émetteur en marche, ou en la lâchant, ce qui arrête l'émission. Or, il existe un autre système, qui consiste à émettre en permanence, mais en équipant l'émetteur d'un dispositif approprié mis hors circuit quand la clé est fermée, et qui fixe la fréquence de l'émetteur à une valeur légèrement différente de celle sur laquelle il est réglé normalement. Le récepteur étant accordé sur cette deuxième fréquence, le signal apparaîtra quand le dispositif qui modifie la fréquence de l'émetteur sera en action. Les signaux reçus seront analogues à ceux que l'on a dans le cas de la modulation d'amplitude. L'émetteur travaille pendant toute la durée de la transmission du message et la seule modification de son régime réside dans le changement de la fréquence au rythme des signaux du code Morse.

Il n'est pas possible d'utiliser un tel système pour la radio-téléphonie, car il ne fonctionne que par « tout ou rien ». Toutefois, si on améliore le procédé de façon que la fréquence augmente légèrement lorsqu'une tension positive est appliquée à l'émetteur, et qu'elle diminue quand la tension appliquée est négative (ou inversement), la difficulté sera surmontée en partie. Mais d'autre part, les variations de la fréquence doivent suivre instantanément celles de la tension, et elles doivent être linéaires, ce qui veut dire que si une variation de tension de 1 volt entraîne une variation de fréquence de 1 kilohertz, une variation de 2 volts devra entraîner une variation de fréquence égale à 2 kilohertz, etc.

L'onde musicale (ou de parole) a une forme très complexe, qui est reproduite par le courant microphonique. Celui-ci, convenablement amplifié et envoyé dans l'émetteur, fera croître sa fréquence quand l'onde acoustique sera positive, et décroître quand elle sera négative. On suppose que le système répond instantanément, de façon que toute



fréquence de l'intervalle audible soit suivie sans retard de phase. Le diagramme de la figure 14-1 montre l'allure de l'onde obtenue. On voit que celle-ci est traitée en quelque sorte comme un accordéon qu'on étire et comprime suivant les variations de la tension modulatrice. La figure 14-2 représente l'onde modulée en amplitude, correspondant à celle qui est modulée en fréquence (de la figure 14-1).

L'intensité d'une onde modulée en amplitude varie suivant l'intensité sonore enregistrée par le microphone, et sa valeur maximum possible est indiquée sur la figure 14-2. C'est le cas de la modulation à 100 %, où l'onde s'annule au milieu d'une alternance et atteint le double de sa valeur normale de porteuse au milieu de l'autre alternance. On peut montrer (expérimentalement ou par calcul) que la puissance de l'onde augmente de 50 % dans le cas de l'onde modulée à 100 %. Par contre, l'onde modulée en fréquence garde son amplitude constante, d'où il résulte que la puissance totale fournie par l'émetteur reste constante également, au lieu de croître quand la tension de modulation croît, comme c'est le cas dans les émetteurs à modulation en amplitude.

La modulation en amplitude est limitée aux taux de 100 %, car toute variation dépassant cette valeur produirait des perturbations dans le fonctionnement de l'émetteur. Dans le cas de la modulation de fréquence il existe une autre limitation. Ici, toute augmentation de la tension modulatrice signifie simplement que la bande des fréquences occupée par l'émetteur s'élargit et risque d'interférer avec les bandes des émetteurs voisins. La largeur de bande est donc réglementée et, dans le cas des émetteurs de

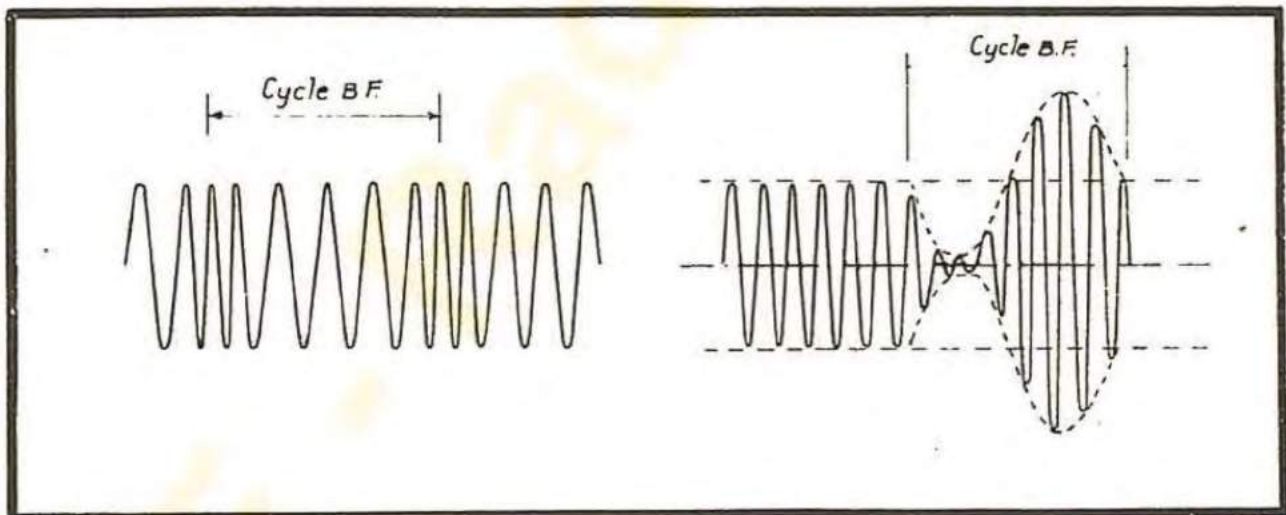


FIG. 14-1. — Onde modulée en fréquence.

FIG. 14-2. — Onde modulée en amplitude.

radio-diffusion, elle ne doit pas dépasser 200 kHz (100 kHz de chaque côté de la fréquence porteuse qui est située au milieu de la bande). Dans la pratique, les émetteurs n'utilisent pas entièrement la largeur de bande allouée et on considère qu'une bande de  $2 \times 75$  kHz est suffisante. Le pourcentage de modulation est défini par la fraction de ces 75 kHz qu'atteint une déviation de fréquence donnée.

Cette déviation de fréquence, appelée aussi swing de fréquence, dépend de l'intensité sonore enregistrée. Définissons un autre facteur que l'on appelle l'*index de modulation*, et qui est égal à la déviation de fréquence divisée par la fréquence B. F. de



modulation. Pour fixer les idées, si le swing de fréquence est égal à 75 kHz et la fréquence B. F. transmise est de 15 000 périodes (15 kHz), l'index de modulation est égal à  $75/15 = 5$ .

Si un signal B. F. de 1 500 périodes était transmis au maximum de modulation, l'index de modulation serait de  $75/1,5 = 50$ , c'est-à-dire dix fois plus élevé que précédemment. Pour un signal de 150 périodes, il serait égal à  $75/0,15 = 500$ , etc. L'index de modulation est donc élevé pour les fréquences graves et faible pour les fréquences élevées (à intensité égale, bien entendu).

L'index de modulation varie également avec l'intensité du signal modulateur. Dans l'exemple précédent, quand l'intensité sonore était maximum, la déviation de fréquence était de 75 kHz. Pour une intensité égale à la moitié de l'intensité maximum, la déviation ne serait plus que la moitié de la valeur précédente, de sorte que l'index de modulation tomberait à  $37,5/15 = 2,5$ . Pour une intensité microphonique nulle il n'y aura pas de déviation de la fréquence et le récepteur n'enregistrera aucun signal. Pour résumer, à fréquence B. F. constante, l'index de modulation varie en raison directe de l'intensité sonore ; à intensité constante du signal B. F., l'index de modulation varie en raison inverse de la fréquence de ce signal. Les deux effets peuvent intervenir simultanément.

Un réseau d'impédances approprié permet de rendre l'amplitude des fréquences élevées supérieure à leur valeur normale, ce qui réduit la variation de l'index de modulation en fonction de la fréquence et contribue à la diminution du bruit de fond.

Toute onde de forme complexe peut être considérée comme étant la somme d'un certain nombre de composantes sinusoïdales. A titre d'exemple, considérons l'onde de la figure 14-3 a (en trait plein). La courbe représentant cette onde peut être obtenue

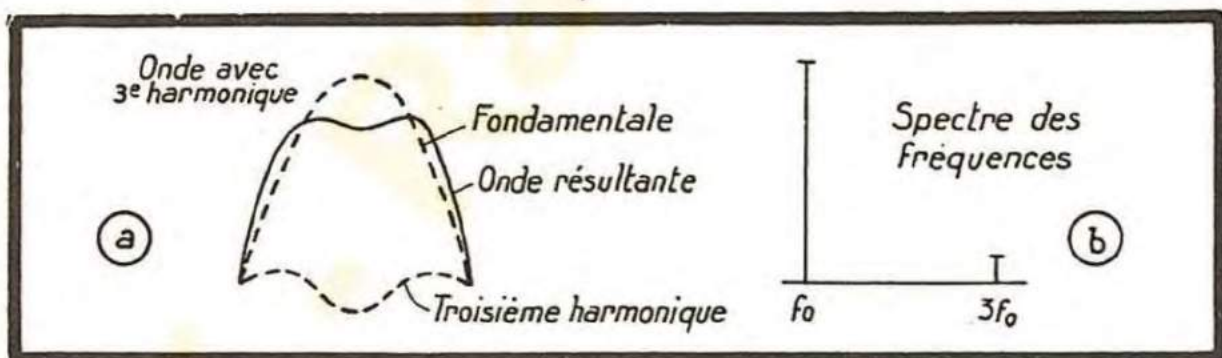


FIG. 14-3. — Onde déformée et sa décomposition en éléments sinusoïdaux.

en ajoutant à une sinusoïde pure une deuxième sinusoïde, de fréquence triple (les deux courbes composantes sont en trait pointillé). La figure 14-3 b donne le spectre des fréquences de l'onde résultante. La hauteur des traits verticaux représente l'amplitude des ondes composantes, leur écart représente la distance entre leurs fréquences. L'amplitude de la troisième harmonique indiquée est égale au cinquième de l'amplitude de la fondamentale ; l'écart de fréquence est de  $2f_0$ ,  $f_0$  étant la fréquence de la fondamentale (on appelle fondamentale l'onde B. F. dont la fréquence est la plus basse).

Dans les systèmes à modulation de fréquence, l'onde est alternativement comprimée et étirée (comme nous l'avons expliqué plus haut), de sorte que la forme de chaque cycle n'est plus celle d'une sinusoïde pure. La figure 14-4 a montre une telle courbe



(comprimée), et la figure 14-4 *b* donne son spectre des fréquences. Au centre de ce spectre, on aperçoit un trait vertical marqué  $f_c$  et représentant l'onde porteuse. Les autres traits représentent les fréquences composantes dites, *bandes latérales*; on voit que ces fréquences sont nombreuses. Quand l'index de modulation est fort, le nombre des fréquences latérales importantes est élevé. Les exemples donnés plus haut montrent

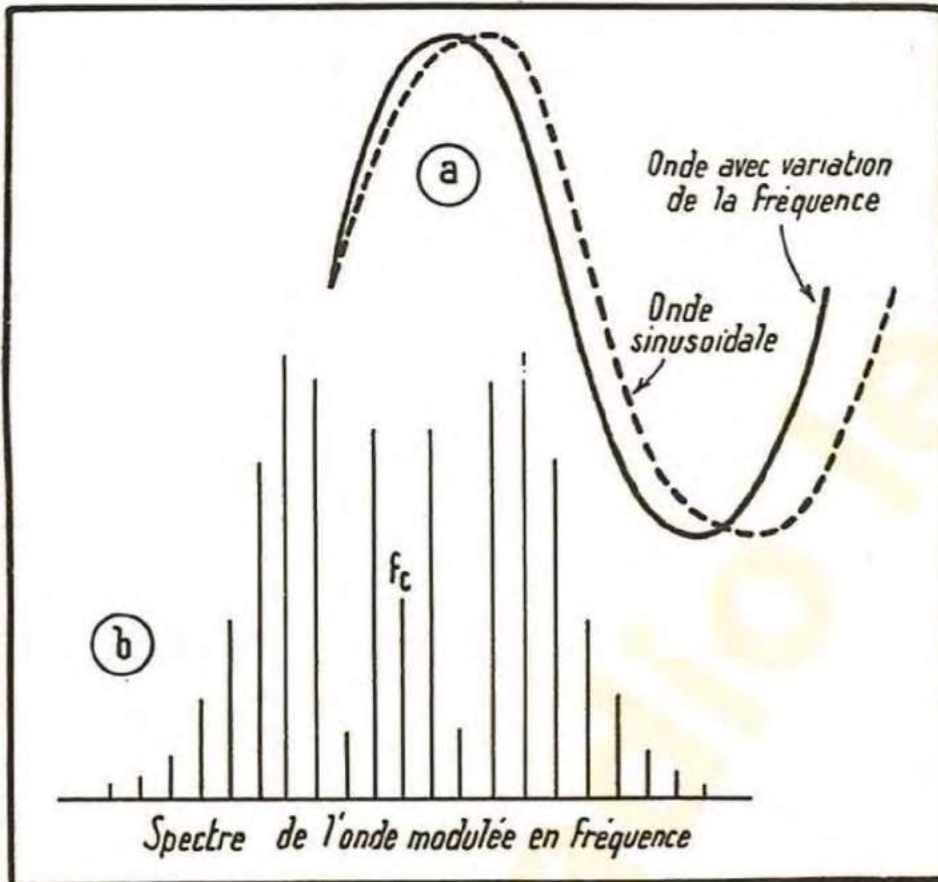


FIG. 14-4. — Onde déformée et le spectre de la modulation en fréquence.

périodes, etc. Quand l'index de modulation est élevé, les bandes latérales sont plus rapprochées de la porteuse que lorsqu'il est faible. En général, les bandes latérales décroissent en amplitude quand leur fréquence s'écarte de la fréquence porteuse. Il en résulte que l'émetteur occupe un certain chenal bien déterminé, et que les bandes latérales ne produisent pas d'interférences nuisibles à l'extérieur de ce chenal.

### Élimination des parasites par la modulation de fréquence.

Le bruit dans un amplificateur peut être défini comme étant l'ensemble des sons qui apparaissent à sa sortie, et qui étaient absents dans le microphone. Dans le cas des services de trafic, cette définition s'étend à toutes les perturbations qui gênent l'écoute du signal reçu. Les sources de bruit sont nombreuses et comprennent notamment les atmosphériques, les orages magnétiques, les systèmes d'allumage, les machines de diathermie, les brouillages dus aux autres émetteurs, et jusqu'à l'agitation thermique des électrons dans les circuits des amplificateurs. Ces perturbations apparaissent sur

que si la fréquence B. F. est faible, l'index de modulation est grand et inversement. Les fréquences latérales sont écartées de la fréquence porteuse d'une distance proportionnelle à la fréquence B. F. correspondante; autrement dit, chacune des fréquences latérales données par une note de 100 périodes sera séparée des fréquences voisines par des intervalles de 100 périodes; dans le cas d'une note de 1 000 périodes l'intervalle sera de 1 000



toutes les fréquences et ne peuvent pas être éliminées par les circuits d'accord des récepteurs.

Pour réduire le niveau des bruits parasites, il est nécessaire de séparer, dans le récepteur, le signal proprement dit de l'ensemble des bruits. Il existe de nombreux procédés visant à atteindre ce résultat : l'emploi d'une puissance d'émission élevée, l'accroissement du taux de modulation, circuits sélectifs dans le récepteur et, enfin, les antennes directives. Chacun de ces procédés présente des inconvénients, tout en étant efficace dans certaines conditions. Il existe d'autres procédés qui ont été proposés dans le même but, mais qui n'ont pas été réalisés pratiquement.

Dans un système à modulation d'amplitude, le signal (ou le bruit) perturbateur s'ajoute au signal désiré et l'interférence devient gênante quand le signal perturbateur atteint 1 % du signal désiré. Dans le cas de la modulation de fréquence, il a été démontré, expérimentalement et par théorie, que l'addition des bruits parasites au signal proprement dit s'opère suivant un processus entièrement différent et qu'il suffit que l'amplitude du parasite soit inférieure à la moitié du signal désiré (à la condition que l'index de modulation de celui-ci soit élevé) pour que la perturbation à la sortie du récepteur soit négligeable.

Ce fait a été fréquemment constaté dans les installations existantes, et il constitue l'avantage principal de la modulation de fréquence sur la modulation en amplitude. Il conduit également à étouffer une émission faible par une émission plus forte, ce qui est, suivant les cas, un avantage ou un inconvénient.

## **Autres considérations sur la modulation de fréquence .**

La seule région du spectre radio-électrique où il soit possible d'allouer à un émetteur une bande de 200 kHz est le domaine des ondes ultra-courtes. C'est ce qui explique le fait que la gamme allouée aux émetteurs à modulation de fréquence s'étend de 43 à 50 mégahertz.

La portée des signaux émis sur cette fréquence est de une à trois fois la portée optique (et reste inférieure à environ 200 km, dans la plupart des cas). Par conséquent, la même fréquence porteuse peut être utilisée dans deux émetteurs, pourvu que la distance qui les sépare dépasse 200 km. Dans le cas de la transmission des messages, la même fréquence peut servir dans plusieurs stations beaucoup plus rapprochées ; il peut arriver dans ce cas, que l'effet d'étouffement d'une émission plus faible (effet signalé dans le paragraphe précédent) devienne indésirable, car il peut dissimuler complètement le fait que la station faible est en service.

Quand deux signaux de fréquences presque identiques sont reçus dans un récepteur, il se produit un sifflement d'interférence qui peut être extrêmement gênant, alors même que l'émetteur brouilleur est à des milliers de kilomètres de distance et que le signal d'interférence est beaucoup plus faible que le signal désiré. Dans le cas de la modulation de fréquence, cet effet est éliminé par la portée limitée des signaux, d'une part et par l'étouffement du signal faible, d'autre part.

Dans les émissions de radio-diffusion, la bande étroite des émetteurs coupe une



partie du spectre des fréquences élevées, et diminue ainsi la fidélité de reproduction. Cet inconvénient n'existe pas dans les émetteurs de radio-diffusion à modulation de fréquence, qui transmettent le spectre des fréquences audibles jusqu'à 15 000 p/s.

En modulation d'amplitude, la puissance augmente de 50 % quand le taux de modulation passe de 0 à 100 %, et elle est quatre fois plus élevée en crête de modulation qu'en régime d'onde non modulée. L'excédent de puissance H. F. doit être fourni, soit par une variation du rendement des étages linéaires d'amplification H. F. (quand le taux de modulation varie), soit par la puissance B. F. délivrée par un étage modulateur. Dans le cas des émetteurs de grande puissance, cela crée quelquefois de grandes difficultés de réalisation. En modulation de fréquence, le modulateur peut être un simple tube de réception ; quant à l'étage final H. F., il travaille en classe C avec un très bon rendement et délivre à l'antenne une puissance constante. Les variations du taux de modulation ne font que modifier la distribution de la puissance sur les bandes latérales.

Étant donnée la réduction des bruits parasites, la haute fidélité et la portée limitée du brouillage, les systèmes à modulation de fréquence ont été souvent proposés, et utilisés quelquefois, dans les relais des programmes pour suppléer ou remplacer les lignes de transmission par fil. Plusieurs transmissions à modulation de fréquence peuvent être combinées sur une même porteuse (transmissions multiples) : son et transmission d'images, deux canaux de son, ou encore le son et les signaux de télévision peuvent ainsi être réunis. Dans ce dernier cas, l'image peut être transmise en modulation d'amplitude et le son en modulation de fréquence.

## **Liaison de trafic à modulation de fréquence .**

Le but essentiel d'une liaison de trafic est la transmission des messages ; la fidélité et les autres facteurs concernant la qualité de la reproduction ont alors moins d'importance. Ainsi, on a observé que l'écoute était très suffisante en transmettant les fréquences audibles allant de 250 à 3 000 p/s. Il en résulte que le canal assigné à chaque station peut être plus étroit et la même portion du spectre peut contenir un plus grand nombre d'émissions simultanées. La déviation de fréquence est faible, mais le rapport de déviation doit être maintenu à une valeur assez élevée si l'on veut que la modulation de fréquence conserve ses qualités. Ainsi une fréquence audible maximum de 3 000 p/s et un rapport de déviation de 5 signifie un swing de 15 kHz et une largeur de canal de 30 kHz. L'expérience a montré que lorsqu'on est près de la limite de portée utile des signaux à modulation de fréquence, il vaut mieux utiliser un rapport de déviation faible, en réduisant ainsi le canal nécessaire davantage encore.

La sensibilité utile d'un récepteur est limitée, en dernière analyse, par le niveau du bruit ; ce fait rend les récepteurs à modulation de fréquence particulièrement avantageux dans les liaisons de trafic. D'autre part, il est nécessaire que ces récepteurs soient prévus avec un gain d'amplification élevé, car le circuit limiteur (qui sera décrit plus loin) ne fonctionne correctement que si la tension qui lui est appliquée atteint une certaine valeur minimum. Quand il ne reçoit aucune porteuse, son gain élevé, ainsi que sa large bande font qu'il est beaucoup plus sensible aux bruits parasites qu'un récepteur



à modulation d'amplitude équivalent. Cela est très gênant dans le cas d'un service de trafic, où la porteuse n'est reçue que lorsqu'un message doit être transmis ; un circuit de silence est donc indispensable dans ces récepteurs.

## Émetteurs à modulation de fréquence.

La plupart des circuits d'un émetteur à modulation de fréquence sont identiques aux circuits correspondants d'un émetteur modulé en amplitude. Un émetteur modulé en fréquence comporte, toutefois, certains circuits qui lui sont propres ; nous allons les décrire maintenant d'une manière plus détaillée.

Deux procédés sont employés à l'heure actuelle pour former des signaux modulés en fréquence : (1) le système *Armstrong*, et (2) le procédé de la lampe à réactance (système *Crosby*). Il existe d'autres systèmes, mais ils n'ont pas été utilisés d'une façon courante.

Dans le système *Armstrong*, la disposition des étages est celle du schéma synoptique de la figure 14-5. Nous voyons, sur cette figure, que la fréquence de l'émetteur est stabilisée par un maître-oscillateur à quartz sur 200 kHz. Le maître-oscillateur attaque d'une part une chaîne d'amplification, fournissant à la sortie une onde porteuse non

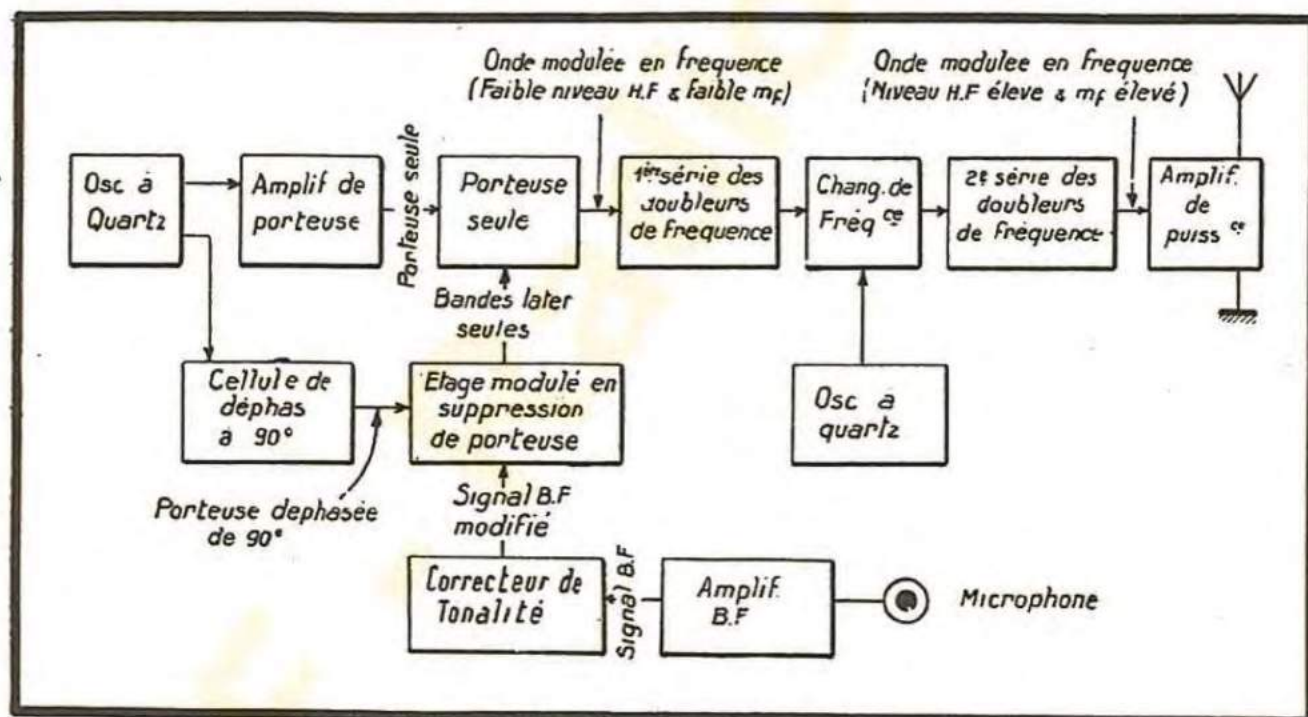


FIG. 14-5. — Schéma synoptique d'un émetteur à modulation de fréquence par le système *Armstrong*.

modulée, et d'autre part, un dispositif déphaseur suivi d'un étage modulé à suppression de porteuse. Un tel étage est analogue, en tous points, à l'étage modulé d'un émetteur à modulation d'amplitude, avec la seule différence que la porteuse est ici éliminée par la disposition particulière des circuits. Le modulateur fournit donc les bandes latérales seules ; le dispositif déphaseur introduit le déphasage de  $90^\circ$  nécessaire pour que ces bandes latérales, ajoutées à la porteuse initiale, forment une onde modulée en fréquence. Le rapport de déviation de l'onde ainsi obtenue est faible, et une multiplication s'impose si l'on veut qu'il atteigne une valeur convenable.



La tension obtenue par la combinaison de l'onde porteuse et des bandes latérales déphasées de  $90^\circ$  attaque une série d'étages doubleurs de fréquence qui fonctionnent en amplificateurs classe C, avec le circuit plaque accordé sur le double de la fréquence du circuit grille. Dans un étage doubleur, le rapport de déviation est évidemment multiplié par deux.

Dans les émetteurs de radio-diffusion, cette multiplication par étages doubleurs ne suffit pas, car la fréquence devient trop élevée avant que le rapport de déviation atteigne la valeur désirée. Une première série de doubleurs est alors suivie d'un étage convertisseur, qui diminue la fréquence porteuse sans modifier le rapport de déviation, et d'une seconde série de doubleurs qui élèvent la fréquence et le rapport de déviation aux valeurs désirées. Le convertisseur est du même

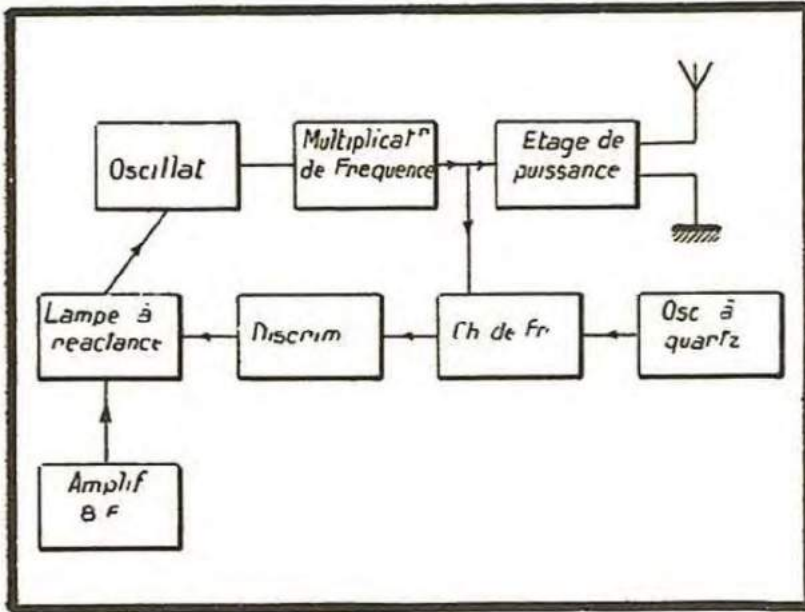


FIG. 14-6. — Schéma synoptique d'un émetteur à modulation de fréquence par le système Crosby (système de la lampe à réactance).

type que celui des récepteurs à changement de fréquence ; l'oscillateur local est stabilisé par quartz.

Tous les étages décrits jusqu'ici peuvent être équipés avec des tubes de réception. La tension obtenue à leur sortie attaque les amplificateurs classe C, nécessaires pour porter la puissance utile à la valeur désirée.

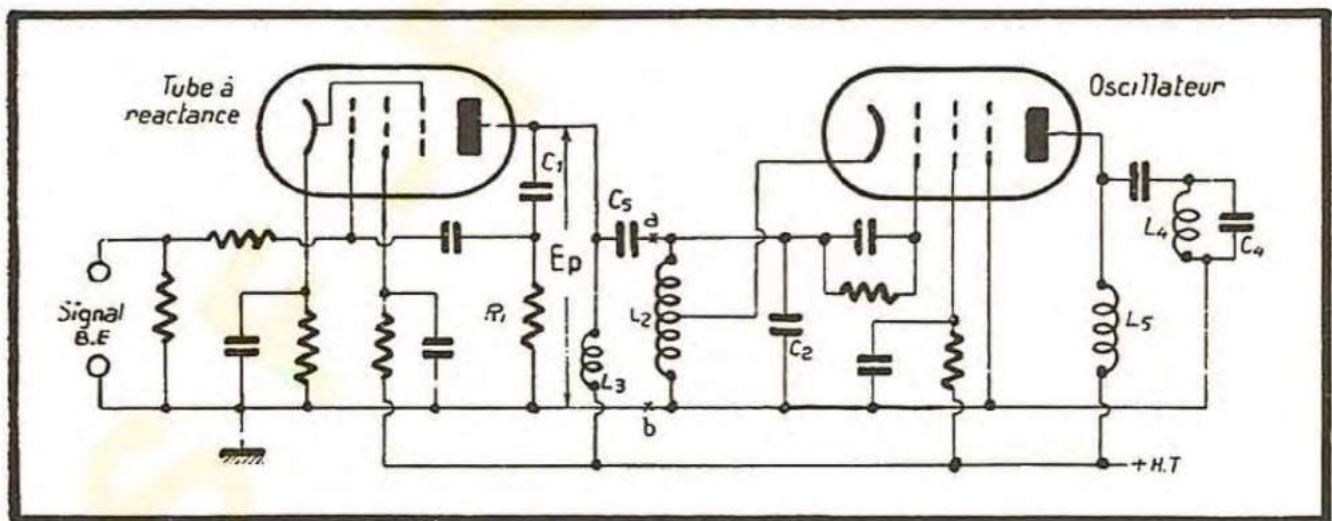


FIG. 14-7. — Schéma de l'oscillateur et du tube à réactance.

