

MAURICE LAMBREY

---

— TRAITÉ PRATIQUE —  
DE  
RADIOÉLECTRICITÉ

— *LE POSTE RÉCEPTEUR MODERNE* —



*LIBRAIRIE DELAGRAVE*

**TRAITÉ ÉLÉMENTAIRE**  
**DE**  
**RADIOÉLECTRICITÉ**

## A LA MÊME LIBRAIRIE

---

**Introduction à l'étude des radiocommunications**, par L. BOUTHILLON.

**Les ondes électromagnétiques**, par LE MÊME.

**Les oscillations électriques**, par LE MÊME.

Trois vol. 16 × 25, illustrés, brochés ou reliés.

**Les circuits oscillants**, par J. MERCIER,

**Oscillateurs à haute fréquences**, par LE MÊME.

Deux vol. 16 × 25, illustrés, broché ou reliés.

**Lampes, tubes et valves électriques**, par H. PÉCHEUX.

Un vol. 16 × 25, illustré, broché.

**Phénomènes diélectriques**, par F.-W. PEEK.

Un vol. 16 × 25, illustré, broché ou relié.

**Électricité industrielle. Courants continus**, par L. PASTOURIAUX,  
A. VAROQUAUX, M. BELLIER.

**Courants alternatifs**, par L. PASTOURIAUX et A. VAROQUAUX.

Deux vol. 14 × 19,5, brochés, ou cartonnés.

LES MANUELS PRATIQUES

---

TRAITÉ ÉLÉMENTAIRE  
DE  
**RADIOÉLECTRICITÉ**

LE POSTE RÉCEPTEUR MODERNE

PAR

**Maurice LAMBREY**

Ancien élève de l'École Normale Supérieure.  
Professeur à la Faculté des Sciences de Lille.  
Directeur de l'Institut Radiotechnique.

191 FIGURES

NEUVIÈME ÉDITION



PARIS

LIBRAIRIE DELAGRAVE

15, RUE SOUFFLOT, 15

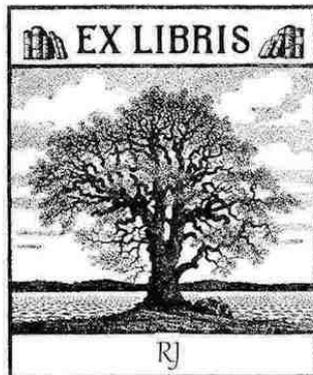
1945

**Tous droits de reproduction, de traduction et d'adaptation  
réservés pour tous pays, y compris l'U. R. S. S.**

---

*Copyright by Librairie Delagrave, 1938.  
Printed in France.*

---



## INTRODUCTION

---

*Cet ouvrage est la reproduction d'un cours qui nous a été demandé par plusieurs constructeurs de la région du Nord pour la formation et le perfectionnement de leurs monteurs, metteurs au point, dépanneurs et même sous-ingénieurs.*

*Cela définit assez nettement le caractère de ce livre.*

*Les connaissances préalables du lecteur sont supposées tout à fait rudimentaires : les quatre règles de l'arithmétique (somme, différence, produit, quotient), quelques notions d'algèbre (expression d'un produit, d'un carré, d'un inverse : représentation des variations d'une grandeur en fonction du temps).*

*L'objectif est limité. Il s'agit de l'étude du poste récepteur. Mais, d'une part, cette question est celle qui intéresse essentiellement la majorité des artisans et usagers; d'autre part, la connaissance approfondie du récepteur constitue une base particulièrement solide pour l'étude ultérieure de tous les phénomènes radioélectriques.*

*On s'est efforcé de ne donner que des notions strictement utiles. C'est ainsi que nous n'avons pas, par exemple, jugé nécessaire de parler de la longueur d'onde des rayons X ou de dire comment les atomes sont faits.*

*Par contre, toutes les connaissances d'électricité et de radioélectricité nécessaires à la compréhension parfaite du fonctionnement du récepteur ont trouvé place dans ce livre.*

*Nous n'avons pas, sous prétexte de simplification, intro-*

duit d'idées fausses. Si le lecteur, à cause de cela, doit faire un petit effort supplémentaire, que nous avons rendu aussi léger que possible, il en sera récompensé, car rien ne coûte plus cher que les connaissances simples, mais inexactes.

Nous nous sommes efforcés de présenter un exposé logique, de donner un enseignement et non pas une collection de recettes, afin d'habituer le lecteur à raisonner. Nous ne rappelons pas, à propos de chaque figure, la signification de chacun des éléments du montage. Nous conseillons de commencer l'étude de ce guide théorique par le début.

Il serait évidemment souhaitable que celle-ci s'accompagne d'exercices nombreux sur poste. Un programme d'études pratiques se développant parallèlement au cours dès le début de celui-ci et conduisant le lecteur à la connaissance approfondie de la structure de son récepteur et des pannes qu'il peut y rencontrer, sera probablement publié dans un proche avenir.

En attendant, après avoir étudié sérieusement cet ouvrage, il est facile de relever progressivement le schéma de principe d'un poste, et, avec un simple radio-contrôleur, d'en étudier systématiquement les pannes en les provoquant soi-même.

Nous espérons que ce livre sera utile, non seulement à ceux dont la radioélectricité est le métier ou le délassement mais aussi aux élèves des écoles pratiques ou des lycées qui peuvent apprendre beaucoup de choses sur un simple poste récepteur.

Nous accueillerons avec reconnaissance toute observation et toute critique.

---

# NOTATIONS ET ABRÉVIATIONS

---

## UNITÉS, MULTIPLES, SOUS-MULTIPLES

LES UNITÉS SONT REPRÉSENTÉES PAR LEUR SYMBOLE LÉGAL

En ce qui concerne l'unité de fréquence, nous donnons au mot « cycle » la signification : « période par seconde ».

LES MULTIPLES ET SOUS-MULTIPLES SONT DÉSIGNÉS PAR LES PRÉFIXES SUIVANTS :

Kilo	abréviation	k	;	signifie	1.000
Méga	—	M	;	—	1.000.000
Milli	—	m	;	—	un millième de
Micro	—	$\mu$	;	—	un millionième de

## AUTRES ABRÉVIATIONS

A. V. C : connexion de régulation automatique d'amplification.

d. d. p : différence de potentiel.

F. E. M : force électromotrice.

p. p. s : période par seconde.

HF : haute fréquence.

MF : moyenne fréquence.

BF : basse fréquence.

HT : haute tension.

MT : moyenne tension.

# signifie « à peu près égal à ».

## LETTRES GRECQUES

Afin de pouvoir désigner chaque grandeur par une lettre qui lui soit propre, nous avons été obligés d'utiliser quelques lettres grecques.

Comme cela peut gêner certains lecteurs, nous donnons ci-dessous la prononciation de ces symboles.

$\alpha$  : alpha

$\epsilon$  : epsilon

$\lambda$  : lambda

$\mu$  : mu

$\varphi$  : phi

$\omega$  : oméga

$\pi$  : pi

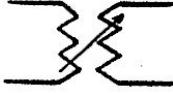
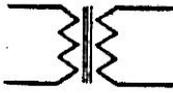
$\rho$  : rho

$\Phi$  : grand phi

$\Omega$  : grand oméga

$\theta$  : teta

## DESSINS

Résistance (sans self).	
Self.	
Sels couplées par induction.	
Transformateur à noyau de fer.	
Condensateur à capacité fixe.	
— — variable.	
— — ajustable.	

---

# RADIO ÉLECTRICITÉ

---

## CHAPITRE PREMIER

### TRAVAIL. — PUISSANCE. — ÉNERGIE

#### 1. NOTION DE FORCE.

Considérons une force quelconque comme, par exemple : le poids d'un corps ou la traction exercée par une locomotive sur un train.

Une telle force possède les caractères suivants :

1° Elle est appliquée en un point.

2° Elle s'exerce suivant une certaine *direction*, un certain *sens*.

(Par exemple : le poids d'un corps s'exerce suivant la verticale, de haut en bas.)

3° Elle est plus ou moins *intense*.

On peut l'évaluer par exemple en **kilogrammes** (abrév. **kg**).

On représente une force par une flèche.

Cette flèche a pour origine le point d'application de la force, pour direction et pour sens, la direction et le sens de la force, et une longueur proportionnelle à l'intensité de la force.

Si par exemple, dans un dessin, une force de 1 kg est représentée par une longueur de 1 cm, dans le même dessin, une force de 2 kg est représentée par une longueur de 2 cm.

#### 2. TRAVAIL D'UNE FORCE.

On dit qu'une force travaille si son point d'application se déplace.

Par exemple, quand un corps pesant tombe, le poids de ce corps effectue un travail.

Supposons que le déplacement ait lieu dans le sens de la force.

Le travail est alors, par définition, le produit de la force par le déplacement.

Si l'on exprime la force en *kg*, et le déplacement en mètres (abrév. *m*) on trouve le travail en **kilogrammes-mètres** (abrév. **kg-m**).

Soit *F* la force, *x* le déplacement, *T* le travail.

$$\boxed{T = F \times x}$$

$\begin{array}{ccc} & | & | \\ \text{kg-m} & \text{kg} & \text{m} \end{array}$

*Exemple* : Une force de 20 kg déplace son point d'application de 3 mètres dans sa propre direction.

Le travail est  $T = 20 \times 3 = 60 \text{ kg-m}$ .

En électricité on utilise comme unité de travail le joule (abrév. **J**).

Le joule est, à peu de chose près  $\frac{1}{10} \text{ kgm}$ .

*Exemple* : Dans l'exemple précédent le travail est, à peu de chose près, 600 joules ou 0,6 kilojoule (0,6 kJ) (1 kilojoule = 1.000 joules).

### 3. PUISSANCE D'UN MOTEUR.

La puissance d'un moteur c'est le travail qu'il nous fournit par unité de temps.

Si l'on évalue le travail en joules et le temps en secondes on trouve la puissance en **watts** (abrév. **W**).

Le watt est la puissance d'un moteur qui fournit 1 joule chaque seconde.

Soit un moteur qui nous fournit *T* joule en *t* seconde. Sa puissance *w* est, en watt :

$$\boxed{w = \frac{T}{t}}$$

$\begin{array}{l} \text{Joule} \\ \text{seconde} \end{array}$

watt

*Exemple* : Un moteur nous fournit 36.000 J en une minute. Sa puissance est  $\frac{36.000}{60} = 600 \text{ watts}$  ou 0,6 kilowatt (0,6 kW).

(1 kilowatt = 1.000 watts).

#### 4. NOTION D'ÉNERGIE.

*Un système possède de l'énergie s'il peut nous fournir un travail.*

*Exemple :* Un poids  $P$  kg situé à la hauteur  $h$  mètres au-dessus du sol peut nous fournir le travail  $T = P \times h$  kg-m.

On dit qu'il possède l'énergie potentielle  $P \times h$ .

On peut en effet, pendant que  $P$  descend jusqu'au sol, lui faire traîner un corps, vaincre une force presque égale à  $P$ , dont le point d'application sera déplacé de  $h$  mètres.

On peut même, en utilisant certaines machines (treuil par exemple) vaincre, au moyen de  $P$ , une force supérieure à  $P$ . Seulement les déplacements seront moins grands car « ce qu'on gagne en force, on le perd en chemin parcouru ».

On ne peut tirer du poids  $P$  à la hauteur  $h$  que le travail  $Ph$ .

D'une manière générale, pour obtenir un travail, il faut :

Ou bien dépenser un travail égal;

Ou bien puiser dans une *réserve naturelle d'énergie*.

Les sources naturelles d'énergie les plus importantes sont :

1° Les chutes d'eau : On utilise alors l'énergie potentielle d'un certain poids d'eau à une certaine hauteur.

2° Les combustibles : par exemple, le charbon. On utilise alors son énergie chimique.

Un certain poids de charbon, avec l'air nécessaire pour le brûler est une réserve d'énergie.

En effet, en brûlant le charbon dans la chaudière d'une machine à vapeur, cette machine peut nous fournir un travail.

#### 5. CHALEUR.

L'énergie chimique du système charbon-air passe d'abord à l'état de chaleur.

*La chaleur est une forme d'énergie.*

Nous avons vu qu'on peut l'utiliser à produire du travail, à augmenter l'énergie potentielle d'un corps. Exemple : machine à vapeur servant à élever un corps pesant.

Inversement on peut, en détruisant une certaine énergie potentielle obtenir un dégagement de chaleur. Il suffit de l'utiliser pour effectuer un travail contre les forces de frottement,

forces qui apparaissent à la surface de séparation de deux corps en mouvement l'un par rapport à l'autre et qui s'opposent toujours aux déplacements.

Lorsque deux corps frottent l'un sur l'autre, il y a toujours dégagement de chaleur.

Dans toute transformation de chaleur en travail ou de travail en chaleur, les quantités de chaleur et de travail mises en jeu sont proportionnelles.

C'est à dire qu'à une quantité de chaleur *donnée* correspond toujours *le même* travail et inversement.

C'est pourquoi **on peut évaluer les quantités de chaleur en joules.**

En transformant 1 joule en chaleur, on obtient 0,24 calorie c'est-à-dire de quoi échauffer 1 gramme d'eau de 0,24 degrés.

## CHAPITRE II

### COURANT CONTINU. — SENS ET INTENSITÉ

#### 6. GÉNÉRATEURS ÉLECTRIQUES DE COURANT CONTINU.

Les principaux générateurs électriques de courant continu sont : les piles, les accumulateurs, les dynamos.

Un générateur pour courant continu présente toujours *deux pôles ou bornes*. L'un est dit pôle *positif*, l'autre pôle *négalif*.

Assez souvent le pôle positif est peint en rouge. Nous verrons un peu plus loin (8) comment reconnaître les pôles, s'ils ne sont pas repérés.

#### 7. CIRCUIT. COURANT.

Pour constituer un *circuit*, on réunit les deux pôles du générateur par une suite *ininterrompue* de corps dits *conducteurs*.

Les principaux corps conducteurs sont les métaux, les alliages, le charbon, les solutions des acides, bases et sels dans l'eau.

Nous préciserons plus loin (21) quels sont les bons et les mauvais conducteurs ainsi que les isolants.

Tant que le circuit est ouvert, c'est-à-dire que la suite de conducteurs est coupée ou interrompue, il ne se passe rien de remarquable, ni dans le générateur, ni dans les conducteurs reliés à ses bornes.

Si le circuit est fermé, c'est-à-dire la suite des conducteurs ininterrompue, il se passe tout le long du circuit et dans le générateur même toute une série de phénomènes. On dit que le circuit est parcouru par un *courant*.

Les effets du courant peuvent être classés de la façon suivante :

1° *Effet calorifique* : il y a dégagement de chaleur dans tout conducteur parcouru par le courant.

2° *Effets chimiques* : Certains corps sont décomposés par le passage du courant.

Par exemple : l'eau (acidulée) est décomposée en hydrogène et oxygène. L'hydrogène apparaît sur l'une des électrodes, l'oxygène sur l'autre.

3° *Effets magnétiques* : Le plus simple est l'action du courant sur une aiguille aimantée.

L'aiguille, sur pivot, s'étant orientée librement dans la direction Nord-Sud, on place au dessus d'elle, parallèlement à elle, un fil conducteur dans lequel on envoie un courant.

L'aiguille dévie de sa position initiale et a tendance à se mettre en croix avec le fil.

Les effets magnétiques du courant peuvent être utilisés à la production d'un travail (moteurs).

## 8. SENS DU COURANT.

*Le courant a un sens.*

Si en effet on inverse les connexions du circuit au générateur (fig. 1, *a* et *b*) certains des effets du courant changent de sens. On dit qu'ils sont *polarisés* (parce qu'ils permettent de reconnaître le sens du courant et les pôles du générateur).

Le phénomène calorifique n'est pas polarisé. Quand on inverse le sens des connexions le dégagement de chaleur n'est pas modifié.

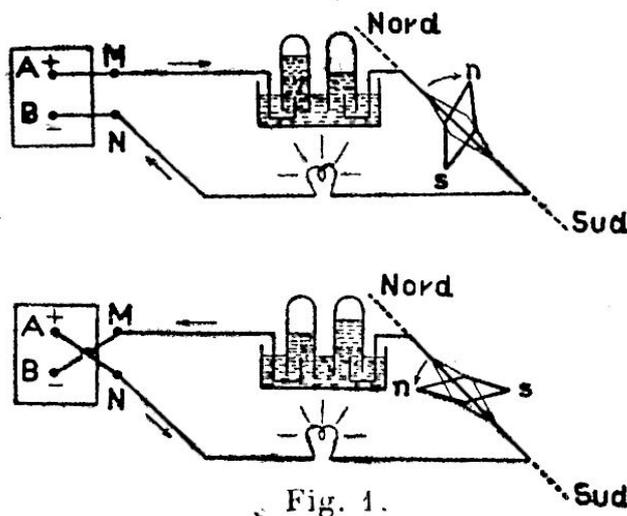


Fig. 1.

Le phénomène chimique est polarisé. Quand on inverse les connexions, l'eau est encore décomposée mais, là où il y avait dégagement d'hydrogène, il y a dégagement d'oxygène et inversement (il est facile de déterminer la nature des gaz car le volume d'hydrogène dégagé est le double de celui d'oxygène produit).

L'action sur l'aiguille aimantée est polarisée. Soit un observateur couché sur le fil dans un sens déterminé et regardant

l'aiguille aimantée. Pour un sens du courant donné, le pôle Nord va à la gauche de cet observateur. Pour le sens inverse des connexions, ce même pôle Nord va à la droite de l'observateur

*Par convention, le courant va, extérieurement au générateur, du pôle positif au pôle négatif.*

Il se ferme à travers le générateur qu'il parcourt, à l'intérieur, du pôle négatif au pôle positif.

Cette convention faite, nous pouvons préciser que :

1° Dans la décomposition de l'eau, l'hydrogène apparaît sur l'électrode de sortie ou *cathode*, l'oxygène apparaît sur l'électrode d'entrée ou *anode*.

2° Dans l'action sur l'aiguille aimantée, le pôle Nord va à gauche de l'observateur dont nous avons parlé, supposé traversé par le courant des pieds à la tête (règle d'Ampère).

Les ampèremètres et voltmètres à aimant ou à cadre mobile pour courants continus sont polarisés.

Le sens de déviation de l'aiguille s'inverse avec le sens du courant.

L'une des bornes de l'appareil est marquée (+) et l'autre (-). En général la première est à gauche, la seconde à droite. Si un courant traverse l'appareil dans le bon sens (c'est-à-dire de la borne (+) à la borne (-)), l'aiguille dévie dans le bon sens, c'est-à-dire de gauche à droite.

*Pour reconnaître les pôles d'un générateur on branche entre ses bornes un voltmètre polarisé. Si l'aiguille dévie dans le bon sens, la borne (+) du voltmètre est reliée au pôle positif du générateur (fig. 2).*

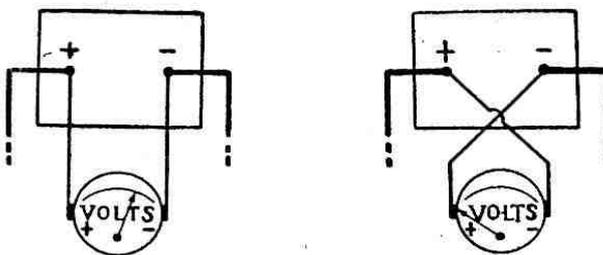


Fig. 2.

On peut aussi observer le sens de déviation de l'aiguille d'un ampèremètre intercalé dans le circuit.

### 9. INTENSITÉ DU COURANT. AMPÈRE.

Le courant est plus ou moins intense.

On mesure l'intensité d'un courant au moyen d'un *ampèremètre*.

L'ampèremètre est un appareil à deux bornes qu'on doit **intercaler** dans le circuit où l'on veut mesurer l'intensité.

Pour cela (fig. 3) il faut **couper le circuit**, c'est-à-dire *séparer deux conducteurs qui étaient réunis à la file*. On les relie

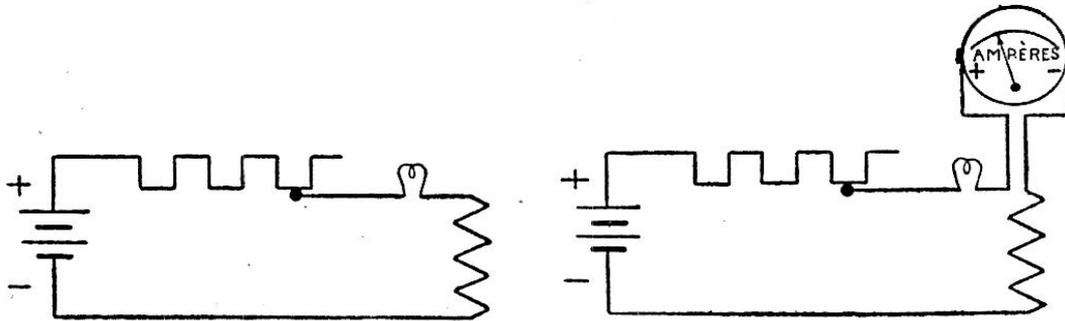


Fig. 3.

alors respectivement aux deux bornes de l'ampèremètre, en respectant le sens de branchement, si l'appareil est polarisé

Sur l'appareil on lit le courant en **ampères** (abrég. **A**),

*milliampères* (1 milliampère =  $\frac{1}{1.000}$  ampère (abrég. **mA**),

ou en *microampères* (1 microampère =  $\frac{1}{1.000.000}$  ampère (abrég.  $\mu\text{A}$ ).

Dans un circuit où tous les conducteurs sont en série, c'est-à-dire circuit sans ramifications, l'intensité du courant est la même partout.

### 10. QUANTITÉ D'ÉLECTRICITÉ. COULOMB.

Le passage du courant dans un circuit est analogue à l'écoulement d'un liquide dans une canalisation. Le débit de la canalisation c'est la quantité de liquide qui passe par unité de temps.

De même l'intensité du courant, c'est la quantité d'électricité qui passe par unité de temps à travers une section quelconque du circuit.

Si la quantité d'électricité  $Q$  passe pendant le temps  $t$ , l'intensité du courant est  $I$  égale :  $Q$  divisé par  $t$ .

Inversement, on obtient la quantité d'électricité transportée par un courant  $I$  pendant le temps  $t$  en multipliant  $I$  par  $t$ .

Si l'on exprime  $I$  en ampères,  $t$  en secondes, on a  $Q$  en *coulombs* (abrév. *C*).

$$Q = I \times t$$

The diagram shows the equation  $Q = I \times t$  enclosed in a rectangular box. Three lines extend downwards from the box to the units: a line from  $Q$  to the word "coulomb", a line from  $I$  to the word "ampère", and a line from  $t$  to the word "seconde".

## CHAPITRE III

# FORCE ÉLECTROMOTRICE, DIFFÉRENCE DE POTENTIEL

### 11. PHÉNOMÈNES ÉNERGÉTIQUES LIÉS AU COURANT

Tous les phénomènes observés le long du circuit parcouru par le courant, extérieurement au générateur, correspondent à un *dégagement d'énergie* sous diverses formes :

Chaleur.

Energie chimique.

Energie mécanique (moteurs).

Comme on ne crée pas d'énergie, il faut, inversement, pour faire marcher le générateur, lui fournir de l'énergie.

Par exemple : pour faire tourner une dynamo, il faut l'entraîner avec une turbine ou un moteur à explosion, etc.

Quand un accumulateur ou une pile débite, ces générateurs consomment de l'énergie chimique (usure de la pile, décharge de l'accumulateur consistant en certaines réactions chimiques).

### 12. F. E. M. DU GÉNÉRATEUR. VOLT.

De même qu'on évalue la puissance d'une chute d'eau en kg-m/sec en multipliant le débit de la chute (en kg/sec) par la hauteur de chute (en mètres), de même :

*La puissance W watts que rend disponible un générateur dans l'ensemble de son circuit est égale au produit de l'intensité I ampères du courant débité, par une grandeur caractéristique du générateur, appelée sa force électromotrice E.*

Cette F. E. M. s'évalue en volts.

$$\boxed{W = E \times I} \quad \text{— ampère}$$

watt                      volt

*Exemple* : Dire qu'un élément d'accumulateur a pour F. E. M. 2 volts c'est dire que, si on lui fait débiter 1 ampère, on obtiendra, en tout dans son circuit, une puissance dégagée égale à 2 watts.

Dire qu'une dynamo a pour F. E. M. 100 volts, c'est dire qu'en lui faisant débiter 1 ampère, on obtiendra, dans l'ensemble du circuit, une puissance dégagée égale à 100 watts.

Bien entendu, pour lui faire débiter ce courant et cette puissance, il faut lui fournir une puissance égale (et même en général plus grande si l'on tient compte du travail contre les frottements).

### 13. TRANSPORT DE L'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE.

L'usage le plus général que l'on fait de l'électricité peut être caractérisé de la façon suivante :

Un producteur possède une réserve d'énergie (chute d'eau, four à coke, etc.). Un consommateur a besoin d'énergie (chauffage, travail mécanique, etc.). Le producteur utilise sa réserve d'énergie à faire marcher un générateur qui débite sur un circuit comprenant une ligne (fil aller et fil retour) et des appareils récepteurs (lampes, moteurs, etc.) situés chez le consommateur.

L'énergie est transportée du producteur chez le consommateur.

Le consommateur paie proportionnellement à la quantité d'énergie qu'il reçoit. S'il a utilisé pendant une heure, la puissance de 1 kilowatt, il doit au producteur l'énergie 1 kilowatt-heure.

### 14. DIFFÉRENCE DE POTENTIEL OU TENSION ENTRE DEUX POINTS.

Le consommateur n'a pas à connaître la puissance totale que fournit la dynamo du producteur, ni les pertes d'énergie le long de la ligne. Ce qu'il doit connaître c'est la puissance dont il pourra disposer *chez lui, entre les deux bornes de son installation*, lorsqu'il fera passer un courant déterminé dans un circuit établi, par lui, entre ces deux bornes.

Autrement dit, c'est la F. E. M. d'un générateur fictif qui serait chez le consommateur, aurait pour bornes celles de son installation et rendrait disponible toute sa puissance à l'extérieur.

Cette grandeur s'appelle *différence de potentiel* ou *tension* entre les bornes. Elle s'évalue en **volts**.

Par contrat, le producteur s'engage à maintenir entre les bornes de l'installation du consommateur une différence de potentiel déterminée (par ex. 110 volts).

Si, entre deux points d'un circuit parcouru par le courant  $I$  ampères la différence de potentiel est  $V$  volts; la puissance dégagée entre ces deux points est  $W$  watts :

$$W = V \times I$$

watt                  volt                  ampère

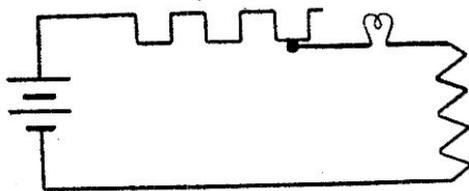
*Exemple* : Un poste secteur étant alimenté sur le secteur 110 volts, on constate que le courant d'alimentation vaut 0,5 Amp. Quelle est la puissance consommée?

Elle est  $w = 110 \times 0,5 = 55$  watts = 0,055 kW.

*Remarque.* — Si le courant  $I$  ampères circule pendant le temps  $t$  secondes l'énergie totale dégagée sera

$$W \text{ joules} = w \times t = V \times I \times t = V \times Q$$

watt                  seconde                  volt                  coulomb



Quand la charge  $Q$  coulombs subit la chute du potentiel  $V$  volts, l'énergie libérée, en joules, vaut  $Q \times V$ , de même que le poids  $P$ , tombant de la hauteur  $h$ , fournit l'énergie  $P \times h$ .

#### 15. VOLTMÈTRE.

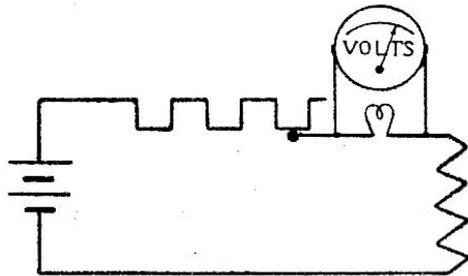


Fig. 4.

Pour mesurer la tension entre deux points, on branche en **dérivation** entre ces deux points, un **voltmètre**.

*Autrement dit, on ne coupe pas le circuit. On réunit simplement les*

deux bornes au voltmètre respectivement aux deux points entre lesquels on veut mesurer la tension (fig. 4).

On observe naturellement le sens de branchement convenable et on choisit un appareil qui puisse supporter la tension à mesurer.

On lit la différence de potentiel *en volts* (abrév. V),

ou en *millivolts* ( $1 \text{ millivolt} = \frac{1}{1.000} \text{ volt}$  (abrév. mV),

ou en *microvolts* ( $1 \text{ microvolt} = \frac{1}{1.000.000} \text{ volt}$  (abrév.  $\mu\text{V}$ ).

## CHAPITRE IV

### EFFET JOULE. RÉSISTANCE. LOI D'OHM

#### 16. EFFET JOULE. RÉSISTANCE.

Dans tout conducteur parcouru par un courant, il y a dégagement de chaleur.

La puissance dégagée sous forme chaleur est proportionnelle au carré de l'intensité du courant.

On la calcule par la formule :

$$\boxed{w = R \times I^2} \quad \text{— ampère}$$

*watt*                      *ohm*

où  $R$  est une constante, caractéristique du conducteur, qu'on appelle sa *résistance* et qu'on évalue en **ohm** (abrév.  $\Omega$ ).

La résistance d'un conducteur est donc la puissance en watt, qu'il faut y dépenser sous forme chaleur, pour y faire passer 1 ampère.

La résistance est 1 ohm si la puissance à dépenser sous forme chaleur pour y faire passer 1 ampère est égale à 1 watt.

Comme unités dérivées, on emploie :

le *microohm* égal à  $\frac{1}{1.000.000}$  ohm (abrév.  $\mu\Omega$ ),

le *mégohm* égal à 1.000.000 ohms (abrév.  $M\Omega$ ).

*Exercices :*

Puissance dissipée sous forme chaleur par un courant de 3 ampères dans 100 ohms

$$w = 100 \times (3)^2 = 900 \text{ watts.}$$

Puissance dissipée sous forme chaleur par un courant de 30 mA dans 5.000 ohms

$$w = 5.000 \times \left(\frac{30}{1.000}\right)^2 = 4,5 \text{ watts.}$$

Puissance dissipée sous forme chaleur par 1 mA dans 1 M $\Omega$

$$w = 1.000.000 \left(\frac{1}{1.000}\right)^2 = 1 \text{ watt.}$$

Il est en général plus commode de passer par l'intermédiaire de la loi d'Ohm (17) et d'appliquer ensuite  $w = VI$  (14).