Dans ce système, l'index de modulation est proportionnel à la tension du signal. Le signal B. F. doit donc traverser, avant d'être appliqué à l'étage modulé, un circuit qui rend l'amplitude B. F., et par conséquent aussi l'index de modulation, inversement proportionnel à la fréquence B. F.



La figure 14-6 donne le schéma synoptique du système utilisant la lampe à réactance. Ici l'oscillateur est auto-excité ; une lampe, dite lampe à réactance, est connectée en parallèle avec le circuit accordé de l'oscillateur. Le montage de cette lampe est celui de la figure 14-7, où l'on voit que le signal B. F. attaque sa grille de commande. Suivant la valeur de ce signal, la lampe à réactance représente une réactance positive ou négative (self ou capacité), la fréquence de l'oscillation varie donc, et on obtient un signal H. F. modulé en fréquence.

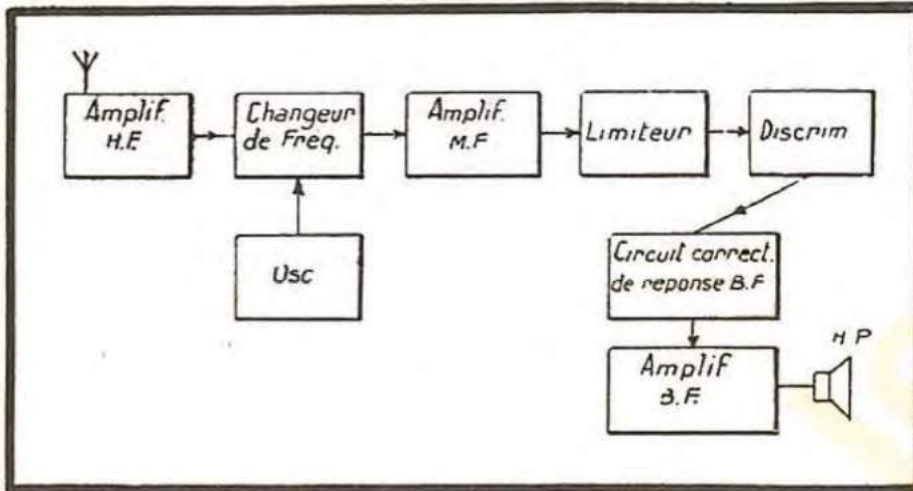


FIG. 14-8. — Schéma synoptique d'un récepteur à modulation de fréquence.

Si le signal H. F. modulé en fréquence est envoyé dans une série d'étages multiplicateurs qui accroissent la fréquence porteuse ainsi que le rapport de déviation ; ils sont suivis par les étages d'amplification en puissance.

Il est nécessaire de munir l'émetteur d'un dispositif de stabilisation de la fréquence, car il est évident que la stabilité de l'auto-oscillateur n'est pas suffisante. La porteuse

Il est nécessaire de munir l'émetteur d'un dispositif de stabilisation de la fréquence, car il est évident que la stabilité de l'auto-oscillateur n'est pas suffisante. La porteuse

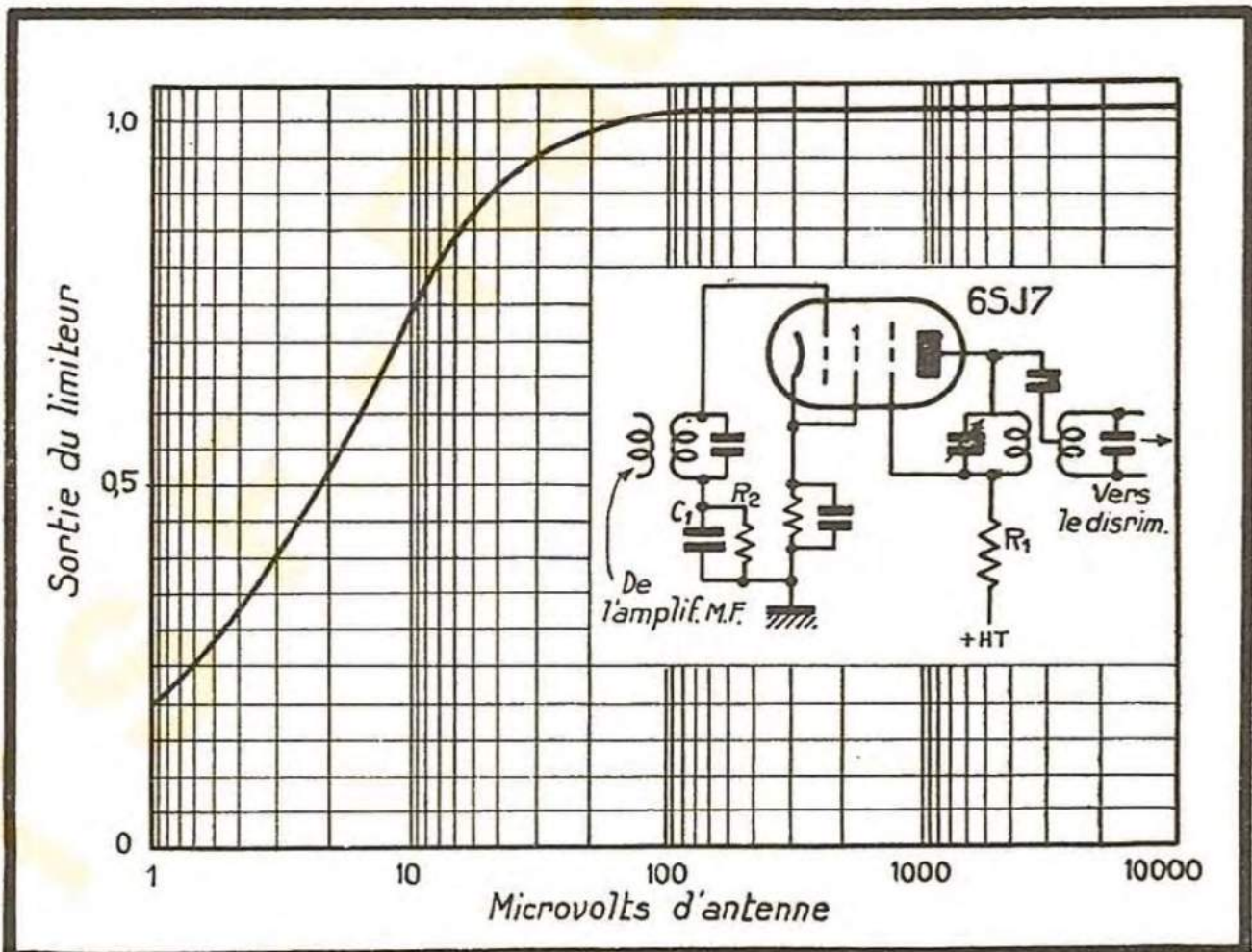


FIG. 14-9. — Schéma de l'étage limiteur et sa courbe de fonctionnement.



recueillie à la sortie de l'émetteur est comparée avec un maître-oscillateur à quartz très stable. Un convertisseur suivi d'un discriminateur (voir plus loin) fournissent une tension correctrice qui ramène l'auto-oscillateur à la fréquence de fonctionnement quand celui-ci s'en écarte.

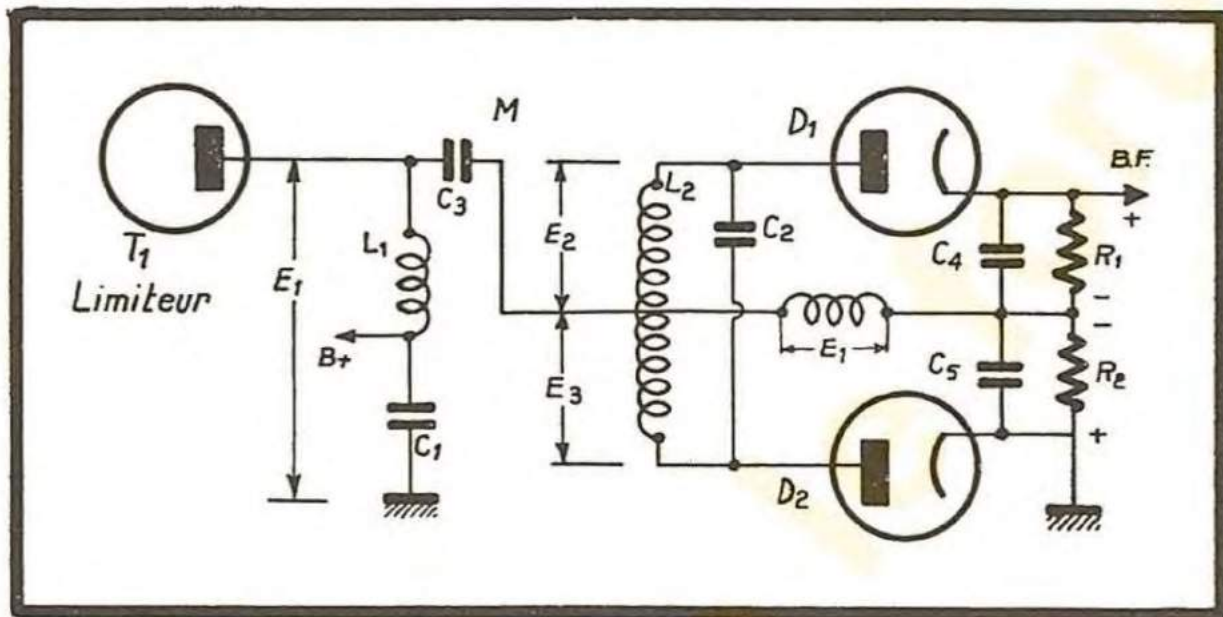


FIG. 14-10. — Schéma d'un discriminateur.

### Récepteurs à modulation de fréquence.

Le récepteur à modulation de fréquence est presque toujours du type superhétérodyne habituel. Les circuits qui lui sont propres sont : (a) un *limiteur*, qui supprime toute modulation d'amplitude (y compris les bruits parasites) se superposant au signal désiré ; (b) un *discriminateur*, dont le rôle est de transformer les variations de la fréquence en variations de tension B. F.

Dans les récepteurs de radio-diffusion, on ne peut tirer tout l'avantage de la haute fidélité de la modulation de fréquence qu'en rendant le chenel B. F. lui-même exempt de distorsion ; en particulier, le haut-parleur doit-être de très bonne qualité. On peut

même être amené à utiliser un haut-parleur spécial pour la reproduction des fréquences élevées.

La modulation a été rendue plus forte dans le spectre des fréquences élevées (côté émetteur), il faut donc rétablir la courbe sonore dans le récepteur. Cela est obtenu à l'aide d'un circuit comprenant une résistance et un condensateur en série, dont la constante

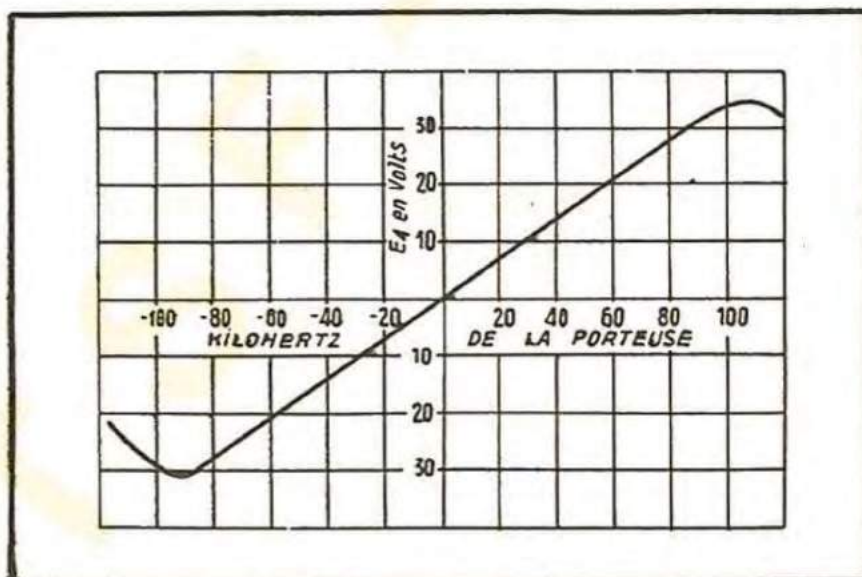


FIG. 14-11. — Courbe de fonctionnement d'un discriminateur.



de temps est de 100 microsecondes environ (c'est celle d'une résistance de 100 000 ohms et d'un condensateur de 0,001  $\mu\text{F}$ ).

La figure 14-8 représente le schéma synoptique d'un récepteur à modulation de fréquence du type habituel.

Le circuit d'un limiteur classique est indiqué sur la figure 14-9. Le tube limiteur travaille sous une tension anodique faible (40 à 80 volts) de sorte que le maximum de sa puissance utile de sortie est atteint pour une tension d'excitation relativement peu élevée. Le tube fonctionne comme un amplificateur classe C ; quelles que soient les valeurs qu'atteint la tension du signal à l'entrée du récepteur, le niveau à la sortie du limiteur reste constant. Donc, toute modulation d'amplitude est supprimée. Quant à la modulation de fréquence, elle n'est évidemment pas affectée par le fonctionnement du limiteur.

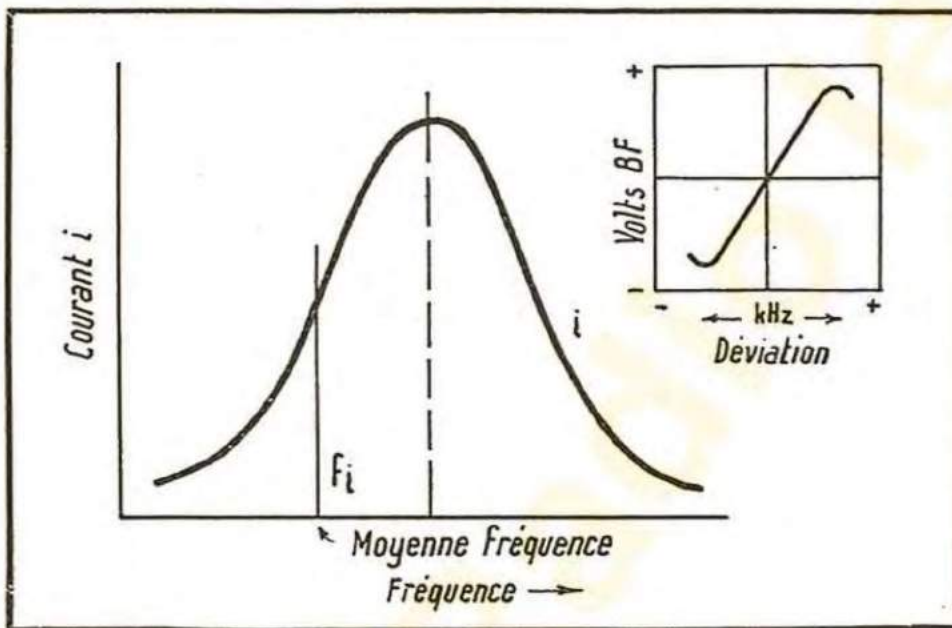


FIG. 14-12. — Déréglage d'un circuit résonnant et conversion des signaux à modulation de fréquence en signaux modulés en amplitude.

est nul. Mais quand la fréquence du signal oscille autour de sa valeur moyenne, un signal B. F. apparaît ; ce signal est amplifié par les étages B. F. du récepteur.

La courbe-type d'un discriminateur (tension B. F. en fonction de la fréquence du signal appliqué) est indiquée sur la figure 14-11.

Un autre genre de discriminateur est fourni par un circuit accordé sur une fréquence légèrement différente de la fréquence du signal (fig. 14-12).

Une fréquence supérieure à celle de l'accord entraînera un courant plus fort dans le circuit accordé et, inversement, à une fréquence plus faible correspondra un courant plus faible. Cette variation de l'amplitude d'un courant peut être directement appliquée à un détecteur du type normal. C'est ce qui explique le fait que l'on puisse recevoir, dans certaines conditions, des signaux modulés en fréquence avec un récepteur à modulation d'amplitude. Il est évident que la qualité des signaux B. F. ainsi obtenus est mauvaise, du fait de la non-linéarité des circuits.



**Questions et problèmes de récapitulation.**

1. — Indiquer les différences essentielles entre un système à modulation de fréquence et un système à modulation d'amplitude.
  2. — Pourquoi la modulation en fréquence favorise-t-elle la réduction des bruits parasites?
  3. — Pourquoi un limiteur est-il nécessaire dans un récepteur à modulation de fréquence?
  4. — Quelle est la largeur de bande assignée actuellement aux émetteurs à modulation de fréquence?
  5. — Comparer les puissances de sortie dans le cas de la modulation de fréquence et dans celui de la modulation d'amplitude quand le niveau de la modulation varie.
  6. — Comparer le rapport de la largeur de bande à la fréquence porteuse dans les amplificateurs M. F., en modulation de fréquence, et en modulation d'amplitude.
  7. — Pourquoi n'y a-t-il pas de place pour les émetteurs à modulation de fréquence dans les gammes de fréquences de la radio-diffusion?
  8. — Expliquer l'utilité, dans un récepteur de radio-diffusion à modulation de fréquence, d'un amplificateur B. F. et d'un haut-parleur de la meilleure qualité possible.
  9. — Pourquoi emploie-t-on des largeurs de bande réduites dans les liaisons de trafic?
  10. — Quels avantages présente la modulation de fréquence dans le cas des liaisons mobiles?
-



# PROPAGATION DES ONDES RADIO-ÉLECTRIQUES

## Nature générale de la propagation.

Les ondes radio-électriques, qui quittent une antenne, se dirigent dans toutes les directions, suivant le croquis de la figure 15-1. Une partie de l'énergie rayonnée se propage au ras du sol et est guidée par la surface de la terre à peu près de la même manière que les ondes électro-magnétiques sont guidées par les fils. Cette partie de l'énergie rayonnée se nomme l'*onde de surface*. L'autre partie, celle qui est rayonnée

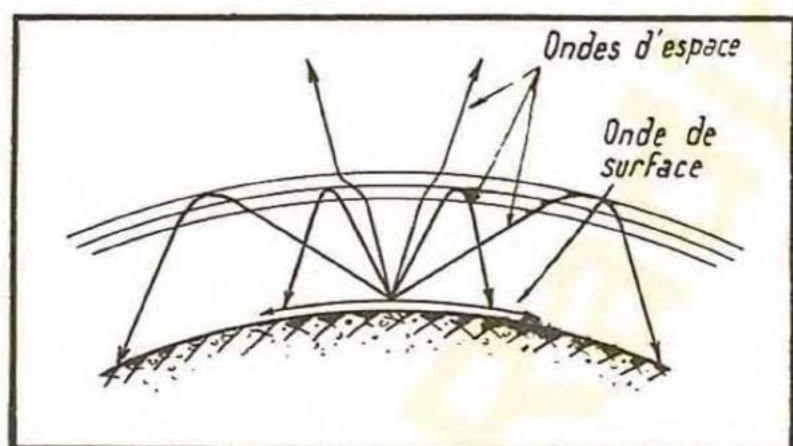


FIG. 15-1. — Onde de surface et ondes indirectes.

dans l'espace, c'est l'*onde indirecte* ou l'*onde d'espace*. Elle serait complètement perdue s'il n'existait pas, aux altitudes allant de 50 à 400 kilomètres au-dessus de la surface de la terre, des couches réfléchrices composées d'ions et d'électrons. Ces couches ionisées renvoient une partie de l'énergie rayonnée vers la terre et rendent ainsi la réception possible aux points les plus éloignés.

## Polarisation.

Lorsqu'un champ émis par une antenne verticale est reçu à courte distance, on constate que sa valeur est maximum quand l'antenne de réception est verticale et qu'il est nul quand l'antenne de réception est horizontale. Le champ est donc vertical en ce point, et l'on dit que le rayonnement de l'antenne émettrice est *polarisé* verticalement. Dans une direction zénitale, déterminée par l'angle  $\theta$  (voir la fig. 9-16), l'antenne de réception doit être située suivant la direction de E, si l'on veut que le champ reçu soit maximum. Elle ne sera plus verticale, mais elle sera toujours située dans le plan vertical passant par l'antenne d'émission et le point P, de sorte qu'une antenne perpendiculaire à ce plan ne recevra aucun signal. Le rayonnement sera encore polarisé verticalement, ou plus précisément, *polarisé suivant un plan vertical*. De même, une antenne horizontale émet un champ polarisé horizontalement et un tel champ ne peut pas être reçu directement par une antenne de réception verticale.



## Onde directe (ou onde de surface).

L'onde directe se propage près du sol et une partie de l'énergie qu'elle contient est dissipée dans la terre (par les courants et tensions qui s'y développent). Si le sol était un conducteur parfait, les courants qui y circulent n'entraîneraient aucune perte d'énergie et l'onde ne serait pas affaiblie. Mais le sol présente une *conductivité finie* (sa résistance n'est pas nulle) de sorte qu'une certaine énergie est nécessaire pour faire circuler les courants de terre, et cette énergie est fournie par l'onde qui se propage. Il en résulte que l'onde est *atténuée* dans une proportion bien plus grande encore que celle du facteur  $1/r$  de la distance de l'antenne d'émission (cette dernière diminution est due à la dispersion de l'énergie de l'onde sur une surface qui croît avec la distance  $r$ ). Le coefficient d'atténuation de l'onde est important à connaître quand on désire déterminer la portée utile d'un émetteur.

L'atténuation dépend non seulement de la conductivité du sol, mais aussi de la fréquence de l'onde.

Au-dessus d'un sol donné, l'atténuation sera d'autant plus forte que la fréquence sera élevée.

La figure 15-2 indique la variation du champ (de l'onde directe) en fonction de la fréquence et en fonction de la conductibilité du sol. Les courbes indiquent l'intensité du champ, en millivolts par mètre, en fonction de la distance de l'émetteur. L'unité *millivolt par mètre* ou *microvolt par mètre* est égale à la

tension qui serait induite dans un fil de 1 mètre de longueur, placé parallèlement à la direction du champ au point considéré. Un champ minimum de 0,1 mV/m est nécessaire pour donner une réception satisfaisante, bien que cette valeur dépende aussi du niveau des parasites au point considéré. Quand celui-ci est élevé, une intensité de champ de 10 à 100 mV/m peut être nécessaire, alors que dans une localité tranquille, et par un temps où le niveau des atmosphériques est faible, un champ de 10  $\mu$ V/m peut être entièrement suffisant.

Les courbes en trait plein de la figure 15-2 correspondent à une bonne conductibilité du sol, alors que celles en pointillé correspondent à une conductibilité mauvaise.

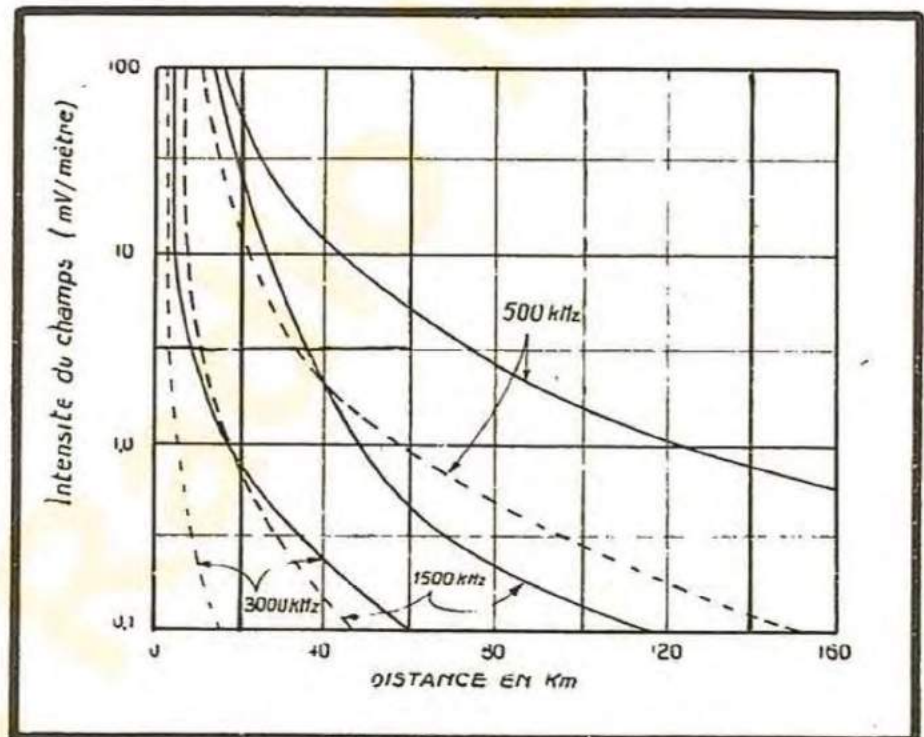


FIG. 15-2. — Champ de l'onde de surface en fonction de la distance pour différentes valeurs de la fréquence et de la conductibilité du sol. Courbes en trait plein : bonne conductibilité ( $100 \times 10^{-15}$  u.e.m.) ; courbes en pointillé ( $20 \times 10^{-15}$  u.e.m.).



La conductibilité de la terre est exprimée, habituellement, en unités électro-magnétiques. Le chiffre de  $100 \times 10^{-15}$  u.e.m. représente une excellente conductibilité ;  $20 \times 10^{-15}$  représente une conductibilité très faible. La conductibilité dépend, dans une large mesure, de la nature du sol. Elle est forte dans les plaines couvertes de prairies, et faible dans les pays au relief tourmenté.

L'onde directe étant très atténuée aux fréquences élevées, est surtout utile dans les gammes d'ondes longues et dans celles de la radio-diffusion. La réception de jour des émetteurs de radio-diffusion se fait exclusivement par l'intermédiaire de l'onde directe. L'onde de surface est toujours polarisée verticalement, car il est évident que toute composante horizontale du champ serait court-circuitée par la terre. Pour recevoir l'onde de surface, l'antenne de réception doit donc être verticale.

### Onde indirecte .

L'énergie de l'onde indirecte n'est pas entièrement perdue, car, dans certaines circonstances, elle est réfléchiée par l'*ionosphère*, que l'on appelle également la *couche de Kennelly Heaviside*. L'onde réfléchiée retourne à la terre aux distances qui peuvent être infiniment supérieures à la portée de l'onde directe ; l'onde indirecte rend donc possible les radio-communications à très grande distance.

### Ionosphère .

L'ionosphère comporte plusieurs couches ionisées, c'est-à-dire électriquement conductrices, qui sont situées dans les régions élevées de l'atmosphère terrestre. Les ondes qui traversent toutes ces couches sans que leur trajectoire ne soit sensiblement modifiée, sont perdues, mais le plus souvent leurs trajectoires sont incurvées par les couches successives et reviennent vers la terre. Les altitudes des couches ionisées et leur degré d'ionisation (c'est-à-dire le nombre d'électrons et d'ions dans un volume donné) déterminent les angles de réflexion, la portée de l'onde indirecte et les fréquences pour lesquelles la propagation sera la meilleure. Les couches ionisées se situent normalement entre 50 et 400 kilomètres au-dessus de la surface de la terre.

Nous avons montré au chapitre IV qu'il était possible de chasser de la molécule d'un gaz sous faible pression un ou plusieurs électrons, en conférant ainsi à cette molécule une charge positive. Elle devient alors un *ion* et peut subir l'action des forces électriques. Les électrons peuvent être chassés d'une molécule non seulement par les particules électriques rapides (telles que les électrons), mais aussi par les rayons ultra-violetts ou les rayons cosmiques. Dans la haute atmosphère où la pression est très faible, l'ionisation rencontre des conditions très favorables. Le soleil émet en permanence des rayons ultra-violetts qui ionisent, en atteignant les parties périphériques de l'atmosphère, une grande quantité de particules d'air. Les rayons cosmiques semblent être également des agents d'ionisation.

Les atomes, les ions et les électrons d'un gaz, étant constamment en mouvement, des collisions fréquentes se produisent. Lorsqu'un ion positif rencontre un électron, ils se recombinent quelquefois de façon à former de nouveau une molécule gazeuse



électriquement neutre. Ce processus se déroule fréquemment, et une molécule ne reste pas ionisée indéfiniment. La durée pendant laquelle elle reste ionisée dépend d'un grand nombre de facteurs, mais surtout de la distance moyenne entre les particules d'un gaz. Quand cette distance est grande, comme dans les couches élevées de l'atmosphère, les collisions ne se produisent pas souvent et une molécule peut rester ionisée pendant très longtemps. Par contre, dans les couches inférieures, l'ionisation d'une molécule ne subsiste pas longtemps, ce à quoi contribue également le fait que les rayons ultra-violet, avant de parvenir jusqu'à ces régions de l'atmosphère, sont fortement absorbés par les couches ionosphériques supérieures. Il en résulte que l'ionisation est faible ou nulle jusqu'à une altitude de l'ordre de 50 kilomètres. Au-delà de 400 kilomètres, le nombre des particules est si faible que la densité d'ionisation décroît rapidement. Elle est considérable aux altitudes intermédiaires. Toute cette région, comprise entre 50 et 400 kilomètres, a une importance considérable dans l'étude de la propagation des ondes hertziennes.

On a constaté que les ondes qui reviennent vers la terre sont réfléchies à des altitudes variables, suivant la fréquence et suivant le temps de réflexion. On peut en conclure que l'ionosphère est constituée par plusieurs couches superposées, ce qui s'explique par le fait que les différents gaz qui composent l'atmosphère de la terre subissent l'ionisation à des pressions et, par conséquent aussi, à des altitudes différentes. Par ailleurs, nous avons vu qu'il existe d'autres agents d'ionisation (les rayons cosmiques par exemple) qui pénètrent dans l'atmosphère jusqu'à des profondeurs variables. Le nombre des couches, leur hauteur au-dessus de la terre et la façon dont elles incurvent les trajectoires des ondes varient de jour en jour, de mois en mois, et d'année en année. Il existe deux couches principales, dites couches E et F. La couche E se situe normalement à une altitude de 110 kilomètres, mais peut se déplacer entre 90 et 140 kilomètres. La deuxième couche se divise de jour en deux couches superposées, dite couche  $F_1$  (la plus basse) et  $F_2$ ; de nuit, ces deux couches se fondent en une seule. Il existe une autre couche, dite couche D; on n'observe ses effets, beaucoup moins importants d'ailleurs que ceux des autres couches, que de jour et à des altitudes faibles. Nous n'allons pas nous en occuper dans ce qui suit. Le tableau 15-1 donne les hauteurs des différentes couches de l'ionosphère :

Table 15-1.

<i>Désignation de la couche</i>	<i>Hauteur de la couche (en kilomètres)</i>
E	90 à 140
F (de nuit seulement)	175 à 400
$F_1$ (de jour seulement)	140 à 250
$F_2$ (de jour, en été)	250 à 350
$F_2$ (de jour, en hiver)	145 à 300
D	50 à 90



## Action de l'ionosphère sur l'onde indirecte.

La figure 15-3 illustre la façon dont les rayons radio-électriques sont incurvés par l'ionosphère. Une seule couche est représentée, la densité des traits en pointillé indiquant la densité d'ionisation. Une onde part de l'émetteur  $A$  et se dirige vers l'ionosphère suivant une trajectoire rectiligne. Quand elle atteint la région ionisée, sa trajectoire s'incurve au fur et à mesure qu'elle pénètre dans la couche et que la

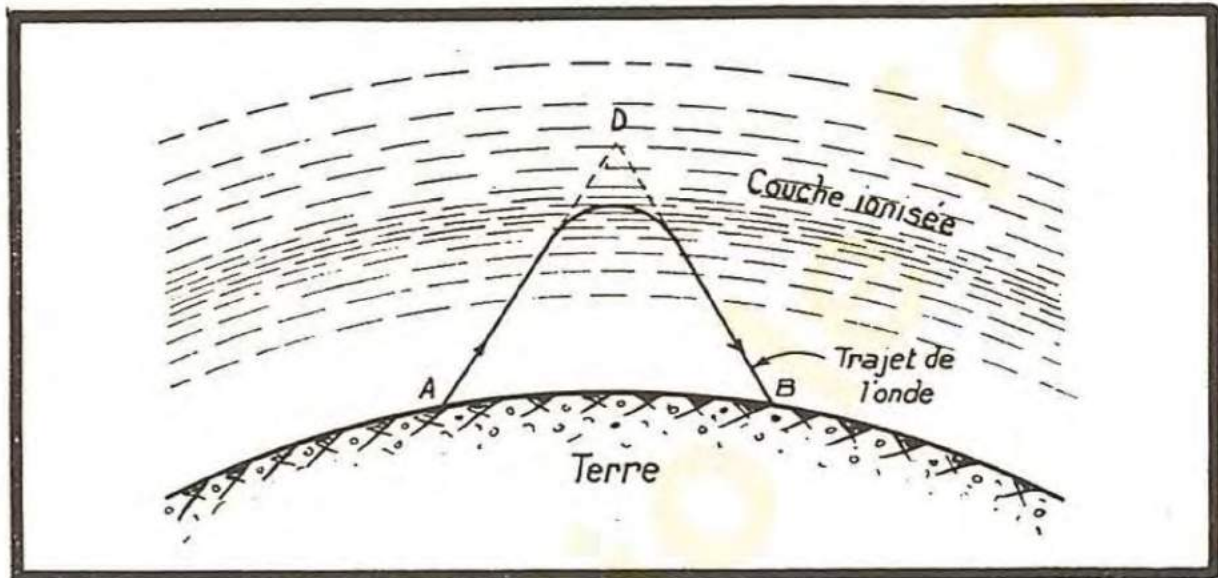


FIG. 15-3. — Réfraction de l'onde indirecte dans la couche ionisée.

densité croît (les rayons étant toujours déviés des régions à densité élevée vers les régions à densité faible) Quand la trajectoire de l'onde est suffisamment incurvée, elle émerge de l'ionosphère et revient vers la terre (comme l'indique la figure).

La trajectoire de l'onde dans la région ionisée est donc courbe. On dit que l'onde subit une *réfraction* qui est analogue à la réfraction de la lumière dans un prisme. Mais il est plus simple de considérer que l'onde est réfléchié suivant les deux droites  $AD$  et  $DB$  (voir la fig. 15-3). C'est ainsi que l'on détermine la hauteur d'une couche ionisée, en comparant la durée du trajet de l'onde indirecte  $AD-DB$  avec celui de l'onde de surface  $AB$ . Connaissant la distance  $AB$ , on peut alors calculer la hauteur du point  $D$  qui constitue la *hauteur virtuelle* de l'ionosphère. Pour connaître la hauteur véritable, il faudrait connaître la forme de la partie courbe de la trajectoire des rayons. Pour mesurer les hauteurs des couches ionosphériques on place les points  $A$  et  $B$  très près l'un de l'autre de façon que les rayons soient dirigés presque verticalement.

Quand on fait varier la fréquence de l'onde de la figure 15-3, on s'aperçoit qu'à partir d'une certaine valeur de celle-ci, l'onde ne revient plus vers la terre. Sa trajectoire est alors celle de la figure 15-4. Rectiligne jusqu'à la région ionisée, elle est incurvée quand elle pénètre dans celle-ci, mais elle l'est moins que précédemment, la fréquence étant plus élevée. Elle atteint le point  $C$  où la densité est maximum, d'où elle est déviée en sens inverse et dirigée vers la limite supérieure de l'ionosphère, pour être définitivement perdue en tant que rayonnement utile. L'onde est réfléchié ou non vers la terre suivant la valeur de la fréquence, la densité de la couche et l'angle d'incidence sous lequel elle atteint la région ionisée. Dans l'exemple de la figure 15-4,



il suffit que la densité d'ionisation augmente subitement pour que les rayons soient réfléchis vers la terre ; une fréquence plus élevée que précédemment est alors nécessaire pour qu'ils traversent à nouveau la couche ionisée.

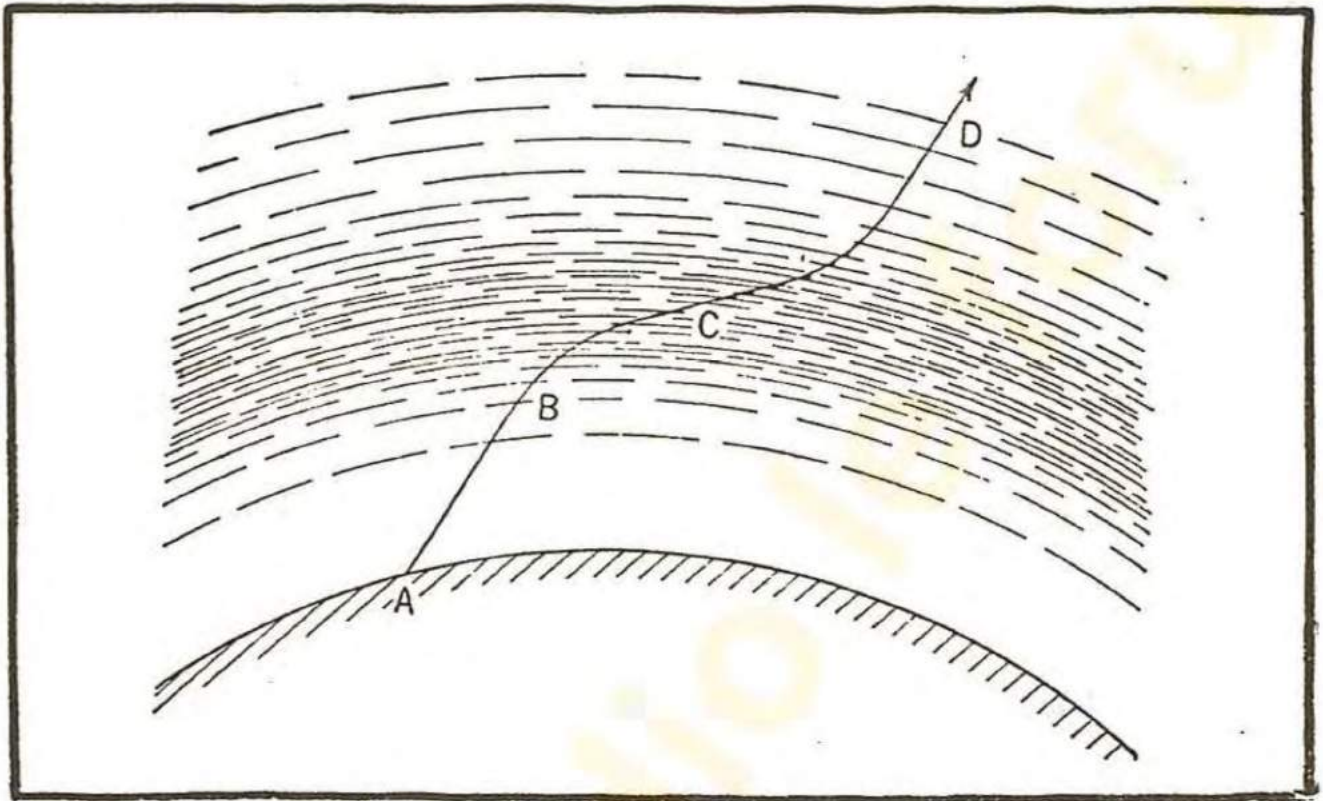


FIG. 15-4. — Trajet de l'onde indirecte qui traverse une couche ionisée.

Supposons maintenant que l'angle d'incidence soit plus faible (la fréquence étant la même) que sur la figure 15-4. Le trajet du rayon est alors A F B (fig. 15-5) et lorsque sa partie traversant la région ionisée est suffisamment longue, le rayon est renvoyé vers la terre. Tous les rayons partant de l'antenne d'émission sous un angle

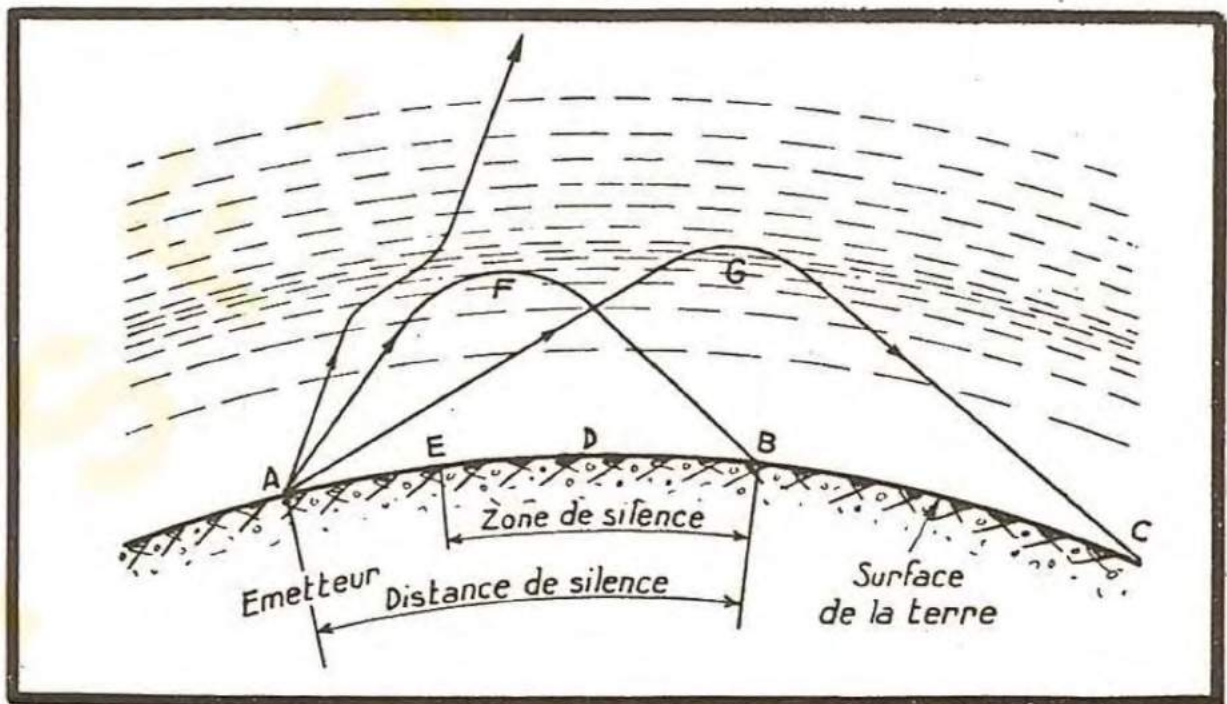


FIG. 15-5. — Trajets des ondes en fonction de leurs angles à l'émission.



reçue dans toute la région comprise entre B et C, par exemple. En deçà de B, il existe une zone où le signal direct n'est plus perçu (comme en E) et où il est impossible de recevoir l'émission partie de A. Cette zone qui s'étend de E à B, porte le nom de *zone de silence*. Quand une onde revient vers le sol, comme en B ou C de la figure 15-5, elle peut être réfléchi à nouveau. Elle repart alors vers l'ionosphère et ne revient à la terre qu'à une très grande distance de l'émetteur.

### Fréquences critiques.

Nous avons déjà dit que l'on mesurait la hauteur des couches ionosphériques en émettant un signal vertical et en mesurant le temps que ce signal met pour revenir au sol. Connaissant la vitesse des ondes électro-magnétiques, il est facile de déterminer la distance parcourue. Comme les temps mesurés sont extrêmement courts (de l'ordre du millième de seconde), il est indispensable que le signal émis soit une impulsion très brève ; sans cela l'onde réfléchi ne pourrait pas être séparée du signal direct. La différence de temps entre les deux signaux est mesurée à l'aide d'un oscillographe. On constate qu'à partir d'une certaine fréquence, l'onde n'est plus réfléchi. La fréquence la plus élevée pour laquelle l'onde revient au sol porte le nom de *fréquence critique* de la couche étudiée (pour le moment et l'endroit où s'effectue la mesure). La fréquence critique d'une couche donnée n'est pas la fréquence la plus élevée sur laquelle les liaisons peuvent avoir lieu. Comme le montre la figure 15-5, il suffit de diminuer l'angle d'inclinaison du rayon par rapport à la terre pour qu'une onde de fréquence plus élevée soit réfléchi par l'ionosphère. Dans une liaison entre deux points bien déterminés, l'angle que fait le rayon avec la couche ionisée dépend de la hauteur de celle-ci et de la distance entre les points (voir la fig. 15-6).

Pour une hauteur BC donnée, à chaque distance AD correspondra un angle  $\theta$  bien déterminé. La fréquence maximum qui peut être utilisée pour relier les deux points ainsi définis sera :

$$f_{\max} = \frac{f_c}{\cos \theta}$$

où  $f_c$  est la fréquence critique du point où se produit la réflexion ;  $f_{\max}$  est la *fréquence maximum utilisable*.

Quand la distance entre les deux points augmente, on atteint une distance limite où, du fait de la courbure de la terre, le rayon réfléchi est tangent à la surface de la terre. L'angle  $\theta$  qui correspond à cette distance limite est de l'ordre de  $74^\circ$  pour la couche F. La fréquence maximum utilisable sera, pour cette distance :

$$\frac{1}{\cos 74^\circ} = 3,6 f_c,$$

et c'est la fréquence maximum qui sera renvoyée vers la terre.

Quand on effectue une mesure de hauteur virtuelle, sur une fréquence plus élevée que la fréquence critique de la couche inférieure, on constate que les ondes reviennent vers la terre après avoir parcouru une distance plus grande. On en conclut qu'elles



inférieur à celui du trajet A F B seront également réfléchis ; l'onde indirecte sera donc ont traversé la première couche et ont été réfléchies par une couche située à une altitude plus grande. En augmentant la fréquence, on trouve la fréquence critique de cette deuxième couche ; finalement, on atteint une fréquence au-dessus de laquelle les rayons ne sont plus réfléchis.

Il arrive, quelquefois, que des variations rapides de la densité d'ionisation soient à l'origine des réflexions sporadiques se produisant à la hauteur de la couche E, sur des fréquences nettement supérieures à la valeur normale de la fréquence critique qui correspond à la couche E.

## Absorption dans l'ionosphère .

En dehors des hauteurs de couche et des fréquences critiques, un autre facteur contribue à limiter la propagation des ondes sur de très grandes distances : c'est l'absorption de l'énergie des ondes par les régions ionisées qu'elles traversent. Quand une onde traverse une telle région, elle produit une vibration des électrons ; les collisions

entre les molécules et les ions qui en résultent dissipent leur énergie qui est ainsi perdue en chaleur. La quantité d'énergie perdue dépend évidemment de la distance parcourue au milieu d'une région ionisée, et de la densité d'ions et de molécules d'air de cette région. Les rayons ultra-violet, envoyés par le soleil, rendent l'ionisation plus intense à des altitudes moins élevées de jour que de nuit. D'autre part, la densité des particules d'air est plus grande aux altitudes faibles.

Il en résulte que l'absorption est plus grande de jour que de nuit ; elle se produit surtout dans les couches D et E. Sur 1 400 kHz, une sorte de résonance des électrons sous l'action du champ magnétique terrestre donne lieu à un maximum d'absorption. Dans le cas de la transmission à très grande distance, les fréquences voisines de la fréquence maximum utilisable donnent les meilleurs résultats.

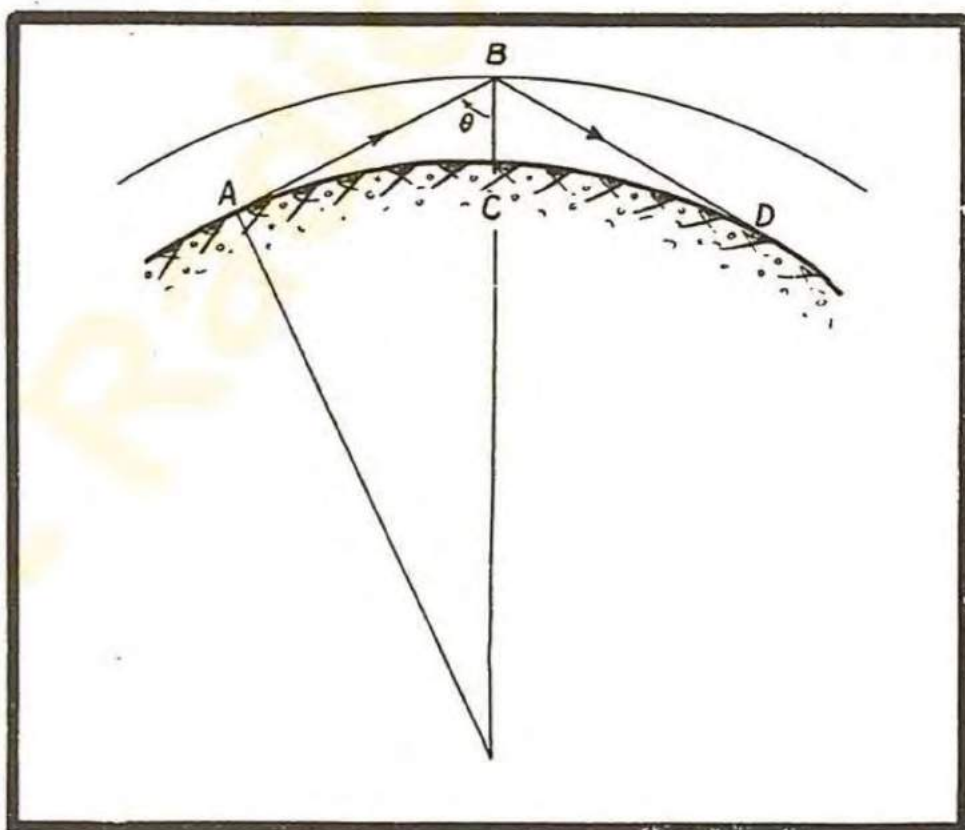


FIG. 15-6. — Réflexion dans l'ionosphère : angle  $\theta$ .



## Variations régulières de l'ionosphère .

Ces variations peuvent être prévues à l'avance avec une grande exactitude. Elles sont de trois sortes : journalières, saisonnières et celles qui correspondent aux retours périodiques des taches solaires (tous les onze ans). Toutes ces variations dépendent surtout du rayonnement solaire et elles se traduisent par des modifications de la densité d'ionisation bien plus que par celles de la hauteur des couches. Celle-ci varie peu, sauf dans le cas de la couche F<sub>2</sub>. Il en résulte que ce sont surtout les fréquences critiques, ainsi que le degré d'absorption, qui varient.

Les variations de la couche E sont très régulières de jour en jour et de saison en saison, et dépendent, presque exclusivement, de la position du soleil. Quand le soleil est dans le zénith, la densité d'ionisation est plus forte, comme l'indique la valeur élevée de la fréquence critique de cette couche. La fréquence critique est ainsi plus élevée de jour que de nuit, et plus élevée en été qu'en hiver. De même, les périodes d'activité des taches solaires coïncident avec celles où la densité d'ionisation est la plus grande ; l'absorption de la couche E et sa fréquence critique sont alors les plus élevées.

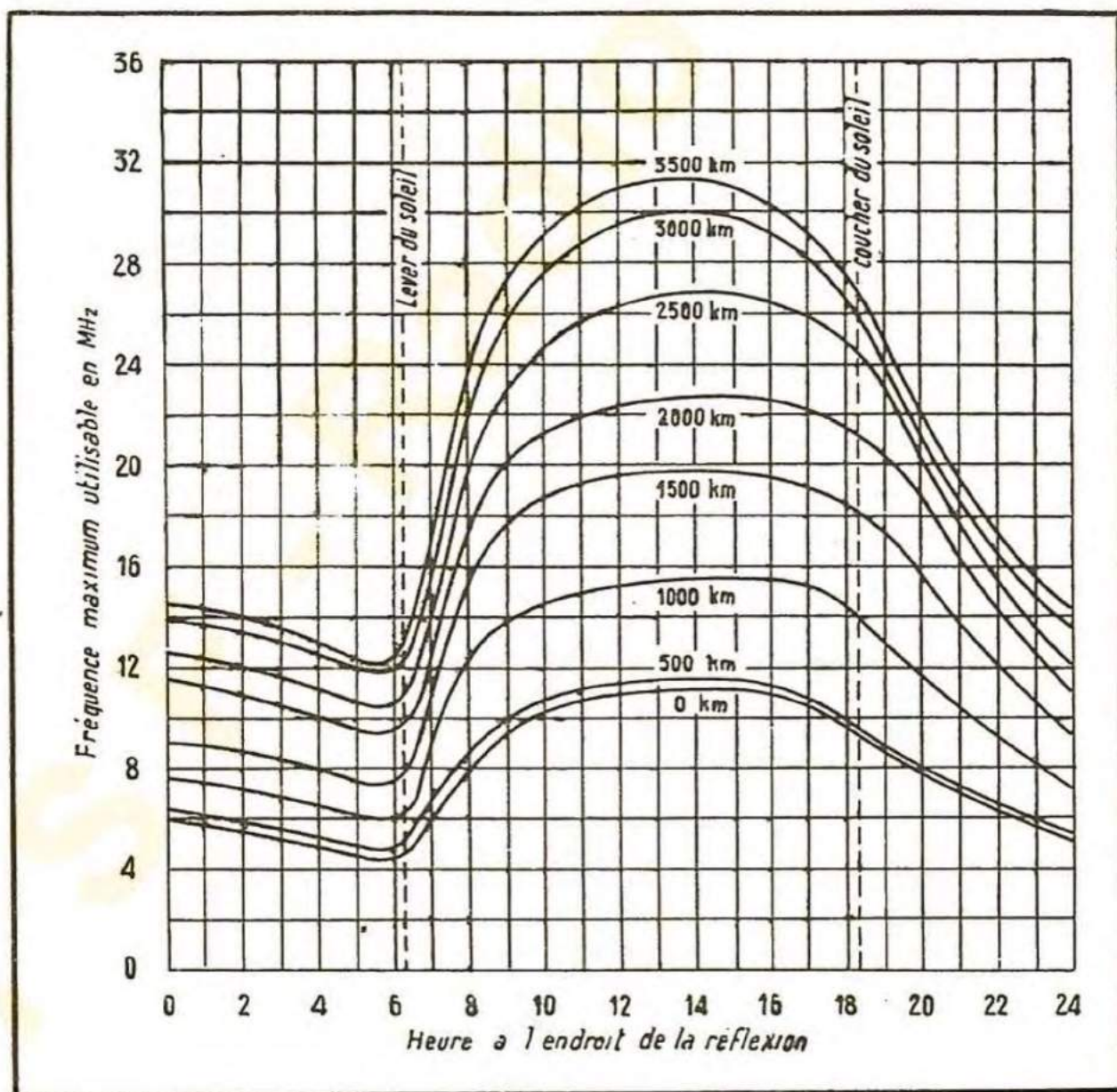


FIG. 15-7. — Graphiques des fréquences optima.



Les changements périodiques des caractéristiques de l'ionosphère peuvent être prévus avec beaucoup de précision. Les courbes de variations journalières et saisonnières sont très régulières, de sorte que des tables où figurent les prévisions des fréquences maximum utilisables peuvent être publiées de mois en mois. La figure 15-7

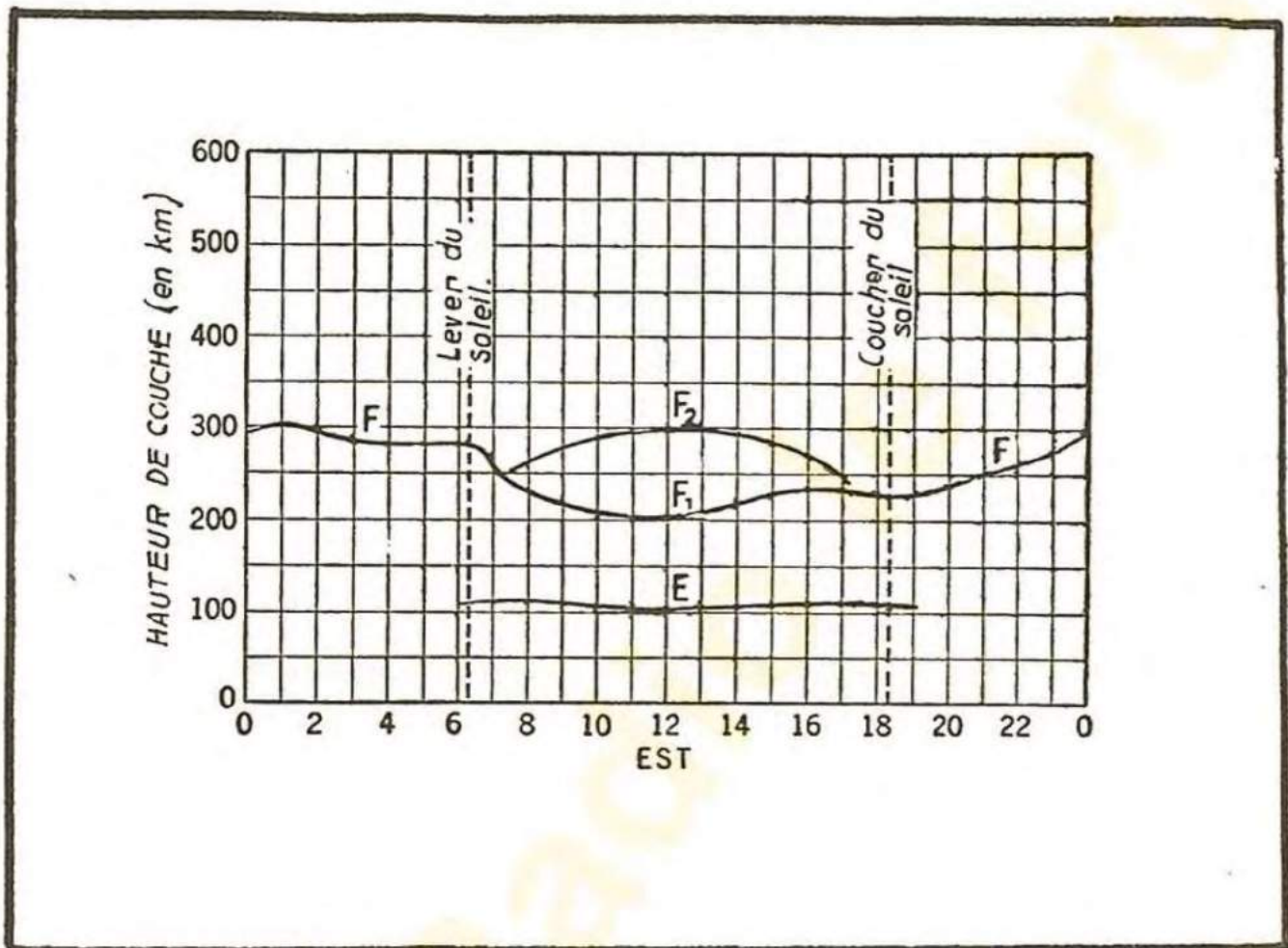


FIG. 15-8. — Hauteurs virtuelles des couches ionisées.

représente un graphique analogue à ceux qui sont publiés. Il indique les fréquences maximum utilisables, en fonction de la distance, dans le cas d'une seule réflexion. En se basant sur ces graphiques, des tableaux chronologiques d'utilisation des fréquences disponibles peuvent être établis pour chaque liaison particulière. Les différentes prévisions sont basées sur les mesures de la hauteur des couches et des fréquences critiques, effectuées régulièrement par le Bureau des Standards à Washington. Les résultats de ces mesures sont également consignés sous la forme de graphiques (voir la fig. 15-8).

## Évanouissements.

On donne le nom d'évanouissement ou de fading aux variations indésirables de l'intensité du champ au point de réception ; ces variations sont dues aux variations de la hauteur des couches ionosphériques, ainsi qu'à celles de leur densité d'ionisation. Considérons le croquis de la figure 15-9 ; un émetteur est situé en A ; l'onde directe chemine suivant le trajet A B C ; les lignes brisées A E G et A D C F G représentent



les ondes d'espace-réfléchies par les couches E et F, respectivement. Le signal reçu en C résulte de la composition de l'onde de surface et de l'onde indirecte A D C, qui seront en phase ou en opposition de phase, suivant leur différence de marche (différence des distances parcourues). En phase, elles s'ajoutent et donnent un signal fort ; en opposition, elles donnent un signal faible. Comme la différence de marche dépend de la hauteur de la couche F, les petites variations de celle-ci entraînent le passage de la concordance des phases à leur opposition, d'où une très grande variation de l'intensité du signal.

Le fading peut aussi être produit par l'interférence de deux ondes indirectes ayant suivi des chemins différents. C'est le cas du point G de la figure 15-9 ; l'un des signaux y arrive après une seule réflexion, l'autre après deux réflexions. Les évanouissements sont dus aux petites variations de la hauteur des deux couches-ionosphériques.

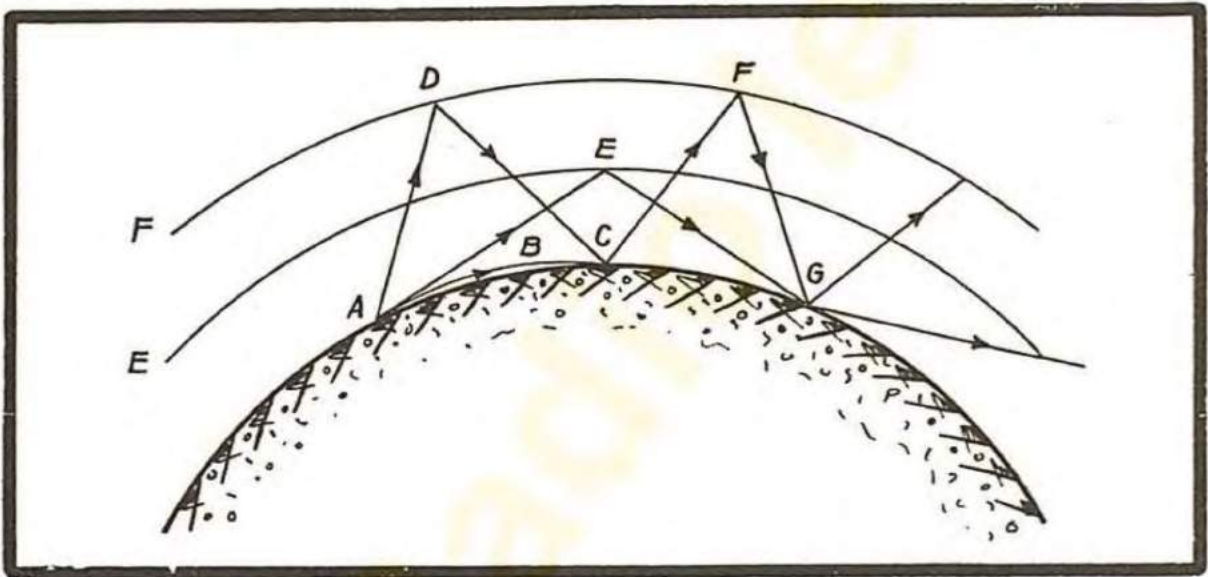


FIG. 15-9. — Interférences entre les ondes ayant suivi des trajets différents.