**17. LOI D'OHM.**

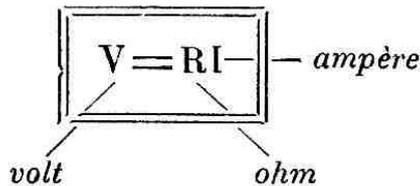
Nous avons vu (14) que, entre deux points d'un circuit parcouru par le courant  $I$ , si la différence de potentiel est  $V$ , la puissance totale qui apparaît entre ces deux points est :

$$w = VI.$$

Si d'autre part, entre ces deux points il n'y a que *dégagement de chaleur* ce qui exclut de notre loi les moteurs, les cuves à électrolyse, etc.) on a aussi (16).

$$w = RI^2.$$

En égalant ces deux expressions, on a  $RI^2 = VI$ , donc :



Cette formule exprime ce qu'on appelle la loi d'Ohm.

Si dans un conducteur de résistance  $R$  ohms il n'y a pas d'autre phénomène énergétique qu'un dégagement de chaleur, la différence de potentiel aux bornes égale le produit de la résistance par l'intensité du courant.

Exercices :

1. On donne le courant  $I$  et la résistance  $R$ . Quelle est la tension  $V$  aux bornes?

On a :  $V = RI$

Ex. :  $R = 5.000$  ohms  $I = 10$  mA  $V = 5.000 \frac{10}{1.000} = 50$  volts.

2. On donne la tension  $V$  aux bornes et le courant  $I$ . Trouver  $R$ .

On a :  $R = \frac{V}{I}$ .

Ex. :  $V = 4$  volts  $I = 2$  mA  $R = \frac{4}{2} = \frac{4.000}{2} = 2.000$  ohms.

3. On donne la tension  $V$  aux bornes et la résistance  $R$ . Trouver  $I$ .

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

Ex. :  $V = 120$  volts  $R = 100.000$  ohms  $I = \frac{120}{100.000}$  amp. = 1,2 mA.

**A tension donnée, plus la résistance est grande, plus le courant est faible.**

### 18. CONDUCTEURS EN SÉRIE.

Lorsque plusieurs conducteurs sont en série, parcourus par le même courant, leurs résistances s'ajoutent.

*On observe la plus grande tension aux bornes de la plus grande résistance.*

*Exercice :*

Trois résistances AB, BC, CD (fig. 5) sont en série, traversées par le même courant. Ces résistances ont pour valeurs respectives :

$$AB = 10.000 \text{ ohms} \quad BC = 50.000 \text{ ohms} \quad CD = 40.000 \text{ ohms.}$$



Fig. 5.

Entre A et D, on relève 200 volts. Quelles tensions a-t-on entre A et B, entre B et C, entre C et D ?

La résistance totale est  $10.000 + 50.000 + 40.000 = 100.000$  ohms.

Le courant est donc  $\frac{200}{100.000} = \frac{2}{1.000}$  amp = 2 mA.

Les tensions sont : entre A et B :  $10.000 \times \frac{2}{1.000} = 20$  volts.

entre B et C :  $50.000 \times \frac{2}{1.000} = 100$  volts; entre C et D : 80 volts;



### 19. RHÉOSTATS.

Pour régler l'intensité du courant dans un circuit, on y intercale un *rhéostat* ou résistance variable.



Fig. 6.

Le rhéostat est un fil conducteur dont on utilise une longueur plus ou moins grande, prise entre une extrémité fixe et un curseur mobile (fig. 6).

## 20. TEMPÉRATURE D'ÉQUILIBRE. COURTS-CIRCUITS. FUSIBLES.

Lorsqu'un courant passe dans un conducteur, ce conducteur s'échauffe, mais sa température ne croît pas indéfiniment. C'est parce que, au fur et à mesure que sa température s'élève, le conducteur perd de plus en plus de chaleur en échauffant l'air ou les corps en contact avec lui. Il arrive un moment où la perte de chaleur, par seconde, devient égale à la quantité de chaleur apportée par le courant, par seconde. A partir de là la température ne s'élève plus.

On dit que le conducteur a atteint sa température d'équilibre. Cette température est d'autant plus élevée que le courant est plus intense et que le conducteur est mieux calorifugé.

Si la température d'équilibre est trop élevée, le conducteur ou l'isolant qui l'entoure est détérioré.

Dans tout conducteur, l'intensité du courant ne doit pas dépasser une certaine valeur.

Dans un fil sous isolant, on ne fait pas passer plus de 4 ampères par mm<sup>2</sup> de section.

Une résistance bobinée peut dissiper, sans échauffement exagéré, quelques watts par cm<sup>2</sup> de surface.

Si, entre deux points entre lesquels existe une différence de potentiel élevée, on place un conducteur de résistance très faible, le courant est très intense. On dit qu'il y a *court-circuit*. Ce court-circuit provoque la détérioration de divers conducteurs dans le circuit.

Pour protéger une installation contre les courts-circuits, on dispose en série, dans le circuit, un conducteur qui fond lorsque l'intensité dépasse la valeur admissible (*fusible*).

## 21. RÉSISTIVITÉ.

*La résistance d'un fil de section constante est proportionnelle à sa longueur et en raison inverse de sa section.*

Si la longueur double, la résistance double.

Si le diamètre double, la section devient quatre fois plus grande de sorte que la résistance devient quatre fois plus petite<sup>1</sup>.

1. Comparer à une canalisation d'eau. Plus sa section est grande, mieux elle laisse passer le liquide.

On appelle résistivité d'une substance la résistance d'un cylindre de cette substance, ayant pour longueur 1 cm et pour section 1 cm<sup>2</sup>.

*Exemple* : La résistivité du cuivre est 1,6 microohm-cm. Cela veut dire dire qu'un cylindre de 1 cm de long, 1 cm<sup>2</sup> de section en cuivre aura pour résistance 1,6 microohm.

Un fil de même section et de longueur 1 km aura pour résistance :

$$\frac{1,6}{1.000.000} (100.000) = 0,16 \text{ ohm.} \quad (1 \text{ km} = 100.000 \text{ cm}).$$

Un fil de cuivre de longueur 1 km, de section 1 mm<sup>2</sup> =  $\frac{1}{100}$  cm<sup>2</sup>, aura une résistance 100 fois plus grande, soit 16 ohms.

Plus la résistivité est petite, plus le corps est conducteur.

*Les meilleurs conducteurs sont les métaux et, parmi eux le cuivre et l'aluminium.*

Les alliages sont en général plus résistants que les métaux purs.

Le charbon est environ 1.000 fois plus résistant que le cuivre.

La résistivité des métaux augmente quand la température s'élève. Celle du charbon diminue.

Les solutions d'acides, bases et sels dans l'eau sont environ 1.000.000 fois plus résistantes que le cuivre.

L'eau du robinet est encore 1.000 fois plus résistante.

Le sol très humide a une résistivité du même ordre.

Un sol sec peut être 100 ou 1.000 fois plus résistant encore.

Le bois sec peut avoir comme résistivité 100 mégohm-cm. Cependant ce n'est encore qu'un isolant médiocre.

Le verre, la porcelaine, le caoutchouc, l'ébonite, la gutta, la paraffine ont des résistivités encore au moins 1 million de fois plus grandes.

Une couche d'humidité déposée sur un bon isolant le transforme en isolant médiocre.

A l'état normal, les gaz et, en particulier, l'air, sont des isolants parfaits.

Nous reviendrons sur les propriétés particulières des isolants en haute-fréquence (132).

**22. RÉSISTANCE INTERNE D'UN GÉNÉRATEUR.**

Un générateur, comme tout conducteur, a une certaine résistance. Lorsqu'il est parcouru par un courant, il s'y dégage de la chaleur. La puissance correspondante est perdue pour le circuit extérieur.

Soit  $E$  la F. E. M. du générateur,  $r$  la résistance interne,  $I$  le courant débité,  $V$  la différence de potentiel entre les bornes.

La puissance disponible dans le circuit extérieur est  $w = VI$ .

Le générateur rend disponible, en tout, la puissance  $EI$ .

A l'intérieur du générateur apparaît sous forme chaleur la puissance  $rI^2$ .

Reste pour l'extérieur  $EI - rI^2$  qui égale  $VI$ .

Donc 
$$V = E - rI.$$

*La tension aux bornes du générateur est égale à la F. E. M. diminuée de la chute de tension interne, donnée par la loi d'Ohm.*

Elle diminue au fur et à mesure que le débit augmente.

Elle n'est égale à la F. E. M. que si le générateur débite un très faible courant.

C'est en général (mais pas toujours) le cas lorsque le générateur ne débite que sur un voltmètre — (tension à vide).

*Exemple : Un générateur de F. E. M. 200 volts et de résistance interne  $r = 1.000$  ohms débite sur une résistance extérieure  $R = 9.000$  ohms. Quelle est la tension aux bornes ?*

Le générateur débite sur la résistance totale  $1.000 + 9000 = 10.000$  ohms,

Le courant débité est 
$$\frac{200}{10.000} = \frac{2}{100} \text{ amp} = 20 \text{ mA.}$$

La tension aux bornes du générateur est :

$$V = Ri = 9.000 \frac{20}{1.000} = 180 \text{ volts}$$

ou, si l'on préfère :

$$V = E - ri = 200 - 1.000 \frac{20}{1.000} = 180 \text{ volts.}$$

*Exemple : Même problème : la résistance extérieure est 1.000 ohms.*

La résistance totale est  $1.000 + 1.000 = 2.000$  ohms.

Le courant est 
$$\frac{200}{2.000} = \frac{2}{10} \text{ amp.} = 100 \text{ mA.}$$

La tension aux bornes est  $V = E - ri = 200 - 1.000 \frac{100}{1.000} = 100 \text{ volts.}$

*Expérience* : Un générateur de résistance interne assez élevée (bloc d'alimentation plaque) débite sur une résistance variable. On mesure le courant débité au moyen de l'ampèremètre A. et la tension aux bornes au moyen du voltmètre V (fig. 7).

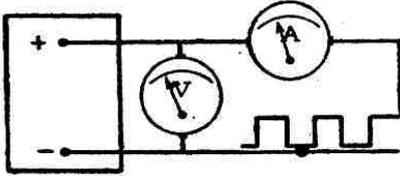


Fig. 7.

On constate que, lorsque le courant débité augmente, la tension aux bornes du générateur baisse.

## CHAPITRE V

### CONDUCTEURS EN DERIVATION. APPLICATIONS

#### 23. LOIS DES RÉSEAUX DE CONDUCTEURS EN COURANT CONTINU.

Considérons un réseau de conducteurs, c'est-à-dire un ensemble de conducteurs en nombre quelconque, comprenant des générateurs et des récepteurs, connectés de façon quelconque (fig. 8).

Soit à calculer l'intensité du courant dans chacune des branches. On y arrive en appliquant les deux lois très simples suivantes :

1° L'électricité ne s'accumule nulle part. Si on considère une surface fermée, la somme des intensités des courants qui y pénètrent est égale à la somme des intensités des courants qui en sortent.

2° La différence de potentiel entre deux points a une valeur et une seule ;

c'est-à-dire que si on la calcule en suivant les chutes ou élévations de potentiel rencontrées le long d'un trajet quelconque allant de l'un de ces points à l'autre, on trouve toujours le même résultat.

#### 24. RÉSISTANCES EN DÉRIVATION.

Plusieurs résistances  $R_1, R_2, R_3, \dots$  sont dites placées *en dérivation* entre  $A$  et  $B$  si, pour chacune d'elles, une extrémité est réunie à  $A$ , et l'autre à  $B$  (fig. 9).

1° La tension  $V$  entre  $A$  et  $B$  est donnée : trouver les courants dans les diverses branches.

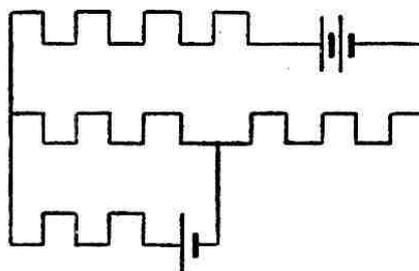


Fig. 8.

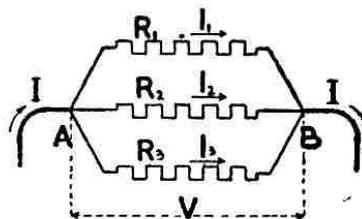


Fig. 9.

Chacune des branches étant une résistance pure, on peut appliquer la loi d'Ohm

Si  $I_1, I_2, I_3, \dots$  désignent respectivement les courants dans  $R_1, R_2, R_3, \dots$  on a donc :

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

ou encore

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

Le courant est d'autant plus petit que la résistance est plus grande.

**Dans la plus petite résistance passe le plus grand courant.**

*Exemple :* Soit  $R_1 = 100.000 \Omega$   $R_2 = 25.000 \Omega$   $R_3 = 20.000 \Omega$   
 $V = 100 \text{ volts.}$

On a :  $I_1 = \frac{100}{100.000} \text{ amp.} = 1 \text{ mA}$   $I_2 = 4 \text{ mA}$   $I_3 = 5 \text{ mA.}$

### 2° Puissances dans les diverses branches.

Entre les deux extrémités d'une branche quelconque, la tension  $V$  a la même valeur. Donc la puissance dissipée sous forme chaleur est d'autant plus grande que le courant est plus grand.

*C'est donc la plus petite résistance qui chauffe le plus.*

Bien noter ce résultat. C'est l'inverse de ce qui se passerait pour des résistances en série traversées par un même courant.

*Exemple :* Dans l'exercice ci-dessus, la puissance dégagée dans  $R_1$  est

$$W_1 = VI_1 = \frac{V^2}{R_1}.$$

De même  $W_2 = VI_2$   $W_3 = VI_3$

$$W_1 = 100 \frac{1}{1000} = 0,1 \text{ watt} \quad W_2 = 0,4 \text{ watt} \quad W_3 = 0,5 \text{ watt.}$$

### 3° Courant total. Résistance $R$ équivalente à l'ensemble.

Le courant total  $I$  égale  $I_1 + I_2 + I_3 + \dots$

c'est-à-dire  $\frac{V}{R_1} + \frac{V}{R_2} + \frac{V}{R_3} + \dots$  ou  $V \times \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots \right).$

Si, à la place des résistances données, on avait une seule résistance  $R$ , le courant serait :

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

Donc, on a, en égalant les deux valeurs de  $I$

$$\frac{V}{R} = V \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots \right)$$

La résistance  $R$  équivalente à l'ensemble est donc telle que :

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

*Exemple :* Dans l'exemple ci-dessus, le courant total est :

$$I = 1 + 4 + 5 = 10 \text{ mA.}$$

On peut aussi l'établir en disant que l'ensemble des trois résistances  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ , en dérivation équivaut à une seule  $R$ , telle que :

$$\begin{aligned} \frac{1}{R} &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} = \frac{1}{100.000} + \frac{1}{25.000} + \frac{1}{20.000} = \frac{1 + 4 + 5}{100.000} \\ &= \frac{10}{100.000} = \frac{1}{10.000} \end{aligned}$$

donc  $R = 10.000 \text{ ohms}$  et  $I = \frac{100}{10.000} \text{ A} = 10 \text{ mA.}$

*Exemple :* On met deux résistances de 2.000 ohms en parallèle.