Un signal modulé occupe une certaine bande de fréquences et le fading peut affecter une partie seulement de cette bande ; il en résulte une distorsion caractéristique du signal reçu, connue sous le nom de *fading sélectif*.

La fading peut être lent ou rapide, suivant la nature des variations ionosphériques qui le provoquent. Les variations régulières (journalières ou saisonnières) ne sont pas considérées comme cause de fading, car elles sont extrêmement lentes. Le fading proprement dit est dû aux variations irrégulières.

De celles-ci, l'une des plus redoutables est celle qui provient d'une ionisation soudaine et intensive de la couche D, ionisation due au rayonnement solaire, et provoquant un accroissement rapide de l'absorption des ondes indirectes sur toutes les fréquences. Les signaux émis sur les fréquences supérieures à 1,5 MHz s'évanouissent brusquement et la propagation ne redevient normale qu'après un laps de temps allant de 10 minutes à 1 heure ou plus.

Une autre variation irrégulière de l'ionosphère est connue sous le nom d'orage ionosphérique. Pendant un tel orage la propagation devient très instable ; toutes les fréquences dépassant 1,5 MHz environ sont mal reçues.

Dans la bande de la radio-diffusion l'onde indirecte est généralement affaiblie



de nuit, mais il arrive quelquefois qu'elle soit au contraire renforcée. La durée de ces orages est de un à deux jours pour les fréquences élevées, et va jusqu'à plusieurs semaines pour les fréquences faibles.

### **Suppression du fading.**

Il existe plusieurs moyens de réduire les évanouissements, de manière à rendre l'écoute possible. Le plus courant, c'est la *commande automatique de sensibilité*, que nous avons décrite au chapitre XIII. Mais c'est une solution partielle, car certains évanouissements réduisent le signal à une valeur inférieure au bruit de fond du récepteur, de sorte que son amplification devient inopérante. D'autre part, la commande automatique de sensibilité est sans effet sur le fading sélectif, car elle ne peut évidemment pas corriger la distorsion B. F. que celui-ci provoque.

Le meilleur moyen de réduire le fading consiste à utiliser le fait qu'en deux points distincts, le fading ne se produit presque jamais en même temps. On place donc deux ou plusieurs antennes en des endroits distants de plusieurs longueurs d'onde les uns des autres, et il est rare que le signal résultant de la superposition dans le récepteur (celui-ci est complexe, car il doit combiner les différents signaux reçus avec des relations de phase correctes) des champs captés par les différentes antennes, ne soit pas suffisant. On peut aussi baser la réduction du fading sur le fait que les signaux reçus par des antennes verticales et horizontales ne s'évanouissent généralement pas en même temps.

En radio-télégraphie, on utilise, quelquefois, le phénomène du fading sélectif pour parvenir au même résultat. On sait que des signaux qui ne sont distants que de 500 à 1 000 cycles ne s'évanouissent pas en même temps. On module donc à une fréquence de 500 ou 1 000 cycles la porteuse de l'émetteur, et c'est cette porteuse modulée que l'on manipule. Le signal étant transmis par les fréquences latérales aussi bien que par la porteuse elle-même, on comprend qu'un tel signal de radio-télégraphie soit moins affecté par le fading qu'un signal non modulé.

### **Parasites atmosphériques et industriels.**

Quand un récepteur est accordé sur un signal relativement faible, on entend en plus de celui-ci, un certain volume de bruits divers, qui sont d'origine atmosphérique ou industrielle, et qui déterminent le seuil au-dessous duquel un signal ne peut pas être reçu utilement.

**Parasites atmosphériques.** — Ces parasites sont dus, comme leur nom l'indique, aux perturbations atmosphériques, principalement aux orages ; leur énergie est répartie sur presque toute l'étendue du spectre radio-électrique. Cette énergie décroît avec la fréquence, de sorte que, gênants sur ondes longues, ils sont pratiquement négligeables sur ondes ultra-courtes. Les atmosphériques sont des signaux radio-électriques d'origine naturelle et ils se propagent suivant l'ensemble des lois qui ont été énoncées plus haut. Réfléchis par l'ionosphère dans certaines conditions, ils peuvent être entendus à de très grandes distances de l'endroit où ils sont produits. Une grande partie des atmosphériques captés par un récepteur proviennent de régions



quelquefois très éloignées ; ils s'ajoutent à ceux qui sont d'origine locale.

L'onde indirecte est très atténuée de jour, dans la gamme de la radio-diffusion et sur les longueurs d'onde plus élevées. Il en résulte que peu d'atmosphériques, sur ces longueurs d'onde, viennent de loin ; la plupart sont d'origine locale (de jour). Par contre, de nuit, l'onde indirecte est moins atténuée et le niveau des atmosphériques est généralement plus élevé que de jour. Dans la gamme des ondes courtes le niveau des atmosphériques est très faible. L'atténuation étant très faible sur les ondes courtes (de jour), les atmosphériques reçus peuvent provenir d'un point très éloigné.

Dans la gamme comprise entre 9 et 21 MHz il subsiste un certain niveau de bruit en l'absence de tout parasite atmosphérique ou industriel. On suppose que ce bruit vient d'une région éloignée de l'espace, de la Voie Lactée probablement. Dans cette gamme de fréquences, et lorsque l'endroit de réception est convenablement choisi, cette forme de bruit constitue la seule perturbation atmosphérique et c'est elle qui détermine le seuil de réception.

Au-dessus de 30 MHz l'énergie n'étant plus réfléchiée par l'ionosphère, les atmosphériques distants n'atteignent pas le récepteur. Il n'y a donc pas d'atmosphériques sur ces fréquences, à l'exception de ceux qui proviennent des orages locaux.

**Parasites industriels.** — Les appareils électriques les plus divers tels que les systèmes d'allumage, les appareils de diathermie, les lignes d'énergie, les moteurs et générateurs, produisent des perturbations gênantes dans les récepteurs. On peut dire que presque toutes les machines qui engendrent une étincelle électrique constituent une source probable de parasites industriels. Ces parasites se propagent ensuite le long des lignes électriques connectées à l'appareil qui les produit, et arrivent ainsi directement au récepteur, ou encore sont rayonnées au voisinage de l'antenne qui les capte en même temps que le signal utile.

Ces bruits parasites peuvent être de deux types : les craquements et les bruits de friture. Les premiers sont produits par des étincelles électriques séparées qu'engendrent les systèmes d'allumage, les éclateurs des lignes d'énergie, les contacts des commutateurs, les clés de manipulation, etc... Les parasites à bruit de friture proviennent des sources à action continue, telles que les étincelles au collecteur des moteurs à courant continu et des moteurs-série à courant alternatif.

## Dispositifs d'anti-parasitage.

Il existe plusieurs procédés de réduction de parasites, suivant la nature de ceux-ci. Le meilleur moyen de supprimer un parasite, c'est évidemment de l'éliminer à sa source (si cela est possible). Un filtre approprié, placé sur la ligne, à l'entrée de l'appareil générateur des parasites, éliminera ceux-ci, ou réduira très fortement leur valeur. Un filtre simple consiste en un condensateur de  $0,1 \mu F$  placé en parallèle sur la ligne, à l'entrée de l'appareil ou, dans certains cas, deux condensateurs de  $0,1 \mu F$  en série, avec leur point milieu à la masse. Si les condensateurs seuls ne suffisent pas, il faut leur adjoindre des selfs d'arrêt disposées en série avec la ligne. Les valeurs des selfs et des condensateurs sont déterminées expérimentalement. Un filtre placé à l'entrée du récepteur contribue quelquefois à la réduction du bruit.



Cependant, dans la plupart des cas, il n'est pas possible d'éliminer les parasites à leur source, de sorte qu'il faut les combattre par d'autres moyens. Les atmosphériques et les bruits de friture seront moins gênants si la sélectivité du récepteur est accrue. En effet, l'énergie de ces parasites étant étalée sur une bande des fréquences assez large, elle pénétrera d'autant moins dans le récepteur que la bande de celui-ci sera plus étroite. On emploie, à cet effet, des filtres à quartz qui réduisent efficacement le niveau des parasites. Quand ceux-ci proviennent d'une direction bien définie, l'emploi d'une antenne directive permet de réduire très fortement les effets perturbateurs.

La nature particulière des parasites à craquements exige des dispositifs de protection différents de ceux qui viennent d'être mentionnés. Ces parasites sont d'une durée extrêmement courte, et les intervalles de temps qui les séparent sont relativement longs. L'énergie de chaque impulsion et, par conséquent aussi, la violence de la perturbation, dépendra de son amplitude et de sa durée. Pour perturber le signal, l'amplitude de l'impulsion doit être plus forte que celle du signal.

Le circuit protecteur le plus simple est le limiteur B. F., utilisé uniquement à la réception des signaux télégraphiques. Étant donné que les craquements de grande amplitude produisent dans le haut-parleur, ou dans le casque, des perturbations qui durent beaucoup plus longtemps que ces impulsions elles-mêmes, il suffit de diminuer leur amplitude pour réduire leurs effets. Les circuits utilisés comportent une triode fonctionnant avec une tension anodique très faible (de l'ordre de 8 à 10 volts), des pentodes avec une tension d'écran faible également (30 à 40 volts), et des diodes polarisées, placées en parallèle avec la sortie, et qui court-circuitent tout signal dont la valeur dépasse la tension de polarisation. Les limiteurs B. F. ne sont pas très efficaces quand l'amplitude du signal perturbateur est faible et, de toute façon, ne peuvent être employés dans la réception radio-téléphonique à cause de la distorsion qu'ils introduisent.

Les récepteurs à changement de fréquence sont souvent munis d'un dispositif protecteur basé sur le fait que la durée des parasites à craquements étant extrêmement courte, l'intelligibilité du signal reçu ne souffrira pas si on rend le récepteur passif pendant la durée de l'impulsion perturbatrice.

Deux types de circuits sont employés, tous deux basés sur l'action d'une diode. Dans l'un, un circuit à faible impédance dérive le parasite vers la masse. Dans l'autre, le circuit de la diode est disposé de façon à arrêter l'amplificateur B. F. pendant la durée de l'impulsion.

Un autre système emploie un circuit de commande automatique de sensibilité, à faible constante de temps (c'est-à-dire à action rapide), agissant sur l'amplificateur M. F. de façon à réduire la sensibilité du récepteur pendant la durée du parasite. Ce système est efficace contre les perturbations brèves ; utilisé dans les récepteurs équipés avec des filtres à quartz, il permet la réduction des différents types des parasites.

Nous avons mentionné les filtres à quartz, utilisés pour accroître la sélectivité des récepteurs. Un quartz, taillé de façon à présenter les caractéristiques d'un circuit résonnant à coefficient de surtension élevé, peut être substitué aux circuits ordinaires à self et capacité dans les amplificateurs M. F. des récepteurs à changement de fréquence. La sélectivité est ainsi très fortement augmentée. On a étudié des circuits



permettant de la faire varier ; d'autres circuits permettent d'éliminer les stations brouilleuses sur les fréquences voisines.

### Propagation des ondes ultra-courtes .

Sur les fréquences supérieures à 30 MHz environ, l'onde d'espace n'est plus réfléchiée par l'ionosphère. D'autre part, la propagation par onde de surface n'est pas possible, même en polarisation verticale. En effet, sur ces fréquences, les ondes polarisées verticalement, aussi bien que celles qui sont polarisées horizontalement, sont court-circuitées par le sol conducteur (aux fréquences moins élevées, seules les ondes polarisées horizontalement sont court-circuitées).

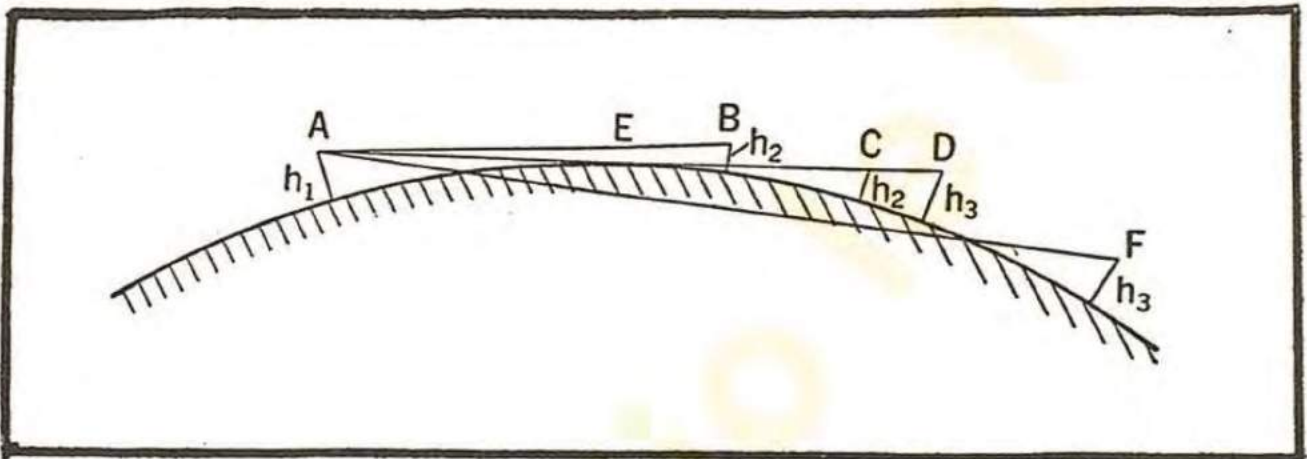


FIG. 15-10. — Propagation par rayons directs des ondes ultra-courtes.

En conséquence, la transmission sur ces longueurs d'ondes s'effectue en visibilité directe, suivant la ligne droite joignant l'émetteur au récepteur. Les résultats sont d'autant meilleurs que la hauteur des antennes d'émission et de réception est grande. La hauteur des antennes détermine la portée maximum possible de la liaison, compte tenu de la courbure de la terre (les effets de diffraction et de réfraction seront discutés plus loin). La figure 15-10 montre le rayon direct partant de l'antenne d'émission A (hauteur  $h_1$ ) et reçue par l'antenne de réception B (hauteur  $h_2$ ). Si on éloigne l'antenne de réception, on atteint le point C où le rayon direct est tangent à la surface de la terre. La distance A-C représente la distance maximum pour laquelle une liaison en visibilité directe est encore possible entre les antennes de hauteurs  $h_1$  et  $h_2$ . Mais il est clair qu'en augmentant la hauteur des antennes on augmente cette distance. Avec une antenne de réception de hauteur  $h_3$  la distance maximum sera égale à A-D. Cette antenne placée en F ne recevra pas de signal direct.

**Rayons directs et rayons réfléchis.** — Quand l'émetteur et le récepteur sont en visibilité directe, le signal reçu résulte de la composition de l'onde directe (A-C de la figure 15-11) et de l'onde réfléchiée par la surface de la terre (A-B-C de la fig. 15-11). Ces deux ondes se renforcent ou se neutralisent au point de réception, suivant leurs phases respectives. La composition des ondes déphasées ou en concordance de phase a été indiquée sur la figure 9-3. L'onde réfléchiée subit au point de réflexion un déphasage de  $180^\circ$ . Ce déphasage se produit toujours pour les ondes polarisées horizontalement. Pour les ondes polarisées verticalement, il n'a lieu que lorsque la fréquence est très élevée.



La relation de phase des ondes directes et réfléchies dépend de leur différence de marche. Quand les distances parcourues par les deux ondes sont les mêmes (différence de marche nulle), ce qui advient quand les antennes sont près du sol, les ondes reçues sont en opposition de phase à cause de la rotation de  $180^\circ$ , due à la réflexion. Mais si le trajet de l'onde réfléchie est plus long d'une demi-longueur d'onde, les deux ondes arrivent en phase. Elles arrivent aussi en phase quand la différence de marche est égale à trois demi-longueurs d'onde, cinq demi-longueurs d'onde, etc... On peut donc dire que l'onde directe et l'onde réfléchie sont en phase au point de réception quand la différence de marche est égale à un nombre impair de demi-longueurs d'onde. Elles sont en opposition de phase quand le nombre de demi-longueurs d'onde est pair. On a avantage à placer les antennes d'émission et de réception de façon que, compte tenu de leurs hauteurs et de la distance qui les sépare, les deux ondes arrivent en phase au point de réception.

**Diffraction et réfraction.** — L'expérience a montré que les ondes peuvent être reçues légèrement au delà de la portée optique. On explique ce fait par le phénomène de la *diffraction* et celui de la *réfraction* des ondes électro-magnétiques. Celles-ci

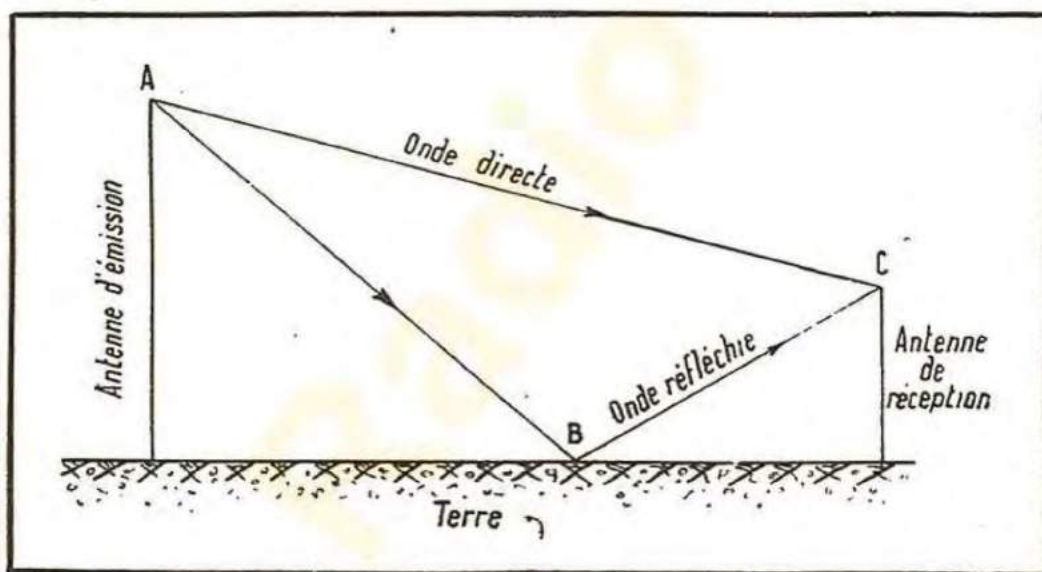


FIG. 15-11. — Réception des ondes ultra-courtes directes et réfléchies.

peuvent être diffractées, c'est-à-dire incurvées par l'obstacle qu'elles rencontrent, de la même manière que le sont les ondes sonores ou optiques. Le degré de diffraction dépend de la dimension de l'obstacle relativement à la longueur d'onde. Si l'obstacle est très grand par rapport à la longueur d'onde, la diffraction sera faible. C'est le cas, presque toujours, pour les ondes optiques. Dans le cas des ondes sonores, ou la longueur d'onde peut atteindre plusieurs mètres, la diffraction se produit autour d'un grand nombre d'objets. Dans le cas des ondes radio-électriques, si leur longueur d'onde est suffisamment élevée, elles contournent la plupart des objets qu'elles rencontrent. Mais quand leur longueur d'onde est très courte, le degré de diffraction devient faible, car la plupart des obstacles sont grands par rapport à cette longueur d'onde. Toutefois, cette diffraction est suffisante pour permettre la réception des signaux à plusieurs kilomètres au-delà de la portée optique.

La *réfraction* des ondes électro-magnétiques est le résultat des variations de la



densité de l'air en fonction de l'altitude, ainsi que des variations de température, de pression et de teneur en vapeur d'eau. La réfraction tend à incurver vers la terre les trajectoires des ondes et son effet est analogue à celui des couches ionosphériques. L'accroissement de portée dû à la réfraction peut être considéré comme équivalent à celui qui serait provoqué par un accroissement du rayon de la terre de 20 à 35 %. Les signaux reçus grâce à la réfraction ne sont pas aussi stables que ceux dus aux rayons directs, car les petites variations des conditions atmosphériques modifient les rayons réfractés et produisent des évanouissements.

## Résumé du chapitre sur la propagation des ondes radio-électriques.

**Fréquences faibles (de 50 à 550 kHz).** — Sur les fréquences inférieures à celles de la gamme de la radiodiffusion, l'onde de surface est très peu atténuée et peut être utilisée pour les communications à grande distance (jusqu'à 2.000 kilomètres, et même plus loin). Les signaux sont très stables et n'accusent pas de variations journalières ou saisonnières. Aux grandes distances l'onde indirecte devient plus importante que l'onde de surface ; elle est légèrement affectée par les fluctuations de l'ionosphère. L'atténuation de l'onde indirecte est moins forte de jour que de nuit, mais quand la fréquence est plus élevée, l'atténuation est faible, même de jour. La transmission par l'onde indirecte est satisfaisante, sur ces fréquences, de 750 jusqu'à 12 000 kilomètres de distance. Vers la limite supérieure de cette bande, c'est-à-dire au voisinage de la gamme de la radio-diffusion, l'onde indirecte est sensiblement atténuée de jour, de sorte qu'elle n'est utile que de nuit.

**Fréquences de radio-diffusion (550 à 1.600 kHz).** — Dans cette gamme, la portée de l'onde de surface varie entre 80 kilomètres pour les fréquences supérieures de la gamme, et environ 300 kilomètres pour les fréquences inférieures (elle dépend aussi de la puissance de l'émetteur). La réception de l'onde indirecte n'est pas possible de jour, étant donnée l'absorption très forte de cette onde par les couches E et F. De nuit, la réception de l'onde indirecte est bonne aux distances allant de 150 à 5 000 kilomètres. De nuit il existe généralement une zone où les ondes directe et indirecte ont approximativement la même amplitude ; cette zone est affectée par un fading violent. Au delà d'une certaine distance seule l'onde indirecte est reçue, mais une certaine tendance au fading subsiste à cause des variations ionosphériques. L'absorption de l'onde indirecte croît avec la fréquence jusqu'à 1 400 kHz ; sur cette fréquence elle est maximum, au delà elle diminue à nouveau.

**Fréquences élevées (de 1.600 kHz jusqu'à 30 MHz).** — L'atténuation de l'onde de surface aux fréquences supérieures à 1 600 kHz est si forte que, pratiquement, elle n'est utilisée que dans les liaisons à très courte distance (de l'ordre de 20 kilomètres). L'onde indirecte est presque exclusivement employée et les liaisons, sans être parfaitement sûres, sont possibles sur des portées atteignant 20 000 kilomètres. Dans cette gamme, l'absorption diminue avec la fréquence, de sorte que plus la fréquence est élevée, et plus l'efficacité de la liaison est grande. On a donc intérêt à se rapprocher de la fréquence maximum utilisable (définie plus haut); toutefois, les



variations de l'ionosphère affectent beaucoup la transmission sur cette fréquence. On aura intérêt à utiliser les fréquences situées entre 50 et 85 % de la fréquence maximum utilisable pour la distance donnée (et au moment considéré). Dans les communications à courte distance (de l'ordre de quelques centaines de kilomètres) utilisant l'onde indirecte, la fréquence doit être inférieure à la fréquence critique pour la couche qui renvoie l'onde, car celle-ci attaque la couche ionosphérique sous une incidence presque verticale.

**Ondes ultra-courtes (de 30 à 300 MHz et au delà).** — Au delà de 30 MHz, il n'y a plus de propagation par onde de surface, ni de réflexion dans l'ionosphère ; la réception n'est possible que lorsque les antennes d'émission et de réception sont en visibilité directe. Des interférences se produisent entre les rayons directs et réfléchis (par le sol), de sorte que le signal est fort ou faible suivant la distance de l'émetteur. Cependant, ces signaux sont très stables et la gêne apportée par les parasites atmosphériques est négligeable. Aux distances dépassant la portée optique, la propagation est due aux phénomènes de diffraction et de réfraction. Le signal réfracté dépend des variations de l'atmosphère et est sujet au fading. Dans certains cas, la présence sporadique de la couche E provoque des réflexions dans l'ionosphère et permet la réception à grande distance des fréquences allant jusqu'à 60 MHz. Mais la transmission n'est possible qu'entre certaines localités et pendant de courtes périodes seulement.

Au delà de 300 MHz, la visibilité directe est nécessaire. Comme il n'y a pratiquement pas d'atmosphériques ni d'évanouissements sur ces fréquences, la réception est de très bonne qualité. On peut utiliser des aériens de faibles dimensions, doués d'une grande directivité, et qui concentrent l'énergie dépensée pour la liaison dans un faisceau étroit, augmentant ainsi l'intensité du signal.

### Questions et problèmes de récapitulation.

1. — Expliquer la faible densité d'ionisation de l'atmosphère dans les régions situées au-dessous d'une altitude approximative de 50 kilomètres et au-dessus de 400 kilomètres environ.

2. — Quels sont les facteurs qui déterminent le comportement d'une onde électromagnétique dans l'ionosphère ?

3. — Qu'entend-on par hauteur virtuelle d'une couche ? fréquence critique ? fréquence maximum utilisable d'une couche donnée ?

4. — Pourquoi une certaine quantité d'énergie est-elle absorbée lorsqu'une onde traverse une région ionisée ? Comment varie l'atténuation entre le jour et la nuit ?

5. — Pourquoi observe-t-on de nuit des évanouissements dans la gamme de la radio-diffusion ? Pourquoi ces évanouissements ne se manifestent-ils pas de jour dans cette gamme ?

6. — Expliquer les causes des différents genres de fading.

7. — Comment l'énergie d'un atmosphérique varie-t-elle avec la fréquence ?

8. — Quelle est l'origine du fading sur les ondes ultra-courtes ?

9. — Quels sont les facteurs que l'on doit examiner avant de fixer la fréquence à employer pour une liaison entre deux stations fixes ?



# ANTENNES

## Rôle des antennes .

En général, le rôle d'un système rayonnant est double : 1° rayonner efficacement l'énergie qui lui est fournie par l'émetteur ; 2° diriger cette énergie dans les directions où le signal doit être reçu, et supprimer ou réduire fortement le rayonnement dans les directions où le signal n'est pas désiré. Une antenne simple peut parfaitement assurer la première fonction ; pour la seconde, des systèmes d'aériens quelquefois très complexes sont nécessaires.

Les antennes appartiennent à deux grandes catégories ; celle des *antennes éloignées du sol* et celle des antennes dont *une extrémité est à la terre* (à travers la sortie de l'émetteur, à travers la bobine de couplage ou à l'extrémité de la ligne de transmission H. F. qui alimente l'antenne). L'antenne isolée dans l'espace est placée à une hauteur appréciable au-dessus du sol, elle peut être verticale ou horizontale ; on l'emploie surtout aux fréquences supérieures à 2 MHz. Aux fréquences inférieures à 2 MHz, c'est l'antenne de la deuxième catégorie qui est généralement employée, car la longueur d'onde devient si considérable que les dimensions d'une antenne efficace et isolée dans l'espace deviennent rapidement prohibitives. Les antennes avec une extrémité à la terre sont utilisées sur les ondes très courtes dans certaines applications spéciales ; citons les antennes d'avion, où l'avion lui-même joue le rôle de la terre.

## Antenne demi-onde isolée dans l'espace .

Quand on emploie une antenne de la première catégorie, c'est le plus souvent une antenne demi-onde. L'antenne est alors accordée à la résonance et son impédance d'entrée est égale à une résistance pure, dite *résistance de rayonnement* de l'antenne. La distribution du courant et de la tension (voir la figure 16-1) est analogue à celle que l'on observe à l'extrémité d'une ligne de transmission ouverte. Nous verrons les avan-

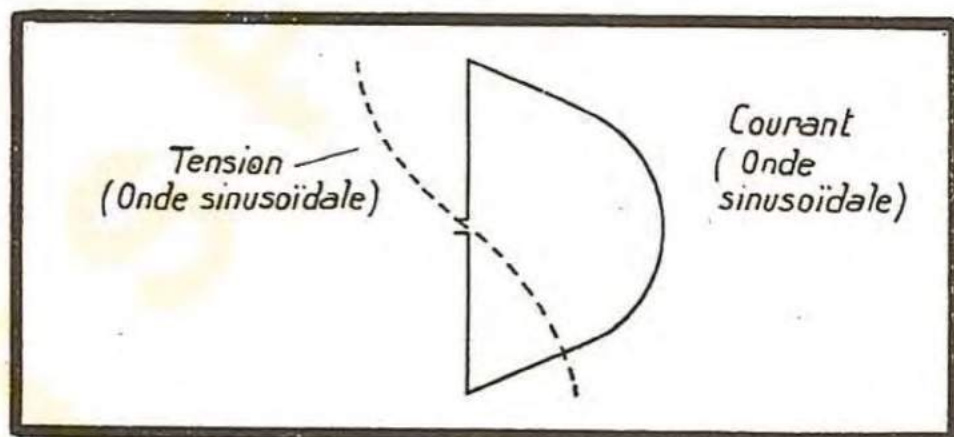


FIG. 16-1. — Distribution de la tension et du courant le long d'une antenne demi-onde, isolée dans l'espace.

tages de cette distribution plus loin, en étudiant les lignes. Le courant est nul (nécessairement) aux extrémités ; la tension y atteint sa valeur maximum, et elle représente la différence de tension entre les deux moitiés de l'antenne, l'une des extrémités



étant positive et l'autre négative à tout instant. La distribution du courant est à peu près *sinusoïdale*, car elle est obtenue par la composition de deux ondes se propageant en sens inverse : l'onde directe et l'onde réfléchie à l'extrémité de l'antenne (voir la figure 9-5). L'onde de tension est sinusoïdale également, et son nœud se situe au centre de l'antenne, ce point correspondant au point situé à un quart de longueur d'onde de l'extrémité de la ligne de la figure 9-5. La courbe de la répartition de la tension traverse l'axe de l'antenne au point nodal ; ce mode de représentation sert à indiquer que la phase change de  $180^\circ$  en ce point.

Étant donné que les deux moitiés de l'antenne sont au même potentiel au point central, on peut les relier en ce point sans modifier les conditions de fonctionnement. Certes, il est toujours nécessaire d'alimenter l'antenne, mais on peut le faire, soit en l'attaquant directement, à partir de la ligne d'alimentation, soit en utilisant le couplage par transformateur H. F.

Une antenne demi-onde, travaillant dans ces conditions, présente de nombreuses analogies avec un circuit résonnant parallèle (fig. 16-2), qui peut être parcouru par un

courant très important, alors que le courant dans la ligne qui l'alimente est faible. De même que cela a lieu dans le cas du circuit résonnant, si l'on désaccorde légèrement l'antenne, le courant (de l'onde stationnaire produite dans l'antenne) tombe brutalement à une valeur faible. Le désaccord est obtenu en donnant à la longueur de l'antenne une valeur plus forte ou plus faible que celle qui correspond à la résonance. Si l'antenne est trop courte, c'est-à-dire si elle résonne sur une fréquence plus élevée, il suffit, pour l'accorder, d'ajouter une inductance au milieu, exactement comme dans le cas du circuit résonnant parallèle. Si l'antenne est trop longue, on peut l'accorder en insérant une capacité au point milieu.

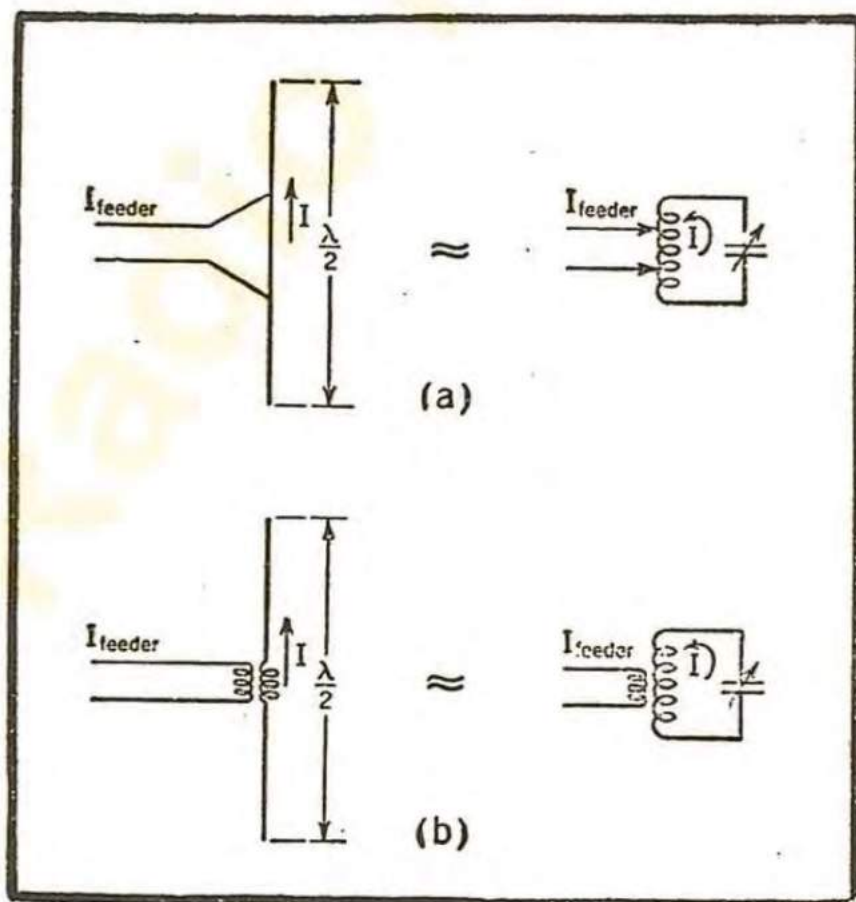


FIG. 16-2. — L'antenne demi-onde comparée avec le circuit résonnant parallèle.

### Caractéristiques de rayonnement d'une antenne demi-onde.

Comme nous l'avons mentionné au chapitre IX, une antenne rayonne un champ plus fort dans le plan perpendiculaire à son axe que dans les autres directions. La



caractéristique de rayonnement d'une antenne demi-onde isolée dans l'espace est tracée sur la figure 16-3. Le champ rayonné dans les différentes directions y est représenté : par définition, la distance entre le centre O du graphique et le point B, où la direction considérée rencontre la caractéristique de rayonnement, représente l'intensité du champ rayonné dans cette direction. On voit, sur la figure 16-3, que le vecteur OA est deux fois plus long que le vecteur OB, ce qui signifie que le champ dans la direction OA est deux fois plus fort que celui dans la direction OB. Le champ est symétrique autour de l'axe de l'antenne, de sorte que la courbe représentée fournirait la véritable caractéristique (tri-dimensionnelle) de l'antenne, si on la faisait tourner autour de son axe.

La caractéristique de la figure 16-3 a été tracée pour une antenne verticale, et elle

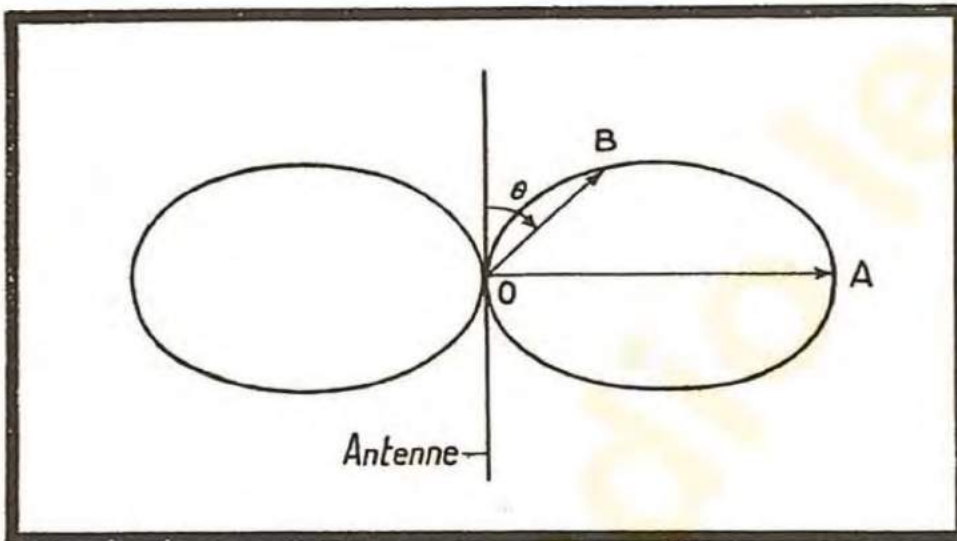


FIG. 16-3. — Diagramme de rayonnement d'une antenne demi-onde.

représente pour cette antenne le diagramme de rayonnement vertical, c'est-à-dire qu'elle indique les intensités relatives du champ pour les différentes inclinaisons zénithales. La caractéristique horizontale (qui indique les valeurs du champ pour les différents azimuts) est un cercle de rayon OA, l'antenne étant

placée au centre ; cette forme de caractéristique indique que le rayonnement est uniforme dans toutes les directions perpendiculaires à l'axe de l'antenne.

La même antenne disposée horizontalement aurait un diagramme horizontal identique à celui de la figure 16-3, alors que le diagramme vertical de cette antenne serait un cercle.

### Antenne à la terre.

Plus la longueur d'onde croît et plus il est difficile de réaliser des antennes isolées dans l'espace. D'autre part, étant donné le rôle de l'onde directe aux fréquences peu élevées, il est nécessaire que l'antenne soit verticale.

Dans le milieu de la bande de la radio-diffusion, sur 1 000 kHz par exemple, une demi-longueur d'onde est égale à 150 mètres. Il est évidemment très difficile de construire une telle antenne et de la disposer très au-dessus du sol. Fort heureusement, on peut utiliser en pareil cas une antenne quart d'onde (ou même plus courte si on emploie une charge inductive) et l'exciter avec une extrémité mise à la terre. Dans ces conditions, la terre joue le rôle de partie inférieure de l'antenne demi-onde. C'est ce que nous avons représenté sur la figure 16-4 où la partie inférieure de l'antenne a été remplacée par l'image de la partie supérieure. On peut procéder ainsi, car si l'on



considère que le sol constitue un plan parfaitement conducteur, la distribution des lignes de force du champ électrique autour de l'antenne sera celle de la figure 16-4 b, qui correspond à une antenne demi-onde isolée dans l'espace. Par conséquent, pour étudier le fonctionnement d'une antenne près du sol, il suffit de remplacer celui-ci par

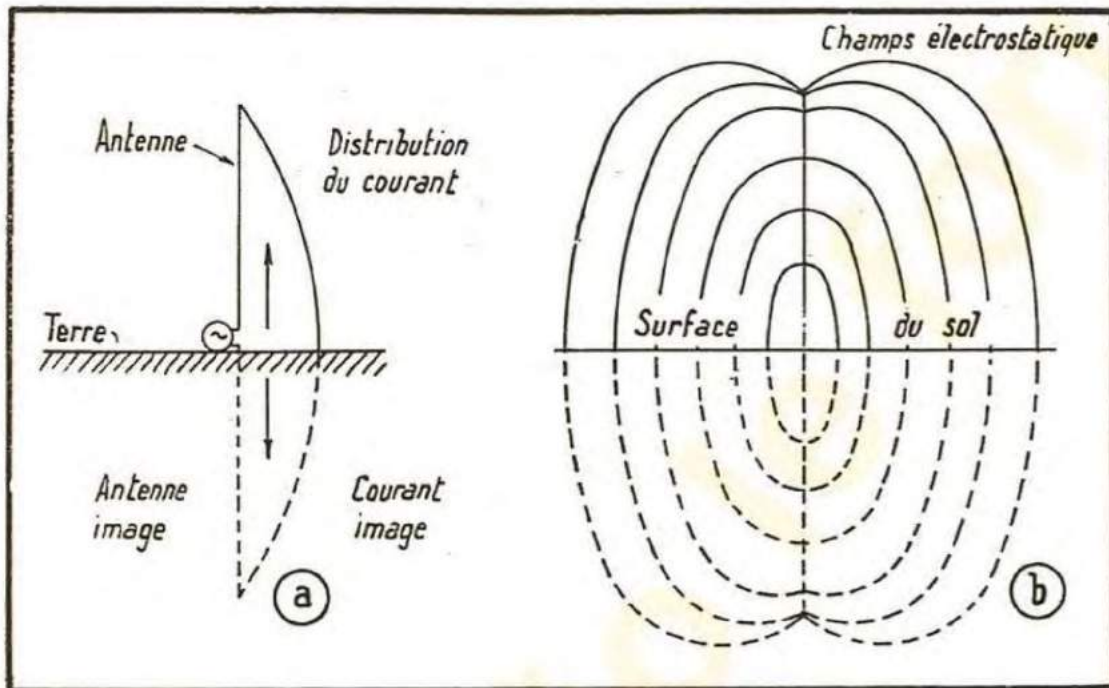


FIG. 16-4. — Antenne quart d'onde près du sol. (a) Distribution du courant le long de l'antenne prolongée par son image. (b) Champ électrostatique autour de l'antenne. La répartition de champ montre comment l'effet du sol peut être remplacé par celui de l'antenne-image.

l'image de l'antenne et d'examiner le rayonnement de l'antenne ainsi complétée comme si elle était isolée dans l'espace (c'est-à-dire éloignée de la surface du sol).

Si on considère le comportement de l'antenne du point de vue de la distribution du courant, on peut remarquer que l'intensité du champ électrique (en un point éloigné de l'antenne), due à

un élément de longueur de l'antenne, est proportionnelle à l'intensité du courant qui traverse cet élément. Le champ électrique total en ce point est égal à la somme des champs élémentaires (il s'agit évidemment d'une addition vectorielle; cette notion sera précisée dans la section traitant des aériens directifs).

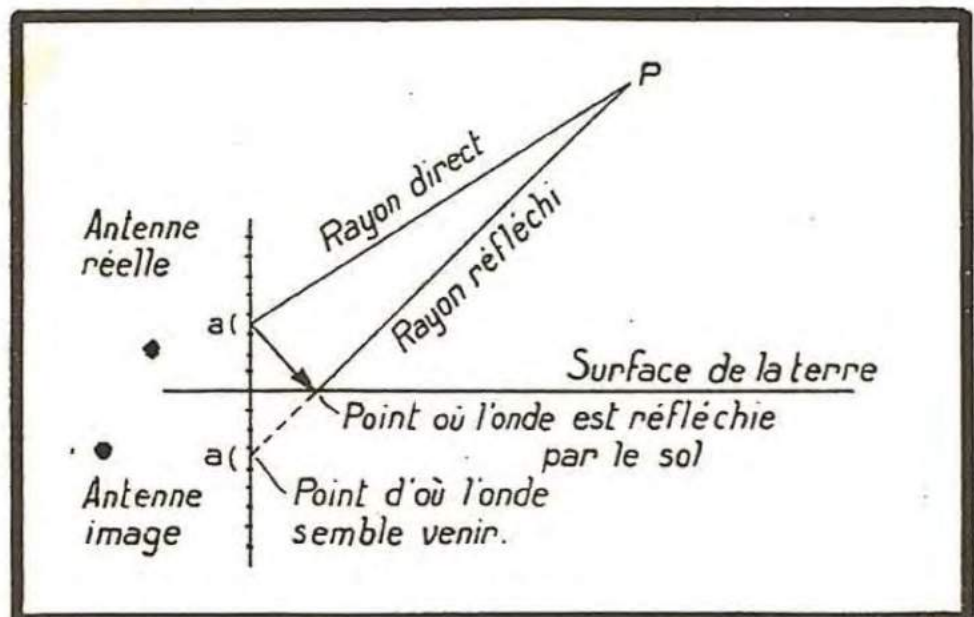


FIG. 16-5. — Antenne verticale près du sol. Celui-ci peut être remplacé par l'antenne-image pour mettre en évidence l'onde réfléchi.



On voit, sur la figure 16-5, que les champs au point P, dus aux différents éléments de longueur tels que  $a$ , doivent être additionnés à ceux qui atteignent le point P après réflexion au sol. Tout se passe, pour l'intensité du champ en P, comme si l'énergie réfléchie provenait d'une antenne qui n'est autre que l'*image* dans le sol de l'antenne considérée (l'image étant définie comme celle d'un miroir, qui donne à droite les points qui sont à droite, à gauche les points qui sont à gauche, et qui donne plus près les points rapprochés et plus loin les points éloignés).

### Autres types d'antennes.

De même que les antennes demi-onde, l'antenne quart-d'onde placée près du sol se comporte comme un circuit accordé sur la fréquence utilisée. Cela veut dire essentiellement que l'impédance au point d'attaque de l'antenne est une résistance pure et que, par conséquent, de part et d'autre de la longueur choisie, le courant dans l'antenne va diminuer rapidement. Toutefois, dans les cas, comme celui des antennes de radio-diffusion, où il est nécessaire d'utiliser une antenne de longueur différente de la longueur de résonance, il est possible d'accorder l'antenne en ajoutant en série avec elle une capacité ou une inductance. Pour des raisons d'économie, on réalise souvent des antennes de faible hauteur (de l'ordre du sixième ou du huitième de la longueur d'onde) ; une inductance insérée au pied de l'antenne permet de l'accorder sur la fréquence de fonctionnement.

### Pertes d'énergie et rendement.

Nous avons montré déjà qu'une antenne rayonne de l'énergie et qu'elle se comporte comme une résistance reliée à l'extrémité de la ligne qui l'alimente. Cette résistance porte le nom de résistance de rayonnement, mais elle n'est pas seule à intervenir. Une certaine quantité d'énergie est dissipée dans la résistance des conducteurs qui forment l'antenne (câbles, tubes ou pylônes), ainsi que dans celle de la bobine d'inductance quand celle-ci est employée. Pour les différencier de la résistance de rayonnement, on rassemble ces résistances sous le nom de *résistance de pertes*. Il s'y ajoute les pertes qui sont dues à la pénétration du champ électrique dans la terre (pertes diélectriques). Le rapport de la puissance rayonnée à la puissance perdue est donné par le rapport de la résistance de rayonnement à la somme des résistances de pertes. On voit donc qu'il y a intérêt à utiliser les antennes dont la résistance de rayonnement est élevée, puisque c'est elle qui donne la mesure de la puissance rayonnée (c'est-à-dire utile) de l'antenne. La résistance de rayonnement d'une antenne demi-onde est de 73 ohms environ. Si l'antenne est construite soigneusement, la résistance globale de pertes peut ne pas dépasser 1 à 2 ohms. Cela signifie que les pertes seront faibles par rapport à la puissance utile de l'antenne, et que le rendement sera élevé. Pour une résistance de pertes égale à 2 ohms, le rendement sera :

$$\frac{\text{Puissance utile}}{\text{Puissance appliquée}} \times 100 = \frac{\text{Puissance utile}}{\text{Puissance utile} + \text{pertes}} \times 100 =$$

$$\frac{73}{73 + 2} \times 100 = 97 \text{ \%}.$$



Pour une antenne isolée dans l'espace, les seules pertes supplémentaires sont celles qui se produisent dans les isolateurs-supports, et les pertes par absorption, dues aux courants induits dans les masses métalliques proches de l'antenne. L'énergie ainsi perdue peut être réduite à une valeur très faible en plaçant les isolateurs aux points de bas potentiel, et en éloignant de l'antenne les autres masses métalliques.

Dans le cas des antennes placées près du sol, les pertes peuvent être notablement supérieures à celles de l'exemple précédent. On avait supposé que le sol était parfaitement conducteur, alors qu'en réalité il présente une résistance qui peut être élevée. Si nous considérons la figure 16-4, nous voyons que le courant qui circule à la base de l'antenne traverse également la connexion de terre, et se disperse radialement dans le sol, en atteignant (avant de rejoindre la surface) des profondeurs qui varient avec la longueur d'onde. Ces courants de terre dissipent une partie de l'énergie appliquée à l'antenne et diminuent son rendement.

Plus la hauteur de l'antenne est faible (par rapport à la longueur d'onde) et plus les pertes croissent, et ce pour trois raisons :

Plus la hauteur est faible et plus le courant doit être fort, si l'on veut que l'énergie rayonnée soit la même. Mais les pertes croissent comme le carré du courant ( $P = I^2 R$ ) ; elles atteignent donc rapidement une valeur considérable ;

La résistance de la bobine d'inductance nécessaire pour accorder l'antenne dissipe, au passage de ce courant, une partie appréciable de la puissance appliquée ;

Le champ électrique à la base de l'antenne croît, et avec lui les pertes diélectriques.

## Terres des émetteurs.

Pour réduire les pertes dans le sol, on construit les terres des émetteurs avec beaucoup de soin, surtout dans le cas des stations de radio-diffusion. Ces terres se présentent souvent sous la forme d'un ensemble de fils (fig. 16-6) distribués radialement autour de la connexion de terre (terre en étoile). Leur longueur avoisine la demi-longueur d'onde ; la séparation angulaire entre deux fils est de  $3^\circ$ , leur nombre s'élève donc à 120. Pour économiser du fil, un conducteur sur deux peut être légèrement plus court sans que cela affecte sensiblement les conditions de fonctionnement. Si les fils sont soudés ou brasés aux points de jonction, les pertes dans une terre de ce genre peuvent être très faibles. Pour réduire les pertes diélectriques, on place, quelquefois, un écran sous l'antenne et on le relie à la prise de terre.

## Lignes de transmission radio-électriques.

Il est impossible, en général, de placer l'émetteur au point d'attaque de l'antenne, et une ligne de transmission est nécessaire pour relier l'émetteur à l'antenne. Nous avons déjà mentionné (chapitre IX) les lignes de transmission travaillant en régime stationnaire. La figure 16-7 représente deux exemples de telles lignes résonnantes, alimentant une antenne demi-onde. Les ondes stationnaires y sont distribuées depuis le point d'attaque de l'antenne jusqu'à la sortie de l'émetteur ; pour ne pas compliquer le



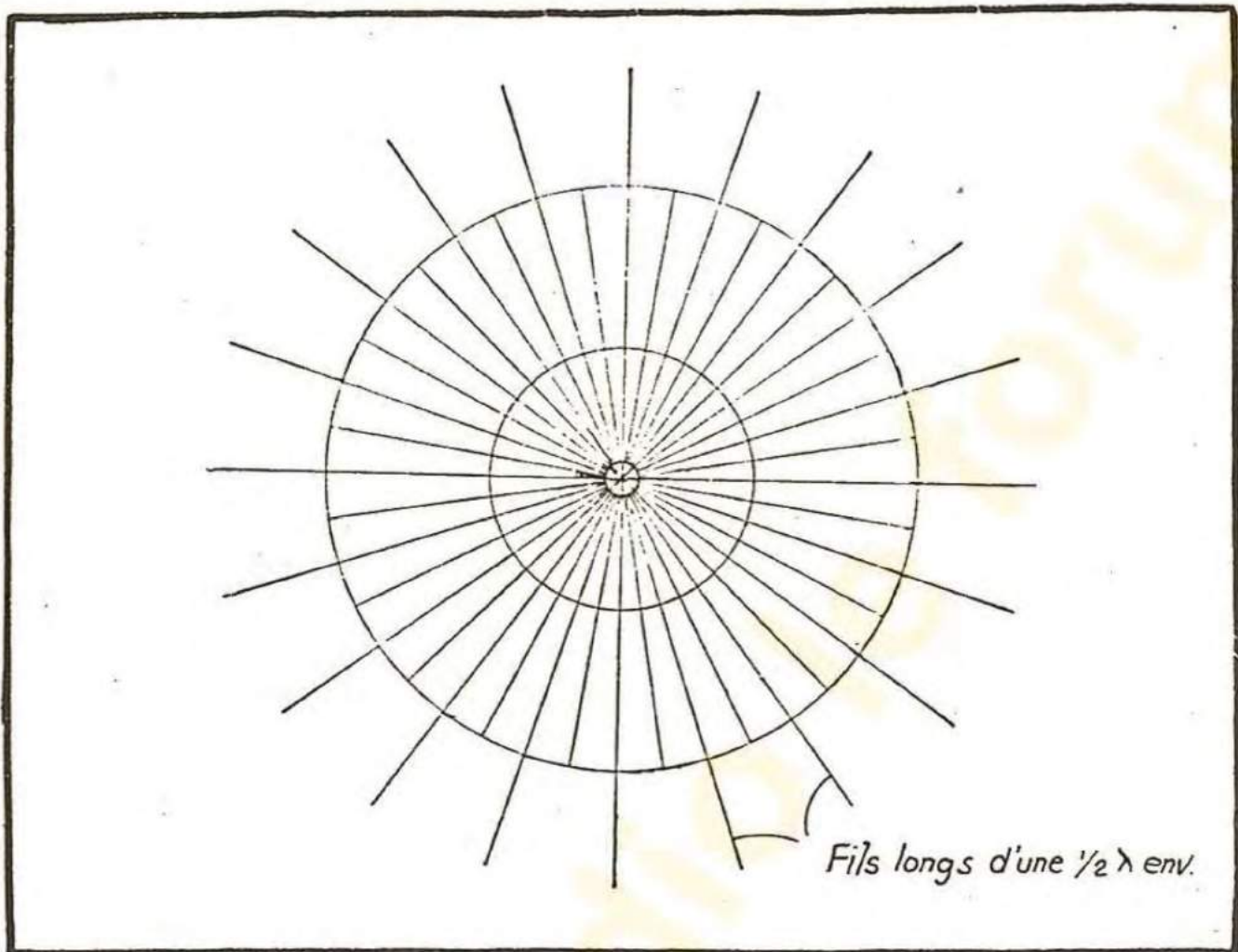


FIG. 16-6. — Terre en étoile.

diagramme, seule la distribution des courants a été représentée. La distribution des tensions est similaire, les ventres de tension coïncidant avec les nœuds de courant et les nœuds de tension avec les ventres de courant. La figure 16-7 *a* montre une antenne alimentée par une ligne de transmission, dont la longueur est égale à une demi-longueur d'onde, approximativement. L'antenne est excitée au point d'intensité maximum, et la distribution du courant sur la ligne est celle indiquée. L'émetteur alimente donc la ligne en un point où le courant est maximum. Comme en ce point la tension atteint son minimum, et que l'impédance est donnée par le rapport de la tension au courant, on dit que l'émetteur alimente la ligne en un point de basse impédance.

Sur la figure 16-7 *b*, la même antenne est alimentée par une ligne trois quarts d'onde. Ici, l'émetteur débite dans la ligne en un point de haute impédance, et le mode de couplage entre l'émetteur et la ligne devra être différent, ainsi que nous le verrons plus loin. Donc, lorsque la longueur de la ligne est égale à un nombre impair de quarts d'onde, son impédance d'entrée sera forte aussi longtemps que l'antenne est attaquée en un ventre de courant. Par contre, si la longueur de l'antenne est égale à un nombre entier de demi-longueurs d'onde, l'entrée de la ligne sera un point de basse impédance.

Pour toutes les autres longueurs, il est nécessaire d'accorder la ligne en insérant une self ou une capacité à l'entrée de la ligne. Ce détail sera discuté dans la section suivante.



## Impédance caractéristique. Lignes apériodiques.

Les lignes de la figure 16-7 sont le siège d'ondes stationnaires (comme l'antenne elle-même) et elles doivent être accordées à la résonance. L'impédance d'entrée de ces lignes varie avec leur longueur. Rappelons (chapitre IX) que les ondes stationnaires existent sur les lignes, où une onde *réfléchie* s'ajoute à l'onde initiale. L'onde est totalement réfléchie à l'extrémité d'une ligne quand celle-ci est court-circuitée ou quand elle est ouverte, parce qu'en aucun de ces cas l'énergie ne peut être recueillie ni dissipée

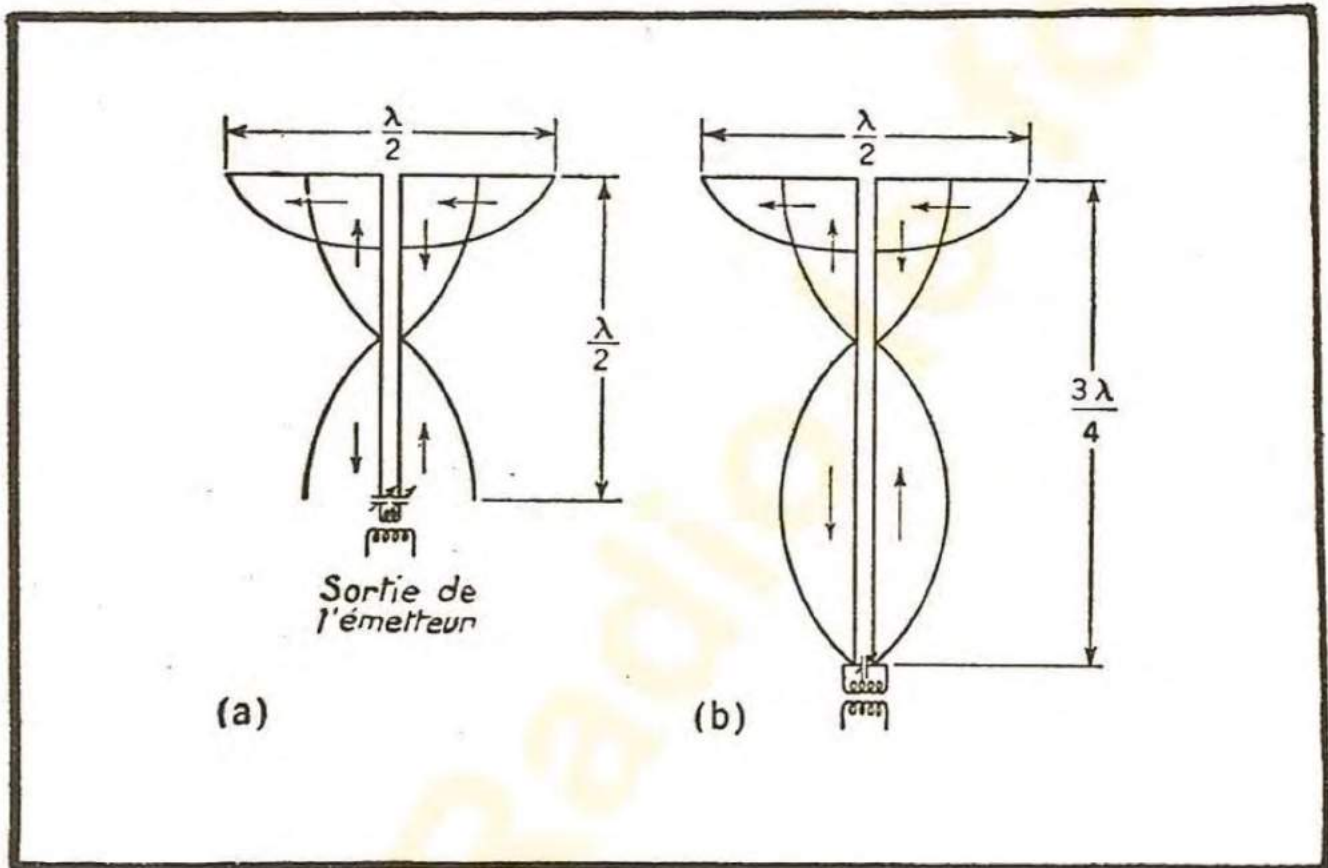


FIG. 16-7. — Antenne demi-onde alimentée par une ligne résonnante. (a) L'impédance d'entrée de la ligne est faible lorsque sa longueur est égale à un nombre entier de demi-longueurs d'onde. (b) Cette impédance est grande quand la longueur de la ligne est égale à un nombre impair de quarts d'onde.

au point terminal de la ligne. Elle ne peut donc qu'être réfléchie. Mais si la ligne se termine sur une résistance, une fraction de l'énergie transmise est dissipée dans cette résistance. Cette fraction est faible quand la résistance terminale est grande (presqu'un circuit ouvert) ; elle est faible aussi quand la résistance est petite (presqu'un court-circuit). Il existe une valeur particulière de la résistance terminale pour laquelle celle-ci absorbe toute l'énergie de l'onde initiale. Cette valeur particulière porte le nom de *résistance* ou d'*impédance caractéristique* de la ligne. Elle est désignée par le symbole  $Z_0$  et est donnée par la relation suivante :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}},$$

$L$  étant la self, et  $C$  la capacité de la ligne par unité de longueur. Dans le cas des lignes



bifilaires, utilisées habituellement pour alimenter les antennes demi-onde, l'impédance caractéristique est de l'ordre de 500 ohms. Si une telle ligne était terminée par une résistance de 500 ohms, toute l'énergie serait absorbée par cette résistance et il n'y aurait pas d'ondes stationnaires sur la ligne. Or, la résistance d'une antenne demi-onde est de 73 ohms, elle est faible relativement à la résistance caractéristique ; il s'ensuit que la plus grande partie de l'énergie est réfléchie au lieu d'être rayonnée par l'antenne. La ligne est le siège d'ondes stationnaires ; mais ce ne sont pas des ondes stationnaires pures, car une certaine fraction de l'énergie est absorbée (de sorte que l'onde réfléchie n'est pas aussi forte que l'onde initiale ; les maximums du courant et de la tension ne sont pas nuls). Cependant, s'il était possible d'insérer entre la ligne et l'antenne un transformateur adaptant l'impédance de l'antenne à celle de la ligne (c'est-à-dire transformant l'impédance de 73 ohms en une impédance de 500 ohms), toute l'énergie contenue dans l'onde initiale serait absorbée à l'extrémité de la ligne, il n'y aurait pas d'onde réfléchie et la ligne serait le siège d'ondes progressives (c'est-à-dire se propageant toujours dans la même direction). Quelle que soit la longueur d'une telle ligne apériodique, son impédance d'entrée sera constante et il ne sera pas nécessaire de l'accorder.