Leur ensemble équivaut à une résistance égale à 1.000 ohms car :

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{2.000} + \frac{1}{2.000} = \frac{2}{2.000} = \frac{1}{1.000} \quad \text{d'où} \quad R = 1.000.$$

Si chacune d'elles peut dissiper 1 watt, leur ensemble peut dissiper 2 watts.

1. Dans le cas de deux résistances,  $R_1$  et  $R_2$ , en parallèle, la résistance équivalente  $R$  est donnée par

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \quad \text{ou} \quad \frac{1}{R} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2}$$

D'où la formule plus commode

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

Dans le cas de trois résistances,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ , en parallèle, on peut, au moyen de cette formule chercher la résistance  $R'_1$  équivalente au système formé par ( $R_1$ ,  $R_2$ ). Tout se passe, ensuite, comme si l'on avait, en parallèle  $R'_1$  et  $R_3$ . On applique donc une seconde fois la formule précédente.

Quand deux résistances sont en parallèle, la résistance équivalente à l'ensemble est plus petite que la plus petite.

En effet, le courant total qui passe, pour une différence de potentiel donnée, est égal à celui qui passe dans la plus petite, plus quelque chose.

4° Le courant total  $I$  est donné. Calculer la tension aux bornes  $V$  et les divers courants.

On commence par calculer la résistance équivalente  $R$ .

La tension aux bornes est alors  $V = RI$ . On est alors ramené au 1°.

### 23. SHUNT D'UN AMPÈREMÈTRE.

Pour protéger un ampèremètre trop sensible et trop fragile contre un courant trop intense qui le détériorerait, mais qu'on veut mesurer, on en fait passer une fraction importante mais connue dans un conducteur appelé *shunt*, placé en dérivation sur l'ampèremètre.

*Exemple* : Un ampèremètre supporte au maximum 1 ampère.

On veut s'en servir pour mesurer un courant compris entre 1 et 10 ampères.

On place en dérivation sur l'ampèremètre (fig. 10) un shunt dont la résistance est neuf fois plus petite que celle de l'ampèremètre.

Le courant qui passe par le shunt est alors neuf fois plus grand que celui qui passe dans l'ampèremètre. Leur somme est égale au courant total.

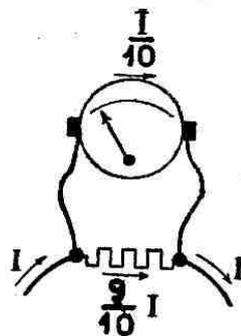


Fig. 10.

Le courant dans l'ampèremètre est donc le dixième du courant total.

D'une manière générale si le shunt est  $n$  fois moins résistant que l'ampèremètre, la sensibilité de celui-ci est  $(n + 1)$  fois plus petite que celle de l'appareil initial.

Bien noter que le shunt n'est efficace que si c'est le *courant* total qui est donné. Si c'est la *tension* aux bornes de l'appa-

reil qui est fixe, on ne changera rien au courant qui y passe en mettant un shunt.

## 26. VOLTMÈTRE.

*Un voltmètre n'est pas autre chose qu'un ampèremètre très sensible et très résistant.*

Pour faire un voltmètre, on prend un milliampèremètre et on met en série avec lui une grande résistance.

*Exemple :* On a un milliampèremètre, de résistance  $50\Omega$  et pour lequel la déviation totale correspond à un courant égal à  $1\text{ mA}$ .

On met en série avec lui  $99.950$  ohms. L'ensemble a pour résistance  $100.000$  ohms. Si on applique entre les bornes  $100$  volts, le courant est

$$\frac{100}{100.000} = 1\text{ mA}.$$

On a donc réalisé un voltmètre donnant sa déviation totale pour  $100$  volts.

*Pour mesurer la différence de potentiel entre deux points, on branche le voltmètre en dérivation entre ces deux points (15).*

Comme le voltmètre est très résistant, il n'y passe qu'un courant faible et le fait de brancher l'appareil ne change rien au circuit principal.

Cependant un très faible courant, proportionnel à la tension qu'on veut mesurer traverse le voltmètre dont l'aiguille dévie puisque, par hypothèse, l'appareil est très sensible.

*Pour réduire la sensibilité d'un voltmètre on lui ajoute une résistance en série.*

*Exemple :* Un voltmètre donnant toute la déviation pour  $100$  volts a pour résistance :  $100.000$  ohms.

On lui ajoute  $100.000$  ohms en série. La résistance totale devient  $200.000$  ohms. Pour obtenir toute la déviation il faut maintenant  $200$  volts.

## 27. RADIO-CONTROLEUR.

Un radio-contrôleur est un appareil à multiples sensibilités pouvant servir en ampèremètre et en voltmètre.

*Exemple (fig. 11).* L'appareil de base est un milliampèremètre de résistance  $100\Omega$  donnant toute la déviation pour

3 mA. En parallèle est une résistance 100  $\Omega$  également, coupée en trois morceaux OA : 1  $\Omega$ ; AB = 9  $\Omega$ ; BC = 90  $\Omega$ . Entre la borne C et les bornes D, E, F, on trouve respectivement 950  $\Omega$ , 9.950  $\Omega$ , 99.950  $\Omega$ .

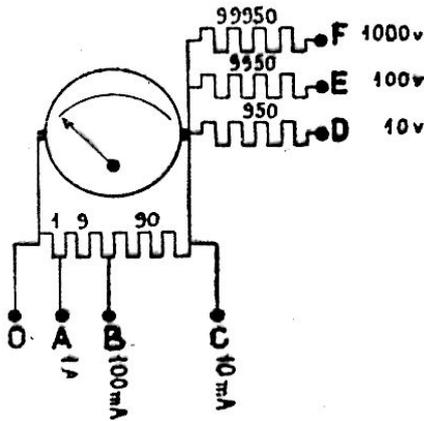


Fig. 11.

Entre O et C, on a affaire à l'appareil de base shunté par une résistance égale à la sienne, donc à un milliampèremètre de sensibilité 10 mA.

Entre O et B, on a un appareil de mesure de résistance

$$90 + 100 = 190 \text{ ohms,}$$

shunté par une résistance

$$1 + 9 = 10 \text{ ohms, } 19 \text{ fois pl. petite.}$$

La sensibilité est vingt fois plus petite

que celle de l'appareil de base. Elle correspond donc à la déviation totale pour 100 mA.

Entre O et A, on a un appareil de mesure de résistance  $9 + 90 + 100 = 199$  ohms, shunté par 1 ohm, résistance 199 fois plus petite. La sensibilité est 200 fois plus petite que celle de l'appareil de base. Déviation totale pour 1.000 mA = 1 ampère.

Entre O et C, comme déjà dit, l'appareil a pour résistance équivalente 50  $\Omega$  et dévie totalement pour 10 mA.

Avec 99.950 ohms en série (c'est-à-dire entre O et F) on a un voltmètre de sensibilité 1.000 volts (voir exercice paragraphe 26).

Avec 9.950 ohms en série, c'est-à-dire entre O et E, on a un voltmètre de sensibilité 100 volts.

Entre O et D on a un voltmètre de sensibilité 10 volts.

## 28. PRÉCAUTIONS A OBSERVER DANS L'EMPLOI DU VOLTMÈTRE.

Un bon voltmètre est, par hypothèse, un appareil très résistant, c'est-à-dire dont la résistance est grande par rapport à celle de la portion de circuit aux bornes de laquelle on le branche.

Lorsqu'on branche un voltmètre aux bornes d'une

résistance trop grande, comparable à la sienne, ses indications ne signifient rien et on perturbe le régime de courants qui existait dans le circuit avant le branchement du voltmètre.

*Exemple :* Considérons un accumulateur de F. E. M. 4 volts, débitant sur deux résistances de 40 Ω en série.

Le courant est  $\frac{4}{80}$  amp = 50mA. Aux bornes de chacune des résistances on a une d. d. p. de 2 volts.

Soit un voltmètre de résistance 100.000 Ω. En le branchant successivement aux bornes des deux résistances, on y trouve effectivement 2 volts.

Supposons que le même accumulateur débite sur deux résistances de 400.000 Ω en série (fig. 12a) :

Le courant est

$$\frac{4}{800.000} \text{ amp} = \frac{1}{200} \text{ mA} = 5\mu\text{A}.$$

Aux bornes de chacune des résistances on a

$$V = RI = 400.000 \frac{5}{1.000.000} = 2 \text{ volts.}$$

Branchons le voltmètre (fig. 12 b) aux bornes de l'une des résistances AB. Tout est changé.

Nous avons alors entre A et B une dérivation avec 400.000 ohms d'un côté et 100.000 ohms de l'autre. Cette dérivation équivaut à une résistance R telle que

$$\frac{1}{\bar{R}} = \frac{1}{400.000} + \frac{1}{100.000} = \frac{5}{400.000}.$$

Donc  $R = \frac{400.000}{5} = 80.000 \text{ ohms.}$

L'accumulateur débite maintenant sur :

$$80.000 + 400.000 = 480.000 \text{ ohms.}$$

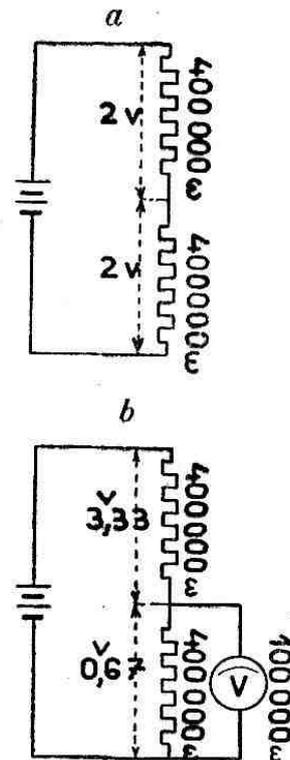


Fig. 12.

Le courant devient  $\frac{4}{480.000} \text{ A} = 8,33 \mu\text{A}$ .

Entre A et B la tension devient  $80.000 \frac{8,33}{1.000.000} = 0,67 \text{ volt}$ ,  
c'est ce qu'indique le voltmètre.

Ce n'est pas tout ce qu'on avait entre A et B avant de mettre le voltmètre. L'introduction de cet appareil a tout bouleversé.

## 29. POTENTIOMÈTRES.

*Un potentiomètre est un appareil constitué par des résistances et destiné à obtenir, à partir d'une tension donnée  $V$ , une tension réduite  $v$ .*

Pratiquement (fig. 13) on a deux résistances en série AC et CB. Entre A et B on applique la tension  $V$ , entre A et C on a la tension réduite  $v$ . Si C est un curseur mobile  $v$  peut prendre toutes valeurs entre zéro et  $V$ .

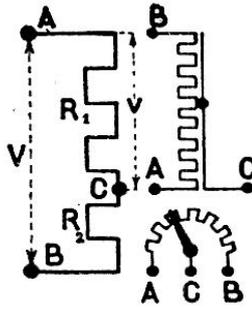


Fig. 13.

Si l'appareil qu'on alimente entre A et C ne consomme pas beaucoup de courant, c'est-à-dire si la résistance de cet appareil est grande vis-à-vis de la résistance AC, on calcule très facilement  $v$  à partir de  $V$  et des résistances  $R_1 = AC$  et  $R_2 = CB$ .

Le courant dans AB est en effet  $I = \frac{V}{R_1 + R_2}$  et la tension  $v$  entre A et C est  $v = R_1 I = \frac{R_1 V}{R_1 + R_2}$ .

*Exemple :*  $R_1 = 10.000 \text{ ohms}$      $R_2 = 90.000 \text{ ohms}$

$$v = \frac{10.000}{10.000 + 90.000} V = \frac{1}{10} V.$$

Le problème est en général plus compliqué parce que l'appareil placé entre A et C consomme un courant notable, comparable à celui qui passe dans  $R_1$  et  $R_2$ .

*Exemple :* On dispose, entre A et B (fig. 14), d'une tension fixe  $V = 250 \text{ volts}$ .

On veut alimenter, entre C et B, un appareil qui doit fonctionner sous 120 volts et qui consomme alors 2mA. Quelles résistances  $R_1$  et  $R_2$  doit-on mettre entre A et C, ainsi qu'entre C et B?

Il y a plusieurs solutions. Par exemple, prenons  $R_2 = 40.000$  ohms. Si la tension entre C et B est bonne (120 volts) il passe dans  $R_2$  :

$$\frac{120}{40.000} \text{ amp} = 3 \text{ mA. Alors, dans } R_1 \text{ passe } 3 + 2 = 5 \text{ mA.}$$

Ce courant doit produire entre A et C la chute de tension

$$250 - 120 = 130 \text{ volts.}$$

Donc la résistance  $R_1$  doit valoir

$$\frac{130}{5} \text{ volts} = 26.000 \text{ ohms.}$$

$$\frac{1.000}{1.000}$$

Exercice : Montrer qu'on arrive au même résultat avec

$$R_2 = 60.000 \text{ ohms} \quad R_1 = 32.500 \text{ ohms.}$$

### 30. OHMMÈTRES.

Un ohmmètre est un appareil destiné à la mesure, par lecture directe des résistances.

Il comporte essentiellement (fig. 15 a) une pile dont la F.E.M  $E$  est bien fixe et un voltmètre, la résistance de l'ensemble étant fixe et égale à  $R$ .

Si les deux bornes de l'ensemble sont réunies directement, par une résistance nulle, le voltmètre est aux bornes de la pile qui débite très peu. Donc le voltmètre indique une tension égale à  $E$  et dévie au maximum. Pour cette position de l'aiguille, on marque : résistance extérieure  $x$  égale zéro (fig. 15 b).

Si les deux bornes de l'ensemble sont en l'air (ou réunies aux extrémités d'un conducteur coupé) le circuit est ouvert. Il n'y a pas de courant dans le voltmètre. Celui-ci ne dévie pas. Pour cette position de l'aiguille on marque : résistance extérieure  $x$  égale infini ce qui s'écrit :  $\infty$  (fig. 15 a).

Si les deux bornes de l'ohmmètre sont réunies à une résis-

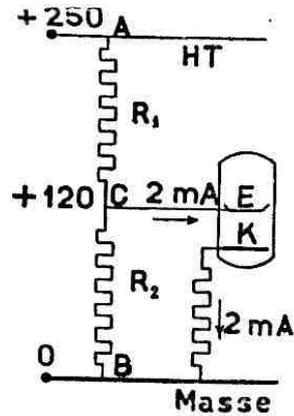


Fig. 14.

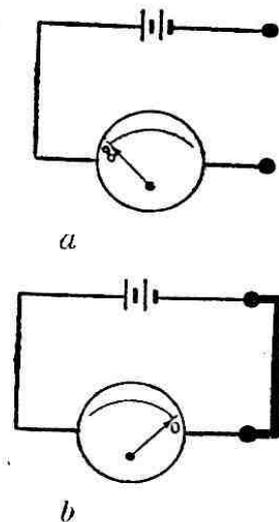
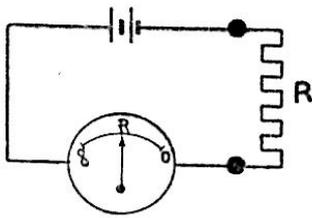


Fig. 15.



tance extérieure  $x$  le courant dans  $x$  et l'ohmmètre est

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

La tension aux bornes du voltmètre est

$$V = RI = \frac{R}{x + R} E.$$

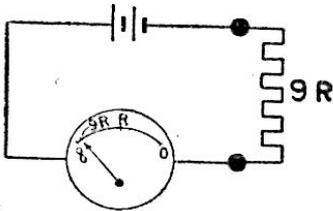


Fig. 15, c, d.