### **Pertes sur les lignes.**

Les pertes sur une ligne apériodique sont inférieures à celles que l'on constate sur une ligne résonnante. Dans ce dernier cas, le courant et la tension sont, en certains points de la ligne, plusieurs fois supérieurs au courant et à la tension qui seraient nécessaires si la ligne fonctionnait en régime progressif. Or, les pertes croissent comme le carré de l'intensité du courant ; quant à la tension, elle peut atteindre des valeurs suffisamment élevées (aux ventres de tension) pour que des claquages se produisent. Il est facile de comprendre ces effets si l'on considère que l'énergie rayonnée par l'antenne n'est que la *différence* entre l'énergie de l'onde initiale et celle de l'onde réfléchie. Si l'onde réfléchie est presque égale à l'onde initiale, leur différence ne sera appréciable que si chacune d'elle atteint une valeur très forte. Supposons, par exemple, qu'un cinquième seulement du courant de l'onde initiale soit absorbé (c'est-à-dire rayonné par l'antenne). En certains points, l'onde initiale et l'onde réfléchie s'ajouteront en phase pour donner  $9/5$  ( $5/5 + 4/5$ ) du courant initial ; le courant en un ventre sera donc 9 fois plus élevé que celui qui serait nécessaire pour alimenter l'antenne si la ligne était le siège d'ondes progressives. Les pertes seront proportionnelles au carré du courant, donc 81 fois plus élevées, que si la ligne fonctionnait en régime progressif. C'est ce qui explique qu'une ligne résonnante, qui transmet une puissance appréciable, subisse un fort échauffement en certains points.

### **Section de ligne utilisée comme transformateur d'impédance.**

Une section de ligne, de longueur égale à un quart de longueur d'onde, est souvent employée pour adapter la ligne à l'antenne. Une telle *section quart d'onde* utilise la distribution du courant sur une ligne résonnante (fig. 16-7 et 16-8) : l'extrémité qui attaque l'antenne est à basse impédance, l'autre extrémité est à haute impédance ; il



existe un point intermédiaire sur la section quart-d'onde où l'impédance est égale à 500 ohms (point *a* de la figure 16-8). Il suffit de connecter la ligne de transmission à ce point pour qu'elle fonctionne en régime progressif (étant terminée par une résistance égale à sa résistance caractéristique).

## Lignes bifilaires et lignes concentriques.

Les deux types de lignes le plus couramment utilisés sont la ligne à deux fils parallèles, et la ligne concentrique ou coaxiale. La plupart des stations d'amateurs utilisent la ligne bifilaire, moins coûteuse et plus facile à installer. Dans les installations commerciales, on lui préfère la ligne concentrique, qui est constituée par un conducteur en cuivre disposé à l'intérieur d'un tube en cuivre également. Le courant parcourt la surface extérieure du conducteur central et la surface intérieure du conducteur extérieur. La distribution des champs électrique et magnétique est celle de la figure 16-9, et on voit qu'une

telle ligne est entièrement isolée des perturbations extérieures. D'autre part, les champs étant arrêtés par la surface intérieure du conducteur-enveloppe, la ligne ne rayonne pas. Les diamètres des conducteurs, extérieur et intérieur, dépendent de la puissance à transmettre et varient entre 12 mm (pour le conducteur extérieur), quand la puissance est de l'ordre de quelques watts, et 8 à 10 cm dans le cas d'une station de 50 kW. Les pertes dépendent des diamètres des conducteurs, d'une part, et du rapport de ces diamètres, d'autre part. La valeur optimum de ce rapport est de 3,6, mais on peut s'en écarter notablement sans que les pertes augmentent d'une manière sensible.

L'impédance caractéristique d'une ligne concentrique est beaucoup plus faible que celle d'une ligne bifilaire; elle est de l'ordre de 75 ohms. Connaissant les diamètres des conducteurs, elle peut être déterminée à partir de la formule ci-dessous :

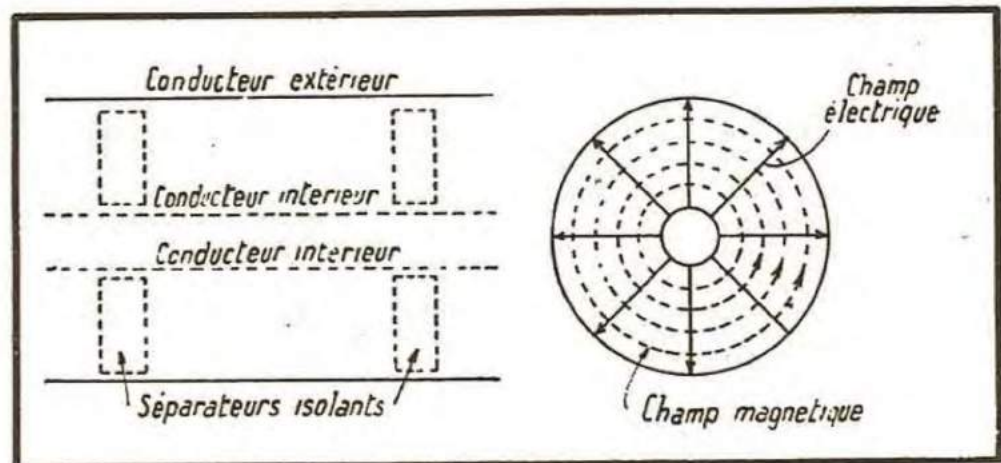


FIG. 16-9. — Ligne de transmission coaxiale. Répartition des champs électrique et magnétique.

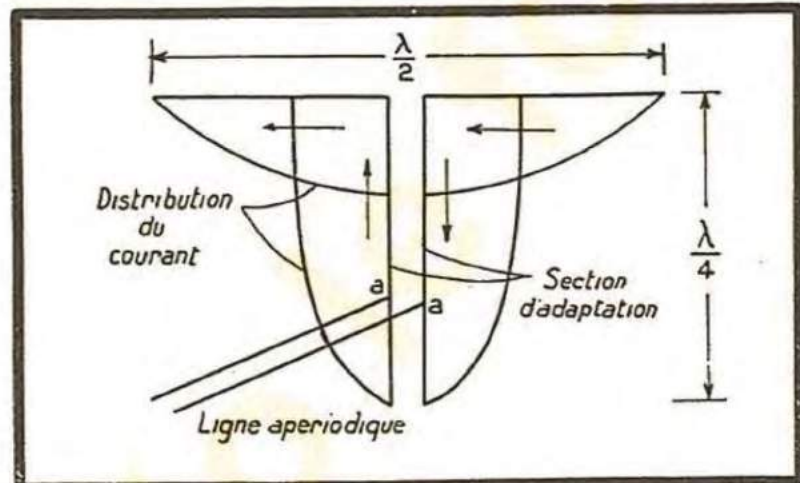


FIG. 16-8. — Utilisation d'une section quart d'onde pour adapter une ligne de 500 ohms à une antenne de faible impédance (73 ohms).



$$Z_0 = 138 \log_{10} \frac{b}{a},$$

$b$  étant le diamètre intérieur du conducteur extérieur, et  $a$  le diamètre extérieur du conducteur central. Pour le rapport optimum  $b/a = 3,6$  on a :

$$Z_0 = 138 \log_{10} 3,6 = 77 \text{ ohms.}$$

Pour une ligne bifilaire, on a :

$$Z_0 = 276 \log_{10} b/a.$$

Ici,  $b$  représente l'écartement des milieux des conducteurs et  $a$  leur rayon.

Une différence importante entre ces deux types de lignes réside dans le fait que la ligne bifilaire est symétrique ou équilibrée, alors que la ligne concentrique n'est pas équilibrée par rapport au sol. Dans le cas de la ligne bifilaire, les deux conducteurs ont la même capacité et la même self unitaire, et leurs caractéristiques physiques par rapport au sol sont les mêmes. Dans le cas de la ligne concentrique, le conducteur extérieur est au potentiel du sol, de sorte que la tension sur le conducteur central est une tension par rapport à la terre. Il en résulte que les lignes bifilaires sont avantageuses quand il s'agit d'alimenter une antenne symétrique par rapport au sol, telle une antenne demi-onde alors que les lignes concentriques conviennent particulièrement dans le cas des antennes mises à la terre, puisque l'une des connexions de la ligne doit alors être reliée à la terre (quand la ligne est directement connectée à l'antenne). Il est possible d'alimenter une antenne reliée au sol au moyen d'une ligne symétrique, et une antenne symétrique, isolée dans l'espace, au moyen d'une ligne concentrique, mais des cellules de couplage appropriées sont alors indispensables.

## Cellules de couplage.

Des cellules de couplage sont insérées entre l'émetteur et la ligne de transmission, et entre la ligne et l'antenne (quand il n'y a pas de ligne de transmission, une cellule appropriée relie directement l'émetteur à l'antenne).

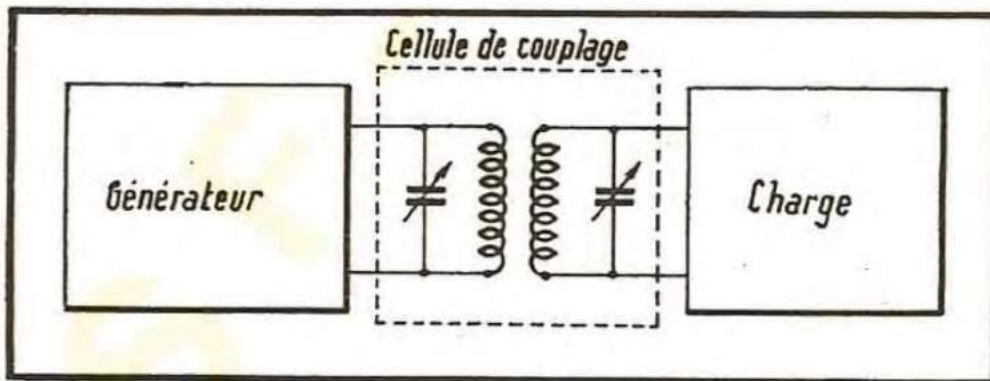


FIG. 16-10. — Cellule de couplage à accord série, reliant une charge de faible impédance.

Les cellules de couplage permettent d'isoler la ligne et l'antenne des potentiels continus importants auxquels est soumis l'émetteur.

L'accord des circuits qu'elles doivent relier est rendu

possible grâce aux éléments variables, condensateurs et inductances, dont elles sont équipées. Leurs bobines de couplage sont réglables également et cela facilite l'adaptation des différentes impédances en vue du meilleur transfert de l'énergie.

Il existe différents types de cellules de couplage (voir les fig. 16-10 et 16-15).



Mais on peut expliquer les deux fonctions (l'accord et l'adaptation) de ces cellules en se rapportant à la cellule simple représentée sur la figure 16-10.

**Accord.** — Pour obtenir un courant important dans une antenne ou dans tout autre circuit présentant une réactance, il est nécessaire d'accorder ce circuit à la résonance. Nous avons montré au chapitre III que cela consistait à ajouter, dans le circuit, une réactance telle que l'ensemble des réactances inductives du circuit soit égal à l'ensemble des réactances capacitives.

La cellule de la figure 16-10 comporte deux condensateurs variables, destinés à accorder le circuit du générateur et celui de la charge. Il est évident que chacun de ces circuits peut exiger un appoint d'inductance (et non de capacité) pour pouvoir être accordé, mais dans ce cas, il suffit de prévoir les selfs de couplage de façon qu'elles rendent inductif l'ensemble du circuit considéré (sans le condensateur variable). Dans les installations de faible ou moyenne puissance, les condensateurs variables sont préférés aux selfs, car ils sont plus faciles à réaliser et à ajuster. Toutefois, dans certains émetteurs de grande puissance, c'est quelquefois le contraire qui se produit (les condensateurs fixes et les inductances variables).

Quand un seul circuit est désaccordé (l'autre étant déjà réglé à la résonance), un seul élément variable est nécessaire. Deux éléments sont indispensables quand les deux circuits doivent être accordés, et quand le couplage entre eux est lâche. La définition du couplage lâche a été donnée au chapitre III, et l'on sait que dans ce cas l'accord de l'un des circuits n'influe pas sur l'autre ; les deux accords peuvent être effectués séparément. Si, au contraire, le couplage est serré (supérieur au couplage critique), l'accord de chaque circuit affecte l'accord de l'autre, de sorte qu'un seul élément variable suffit pour ajuster les deux circuits à la résonance.

Il est nécessaire, toutefois, de régler également le couplage à la valeur donnant la meilleure adaptation et ce réglage affecte à son tour l'accord des circuits ; il en résulte qu'un réglage correct de l'ensemble est assez difficile à obtenir et que ce réglage est

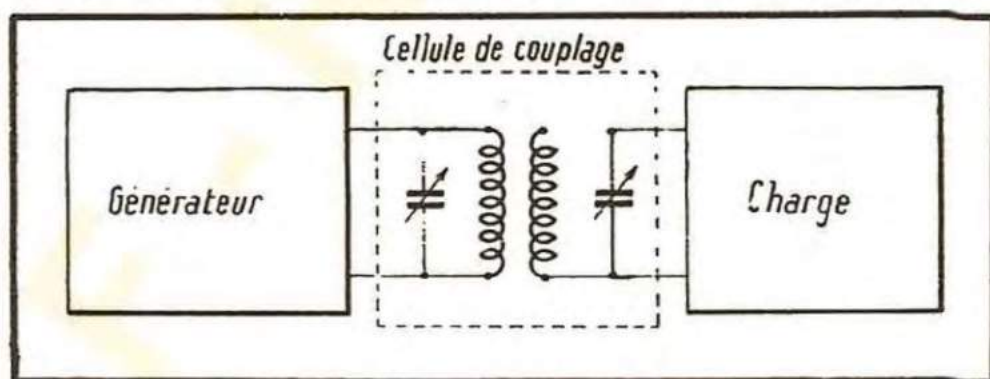


FIG. 16-11. — Cellule de couplage à accord parallèle, reliant une charge de haute impédance à un générateur de haute impédance.

beaucoup plus aisé avec un élément variable dans chaque circuit. Dans ce cas, on rend d'abord lâche le couplage entre les deux circuits, que l'on accorde ensuite séparément, après quoi il suffit d'augmenter progressivement le couplage jusqu'à ce que le courant dans le circuit secondaire soit maximum. La facilité d'un tel réglage fait que deux éléments variables sont souvent utilisés là où un seul serait à la rigueur suffisant.

**Adaptation des impédances.** — C'est la deuxième fonction des cellules



de couplage. Sur la figure 16-10, la meilleure adaptation s'obtient en faisant varier le couplage entre les deux bobines. Si l'on désire (ce n'est pas toujours le cas) transmettre le maximum de puissance, on règle le couplage de façon que la résistance que présente la charge aux bornes du générateur (à travers la cellule de couplage) soit égale à la résistance intérieure du générateur. Nous avons montré (au chapitre VII) que cela était la condition optimum pour le transfert de puissance.

On peut faire varier le couplage autrement qu'en modifiant la position relative des deux bobines. Si celles-ci sont fixées sur un support commun, on peut faire varier le couplage en attaquant les bobines par des prises intermédiaires.

Les valeurs des inductances mutuelles, qui peuvent être réalisées dans le cas des selfs à air, utilisées dans les cellules d'adaptation d'antennes, sont relativement faibles. Quand le générateur et la charge sont peu résistants, le courant nécessaire pour fournir une puissance donnée est considérable ; il en résulte que le flux magnétique, que ce courant engendre, induit dans le secondaire une tension suffisante.

Le circuit *série*, dans lequel le condensateur et la self sont en série avec le générateur, est satisfaisant dans ce cas. Mais quand les circuits ont une résistance élevée, les courants sont faibles et un grand nombre de spires est nécessaire pour que la tension

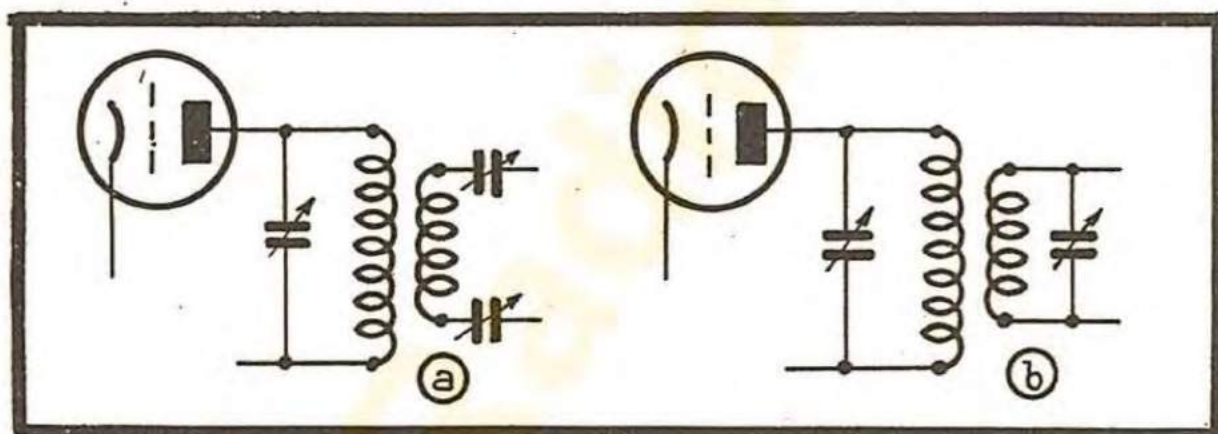


FIG. 16-12. — Couplage d'un émetteur à une ligne résonnante. (a) Accord série, pour l'attaque d'un point à faible impédance. (b) Accord parallèle, pour l'attaque d'un point à haute impédance.

secondaire soit suffisante. C'est le montage en parallèle de la figure 16-11 qui est alors utilisé. Ici le courant débité par le générateur est faible (alors que la tension qu'il produit est forte), mais le courant qui circule dans le circuit antirésonnant primaire est considérable. Le flux magnétique engendré par ce courant induit une tension suffisante dans le secondaire. Si le circuit primaire est à haute impédance (courant faible, tension élevée), et le circuit secondaire à basse impédance, on utilisera le montage en parallèle pour le premier circuit, et le montage série pour le second.

**Quelques exemples de cellules de couplage.** — La figure 16-12 indique les deux modes de couplage entre l'émetteur et une ligne résonnante. Le circuit anodique de l'étage final est un circuit à haute impédance, on y utilise donc l'accord parallèle. Du côté secondaire, on utilise l'accord série quand la ligne est attaquée en un point de basse impédance (fig. 16-12 a), et l'accord parallèle quand la ligne est attaquée en un point de haute impédance (fig. 16-12 b).



Quand on utilise une ligne bifilaire aperiodique, son impédance d'entrée est une résistance pure (de l'ordre de 500 ohms, le plus souvent) dont la valeur ne dépend pas de la longueur de la ligne. Les circuits de couplage de la figure 16-13 conviennent dans ce cas. Dans la variante de la figure 16-13 a, le condensateur est supprimé du côté secondaire, et la faible inductance qu'introduit la bobine de couplage est accordée par le réglage du primaire. Pour obtenir cet accord, un couplage serré est indispensable. Dans la variante de la figure 16-13 b, le même résultat est obtenu par un couplage capacitif direct. Le degré de couplage varie suivant la position des prises ; quelques spires seulement entre les prises procurent un couplage lâche, un grand nombre de spires donnent un couplage serré. Les condensateurs fixes sont nécessaires pour isoler la ligne du potentiel continu anodique de l'étage final.

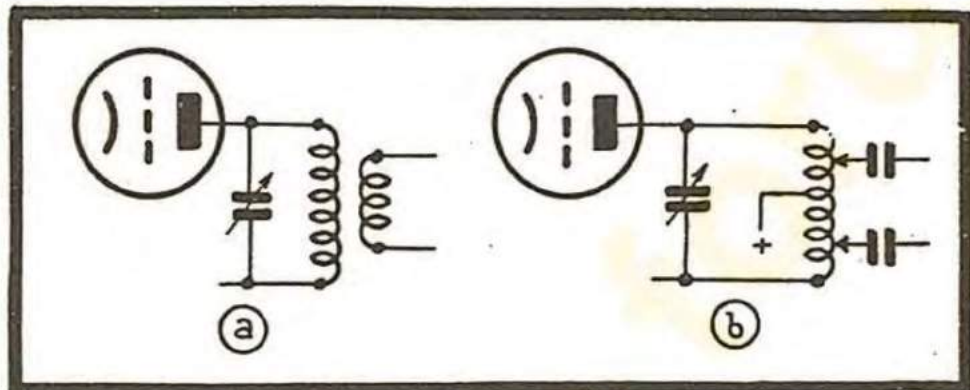


FIG. 16-13. — Couplage d'un émetteur à une ligne aperiodique. (a) Couplage inductif. (b) Couplage direct.

La figure 16-14 montre une cellule de couplage entre l'émetteur et une ligne concentrique (ou toute autre ligne non symétrique). Une telle ligne a une impédance d'entrée faible, de sorte que l'on emploie l'accord série. Un blindage électrostatique est souvent employé dans ce cas. Un tel blindage permet le couplage magnétique, mais empêche tout couplage capacitif (électro-statique) entre les bobines en présence.

La figure 16-14 montre une cellule de couplage entre l'émetteur et une ligne concentrique (ou toute autre ligne non symétrique). Une telle ligne a une impédance d'entrée faible, de sorte que l'on emploie l'accord série. Un blindage électrostatique est souvent employé dans ce cas. Un tel blindage permet le couplage magnétique, mais empêche tout couplage capacitif (électro-statique) entre les bobines en présence.

**Couplage entre la ligne et l'antenne.** — La figure 16-15 indique les différents modes de couplage entre la ligne et l'antenne. La figure 16-15 a représente

une antenne verticale à la terre, alimentée en série. Si l'antenne est d'une hauteur inférieure à un quart de longueur d'onde, sa réactance d'entrée sera capacitive, et une self réglable sera nécessaire pour l'accorder. Aucun dispositif n'est prévu pour le réglage de l'adaptation.

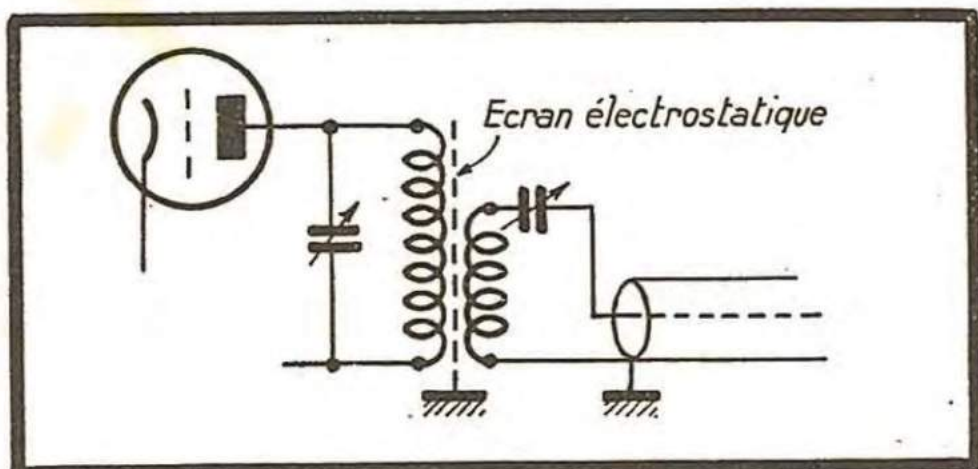


FIG. 16-14. — Couplage d'un émetteur à une ligne non équilibrée.

La résistance de rayonnement d'une antenne quart-d'onde est de 36 ohms ; elle décroît ensuite rapidement, quand la hauteur de l'antenne diminue, et n'est plus que de 13 et de 7 ohms respectivement pour un sixième et un huitième de longueur d'onde.



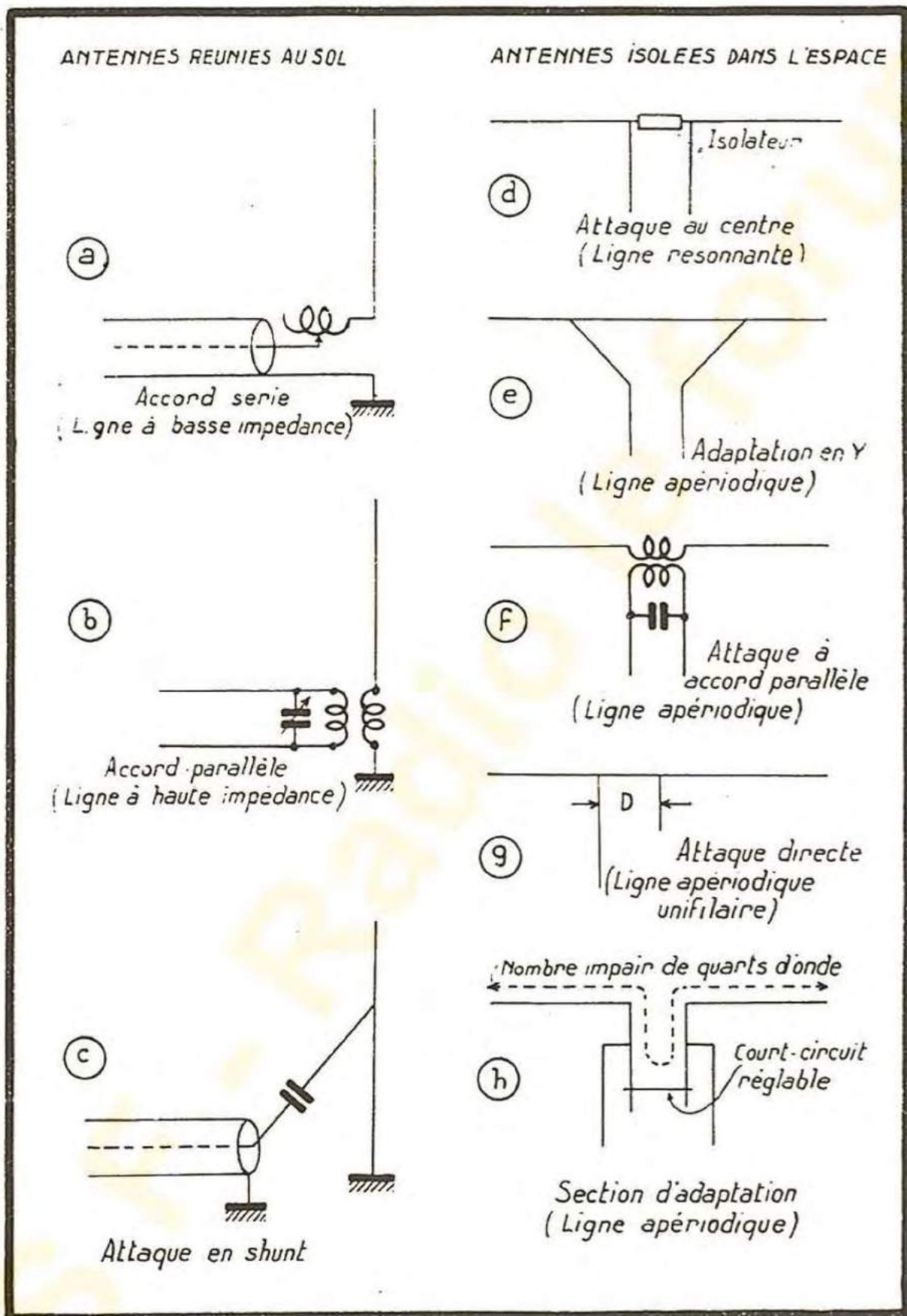


FIG. 16-15. — Méthodes de couplage des lignes de transmission aux antennes.

Il peut en résulter un sérieux écart par rapport à l'adaptation correcte, et la ligne peut ne plus fonctionner en régime d'ondes progressives. La figure 16-15 b indique un circuit parallèle couplant une ligne d'impédance élevée (500 ohms) à une antenne mise à la terre. La bobine insérée entre l'antenne et la terre permet d'accorder l'antenne ;



d'égale amplitude. L'expression « en phase » signifie que les deux courants atteignent leur valeur maximum au même instant. La figure 16-17 a indique le diagramme horizontal d'un tel aérien composé ; c'est le diagramme connu sous le nom de diagramme « en huit ». La direction d'annulation coïncide avec l'axe passant par les deux antennes. Le graphique de la figure 16-17 b permet de voir que dans la direction OA les distances entre les antennes et le point de réception sont égales, de sorte que les champs reçus en A sont en phase. Si l'on effectue l'addition vectorielle (voir chapitre III) de ces champs, on voit que le champ résultant est égal à 2 fois les champs composants (fig. 16-17 c).

Dans la direction OB, l'antenne 2 est plus éloignée d'une demi-longueur d'onde du point de réception que l'antenne 1, de sorte que les champs au point B sont en opposition de phase et s'annulent (voir fig. 16-17 d).

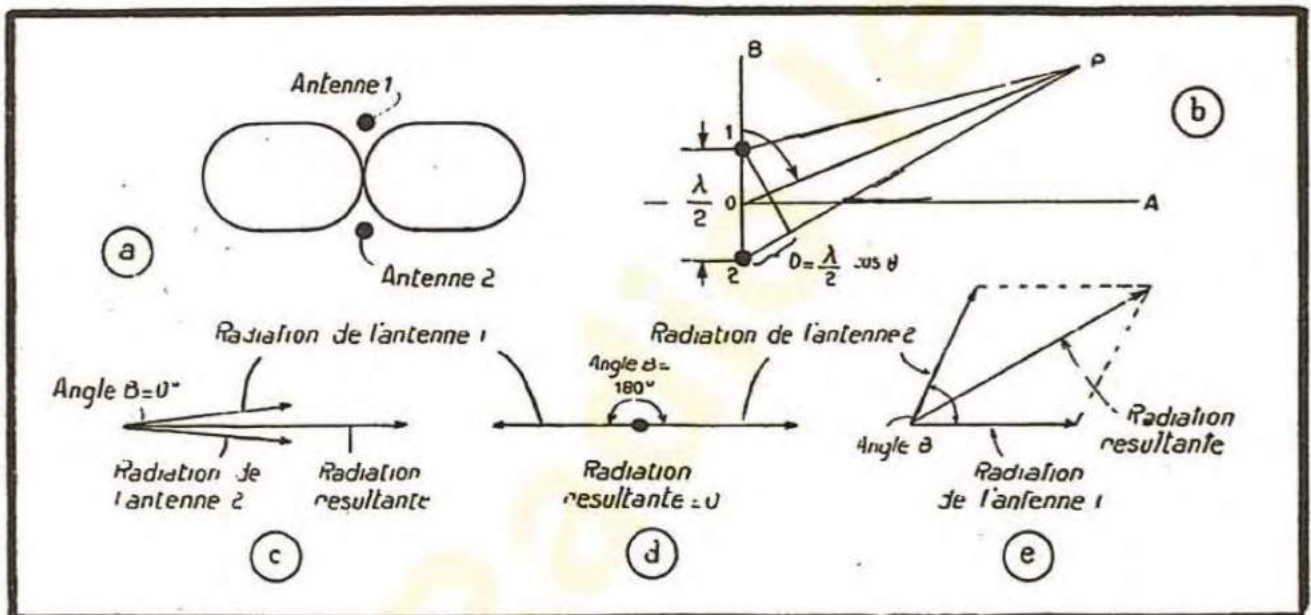


FIG. 16-17. — Diagramme de rayonnement horizontal de deux antennes verticales distantes d'une demi-longueur d'onde et alimentées en phase. (a) Diagramme de rayonnement. (b), (c), (d) et (e) Construction de ce diagramme.