*Exemple* : Si  $x = R$ ;  $V = \frac{E}{2}$  : déviation

moitié de la déviation totale. On marque en ce point  $x = R$  (fig. 15 c).

*Exemple* : Si  $x = 9R$ ;  $V = \frac{E}{10}$  : déviation un dixième de la déviation totale. On marque en ce point  $x = 9R$  (fig. 15 d).

*Pour se servir correctement de l'appareil, il faut se souvenir de ce que :*

1° L'appareil étant en court-circuit, l'aiguille doit indiquer  $x = 0$ . Sinon il faut changer la pile.

2° La mesure doit être faite tous courants coupés.

Dans la résistance  $x$  à mesurer ne doit passer que le courant de la pile de l'ohmmètre.

### 31. PONT DE WHEATSTONE.

Il existe des méthodes plus précises pour la mesure des résistances.

Le pont de Wheatstone est un montage comprenant (fig. 16) quatre résistances  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R$  et  $x$  disposées suivant les quatre côtés AB, BC, CD, DA d'un quadrilatère. Le rapport  $\frac{R_1}{R_2}$  est connu. La résistance  $R$  est connue. La résistance  $x$  est inconnue.

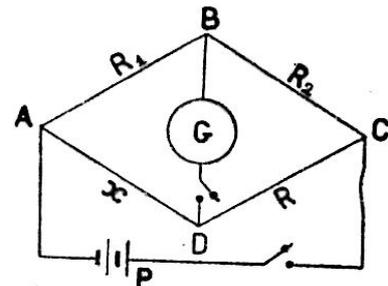


Fig. 16.

Entre A et C, est branchée une pile, par l'intermédiaire d'un

interrupteur. Entre B et D, est branché un galvanomètre (ou microampèremètre très sensible) par l'intermédiaire d'un autre interrupteur.

On ferme d'abord l'interrupteur pile, puis l'interrupteur galvanomètre. L'équipage de cet appareil dévie soit dans un sens, soit dans l'autre, suivant la valeur de  $\frac{R_1}{R_2}$  et de R.

Pour un certain réglage, le galvanomètre ne dévie pas. On a alors

$$x = R \frac{R_1}{R_2} \quad \text{d'où } x.$$

Dans certains modèles  $\frac{R_1}{R_2}$  peut prendre les valeurs :

1, 10, 100,  $\frac{1}{10}$ ,  $\frac{1}{100}$ , et R toutes les valeurs d'ohm en ohm.

Dans d'autres modèles, R peut prendre les valeurs :

100, 1.000, 10.000 ..... ohms et  $\frac{R_1}{R_2}$  toutes les valeurs, lues sur une réglette sur laquelle se déplace un curseur.

### 32. COUPLAGE DES GÉNÉRATEURS.

Considérons deux générateurs  $G_1$  et  $G_2$ , dont les pôles positifs sont respectivement  $A_1$  et  $A_2$ , et les pôles négatifs  $B_1$  et  $B_2$ . Leurs F. E. M. sont respectivement  $E_1$  et  $E_2$ , et leurs résistances internes  $r_1$  et  $r_2$ .

1° Deux générateurs sont dits couplés en série si le pôle négatif du premier  $B_1$  est relié au pôle positif du second  $A_2$ , les deux pôles de la batterie ainsi constituée étant  $A_1$  et  $B_2$  (fig. 17 a).

L'ensemble équivaut à un seul générateur de F. E. M.  $E_1 + E_2$  et de résistance interne  $r_1 + r_2$ .

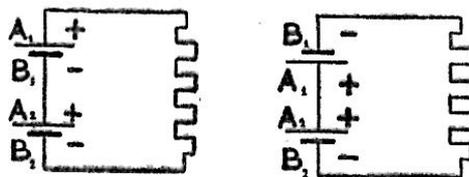


Fig. 17, a et b.

2° Les deux générateurs sont dits en opposition si leurs pôles de même nom sont reliés entre eux (fig. 17 b).

Supposons, pour fixer les idées,  $E_1 > E_2$ . L'ensemble équivaut alors à un seul générateur de F. E. M.  $E_1 - E_2$ , et de résistance interne  $r_1 + r_2$ .

Seul le générateur  $G_1$  fonctionne effectivement comme générateur.  $G_2$  reçoit de l'énergie au lieu d'en fournir; le montage est donc sans intérêt.

Si les F. E. M. des deux générateurs sont égales, le courant débité est nul, puisque la F. E. M. de l'ensemble est nulle.

Considérons maintenant plusieurs générateurs.

3° *Plusieurs générateurs sont dits connectés en série* si le pôle négatif de chacun d'eux est relié au pôle positif du suivant, les deux pôles restant disponibles constituant les pôles de la batterie (fig. 17 c).

La F. E. M. de l'ensemble est  $E_1 + E_2 + \dots + E_n$ , et la résistance interne  $r_1 + r_2 + \dots + r_n$ .

Le montage est utilisé lorsqu'on veut obtenir une tension élevée.

Il n'est intéressant que si la résistance des générateurs est petite vis-à-vis de celle sur laquelle on veut débiter.

Sinon, l'augmentation de la F. E. M. serait compensée par l'augmentation de résistance interne.

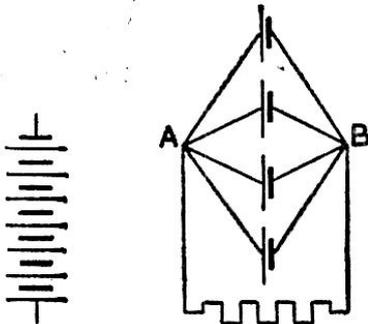


Fig. 17, c et d.

4° *Plusieurs générateurs sont dits couplés en parallèle*, si les pôles positifs de tous ces générateurs sont réunis en un point A et les pôles négatifs en un point B (fig. 17 d).

Ce montage est toujours réalisé *entre des générateurs identiques*.

Supposons en effet que deux générateurs de F. E. M. différentes soient en parallèle l'un sur l'autre. Ils sont, l'un vis-à-vis de l'autre, en opposition, et celui dont la F. E. M. est la plus grande débite sur l'autre. Si les résistances internes sont faibles, le courant correspondant peut être très intense et amener la détérioration de l'un et l'autre générateurs. De plus, l'un d'eux peut ne fournir aucune énergie au circuit extérieur.

Soient donc, *en parallèle*,  $n$  générateurs de même F. E. M.  $E$  et de même résistance interne  $r$ .

L'ensemble équivaut à un seul générateur de F. E. M.  $E$  et de résistance interne  $\frac{r}{n}$ .

Le montage est utilisé lorsqu'on veut débiter un courant intense. On ne gagne pas en F. E. M; mais la résistance interne est divisée par  $n$ , ce qui est intéressant si la résistance extérieure est faible. La batterie peut, sans risque de détérioration, débiter un courant  $n$  fois plus grand que celui que pourrait débiter un seul générateur.

## CHAPITRE VI

### CONDENSATEURS. CAPACITÉ

#### 33. CONDENSATEURS — CHARGE ET DÉCHARGE.

*Un condensateur est un système constitué par deux armatures métalliques très rapprochées, séparées par un isolant.*

La nature des armatures est sans importance. Celle de l'isolant est très importante.

Constituons le montage de la figure 18, au moyen de la pile P, de l'interrupteur Oa, du condensateur C et du galvanomètre G.

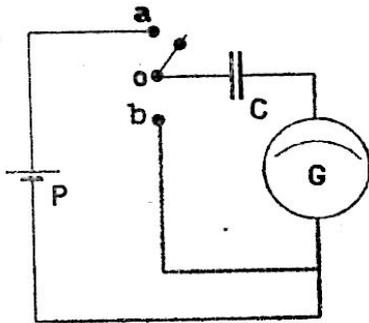


Fig. 18.

Même quand Oa est fermé le circuit PaOCG est à coupé cause de l'isolant entre les armatures du condensateur et il ne peut pas y avoir courant continu permanent dans un tel circuit.

Mais quand on ferme Oa, on observe le passage du courant pendant un temps très court.

L'équipage du galvanomètre G reçoit un choc et il dévie alors que le courant a déjà disparu. La déviation maximum de l'équipage, qui ensuite revient au zéro, permet d'évaluer la quantité d'électricité Q qui est passée.

On dit que le condensateur a pris la charge Q.

Si, en effet, on met la pile hors circuit en coupant Oa et que l'on ferme l'interrupteur suivant Ob, ce qui réunit les deux armatures du condensateur par l'intermédiaire du galvanomètre, on constate à nouveau un courant, en sens inverse du précédent, et transportant au total la même charge Q.

On dit que l'on a déchargé le condensateur.

La charge Q était emmagasinée dans le condensateur.

## 34. CAPACITÉ.

La charge  $Q$  dépend : 1° du condensateur, 2° de la différence de potentiel  $V$  sous laquelle on le charge.

Chaque condensateur est caractérisé par une grandeur appelée sa *capacité*  $C$  qu'on évalue en farads (abrév. **F**).

Lorsqu'on charge un condensateur de capacité  $C$  farads sous la différence de potentiel  $V$  volts, la charge emmagasinée  $Q$  est donnée en coulombs par la formule

$$Q = C V \quad \text{— volt}$$

coulomb
farad

Le farad est une unité beaucoup trop grande pour la pratique.

On utilise couramment :

Le **microfarad** (abrév.  $\mu\text{F}$ )  $1\mu\text{F} = \frac{1}{1.000.000}$  farad.

Le **millième de microfarad** (abrév.  $m\mu\text{F}$ )  $1m\mu\text{F} = \frac{1}{1.000} \mu\text{F}$ .

On dit souvent, tout simplement : millième.

Le **micromicrofarad** (abrév.  $\mu\mu\text{F}$ )  $1\mu\mu\text{F} = \frac{1}{1.000.000} \mu\text{F}$ .

ou un millième de millième de microfarad.

Le **centimètre** (abrév. **cm**), qui est un peu plus grand que le  $\mu\mu\text{F}$  (en effet, un millième de  $\mu\text{F}$  égale 900 **cm**).

Comme bien souvent on n'en est pas à 10 % près, on peut alors confondre le **cm** et le  $\mu\mu\text{F}$ .

On a donc :

$1m\mu\text{F} \# 1.000 \text{ cm.}$   
 $1\mu\text{F} \# 1.000.000 \text{ cm.}$   
 $0,1\mu\text{F} \# 100.000 \text{ cm.}$   
 etc.

## 35. LOIS RELATIVES A LA CAPACITÉ.

La capacité d'un condensateur dépend :

1° De l'étendue des surfaces en regard (l'une par rapport à l'autre) des armatures.

2° De la distance des armatures.

3° De la nature de l'isolant.

Pour un condensateur dont l'isolant a partout la même épaisseur, la capacité est proportionnelle à la surface  $S$  d'une armature (portion de surface en regard de l'autre armature); elle est inversement proportionnelle à la distance  $e$  entre armatures; elle est proportionnelle à un certain coefficient  $K$ , caractérisant l'isolant (pouvoir inducteur spécifique).

Pour l'air,  $K = 1$  Pour le mica,  $K = 5$  à  $8$ , etc.

On peut calculer la capacité d'un condensateur dont l'isolant a une épaisseur constante d'après la formule :

$$C = \frac{KS}{12,5 e} \quad \begin{array}{l} \text{--- cm}^2 \\ \text{--- cm} \end{array}$$

cm

### 36. CONDENSATEURS USUELS.

1° Les condensateurs d'accord employés en T. S. F. ont en général une capacité maximum comprise entre  $0,33$  et  $0,5 m\mu F$ .

Ex. : 10 lames de surface  $15 \text{ cm}^2$  travaillant par les deux faces, soit donc 20 intervalles d'air, d'épaisseur  $0,5 \text{ mm}$   $C = \frac{20 \times 15}{12,5 \times 0,05} = 480 \text{ cm}$ .

La variation de capacité s'obtient par rotation d'une armature par rapport à l'autre (variation de  $S$ ).

La loi de variation de la capacité avec l'angle de rotation dépend du profil de l'armature mobile ou rotor.

En général le rotor est à la masse du châssis. Le stator est isolé.

Lorsque le rotor est entièrement hors du stator, il reste une capacité dite *résiduelle* qui peut être, dans certains cas, le dixième de la capacité totale.

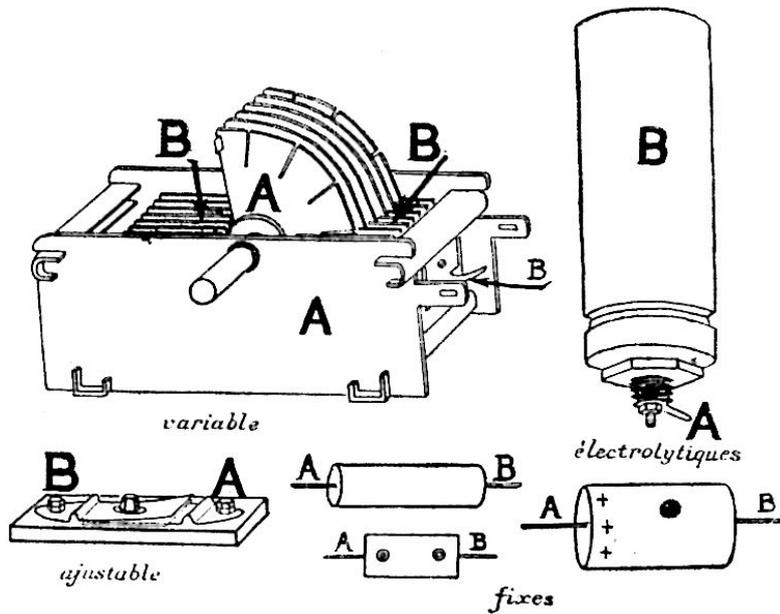
2° Les condensateurs ajustables d'antenne, ou de moyenne fréquence, les trimmers et paddings, ont en général comme isolant du mica.

La capacité est réglée par variation de distance entre les armatures (variation de  $e$ ).

3° Les condensateurs de découplage ont des capacités en général comprises entre 0,01 et 2 microfarads.

L'isolant est en général du papier paraffiné, et les armatures des feuilles de papier d'étain.

4° Les condensateurs électrolytiques permettent d'obtenir des capacités très élevées sous un faible encombrement (par exemple 15 à 50  $\mu\text{F}$ ).



Condensateurs.

L'isolant est une couche très mince d'alumine, ou oxyde d'aluminium formé par électrolyse sur une plaque d'aluminium servant d'anode dans une solution d'un certain sel.

Les électrolytiques ont, à cause de cela, des propriétés très spéciales sur lesquelles nous reviendrons plus tard (107).

De même, nous aurons à comparer les qualités des condensateurs à air, à mica, à papier, en haute fréquence (132).

### 37. LOI DE CHARGE ET DE DÉCHARGE D'UN CONDENSATEUR.

Nous avons dit qu'un condensateur se charge ou se décharge en un temps très court. Il en est ainsi quand les circuits ont une faible résistance. La vitesse de charge et décharge dépend de la capacité du condensateur et de la résistance du circuit.

Suivons par exemple la tension aux bornes du condensateur pendant qu'il se décharge.

A l'instant zéro la tension est  $V$ . Elle est réduite au dixième de sa valeur au bout d'un temps  $t$ , au centième de sa valeur au bout du temps  $2t$ , au millième de sa valeur au bout du temps  $3t$ , etc.

L'intervalle de temps  $t$  se calcule d'après la formule :

$$t = 2,3 \times C \times R \text{ — ohm}$$

seconde                      farad

CR s'appelle la constante de temps du circuit.

*Exemple :* On décharge  $1 \mu\text{F}$  dans  $10 \text{ ohms}$ . La constante de temps CR vaut  $\frac{1}{1.000.000} \times 10 = 10$  microsecondes.

En  $23$  microsecondes, la tension tombe au  $\frac{1}{10}$  de sa valeur.

En  $46$  microsecondes, elle tombe à  $\frac{1}{100}$  de cette valeur.

*Exemple :* On décharge  $10 \mu\text{F}$  dans  $10.000 \text{ ohms}$ . La constante de temps CR vaut  $\frac{10}{1.000.000} \times 10.000 = 0,1$  seconde.

La décharge est donc beaucoup plus lente.

*Exemple :* Un condensateur de  $10 \mu\text{F}$  se décharge dans  $20 \text{ M}\Omega$  (c'est à peu près la résistance entre ses bornes lorsqu'on n'y connecte rien).

La constante de temps est alors  $\frac{10}{1.000.000} 20.000.000 = 200$  secondes.

Le condensateur, dans cet exemple, se décharge lentement, tout seul. Sept minutes après qu'on a enlevé la source qui a servi à le charger, la tension est encore supérieure au dixième de sa valeur initiale.

*Remarque :* On appliquera, pour la charge, la loi inverse. La tension atteint sa valeur finale à un dixième près en un temps égal à  $t$ .

### 38. ÉNERGIE EMMAGASINÉE DANS UN CONDENSATEUR.

Un condensateur chargé contient une certaine quantité d'énergie.

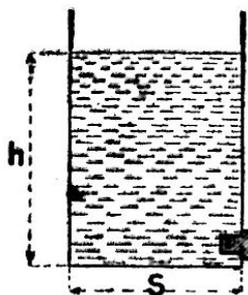


Fig. 19.

On peut le comparer (fig. 19) à un récipient cylindrique dont le fond a pour surface  $S$ .

Si on remplit ce récipient avec de l'eau jusqu'à la hauteur  $h$ , le poids d'eau  $P$  est proportionnel à  $Sh$ .

Le poids de l'eau  $P$  est analogue à la quantité d'électricité  $Q$ , la hauteur  $h$  à la différence de

potentiel  $V$ , la surface  $S$  à la capacité  $C$ .  $Q$  est proportionnel à  $CV$ .

Supposons qu'on fasse écouler le liquide jusqu'au niveau du fond du vase. On recueille un certain travail. Si tout le poids  $P$  d'eau tombait de  $h$  on aurait l'énergie  $P \times h$ ; mais, au fur et à mesure que le récipient se vide, l'eau tombe de moins en moins haut. Donc l'énergie recueillie est inférieure à  $P \times h$ . On démontre que c'est  $\frac{1}{2} Ph$ .

Quand on décharge le condensateur, l'électricité s'écoule dans le circuit et les deux armatures reviennent au même potentiel. Mais au fur et à mesure que l'électricité s'écoule, la différence de potentiel entre les armatures baisse.

On recueille donc l'énergie

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

joule                  coulomb          volt

et, comme  $Q = CV$ , on peut aussi écrire :

$$\boxed{W = \frac{1}{2} C V^2}$$

joule                  farad                  volt

Exemple :  $C = 1 \mu\text{F}$      $V = 1.000$  volts     $W = \frac{1}{2} \frac{1}{1.000.000} (1.000)^2 = 0,5 \text{ J}$

C'est extrêmement peu.

*On ne peut pas emmagasiner beaucoup d'énergie dans un condensateur.*

Pour augmenter l'énergie emmagasinée, il faudrait :

Ou bien augmenter  $V$ , ou bien augmenter  $C$ , c'est-à-dire, à encombrement donné, diminuer l'épaisseur de l'isolant.

Dans les deux cas, on est limité par le fait que :

*Pour un isolant donné, d'épaisseur donnée, il y a une tension dite tension de claquage, pour laquelle une étincelle éclate entre deux armatures en perçant l'isolant.*

Si l'isolant est du mica ou du papier, le condensateur est perdu car, là où son isolant est percé, et remplacé par de l'air, il suffira ensuite d'une faible différence de potentiel pour qu'à

nouveau se produise l'étincelle. Les armatures peuvent même être soudées localement l'une à l'autre par l'étincelle.

Par contre un électrolytique se reforme instantanément après claquage.

### 38. GROUPEMENT DES CONDENSATEURS.

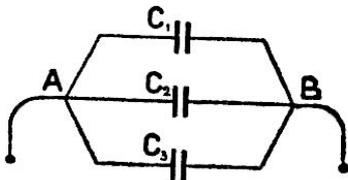


Fig. 20.

#### 1° En parallèle.

Des condensateurs sont dits groupés en parallèle entre A et B si, pour chacun d'eux, une armature est reliée à A, et l'autre à B (fig. 20).

Ils supportent alors tous la même tension.

*La capacité totale est la somme des capacités des divers condensateurs.*

*Ex. (fig. 20) :  $C_1 = 1\mu\text{F}$  ;  $C_2 = 2\mu\text{F}$  ;  $C_3 = 3\mu\text{F}$  ;  $C = C_1 + C_2 + C_3 = 6\mu\text{F}$ .*

#### 2° En série.

Plusieurs condensateurs sont dits réunis en série, entre A et B (fig. 21), si une armature du premier est reliée à A ; l'autre armature du premier, réunie à une armature du second ; l'autre armature du second à une armature du troisième ; et ainsi de suite ; la dernière armature disponible étant réunie à B.

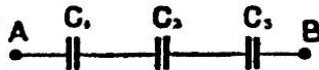


Fig. 21.

Les lois relatives au groupement des condensateurs en série sont les suivantes :

1° *L'ensemble est équivalent à une seule capacité C qui se calcule d'après la formule :*

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

2° *La tension totale V se partage entre les divers condensateurs.  $C_1$  supporte la tension  $V_1$ ,  $C_2$  supporte la tension  $V_2$ ,  $C_3$  la tension  $V_3$ , et l'on a :*

$$V = V_1 + V_2 + V_3 \dots$$

$$C_1 V_1 = C_2 V_2 = C_3 V_3 = \dots = CV.$$

*Exemple : Deux condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  en série ( $C_1 = 9\mu\text{F}$ ,  $C_2 = 1\mu\text{F}$ ) sous la tension totale  $V = 100$  volts.*

L'ensemble équivaut à une seule capacité  $C$ .

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{9} + \frac{1}{1} = \frac{10}{9} \quad \text{donc} \quad C = \frac{9}{10} \mu\text{F.}$$

**La capacité équivalente est plus petite que la plus petite.**

La capacité  $C_1$  supporte une tension  $V_1$ , avec :  $C_1 V_1 = CV$ .

Donc  $V_1 = V \frac{C}{C_1}$ . De même  $C_2$  supporte la tension  $V_2 = V \frac{C}{C_2}$ .

$$\text{Ici } V_1 = 100 \frac{0,9}{9} = 10 \text{ volts} \quad V_2 = 100 \frac{0,9}{1} = 90 \text{ volts.}$$

**La plus petite capacité supporte la plus forte tension**

## CHAPITRE VII

### CHAMP ET FLUX MAGNÉTIQUES

#### 40. CHAMP MAGNÉTIQUE.

Considérons une aiguille aimantée, montée sur pivot, comme l'aiguille d'une boussole.

Placée loin de tout aimant, ou de tout courant, cette aiguille s'oriente. Une de ses extrémités, appelée pôle nord, se dirige à peu près vers le nord. L'autre, ou pôle sud, se dirige en sens inverse.

Si l'on approche de l'aiguille un aimant, ou un circuit parcouru par un courant, elle dévie de sa position initiale et prend une nouvelle orientation, parfaitement déterminée, à laquelle elle fait retour si on l'en écarte.

On dit que l'aiguille est dans un *champ magnétique*.

Un champ magnétique c'est toute région de l'espace où une aiguille aimantée s'oriente.

Les aimants, les courants, la Terre, créent autour d'eux un champ magnétique.

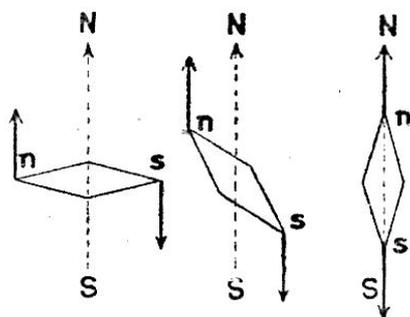


Fig. 22.

L'action du champ magnétique sur l'aiguille s'exerce par l'intermédiaire de deux forces, appliquées respectivement au pôle nord et au pôle sud de l'aiguille, égales en grandeur, parallèles, mais de sens contraire (fig. 22 a, b, c.).

Sous leur influence, l'aiguille tourne jusqu'à ce que les deux forces, dont l'orientation dans l'espace est fixe, soient directement opposées et se fassent équilibre (fig 22 c).

Le champ magnétique en un certain point se trouve défini par les caractères suivants :

1° *Sa direction* : celle d'une aiguille aimantée qu'on a placée en ce point et qui s'est librement orientée.

2° *Son sens* : le sens du pôle sud au pôle nord de cette aiguille.

3° *Son intensité*, proportionnelle aux forces appliquées par lui aux pôles de l'aiguille.

On pourra représenter le champ magnétique, comme nous avons déjà représenté une force, par une flèche.

L'intensité du champ magnétique s'évalue en **gauss**.

*Exemple* : Le champ magnétique terrestre a une intensité de quelques dixièmes de gauss.

Entre les deux branches d'un gros aimant en fer à cheval, on peut avoir quelques centaines de gauss.

Dans l'entrefer d'une dynamo, le champ atteint facilement 10.000 gauss.

Par contre, il est difficile d'obtenir dans un espace un peu étendu (1 dm<sup>3</sup> par exemple) un champ supérieur à 60.000 gauss.

#### 41. SPECTRES MAGNÉTIQUES — LIGNES DE FORCE.

Pour connaître parfaitement un champ magnétique, il faudrait connaître *en chaque point*, sa direction, son intensité et son sens.

Il se trouve qu'on est déjà bien renseigné quand on connaît en tout point, sa direction et son sens.

Ces données résultent de la connaissance des *lignes de force du champ*.

Une ligne telle que A M N P Q B (fig. 23) est une ligne de force du champ, si en chaque point de cette ligne, la direction du champ est celle de la *tangente* à cette ligne.

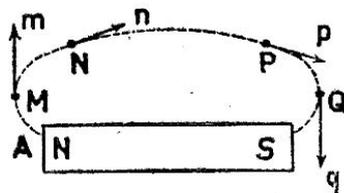


Fig. 23.

En M, la direction du champ est *Mm*.

En N, elle est *Nn*. En P elle est *Pp*. En Q elle est *Qq*.

Une aiguille aimantée, placée successivement en M, en N, en P, en Q, s'oriente suivant *Mm*, *Nn*, *Pp*, *Qq*.

Pour obtenir rapidement le dessin des lignes de force d'un champ donné, dans un plan déterminé, il est commode d'opérer de la façon suivante (méthode des *spectres magnétiques*) :

On matérialise le plan par une feuille de papier bien tendue. On saupoudre de limaille de fer et on frappe légèrement.

Chaque grain de limaille se comporte comme une aiguille aimantée et s'oriente comme elle. Il indique donc la direction du champ là où il est.

Les files de grains de limaille dessinent donc les lignes de force du champ.

*Exemple* : champ magnétique d'un barreau aimanté droit (fig. 24 a).

*Exemple* : champ magnétique d'un aimant en fer à cheval (fig. 24 b).

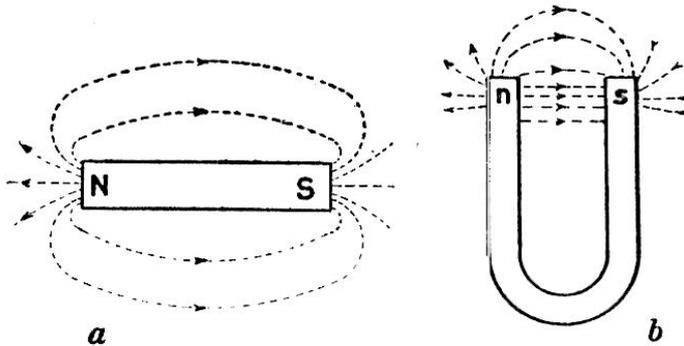


Fig. 24.

Sur ces figures on a indiqué, non seulement la direction mais le sens des lignes de force. Pour trouver ce sens, il suffit de se rappeler que, dans les actions entre deux aimants, deux pôles de même

nom se repoussent, deux pôles de nom contraire s'attirent.

Pour étudier le champ de l'aimant NS, plaçons, près de lui par exemple, l'aiguille aimantée *ns*. Elle s'oriente comme l'indique la figure 25. Le sens du champ est, par définition, *sn*.

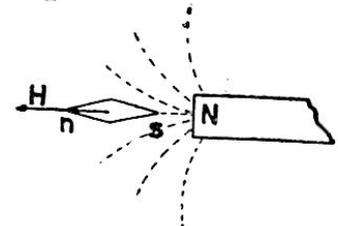


Fig. 25.

*Les lignes de force de l'aimant NS vont donc, extérieurement à lui, du pôle nord au pôle sud.*

#### 42 INTENSITÉ ET SENS DU CHAMP D'UNE BOBINE.

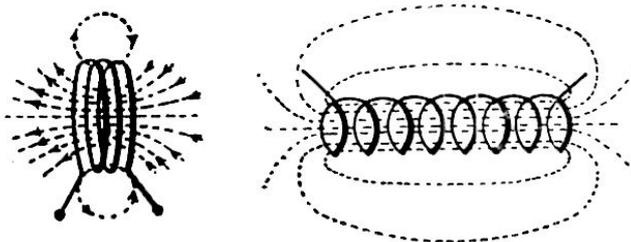


Fig. 26 et 27.

Les figures 26 et 27 représentent les lignes de force du champ d'une bobine plate et celles du champ d'une bobine longue.

A l'intérieur de la bo-

bine longue, le champ est *uniforme*, c'est-à-dire qu'il présente, en tout point, *même intensité, même direction, même sens*. Il est perpendiculaire au plan des spires de la bobine, ou, si l'on veut, *parallèle à l'axe* de celle-ci.

Le champ produit par un courant est, en tout point *proportionnel à l'intensité de ce courant*.

*Exemple* : Le champ  $H$  gauss créé à l'intérieur d'une bobine longue comportant  $N$  spires en tout, réparties régulièrement sur  $l$  cm., et parcourue par le courant d'intensité  $I$  ampere est donné par la formule

$$H = 1,25 \frac{NI}{l}.$$

$NI$  s'appelle nombre d'ampères-tours.