En un point P, dont la direction fait avec les antennes un angle  $\theta$ , la différence de distance parcourue par les deux ondes est inférieure à la demi-longueur d'onde. Nous pouvons écrire, pour cette différence des distances (fig. 16-17 b) :  $D = \frac{\lambda}{2} \cos \theta$ .

L'angle de déphasage B sera ici :

$$B = 180^\circ \times \frac{D}{\lambda/2} = 360^\circ \times \frac{D}{\lambda}.$$

L'addition vectorielle des champs au point P est indiquée sur la figure 16-17 e. On obtient ainsi une valeur du champ pour chaque angle  $\theta$  et on peut tracer le diagramme de la figure 16-17 a.

Calculons, à titre d'exemple, le champ dans la direction  $\theta = 60^\circ$ . La distance D est :



$$D = \frac{\lambda}{2} \cos 60^\circ = \frac{\lambda}{4}.$$

L'angle B est :

$$B = 360 \times \frac{D}{\lambda} = 90^\circ.$$

Pour  $B = 90^\circ$  les deux vecteurs composants sont perpendiculaires l'un à l'autre, et le vecteur résultant s'obtient en multipliant l'un d'eux par  $\sqrt{2}$ . Il s'ensuit que le champ rayonné dans la direction  $\theta = 60^\circ$  est égal à  $\sqrt{2}/2$  fois le champ maximum rayonné dans la direction OA.

### Antennes alimentées en opposition de phase.

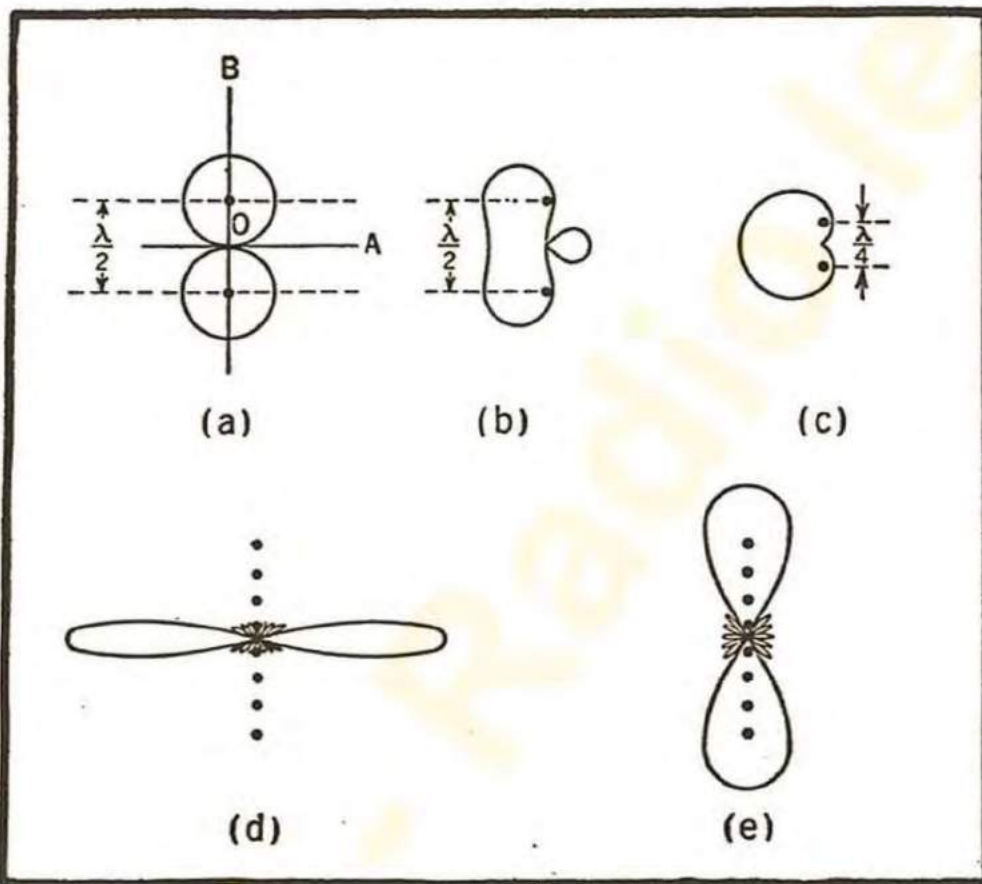


FIG. 16-18. — Diagrammes de rayonnement des systèmes aériens directs couramment utilisés. (a) Deux antennes distantes d'une demi-longueur d'onde et déphasées de  $180^\circ$ . (b) Les mêmes antennes avec un déphasage de  $90^\circ$ . (c) Deux antennes écartées d'un quart de longueur d'onde et déphasées de  $90^\circ$ . (d) Rideau transversal (courants en phase). (e) Rideau longitudinal (courants déphasés de  $180^\circ$ ).

Dans ce cas, on obtient encore un diagramme de rayonnement « en huit », mais ici la direction d'annulation est perpendiculaire à la ligne des antennes (figure 16-18 a). En effet, les ondes qui quittent les deux antennes étant en opposition de phase, les champs s'annulent au point A. Par contre, au point B, les deux champs arrivent en phase, à cause de la différence de marche de  $180^\circ$  qui existe dans cette direction.

### Variation du déphasage entre antennes.

En faisant varier les phases relatives des courants (d'égale amplitude) qui alimentent les deux antennes, on modifie les directions d'annulation, ainsi que la forme des diagrammes. Le diagramme de la figure 16-18 b a été établi pour une différence de phase de  $90^\circ$ .



## Variation de l'écartement des antennes .

On fait encore varier l'allure des diagrammes en modifiant l'écartement des antennes. Un cas qui présente un intérêt particulier est celui du diagramme en *cardioïde*, obtenu en prenant un écartement d'un quart de longueur d'onde et un déphasage de  $90^\circ$ . Ce diagramme (tracé sur la figure 16-18 c) porte quelquefois le nom de diagramme unilatéral ; en effet la plus grande partie de l'énergie est émise dans une seule direction.

## Rideau d'antennes .

Lorsqu'une directivité supérieure à celle que fournit un système de deux antennes est nécessaire, on emploie un alignement de plusieurs antennes équidistantes. Quand ces antennes sont distantes d'une demi-longueur d'onde les unes des autres, et qu'elles sont alimentées en phase, l'énergie est rayonnée dans une direction perpendiculaire à la ligne des antennes ; il est évident, en effet, que c'est dans cette direction que les champs dus aux différentes antennes vont s'ajouter (figure 16-18 d). Si les antennes successives sont alimentées en phase et en opposition de phase, le diagramme résultant sera celui de la figure 16-18 c et l'énergie sera rayonnée suivant les directions de l'alignement des antennes.

## Diagrammes horizontaux des antennes horizontales .

Les diagrammes des figures 16-17 et 16-18 sont, soit des diagrammes horizontaux des antennes verticales, soit des diagrammes verticaux des antennes horizontales. L'effet du sol sur ces diagrammes sera étudié plus loin. Le diagramme horizontal de deux antennes horizontales, espacées d'une demi-longueur d'onde et alimentées en phase, peut être obtenu de la même manière que celui de la figure 16-17. Il faut cependant tenir compte d'une différence entre les deux cas. Dans le cas des antennes verticales, le diagramme individuel de chaque antenne était un cercle, alors que dans le cas des antennes horizontales, le diagramme horizontal individuel est celui de la figure 16-16 c. Le diagramme de la figure 16-17 est le diagramme de groupe ; multiplié par le diagramme individuel, il fournit le diagramme résultant du système (fig. 16-19). Ce principe de multiplication de diagrammes permet de mettre en évidence l'action du sol sur les diagrammes verticaux des systèmes d'antennes.

## Systemes colinéaires .

Un alignement des doublets demi-onde, colinéaires et alimentés en phase, aura un diagramme de groupe similaire à celui de la figure 16-17 a. Le diagramme individuel (de chaque antenne) étant celui de la figure 16-16 c, le diagramme résultant s'obtient par la multiplication de ces deux diagrammes (fig. 16-20).

## Action du sol sur les diagrammes verticaux .

Le sol n'est pas parfaitement conducteur et ne réfléchit pas complètement les ondes électro-magnétiques. Toutefois, aux ondes moyennes et longues, l'hypothèse



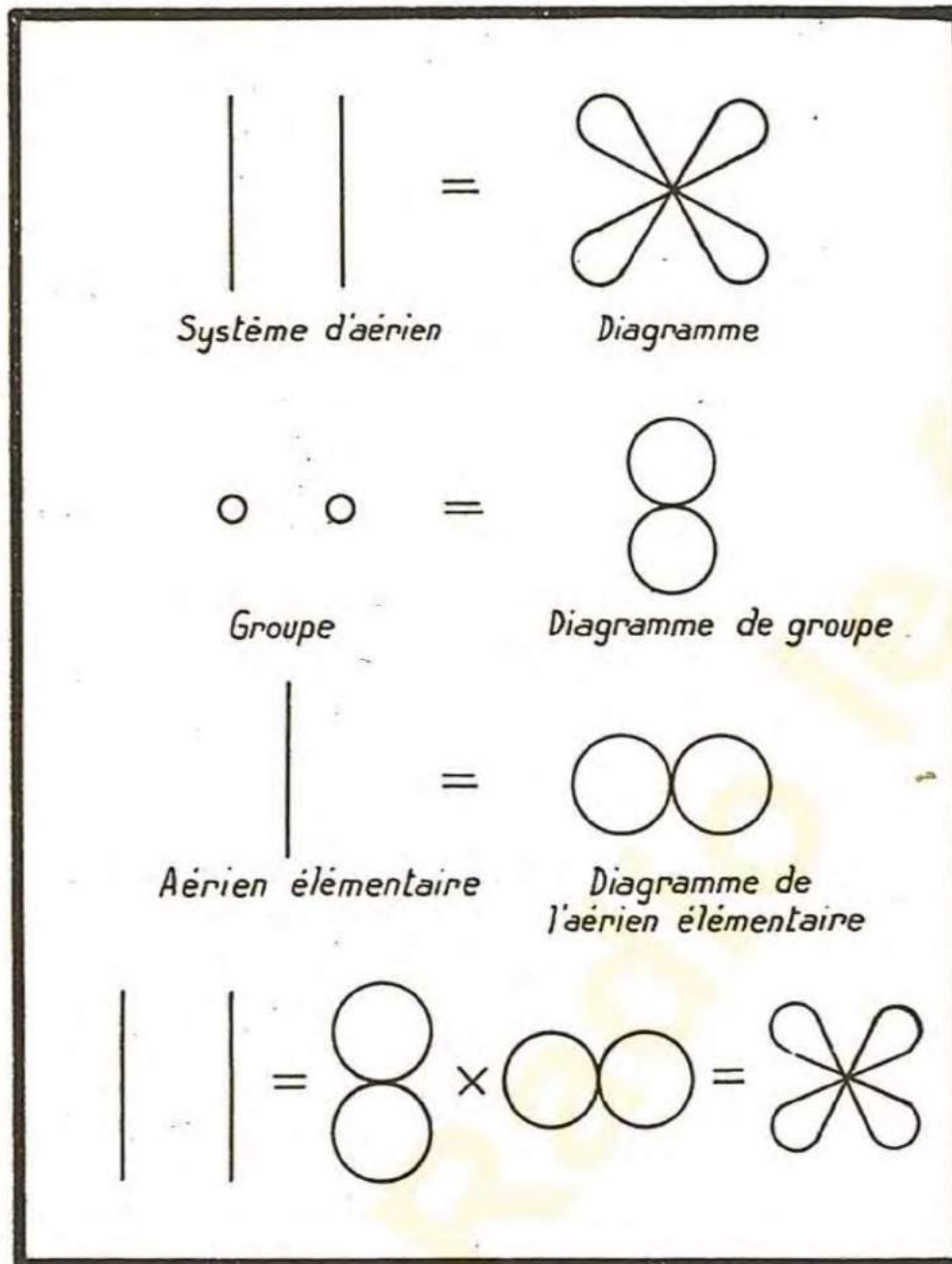


FIG. 16-19. — Diagramme horizontal de deux antennes horizontales distantes d'une demi-longueur d'onde et alimentées en phase (déterminé en utilisant le principe de la multiplication des diagrammes).

longueur d'onde, par exemple, au-dessus du sol. L'antenne-image est encore disposée symétriquement par rapport à la surface du sol, mais le courant est déphasé de  $180^\circ$  par rapport au courant dans l'antenne réelle. Ce déphasage est dû au fait qu'une onde polarisée horizontalement subit, au point de réflexion, une rotation de phase de  $180^\circ$ .

On peut donc tenir compte de l'effet du sol en établissant le diagramme de rayonnement de l'ensemble antenne réelle-antenne image. Dans le cas d'une antenne horizontale placée à un quart de longueur d'onde au-dessus du sol, on obtient, en procédant ainsi, le diagramme de la figure 16-22. Bien entendu, seule la partie supérieure du diagramme est valable. Les diagrammes d'une antenne horizontale placée successivement à  $\lambda/4$ ,  $\lambda/2$ ,  $3\lambda/4$  et  $\lambda$  au-dessus du sol sont représentés sur la figure 16-23.

d'un sol parfaitement conducteur permet de déterminer ses effets sur les caractéristiques de rayonnement des antennes. La figure 16-21 représente une antenne verticale placée à une hauteur d'une demi-longueur d'onde au-dessus du sol. En un point éloigné P, tout se passe comme si l'onde réfléchie provenait d'une *antenne-image* placée à une distance d'une demi-longueur d'onde au-dessous de la surface de la terre. Cette antenne-image est en phase avec l'antenne réelle, et forme avec elle un aérien directif. La figure 16-21 b



## Cadres.

L'antenne-cadre, représentée sur la figure 16-24, possède des propriétés directives très utiles. En général, les dimensions d'une telle antenne sont petites par rapport à la longueur d'onde, de sorte que les courants dans les brins du cadre sont tous en phase (comme l'indiquent les flèches). Il s'ensuit que les deux brins verticaux du cadre sont équivalents à deux antennes distantes d'une fraction de longueur d'onde et parcourues par des courants égaux et opposés. Le diagramme de rayonnement horizontal est donc un diagramme « en huit », dont la direction d'annulation est ortho-

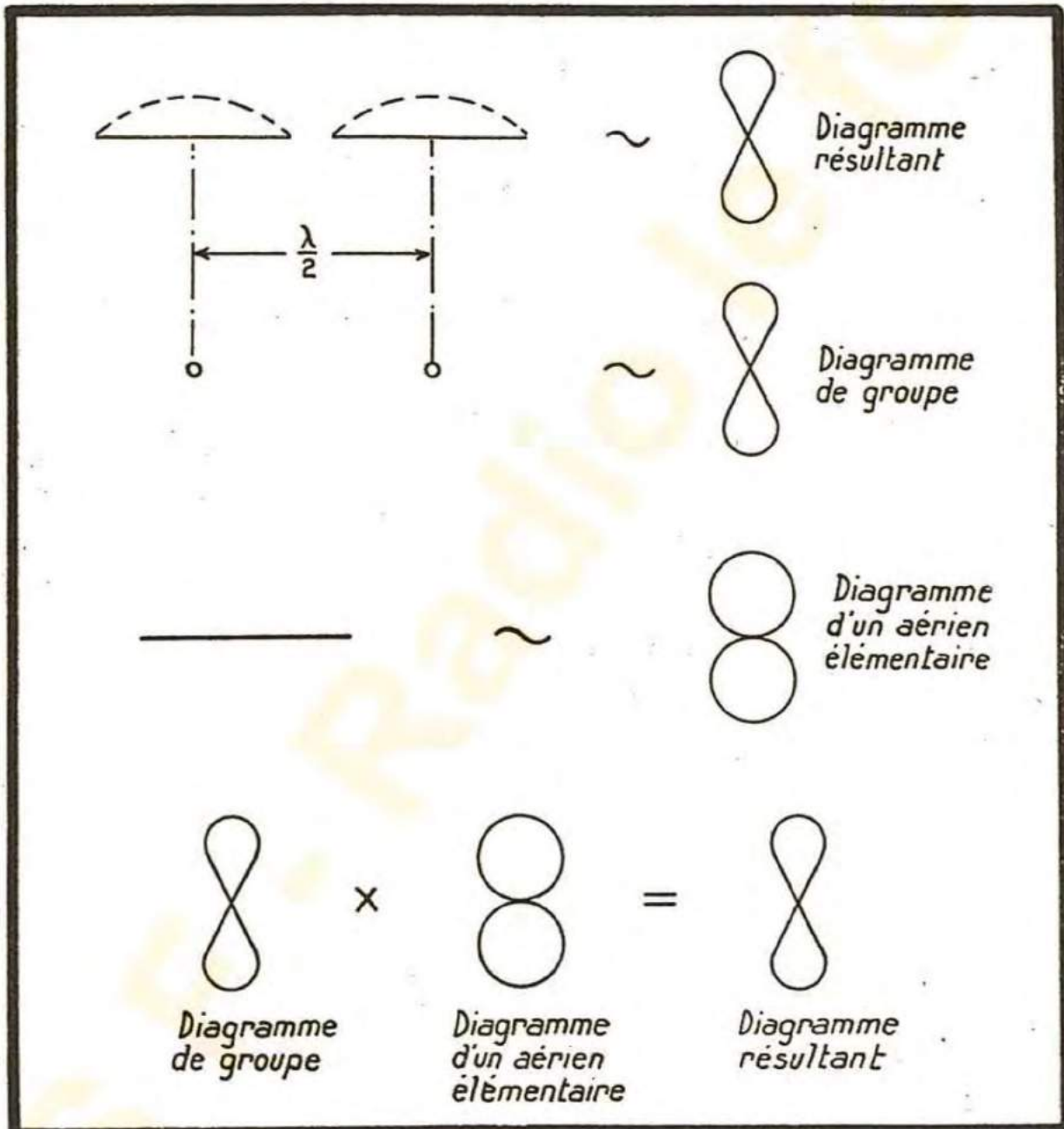


FIG. 16-20. — Diagramme d'un aérien co-linéaire (deux doublets demi-onde, alimentés en phase). Obtenu en utilisant le principe de la multiplication des diagrammes.

gonale au plan du cadre. Les courants dans les brins horizontaux étant également égaux et opposés, leur diagramme est aussi un diagramme « en huit » (vertical cette fois-ci) dont la direction d'annulation est perpendiculaire au plan du cadre. L'existence de cette direction d'extinction rend les antennes-cadres très utiles dans la radiogoniométrie.



## Radio-phares.

Ce sont des dispositifs basés sur les propriétés directives des antennes, et qui

permettent aux avions de suivre les routes de navigation tracées par des procédés radio-électriques. Les radio-phares de navigation, en usage courant aux États-Unis, fonctionnent de la manière suivante : si l'avion suit la route balisée, on entend dans le récepteur un signal continu ; s'il s'écarte de cette route, le pilote entend le signal télégraphique A (· —) d'un côté, et le signal complémentaire N (— ·) de l'autre. On comprendra le principe de ces radio-phares en examinant le diagramme de la figure 16-25. On utilise quatre antennes formant deux cadres orthogonaux ; un dispositif de commutation envoie l'énergie alternativement dans le cadre A et dans le cadre N. Quand

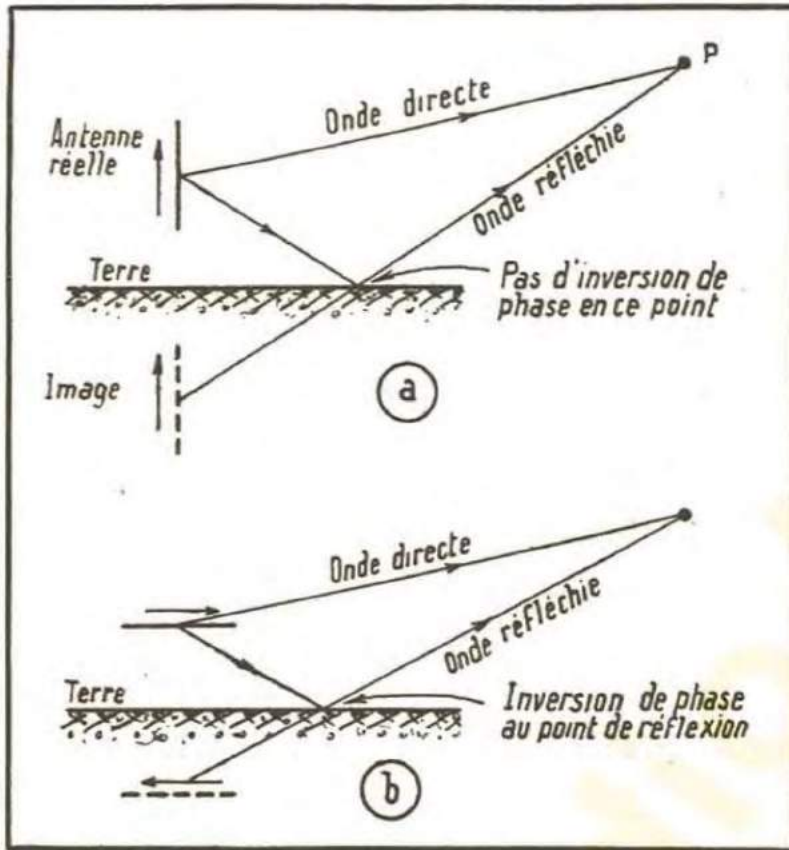


FIG. 16-21. — Antenne-image due à un sol parfaitement conducteur. (a) Antennes verticales (réflexion sans inversion de phase). (b) Antennes horizontales (réflexion avec inversion de phase).

le cadre A est alimenté, le diagramme de rayonnement est celui en trait plein. Pour le cadre N, c'est le diagramme en pointillé qui est valable. D'une manière générale, dans une direction donnée, le champ sera plus fort pour l'une ou pour l'autre position du dispositif de commutation, et c'est seulement dans les directions BC et DE, où les diagrammes se recoupent, que les champs seront égaux. Le dispositif de commutation envoie l'énergie dans le cadre A suivant la cadence : signal bref (point), pause brève, signal long (trait), pause longue, etc... Pendant les pauses du signal envoyé dans A c'est le cadre N qui est alimenté. Par conséquent, quand l'avion quitte l'axe de l'alignement, le pilote entend les A ou

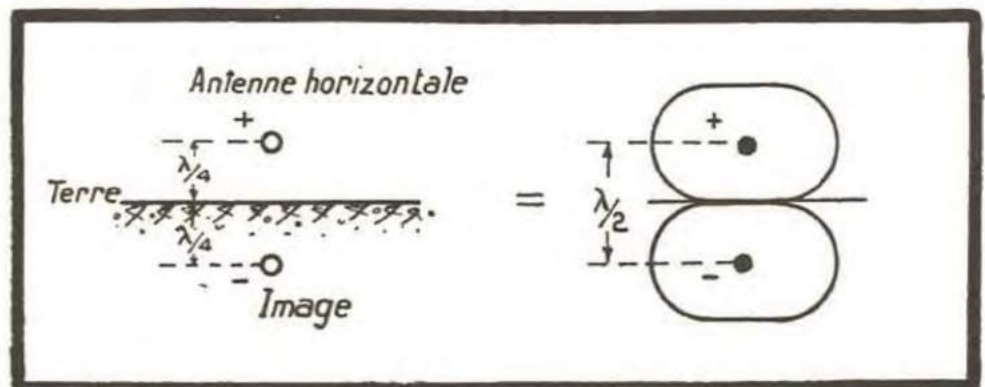


FIG. 16-22. — Diagramme de rayonnement vertical d'une antenne horizontale placée à un quart de longueur d'onde au-dessus du sol. Diagramme déterminé en tenant compte de l'antenne-image.



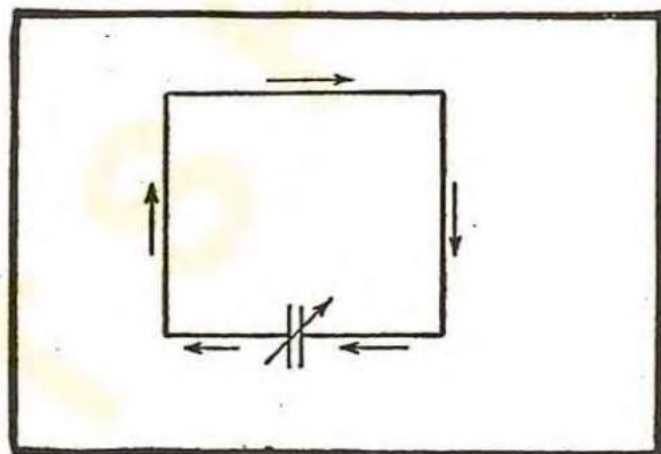
les N suivant le côté de l'axe où il se trouve. Suivant les axes B C et E D, il entend un trait continu.

En réalité, l'axe n'est pas un trait fin, c'est un chenal d'une certaine ouverture angulaire ; en effet, l'oreille est incapable de discerner de très faibles différences de niveau sonore.

La largeur de l'axe est habituellement de l'ordre de 1 à 2 degrés, le chenal est évidemment d'autant plus étroit que l'on se rapproche du radio-phare. Tels qu'ils ont été définis sur le diagramme de la figure 16-25, les axes sont orthogonaux et se confondent avec les direc-

tions B C et D E. Si l'on désire modifier les directions d'alignement, il faut changer la forme des diagrammes, soit en changeant la position des antennes, soit en les alimentant avec des niveaux d'énergie différents, soit, enfin, en ajoutant au système existant des antennes complémentaires. Les radiophares utilisent, généralement, quatre antennes verticales, mais il est bien clair que chaque paire d'antennes peut être remplacée par un cadre dont le diagramme de rayonnement aurait la même forme.

Directement au-dessus du radio-phare, il existe un *cône de silence*, dû à l'affaiblissement du champ rayonné par les deux cadres. Avant d'atteindre le cône de silence



qui indique au pilote le survol du radio-phare, le signal devient très fort avant de tomber rapidement. Il existe de faux cônes de silence provoqués par le survol de régions accidentées (des vallées profondes, par exemple), mais il est facile de les distinguer par l'absence du renforcement du signal avant son extinction.

Le fonctionnement des radio-phares est affecté par ce qu'on appelle l'*erreur de nuit*. Comme leur longueur d'onde est

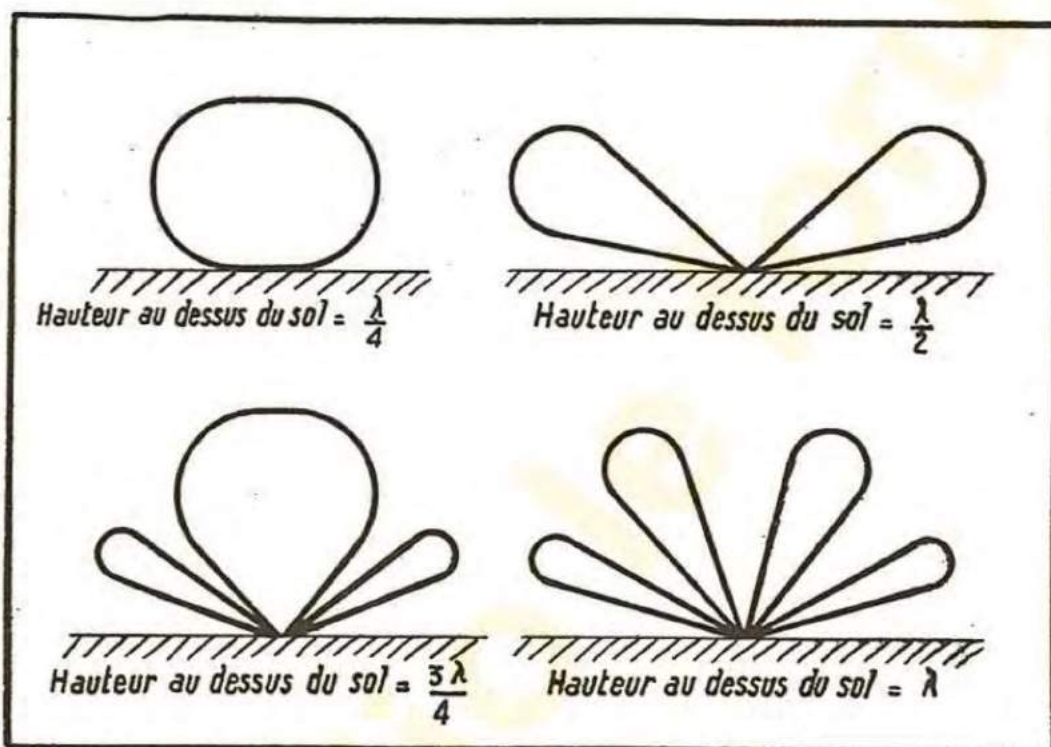


FIG. 16-23. — Diagrammes de rayonnement vertical, d'une anenne horizontale placée aux différentes hauteurs au-dessus du sol (supposé parfaitement conducteur).



généralement assez élevée, une onde indirecte est présente, de nuit, exactement comme dans la gamme de la radio-diffusion. Les réflexions ionosphériques peuvent modifier la forme apparente des diagrammes de rayonnement, d'où une légère déviation des axes d'alignement. L'erreur de nuit est faible dans le cas des antennes verticales, mais peut atteindre des valeurs élevées dans le cas des cadres.

## Radiogoniomètres et radio-compass.

Un radio-phare maintient l'avion sur une route prédéterminée, mais il ne renseigne pas le pilote sur sa position exacte. Pour connaître celle-ci, on a recours à un radio-goniomètre ou à un radio-compass. La radio-goniométrie est également utilisée

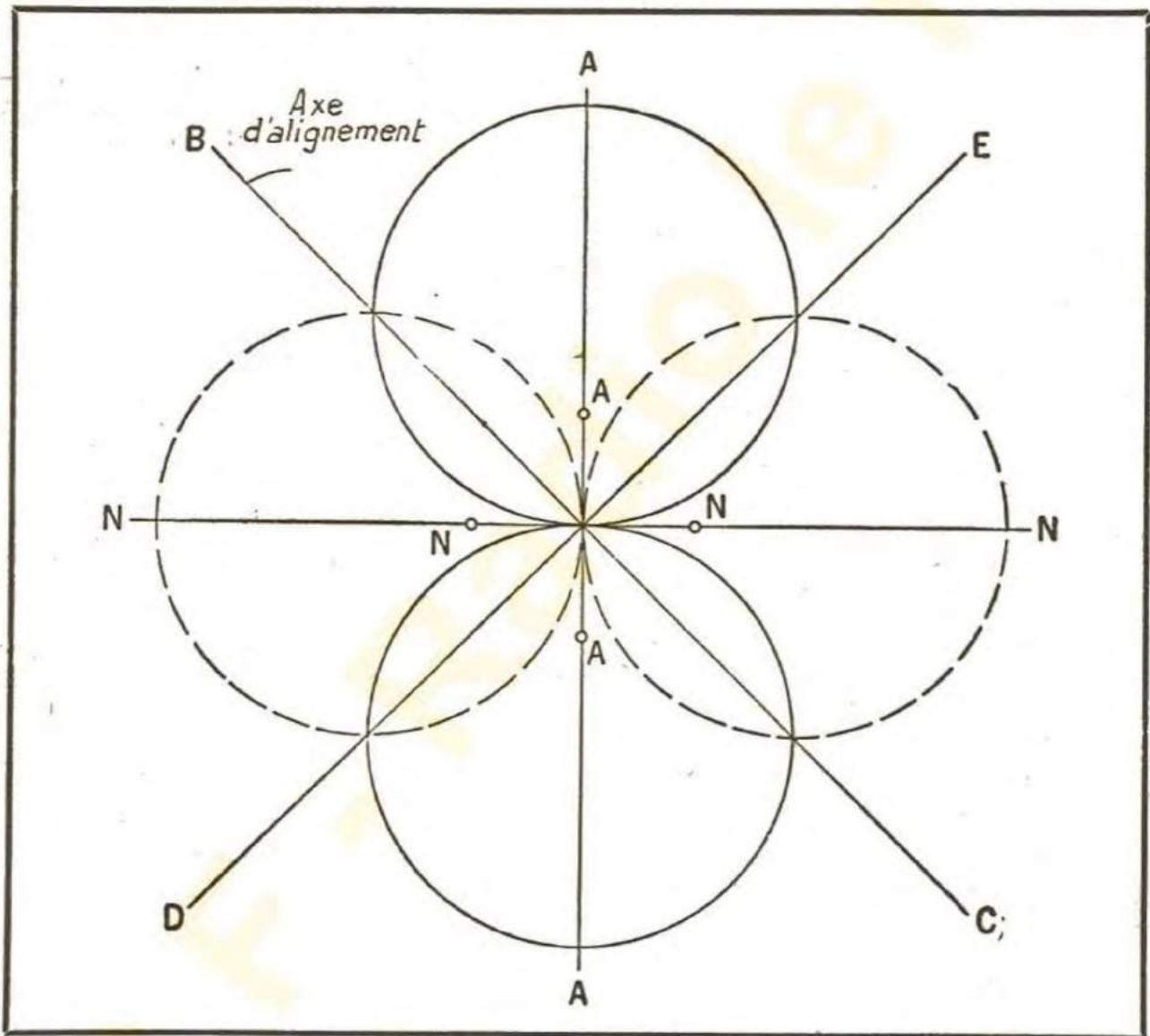


FIG. 16-25. — Diagramme d'un radio-alignement. On voit les diagrammes directifs des deux paires d'antennes ainsi que les directions d'alignement (c'est-à-dire d'équi-signal).

à bord des navires, particulièrement au voisinage des ports et dans des eaux dangereuses. Dans ces systèmes, les antennes directives sont utilisées non plus à l'émission, comme dans les radio-phares, mais à la réception. Ces antennes sont rotatives et permettent de déterminer la direction d'où vient le signal, avec une grande précision.

L'antenne employée presque exclusivement dans la radio-goniométrie, à cause



de ses dimensions réduites, est l'antenne-cadre. Son diagramme à la réception est encore un diagramme « en huit ».

Quand le plan du cadre est orienté perpendiculairement à la direction des ondes polarisées verticalement, deux signaux d'égale amplitude sont induits dans les deux brins verticaux du cadre ; comme ces signaux s'opposent et s'annulent, on n'entendra aucun signal. Supposons maintenant que l'on ait fait tourner le cadre de  $90^\circ$  par rapport à la position précédente. Les courants induits dans chaque brin ne sont plus maintenant en opposition exacte de phases, à cause de la différence de marche des ondes correspondantes. Un signal sera donc entendu. Ce signal pourra être renforcé en disposant un condensateur variable d'accord aux bornes du cadre.

Lorsqu'un cadre est monté de façon à pouvoir tourner autour d'un axe vertical, et qu'il est accordé sur un émetteur, le volume du signal reçu dépendra de l'orientation du cadre par rapport à la direction de cet émetteur. Quand le plan du cadre fait un angle droit par rapport à cette direction, le signal est nul ; il sera maximum quand on aura fait tourner le cadre de  $90^\circ$  par rapport à la direction précédente. Ainsi, la position de signal maximum, comme celle de l'extinction, peuvent être utilisées pour la détermination d'une direction. On emploie la direction d'annulation parce qu'elle donne une indication plus précise.

Quand un cadre est orienté suivant la direction du signal nul, ou celle du signal maximum, il subsiste une incertitude de  $180^\circ$  quand à la direction de la station émettrice. Dans certains cas, dans la navigation maritime en particulier, la direction approximative de la station est connue par ailleurs, ce qui supprime l'ambiguïté. Dans les autres cas, on utilise quelquefois une petite antenne de lever de doute. Le signal induit dans cette antenne est envoyé dans le cadre qui est ainsi déséquilibré et reçoit plus fort dans l'une des directions de signal maximum que dans l'autre. Avant de se servir de l'antenne de lever de doute, un relèvement est effectué suivant une direction d'extinction (le cadre fonctionnant seul). Un commutateur branche ensuite l'antenne qui permet d'orienter le cadre suivant la direction du signal le plus fort. Un index solidaire du cadre indique alors la direction véritable de la station reçue.

Les relèvements obtenus avec les cadres sont sujets à certaines erreurs, qui peuvent être évitées par une construction ou un étalonnage soignés. Quand un cadre n'est pas équilibré par rapport au sol, il sera parcouru par des courants parasites inégaux et les directions de signal nul seront modifiées. Comme ces directions ne seront plus exactement à  $180^\circ$  l'une de l'autre, les relèvements seront incorrects. Ces causes d'erreurs peuvent être éliminées en disposant autour du cadre un blindage électrostatique et en l'équilibrant soigneusement par rapport au sol. De petits condensateurs ajustables sont quelquefois employés pour supprimer le déséquilibre résiduel.

La présence de fils et autres masses métalliques au voisinage d'un cadre peut fausser les lectures.

La composante horizontale de l'onde indirecte réfléchiée par l'ionosphère induit dans les brins horizontaux d'un cadre des tensions qui modifient la direction d'extinction et faussent les relèvements (de nuit). Cette *erreur de nuit* peut être éliminée presque complètement en utilisant l'antenne dite d'Adcock. La disposition d'une antenne d'Adcock dont les brins forment la lettre H, est indiquée sur la figure 16-26.



En ce qui concerne les ondes polarisées verticalement, le fonctionnement de cette antenne est le même que celui d'un cadre ordinaire. Par contre, la composante horizontale de l'onde y induit des tensions qui s'annulent aux bornes de sortie de l'antenne et ne produisent aucun signal. Une antenne Adcock de petites dimensions fournit un signal très faible, car elle équivaut à un cadre formé d'une seule spire. Les antennes Adcock permettent d'effectuer des relèvements précis en des conditions où un cadre ordinaire serait inutilisable.

On peut adjoindre à un cadre rotatif un appareil construit de façon à indiquer au pilote si l'avion se dirige vers la station écoutée ou s'il dévie à droite ou à gauche de cette direction. Un tel appareil porte le nom de radio-compas. L'un des modèles de

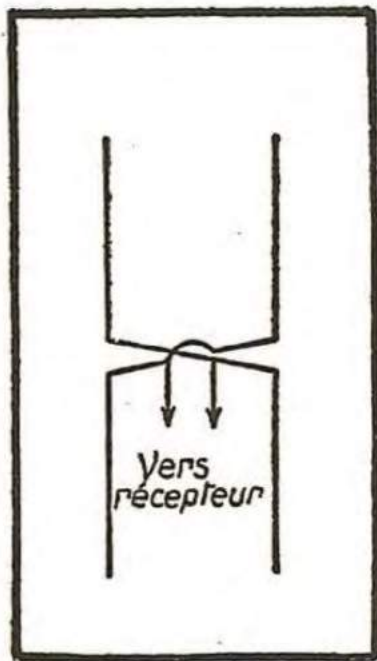


FIG. 16-26. — Antenne Adcock.

radio-compas utilise un cadre orienté perpendiculairement à la ligne de vol et une antenne verticale fournissant un signal maximum dans la direction de l'avance de l'avion. Quand celui-ci se dirige vers la station émettrice, l'aiguille de l'appareil indicateur reste au milieu d'un cadran gradué ; elle dévie de sa position quand l'avion change de cap. Un tel dispositif permet à l'avion de suivre un cap donné, et notamment celui de sa base d'attache.

Un autre modèle de radio-compas est basé sur le même principe que le précédent, mais comporte un cadre tournant qui permet au pilote d'effectuer des relèvements sur des émetteurs situés hors de son cap, sans changer sa ligne de vol. Le grand avantage de ce type d'appareil est de permettre des corrections de dérive qui sont impossibles dans le cas des radio-compas à cadre fixe.

### Questions et problèmes de récapitulation.

1. — (a) Tracer les courbes de distribution de courant et de tension sur une antenne demi-onde isolée dans l'espace, et sur une antenne quart-d'onde à la terre. (b) Tracer les diagrammes de rayonnement vertical et horizontal de ces antennes (disposées verticalement).

2. — Pourquoi une antenne doit-elle être *accordée*? Comment accorde-t-on une antenne? Qu'entend-on par *charge* d'une antenne?

3. — Pourquoi l'effet du sol peut-il être représenté par la notion de l'antenne-image?

4. — Quelles sont les pertes d'énergie qui se produisent dans une antenne? Pourquoi une antenne de faible hauteur est-elle moins efficace qu'une antenne quart-d'onde ou une antenne demi-onde?

5. — Expliquer pourquoi une ligne qui est le siège d'ondes stationnaires a un rendement moins élevé qu'une ligne de la même longueur fonctionnant en régime progressif?

6. — Définir la *résistance caractéristique* d'une ligne de transmission H. F.

7. — Expliquer le fonctionnement d'une section quart-d'onde d'adaptation.

FIN



# CE COURS FONDAMENTAL DE RADIO

est destiné :

- à ceux qui désirent se lancer sérieusement dans cette branche passionnante ;
- à ceux qui, déjà initiés par une certaine pratique et la lecture de revues, souhaitent compléter et homogénéiser leurs connaissances en éliminant toute lacune ;
- aux innombrables lecteurs de « La radio?... Mais c'est très simple! », impatients de trouver un ouvrage qui soit la suite logique de celui leur ayant inoculé le virus...

Les notions élémentaires de mathématiques que nécessite une telle étude sont rappelées dans un premier chapitre.

Tout débutant ou amateur qui abordera ce livre et saura le suivre avec assez de persévérance pour bien en assimiler les enseignements, qui s'astreindra consciencieusement à la gymnastique des nombreux exercices, pourra, en tournant la dernière page, se considérer comme un technicien éclairé et se comporter comme tel.



## SOMMAIRE

Mathématiques de la radio.  
Circuits à courant continu.  
Circuits à courant alternatif.  
Principes d'électronique.  
Redresseurs d'alimentation.  
Électro-acoustique.  
Les amplificateurs B. F.  
Appareils de laboratoire.

Ondes électromagnétiques.  
Les télécommunications.  
Amplificateurs H. F., détecteurs.  
Émetteurs et récepteurs à modulation d'amplitude.  
Modulation de fréquence.  
Propagation des ondes.  
Les antennes de radio.

**Nombreux exercices à la fin de chaque chapitre**



# TABLE DES MATIÈRES

## CHAPITRE PREMIER

### LES MATHÉMATIQUES DE LA RADIO

Utilité des mathématiques dans la radio . . .	7
Les quatre opérations fondamentales . . . . .	8
Fractions . . . . .	10
Précision et erreurs . . . . .	12
Notation scientifique des nombres . . . . .	13
Symboles algébriques . . . . .	16
Quelques règles d'algèbre . . . . .	17
Résolution des équations . . . . .	23
Équations du second degré . . . . .	25
Trigonométrie . . . . .	27
Addition vectorielle . . . . .	31
Graphiques et courbes . . . . .	35
Logarithmes . . . . .	37
Tables de logarithmes . . . . .	38

## CHAPITRE II

### CIRCUITS A COURANT CONTINU

Introduction . . . . .	48
Grandeurs électriques . . . . .	49
Loi d'Ohm . . . . .	50
Montage en série . . . . .	52
Montage en parallèle . . . . .	53
Montages en série-parallèle . . . . .	55
Détermination de la résistance . . . . .	58
Les lois de Kirchhoff . . . . .	60
Méthode de superposition . . . . .	61
Puissance et énergie . . . . .	62
Fusibles . . . . .	65
Symboles et abréviations . . . . .	65
Piles et batteries de piles . . . . .	65
Pile sèche . . . . .	66
Accumulateurs . . . . .	66
Résistance intérieure et polarisation . . . . .	68
Électromagnétisme . . . . .	69
Le fer conducteur de magnétisme . . . . .	70
Caractéristiques magnétiques du fer . . . . .	71
Aciers pour dynamos et transformateurs . . . . .	73
Aciers pour aimants permanents . . . . .	73
Permalloy . . . . .	74
Génératrices à courant continu . . . . .	74
Moteurs à courant continu . . . . .	75
Convertisseurs . . . . .	76
Appareils de mesure . . . . .	76
Ampèremètre . . . . .	77
Voltmètre . . . . .	78
Ohmmètre . . . . .	78
Quelques aspects de la pratique des circuits . . . . .	78
Remarque sur l'emploi du voltmètre . . . . .	80

## CHAPITRE III

### CIRCUITS A COURANTS ALTERNATIFS

Courants alternatifs . . . . .	81
Représentations graphique des ondes sinusoïdales . . . . .	81
Addition des courants alternatifs . . . . .	82
Circuits à courant alternatif avec résistance . . . . .	84
Valeurs moyennes, efficaces et de crête des grandeurs alternatives . . . . .	84
Vitesse de variation d'un courant sinusoïdal . . . . .	86
Ondes sinusoïdales dans la nature . . . . .	86
Inductance . . . . .	87
Règle de Lentz . . . . .	88
Valeur de la force électro-motrice induite . . . . .	88
Énergie emmagasinée dans un champ magnétique . . . . .	90
Valeur de l'inductance . . . . .	91
Réactance inductive . . . . .	92
Représentation vectorielle des fonctions sinusoïdales . . . . .	93
Puissance dans une bobine d'inductance . . . . .	94
Propriétés de la réactance . . . . .	94
Effet de la fréquence sur la réactance inductive . . . . .	95
Résistance et inductance en série . . . . .	96
Impédance et angle de phase . . . . .	97
Impédance d'un circuit comportant plusieurs éléments . . . . .	99
Résistances et inductances en parallèle . . . . .	100
Puissance et facteur de puissance . . . . .	102
Condensateur électrique . . . . .	103
Constante diélectrique . . . . .	103
Capacité d'un condensateur . . . . .	104
Relation entre la tension et le courant dans un condensateur . . . . .	105
Réactance capacitive . . . . .	106
Résistance et capacité en série . . . . .	106
Résistance, inductance et capacité en série . . . . .	107
Résistance, inductance et capacité en parallèle . . . . .	109
Notions générales sur la résonance . . . . .	110
Circuits résonnants série . . . . .	112
Définition de Q . . . . .	112
Effet de l'impédance de la source . . . . .	113
Résonance parallèle . . . . .	114
Effet de l'impédance de la source . . . . .	114
Adaptation des impédances . . . . .	115
Ondemètres . . . . .	115
Inductance mutuelle . . . . .	115
Effet du secondaire . . . . .	116
Emploi et caractéristiques des transformateurs . . . . .	117
Transformateurs à noyaux de fer. Transformateurs de puissance . . . . .	118
Transformateurs B. F. à noyaux de fer . . . . .	118



Transformateurs sans fer . . . . .	119
Coefficient de couplage. . . . .	119
Couplage par inductance mutuelle et sélectivité. . . . .	120
Appareils de mesure à courant alternatif. . . . .	121
Appareils électro-dynamométriques. . . . .	122
Appareils à aimant mobile . . . . .	122
Appareils à redresseur . . . . .	123
Appareils à thermocouple. . . . .	123
Ponts à courant alternatif. . . . .	123
Procédés utilisant la résonance . . . . .	124
Sources de courant alternatif . . . . .	124
Reproduction de la parole et de la musique . . . . .	125
Circuits parcourus simultanément par des courants continus et par des courants alternatifs. . . . .	125

## CHAPITRE IV

## PRINCIPES DE L'ÉLECTRONIQUE

Introduction. . . . .	127
Émission thermo-ionique . . . . .	127
Construction des cathodes . . . . .	128
Diodes . . . . .	128
Charge d'espace . . . . .	129
Résistance intérieure. . . . .	130
Effet redresseur . . . . .	131
Effet de l'ambiance gazeuse. . . . .	131
Limites des conditions de fonctionnement . . . . .	132
Triodes . . . . .	132
Caractéristiques des triodes. . . . .	133
Paramètres des tubes. . . . .	134
Composantes des courants et des tensions . . . . .	136
Caractéristique dynamique. . . . .	137
Circuit équivalent . . . . .	138
Tétraodes. . . . .	139
Caractéristiques plaque d'une triode. . . . .	139
Pentodes. . . . .	141
Pentodes à pente variable . . . . .	143
Tubes à faisceaux dirigés . . . . .	144
Tubes à fonctions multiples. . . . .	145
Tubes cathodiques . . . . .	146
Indicateur cathodique. . . . .	148

## CHAPITRE V

## REDRESSEURS D'ALIMENTATION

Redresseur à une alternance . . . . .	150
Redresseur à deux alternances . . . . .	150
Montage doubleur de tension. . . . .	151
Filtres. . . . .	152
Tubes redresseurs . . . . .	154
Alimentations stabilisées . . . . .	155
Triodes régulatrices . . . . .	156

## CHAPITRE VI

## ELECTRO-ACOUSTIQUE

Nature du son. . . . .	158
Distorsion. . . . .	158
Distorsion en fréquence. . . . .	158
Distorsion non linéaire. . . . .	159
Distorsion en phase . . . . .	159

Microphones. . . . .	159
Microphone à charbon . . . . .	160
Microphone piézo-électrique. . . . .	161
Microphone électro-dynamique. . . . .	161
Microphone à ruban . . . . .	161
Reproduction du son. . . . .	162
Écouteurs téléphoniques . . . . .	162
Haut-parleurs . . . . .	162
Circuits téléphoniques . . . . .	163
Système à batterie centrale. . . . .	163
Lignes téléphoniques . . . . .	165
Décibel . . . . .	165
Pertes dans les lignes téléphoniques. . . . .	166
Lignes chargées . . . . .	166
Répéteurs. . . . .	166

## CHAPITRE VII

## AMPLIFICATEURS B. F.

Généralités sur les amplificateurs . . . . .	169
Classification des amplificateurs . . . . .	169
Amplificateurs à liaison par résistance-capacité. . . . .	170
Résistance de plaque . . . . .	171
Résistance de fuite de grille. . . . .	172
Condensateur de liaison . . . . .	172
Courbe de réponse d'un amplificateur à résistance . . . . .	173
Gain d'un amplificateur B. F. . . . .	174
Amplificateur à penthode. . . . .	175
Amplificateur B. F. à plusieurs étages . . . . .	176
Parasites et bruit de fond. . . . .	178
Gain global et courbe de réponse. . . . .	179
Distorsion non-linéaire dans les amplificateurs B. F. . . . .	180
Caractéristique dynamique du circuit d'un tube . . . . .	181
Choix du point de fonctionnement . . . . .	183
Précautions pour éviter la distorsion non-linéaire . . . . .	183
Amplificateurs à liaison par transformateur. . . . .	184
Montage en push-pull. . . . .	187
Amplificateurs de puissance. . . . .	188
Contre-réaction . . . . .	189
Montages pratiques de contre-réaction. . . . .	191
Amplificateurs de télévision. . . . .	192
Amplificateurs à courant continu . . . . .	192
Amplificateurs de grande puissance pour sonorisation . . . . .	194
Préamplificateurs. . . . .	195
Dispositifs de mixage et de commande de puissance . . . . .	196
Circuits d'un amplificateur de puissance . . . . .	197
Adaptation des impédances . . . . .	198
Utilisation des amplificateurs à grande puissance . . . . .	201

## CHAPITRE VIII

## APPAREILS DE LABORATOIRE

Générateurs . . . . .	204
Oscillateurs à self-capacité. . . . .	204
Oscillateurs à résistances-capacités. . . . .	205
Oscillographes cathodiques . . . . .	207
Applications de l'oscillographe cathodique . . . . .	209
Voltmètres à lampes . . . . .	211



## CHAPITRE IX

## ONDES ÉLECTRO-MAGNÉTIQUES

Généralités . . . . .	213
Ondes transversales et longitudinales . . . . .	215
Phase des ondes . . . . .	215
Ondes réfléchies et ondes stationnaires . . . . .	217
Ondes électro-magnétiques sur le fil . . . . .	218
Ondes sonores et ondes électromagnétiques . . . . .	219
Ondes stationnaires . . . . .	222
Les ondes dans l'espace à trois dimensions . . . . .	223
Dimensions de l'antenne . . . . .	225
Résistance de rayonnement . . . . .	225
Processus ondulatoire . . . . .	226
Orientation des champs électrique et magnétique . . . . .	227
Antenne de réception . . . . .	227

## CHAPITRE X

TRANSMISSION DES SIGNAUX  
PAR RADIO

Systèmes de radio-communications . . . . .	229
Radio-télégraphie . . . . .	229
Radio-téléphonie . . . . .	229
Transmission d'images . . . . .	229
Télévision . . . . .	229
Rayonnement électro-magnétique des ondes B. F. . . . .	230
Modulation . . . . .	230
Spectre des fréquences H. F. employées dans les radio-communications . . . . .	231
Répartition des fréquences . . . . .	231
Liaison radio-électrique . . . . .	232
Liaison de radio-téléphonie . . . . .	232
Émetteur . . . . .	232
Milieu électro-magnétique . . . . .	232
Récepteur . . . . .	233
Récepteur superhétérodyne . . . . .	234
Radio-télégraphie . . . . .	235
Radio-télégraphie entretenue . . . . .	235
Radio-télégraphie modulée . . . . .	235
Onde modulée en amplitude . . . . .	235
Fréquences latérales . . . . .	236
Bandes latérales . . . . .	236
Sélectivité du récepteur . . . . .	237

## CHAPITRE XI

AMPLIFICATEURS H. F.  
DÉTECTEURS

Amplificateurs de haute fréquence . . . . .	239
Liaison par circuit oscillant dans les amplificateurs H. F. . . . .	241
Fréquence de résonance . . . . .	241
Suppression des harmoniques . . . . .	241
Liaison par circuit résonnant dans les amplificateurs B. F. . . . .	243
Circuits d'un étage amplificateurs H. F. . . . .	243
Circuits d'entrée des amplificateurs H. F. . . . .	244
Circuits de sortie des amplificateurs H. F. . . . .	245
Sources de polarisation . . . . .	246
Amplification en tension et en puissance . . . . .	247

Classification des amplificateurs : classes A, B et C. . . . .	248
Amplificateur H. F. classe A. . . . .	248
Fonctionnement incorrect . . . . .	250
Limite de la dissipation plaque . . . . .	251
Neutrodynation . . . . .	251
Amplificateur H. F. classe A, à penthode . . . . .	252
Blindage . . . . .	253
Exemple d'un étage d'amplification H. F. à penthode . . . . .	254
Alimentation de la grille-écran . . . . .	254
Amplificateur à tétrode . . . . .	255
Circuits de filtrage pour amplificateurs H. F. . . . .	255
Tube final d'un émetteur . . . . .	256
Tubes travaillant en parallèle . . . . .	256
Fonctionnement en push-pull . . . . .	258
Circuits de sortie dans un montage symétrique . . . . .	258
Amplificateur H. F. classe B. . . . .	259
Rendement . . . . .	260
Amplificateur B. F. classe B. . . . .	260
Schéma d'un amplificateur B. F. classe B. . . . .	262
Amplification en puissance . . . . .	262
Amplificateur H. F. classe C. . . . .	263
Amplificateurs H. F. à penthode, classes B et C. . . . .	264
Amplificateurs B. F. à penthode, classe B. . . . .	264
Détection (ou démodulation) . . . . .	264
Redressement . . . . .	265
Filtrage de signal redressé . . . . .	265
Séparation de la composante B. F. . . . .	266
Différents types de redresseurs . . . . .	266
Détecteur à cristal . . . . .	266
Détecteurs à diode . . . . .	267
Détecteurs à triode . . . . .	269
Détection linéaire par la plaque . . . . .	269
Détection quadratique par la plaque . . . . .	270
Détection par la grille . . . . .	271
Détection hétérodyne des ondes entretenues pures . . . . .	272
Réception de la télégraphie modulée . . . . .	273

## CHAPITRE XII

ÉMETTEURS A MODULATION  
D'AMPLITUDE

Partie H. F. de l'émetteur . . . . .	275
Partie B. F. de l'émetteur . . . . .	275
Rendement global d'un émetteur . . . . .	277
Émetteurs à haut rendement d'amplification finale . . . . .	277
Émetteurs à modulation dans l'étage final . . . . .	277
Oscillateurs à quartz . . . . .	277
Amplificateurs séparateurs . . . . .	279
Amplificateur modulé . . . . .	279
Amplificateur modulé par la plaque . . . . .	279
Amplificateur modulé par la grille . . . . .	281
Modulation des tubes à grille-écran . . . . .	283
Modulation par la grille supprimeuse . . . . .	283
Modulateurs . . . . .	284
Régulation de la source d'alimentation anodique des amplificateurs H. F. en classe B. . . . .	284
Régulation de l'alimentation anodique des amplificateurs B. F. classe B . . . . .	285
Régulation de l'alimentation anodique des amplificateurs modulés classe C . . . . .	286
Régulation des sources de polarisation . . . . .	286
Schéma des circuits d'un émetteur . . . . .	286
Étages de haute fréquence . . . . .	287



Oscillateur. . . . .	287
Amplificateur-séparateur . . . . .	287
Étage préamplificateur . . . . .	288
Étage de puissance. . . . .	288
Amplificateur B. F. . . . .	289
Le redresseur de polarisation du 2 <sup>e</sup> étage amplificateur B. F. . . . .	290
Redresseur de moyenne tension. . . . .	290
Redresseur de polarisation de l'amplificateur B. F. . . . .	291
Redresseur de haute tension . . . . .	291
Un émetteur de 250 watts . . . . .	294
Contre-réaction dans les émetteurs . . . . .	295

## CHAPITRE XIII

RÉCEPTION DES ÉMISSIONS  
MODULÉES EN AMPLITUDE

Sensibilité. . . . .	296
Sélectivité. . . . .	297
Fidélité . . . . .	297
Récepteur simple. . . . .	298
Récepteur à amplification directe . . . . .	299
Sélectivité. . . . .	299
Récepteur à amplification directe à plusieurs étages. . . . .	299
Seuil de sensibilité d'un récepteur. . . . .	300
Récepteur superhétérodyne. . . . .	300
Commande automatique de sensibilité. . . . .	302
Circuit de silence (réglage silencieux). . . . .	302
Circuits d'un récepteur à changement de fréquence . . . . .	303

## CHAPITRE XIV

## MODULATION DE FRÉQUENCE

Généralités . . . . .	306
Élimination des parasites par la modulation de fréquence . . . . .	309
Autres considérations sur la modulation de fréquence. . . . .	310
Liaison de trafic à modulation de fréquence . . . . .	311
Émetteurs à modulation de fréquence. . . . .	312
Récepteurs à modulation de fréquence. . . . .	315

## CHAPITRE XV

PROPAGATION DES ONDES  
RADIO-ÉLECTRIQUES

Nature générale de la propagation . . . . .	318
Polarisation . . . . .	318
Onde directe (ou onde de surface). . . . .	319

Onde indirecte. . . . .	320
Ionosphère. . . . .	320
Action de l'ionosphère sur l'onde indirecte . . . . .	322
Fréquences critiques . . . . .	324
Absorption dans l'ionosphère . . . . .	325
Variations régulières de l'ionosphère. . . . .	326
Évanouissements / . . . . .	327
Suppression du fading . . . . .	329
Parasites atmosphériques et industriels. . . . .	329
Parasites atmosphériques . . . . .	329
Parasites industriels. . . . .	330
Dispositifs d'anti-parasitage . . . . .	330
Propagation des ondes ultra-courtes. . . . .	332
Rayons directs et rayons réfléchis. . . . .	332
Diffraction et réfraction. . . . .	333
Résumé du chapitre sur la propagation des ondes radio-électriques . . . . .	334

## CHAPITRE XVI

## ANTENNES

Rôle des antennes . . . . .	336
Antenne demi-onde isolée dans l'espace. . . . .	336
Caractéristiques de rayonnement d'une antenne demi-onde. . . . .	337
Antenne à la terre. . . . .	338
Autres types d'antennes . . . . .	340
Pertes d'énergie et rendement . . . . .	340
Terres des émetteurs. . . . .	341
Lignes de transmission radio-électriques . . . . .	341
Impédance caractéristique. Lignes apériodiques. . . . .	343
Pertes sur les lignes . . . . .	344
Section de ligne utilisée comme transformateur d'impédance. . . . .	344
Lignes bifilaires et lignes concentriques. . . . .	345
Cellules de couplage . . . . .	346
Accord . . . . .	347
Adaptation des impédances . . . . .	347
Quelques exemples de cellules de couplage. . . . .	348
Couplage entre la ligne et l'antenne . . . . .	349
Antennes directives. . . . .	351
Directivité d'une antenne demi-onde simple . . . . .	352
Antennes verticales espacées d'une demi-longueur d'onde . . . . .	352
Antennes alimentées en opposition de phase . . . . .	354
Variation du déphasage entre antennes. . . . .	354
Variation de l'écartement des antennes . . . . .	355
Rideau d'antennes . . . . .	355
Diagrammes horizontaux des antennes horizontales . . . . .	355
Systèmes colinéaires . . . . .	355
Action du sol sur les diagrammes verticaux . . . . .	355
Cadres . . . . .	357
Radiophares . . . . .	358
Radiogoniomètres et radio-compas . . . . .	360