Soit, par exemple

$$N = 100 \text{ spires} \quad l = 20 \text{ cm.} \quad I = 20 \text{ Amp.}$$

Le nombre d'ampères-tours est  $20 \times 100 = 2.000$ .

Le champ est  $1,25 \frac{2.000}{20} = 125$  gauss.

Pour trouver le sens du champ on applique la règle d'Am-père (8).

Soit à déterminer le champ au centre de la bobine (fig. 28). On place sur les spires un observateur, traversé par le courant des pieds à la tête, et regardant l'intérieur de la bobine. On place, dans cette région, une aiguille aimantée. Elle s'oriente; son pôle nord va à gauche de l'observateur. D'où le sens du champ.

La bobine possède deux faces.

On appelle *face nord* celle devant laquelle il faut se placer pour voir tourner le courant dans le sens inverse des aiguilles d'une montre. De même, la *face sud* est celle devant laquelle il faut se placer pour voir tourner le courant dans le sens même des aiguilles d'une montre.

Pour l'observateur précédent la face nord est à gauche, la face sud à droite.

*Le champ de la bobine sort de la face nord et entre par la face sud.*

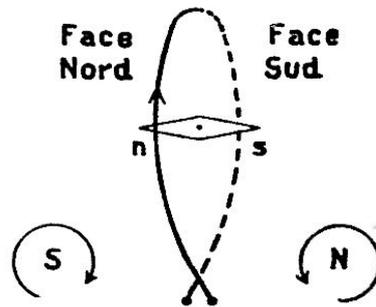


Fig. 28.

Il est le même, à l'extérieur, que celui d'un aimant qui aurait pour extrémités les faces de la bobine, du magnétisme nord sur la face nord et du magnétisme sud sur la face sud.

A tous points de vue la bobine se comporte comme un tel aimant.

### 43. FLUX MAGNÉTIQUE.

Considérons un liquide qui s'écoule avec une certaine vitesse  $v$ , parallèlement à une certaine direction  $xy$  (fig. 29) et un cerceau, délimitant la surface  $S$ , plongé dans ce liquide.

La quantité d'eau qui s'écoule, par seconde, à travers le cerceau, ou flux de liquide à travers celui-ci, dépend de la vitesse  $v$ , de la surface  $S$  et de l'orientation du cerceau, par rapport aux lignes de courant.

Le flux est maximum quand le plan du cerceau est tenu perpendiculairement à la direction d'écoulement (fig. 29 *a*). Il est

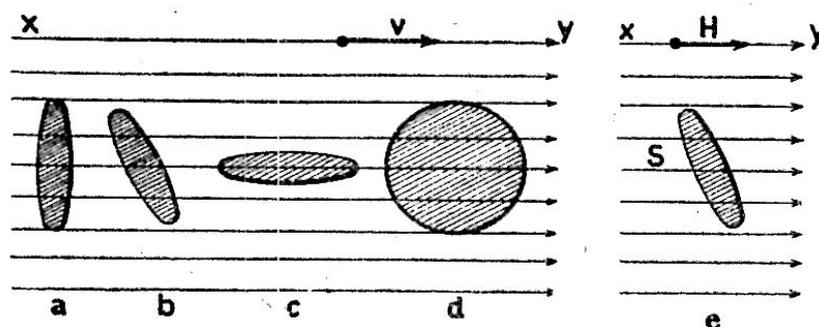


Fig. 29.

plus petit lorsque le cerceau est tenu obliquement par rapport à cette direction (fig. 29 *b*). Il est nul lorsque cette direction est contenue dans le plan du cerceau (fig. 29 *c* et *d*).

Pour une orientation déterminée, le flux de liquide est proportionnel à  $v$  et à  $S$ .

Considérons maintenant un champ magnétique  $H$  dont les lignes de force sont parallèles à  $xy$  (fig. 29 *e*) et un élément de surface  $S$ , limité par exemple par une boucle de fil.

Le flux magnétique  $\Phi$  du champ  $H$  à travers la surface  $S$  est une grandeur qui se calcule, à partir de  $H$  et de  $S$ , comme se calcule, ainsi qu'il a été indiqué ci-dessus, à partir de  $v$  et de

**S** le flux d'un liquide s'écoulant avec la vitesse  $v$ , à travers un cerceau dont l'aire est  $S$ .

*Le flux  $\Phi$  est nul si les lignes de force sont dans le plan de l'élément de surface.*

*Il est maximum si l'élément de surface est perpendiculaire aux lignes de force.*

Si  $H$  est le champ en gauss,  $S$  la surface en  $\text{cm}^2$ , on trouve, dans ce cas, le flux en maxwells, d'après la formule :

$$\Phi = H \times S$$

maxwell
gauss
cm<sup>2</sup>

*Exemple ; Le champ à l'intérieur d'une bobine est le même en tout point et vaut 125 gauss. Il est perpendiculaire au plan des spires. La surface de celles-ci est 4 cm<sup>2</sup>. Elles sont au nombre de 100.*

Quel est le flux à travers une spire?

C'est :  $125 \times 4 = 500$  maxwells.

Quel est le flux à travers toute la bobine?

C'est :  $500 \times 100 = 50.000$  maxwells.

*Exercice.* — Etant donnée une bobine A parcourue par un courant, comment doit-on disposer une autre B pour qu'elle reçoive de A le plus de flux possible?

Parallèlement à A et le plus près possible.

*Comment doit-on disposer B pour que cette bobine ne reçoive de A aucun flux?*

Il suffit que les lignes de force du champ de A soient dans le plan de B.

La figure 30 donne, en  $b_1, b_2, b_3, b_4$ , diverses solutions possibles.

Dans les positions  $b_1, b_2$ , le plan de B est perpendiculaire au plan de A et il passe par l'axe de A.

Dans les positions  $b_3, b_4$ , le plan de B n'est pas perpendiculaire au plan de A. Cependant, le flux envoyé par A dans B est très petit.

*Exercice.* — On dispose dans les plans parallèles voisins,

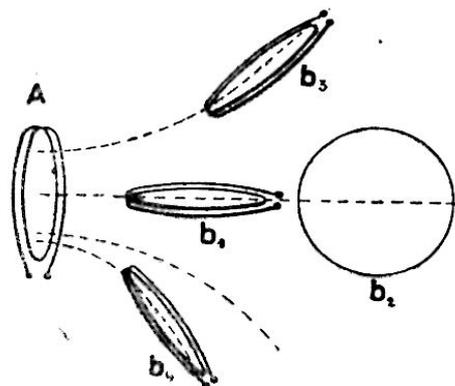


Fig. 30.

deux spires identiques et de même axe, comment doit-on les connecter pour que leurs flux s'ajoutent?

Il faut qu'en se plaçant sur l'axe, d'un côté quelconque, on voie le courant tourner dans le même sens dans les deux spires.

D'où la connexion de la figure 31 (a).

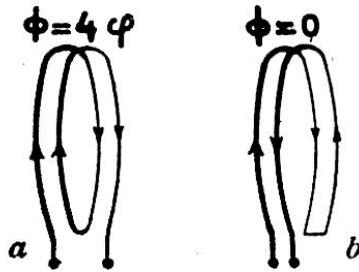


Fig. 31.

Au contraire, si l'on connectait suivant fig. 31 (b), les flux seraient opposés, c'est-à-dire que le flux que A envoie dans elle-même serait en sens inverse du flux que B envoie dans A.

Si les bobines sont très voisines, le flux que A envoie dans B est à peu près égal au flux que A envoie dans A. Soit  $\varphi$  ce flux.

Considérons alors les deux spires connectées suivant le schéma (b); le flux total à travers une spire est  $\varphi - \varphi = 0$ . A travers les deux spires il est  $2 \times 0 = 0$ .

Considérons au contraire les deux spires connectées suivant le schéma (a). Le flux total à travers une spire est maintenant  $2\varphi$  et, à travers l'ensemble, il est  $4\varphi$ .

Il est proportionnel au carré du nombre des spires (2 spires au lieu d'une; flux 4 fois plus grand).

### REMARQUE. CONSERVATION DU FLUX.

Considérons l'ensemble des lignes de force qui passent par les différents points d'un contour donné (fig. 32). Cet ensemble

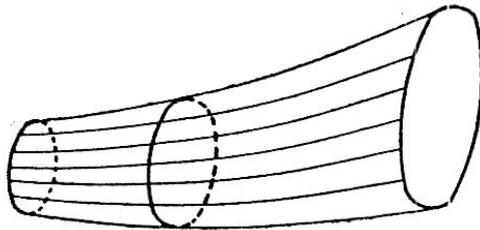


Fig. 32.

constitue une surface qui a l'aspect d'un tube et qu'on appelle précisément un tube de force.

Un fait remarquable est que le flux à travers une section quelconque d'un tube de force donné est partout le même (fig. 32).

Par conséquent, là où le tube de force est large le champ est faible; là où il est étroit le champ est grand.

Le dessin des lignes de force d'un champ renseigne donc, non seulement sur la direction et le sens, mais aussi sur l'intensité du champ.

En particulier, si les lignes de force sont parallèles entre elles, les tubes de force ont une section constante. Donc le champ est partout le même (champ uniforme).

## CHAPITRE VIII

### PROPRIÉTÉS MAGNÉTIQUES DU FER

#### 44. AIMANTATION DU FER.

*Lorsqu'on met un morceau de fer dans un champ magnétique ce morceau de fer s'aimante.*

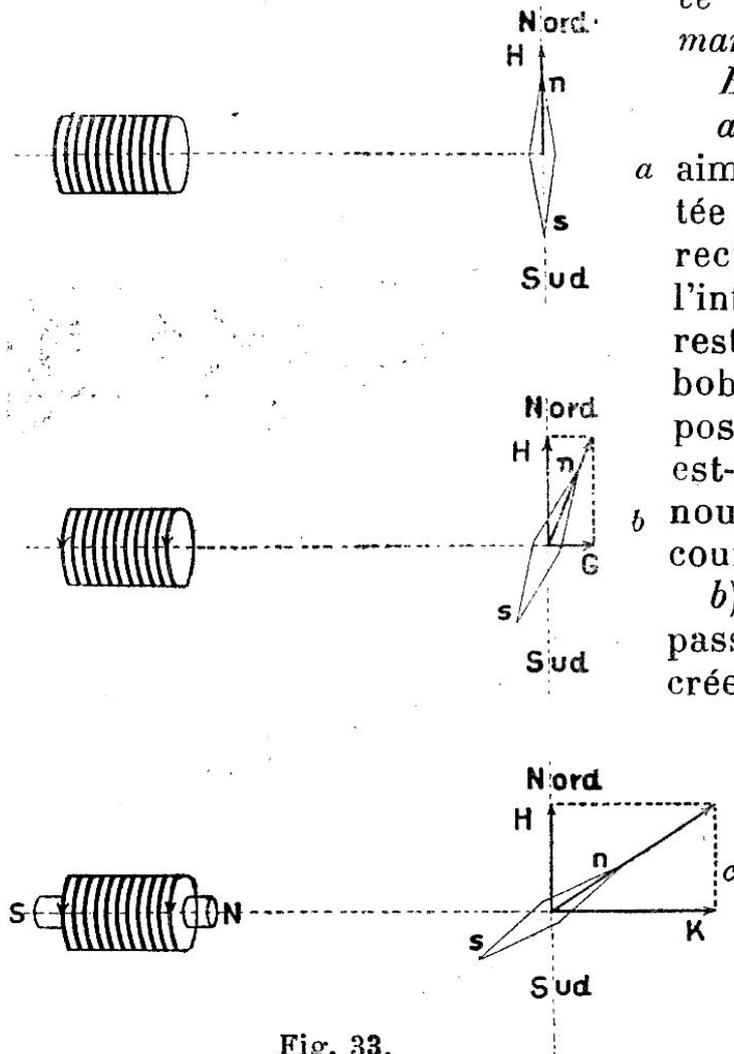


Fig. 33.

*Expérience (fig. 33).*

a) *ns* est une aiguille *a* aimantée qui s'est orientée librement dans la direction sud-nord sous l'influence du champ terrestre *H*. En *B* est une bobine dont l'axe est disposé suivant la direction est-ouest et dans laquelle nous allons envoyer un courant.

b) Dès que le courant passe dans *B*, cette bobine crée en *O* un champ magnétique *G*, dirigé suivant son axe. L'aiguille *ns*, soumise à la fois à *H* et à *G*, s'oriente suivant la direction de leur résultante.

Elle dévie *un peu*, dans un sens déterminé.

c) On introduit dans *B* un barreau de fer, sortant de la forge (c'est-à-dire non aimanté).

On constate alors que *ns* dévie beaucoup plus qu'avant et dans le même sens.

C'est donc que le barreau de fer, *non aimanté*, que l'on plonge dans le champ magnétique de B, *s'aimante sous l'influence de ce champ*.

Il prend un pôle nord, là où B avait une face nord, un pôle sud, là où B avait une face sud.

Son champ, à l'extérieur, s'ajoute à celui de la bobine et il est beaucoup plus grand que celui de la bobine.

#### 45. SATURATION.

L'expérience ci-dessus, convenablement perfectionnée, permet d'étudier comment varie l'intensité d'aimantation du morceau de fer lorsqu'on fait varier l'intensité du champ qui sert à l'aimanter.

Considérons un morceau de fer qui n'a jamais été aimanté. Plus le champ qu'on fait agir sur lui est intense, plus le morceau de fer s'aimante.

Cependant l'aimantation du morceau de fer *n'augmente pas indéfiniment*.

Quand on fait croître le champ (manœuvre d'un rhéostat dans le circuit de la bobine B) l'aimantation augmente de moins en moins vite. Pour un champ infiniment grand, l'aimantation acquise par le fer ne serait pas infiniment grande. Elle serait, par exemple 3 % plus grande que ce qu'elle est déjà dans un champ de quelques milliers de gauss.

On dit que dans les champs intenses le fer *se sature*.

#### 46. CIRCUIT MAGNÉTIQUE. INDUCTION. PERMÉABILITÉ.

*Pour produire un champ intense*, on commence par produire un champ relativement faible au moyen d'un courant qui passe dans une bobine. On met ensuite dans la bobine *un noyau en fer*. Le fer s'aimante et son champ, beaucoup plus grand que celui de la bobine, s'ajoute à ce dernier (extérieurement au noyau).

Naturellement, il est intuitif de rapprocher le plus possible les extrémités du noyau ou pièces polaires.

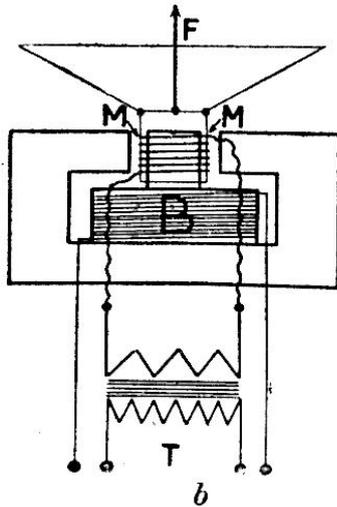


Fig. 34.

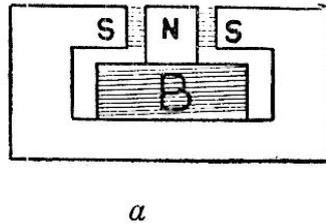


Fig. 35.

On évite ainsi que les lignes de force s'épanouissent dans l'air, on les concentre dans un *entrefer* où le champ devient très intense.

Les figures 34 *a* et 35 représentent respectivement :

*l'électroaimant d'un haut parleur dynamique, destiné à produire, là où se trouve la bobine mobile M, un champ intense;*

*l'électroaimant d'un écouteur téléphonique,*

destiné à attirer la membrane mobile M qui est en fer.

Dans les deux cas, on a un noyau de fer ayant plus ou moins la forme d'un anneau. On l'appelle *circuit magnétique* (la membrane M en fait partie). Dans ce circuit magnétique est ménagé un *entrefer* étroit où l'on produit le champ utile. Autour du noyau est une bobine où l'on fait passer un courant (*enroulement magnétisant*).

Soit H le champ créé par la bobine (c'est-à-dire celui qu'on observerait sans noyau de fer). Soit B le champ observé dans l'entrefer lorsque existe le noyau.

Le champ B, beaucoup plus grand que H, s'appelle *l'induction*.

Le quotient  $\mu = \frac{B}{H}$ , beaucoup plus grand que 1, s'appelle *perméabilité*.

La perméabilité dépend de la nature de la substance (fer, fonte, acier, etc.) et aussi du champ.

*Dans les champs faibles, la perméabilité est grande.*

Il suffit d'un champ faible pour aimanter le fer et alors le champ B est, tout de suite, bien supérieur à H.

(Par exemple  $\mu$  peut-être 10.000 dans un champ  $H = 1$  gauss.)

*Dans les champs intenses la perméabilité est relativement faible.*

En effet, quand le fer est aimanté presque à saturation, le champ produit par le fer ne peut plus augmenter. Quand  $H$  augmente,  $B$  augmente juste autant. Donc  $B$  et  $H$  diffèrent de moins en moins.

(Par exemple : dans un champ de 10.000 gauss on pourrait avoir  $\mu = 4$ .)

*Exercice : Dans la bobine considérée en exercice, paragraphe 42, parcourue toujours par le courant 20 ampères, on met un noyau en fer, pour lequel la perméabilité, dans un champ de 125 gauss est  $\mu = 100$ .*

*Quelle est la valeur de l'induction  $B$  dans la bobine et du flux d'induction qui la traverse ?*

Le champ est  $\mu$  fois plus grand qu'avant l'introduction du fer :

$$B = \mu H = 100 \times 125 = 12.500 \text{ gauss.}$$

Le flux d'induction est  $\mu$  fois plus grand que n'était le flux du champ :

$$\Phi = 100 \times 50.000 = 5.000.000 \text{ maxwells.}$$

Ne pas oublier que ces résultats sont valables *uniquement* dans le cas d'un entrefer étroit.

#### 47. MAGNÉTISME RÉMANENT. HYSTÉRÉSIS.

Reprenons l'expérience du paragraphe (44) avec un barreau d'acier trempé.

On constate que, lorsqu'on coupe le courant dans la bobine  $B$ , autrement dit, *lorsqu'on supprime le champ magnétisant, le barreau d'acier reste aimanté.*

On dit qu'il garde une aimantation rémanente. Pour supprimer cette aimantation, il faudrait appliquer un champ suffisamment grand en sens inverse de celui qui a servi à aimanter (champ coercitif).

Ce phénomène d'aimantation rémanente est un cas particulier d'un phénomène plus général appelé *phénomène d'hystérésis*.

Supposons un petit barreau d'acier  $ns$  (fig. 36) dans le champ  $H$  d'un gros aimant  $NS$  qu'on rapproche et éloigne alternativement de lui de façon à faire varier  $H$  entre deux valeurs extrêmes  $H_1$  et  $H_2$ .

L'aimantation du petit barreau varie donc ; mais pour une certaine valeur de

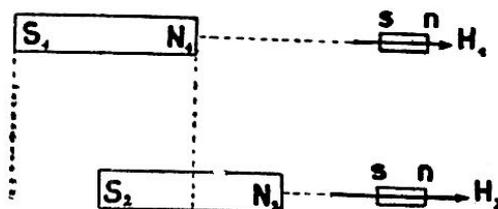


Fig. 36.

$H$  (fig. 37) elle est toujours plus petite pendant que  $H$  croît que pendant qu'il décroît.

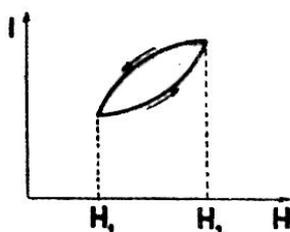


Fig. 37.

Or, entre  $NS$  et  $ns$ , il y a attraction (puisque  $sn$  est de même sens que le champ  $H$ , créé par  $NS$  (figure 25).

Pour une même position de  $NS$  elle est plus grande lorsqu'on éloigne  $NS$  de  $ns$  que lorsqu'on le rapproche. Au total, pour un déplacement complet aller et retour, on dépense du travail.

L'énergie ainsi perdue apparaît sous forme de chaleur dans le barreau d'acier.

*Toutes les fois qu'une substance douée d'hystérésis est dans un champ magnétique alternatif, il y a perte d'énergie sous forme chaleur dans cette substance.*

Cela est dû aux aimantations et désaimantations successives au cours desquelles l'intensité d'aimantation pour une même valeur du champ est plus grande quand le champ décroît que lorsqu'il croît.

#### 48. COMPARAISON ENTRE DIVERSES SUBSTANCES AU POINT DE VUE MAGNÉTIQUE.

Les *aciers trempés* ont beaucoup d'hystérésis. Pour eux le champ coercitif est grand.

On s'en sert pour faire des *aimants permanents*. On fabrique ces aimants comme il est indiqué au début du paragraphe précédent.

Le *fer doux* a peu d'hystérésis.

Pour lui le champ coercitif est faible. Pratiquement, si le noyau d'un électroaimant est en fer doux, lorsqu'on coupe le courant le noyau se désaimante.

On utilise donc le fer doux pour les noyaux d'*électroaimant*.

Dans les champs faibles, sa perméabilité est bien supérieure à celle de l'acier. Il se sature aussi plus vite.

*Toutes les fois qu'un noyau magnétique est destiné à fonctionner dans un champ magnétique variable ou alternatif, il faut utiliser une substance sans hystérésis (tôles douces au silicium).*

Il existe des alliages spéciaux (permalloy par exemple) ayant une perméabilité énorme dans les champs faibles et pour lesquels les pertes par hystérésis sont extrêmement réduites.

## CHAPITRE IX

### ACTION DES CHAMPS SUR LES COURANTS

#### 49. ACTION D'UN CHAMP SUR UN ÉLÉMENT DE COURANT.

Considérons (fig. 38) un morceau de fil conducteur AB parcouru par un courant  $I$ . Si l'on crée autour de lui un champ magnétique  $H$ , ce fil est soumis à une force  $F$  qui le met en mouvement si rien ne s'y oppose.

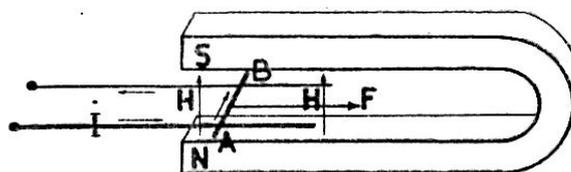


Fig. 38.

*Cette force est proportionnelle à l'intensité du courant et change de sens avec lui.*

Elle est perpendiculaire à l'élément de courant et au champ et dirigée vers la droite d'un observateur placé sur l'élément de courant, traversé par le courant des pieds à la tête et regardant d'où vient le champ.

#### 50. APPAREILS A CADRE MOBILE. (AMPÈREMÈTRES. VOLTMÈTRES).

Comme première application, considérons (fig. 39 a) un cadre monté sur 2 pivots et situé dans le champ magnétique créé par l'aimant NS (et concentré par la pièce de fer doux F). Les

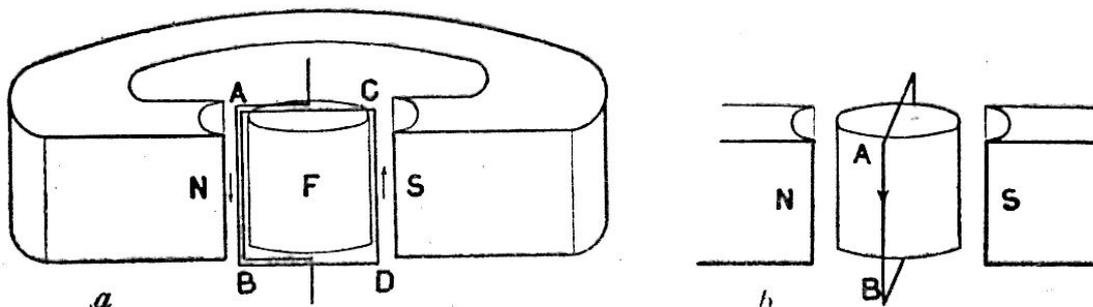


Fig. 39.

lignes de force du champ sont parallèles au plan du cadre. Elles vont de N à S.

Dans le cadre, nous envoyons un courant qui circule, par exemple dans AB de haut en bas, et dans CD de bas en haut.

AB est soumis à une force vers l'avant et CD à une force vers l'arrière. Sous l'influence de ces deux forces le cadre tourne.

Si rien ne le rappelle en arrière, le cadre s'oriente perpendiculairement aux lignes de force dans la position où il est traversé par le plus de flux possible (fig 39 *b*), (entrant par sa face sud).

Si le cadre est rappelé en arrière par deux ressorts qui lui appliquent des forces d'autant plus grandes que le cadre s'écarte davantage de la position initiale, la déviation du cadre prend une valeur déterminée pour chaque valeur de l'intensité du courant<sup>1</sup>.

Cette déviation est lue directement par déplacement d'une aiguille sur un cadran.

Elle est, très sensiblement, proportionnelle à l'intensité du courant.

### 51. HAUT-PARLEUR DYNAMIQUE.

Nous avons déjà décrit (46) (fig. 34 *a*) l'électroaimant créant le champ et dont la bobine d'excitation est B.

Dans le champ ainsi produit, et dont les lignes de force sont dessinées en pointillé, est une bobine mobile M (solidaire de la membrane de haut-parleur) (fig. 34 *b*).

Si un courant passe dans M, cette bobine est soumise à une force F parallèle à son axe et qui change de sens avec le sens du courant dans M.

Ce courant est débité par le secondaire d'un transformateur (90) dont le primaire est intercalé dans le circuit plaque de la lampe finale (*transformateur de modulation T.*)

1. Plus le cadre s'écarte de la position de zéro, plus grandes sont les forces de rappel appliquées par les ressorts. Le cadre s'arrête dans une position telle qu'il y ait équilibre entre les forces de déviation d'origine électrique et les forces de rappel d'origine élastique.

### 52. APPAREILS A FER DOUX.

Etant donné un électroaimant et son armature, quel que soit le sens du courant dans la bobine de l'électro, l'armature est toujours attirée.

En effet (fig. 40), elle s'aimante toujours de façon à présenter un pôle nord en face du pôle sud de l'électro et inversement. D'autre part, deux pôles de nom contraire s'attirent.

Un appareil de mesure dans lequel l'équipage mobile est soumis à des forces résultant de l'attraction d'un électroaimant sur une armature dévie toujours dans le même sens quel que soit le sens du courant.

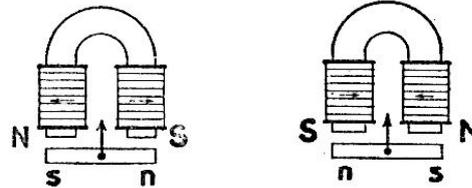


Fig. 40.

### 53. ÉCOUTEUR TÉLÉPHONIQUE: ÉLECTROAIMANT POLARISÉ.

Il en serait de même pour la membrane d'un écouteur téléphonique si on la soumettait à l'action d'un électroaimant ordinaire (fig. 35):

En réalité, on emploie dans un écouteur téléphonique, comme dans un haut-parleur magnétique, un électroaimant polarisé, c'est-à-dire un électroaimant plus un aimant NS (fig. 41).

La membrane est alors toujours attirée; mais, suivant que le

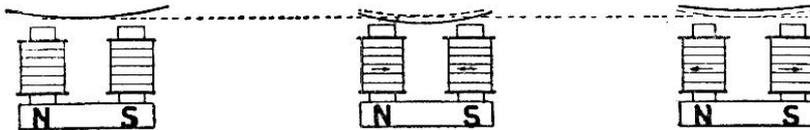


Fig. 41.

courant dans l'électro passe dans un sens ou dans l'autre, elle est plus ou moins attirée<sup>1</sup>.

Donc, autour de sa position d'équilibre, elle se déplace dans un sens ou dans l'autre suivant le sens du courant dans l'électro.

1. Suivant que l'action de l'électro s'ajoute à celle de l'aimant ou s'en retranche.

L'aimant NS est choisi de façon que les déplacements de la membrane soient bien symétriques de part et d'autre de la position d'équilibre et pour qu'ils soient aussi grands que possible.

Il faut donc éviter d'envoyer, dans l'électro, outre le courant alternatif utile, un courant continu trop grand qui modifierait par trop la position moyenne de la membrane. Si l'on peut tolérer parfois un tel courant continu, il faut, presque toujours, lui donner *un sens bien déterminé*, indiqué par le constructeur.

Les fils de sortie de la bobine de l'électro sont repérés. Celui qui est rouge doit être relié au pôle positif de la batterie.

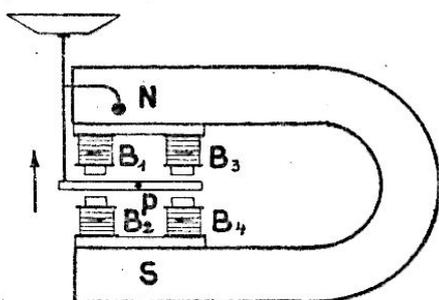


Fig. 42.

La figure 42 représente un moteur de haut-parleur magnétique un peu plus compliqué (moteur dit à quatre pôles).

NS est un aimant, F et F des pièces de fer doux.

A un même instant dans les quatre bobines  $B_1$ ,  $B_2$ ,  $B_3$ ,  $B_4$ , le courant a le sens des flèches, de sorte que la palette  $p$ , mobile autour de l'axe  $o$ , se rapproche de  $B_1$  et de  $B_4$ .

Quand le courant s'inverse (dans toutes les bobines) elle se rapproche de  $B_2$  et  $B_3$ .

Le mouvement de la palette est transmis à la membrane par un système de leviers.

Pour obtenir de grandes puissances, sans distorsion, il vaut mieux utiliser les hauts-parleurs dynamiques.

## CHAPITRE X

### COURANTS INDUITS. ALTERNATEURS

#### 54. COURANT INDUIT.

Quand on fait varier le flux magnétique qui traverse un circuit, il apparaît, dans ce circuit, un courant appelé courant induit.

*Expérience :*

Considérons le circuit constitué par la bobine B et le galvanomètre G (fig. 43). Ce circuit ne comporte pas de générateur.

Enfonçons brusquement dans la bobine un aimant. Ceci a évidemment pour effet *d'augmenter le flux magnétique* qui traverse cette bobine.

On constate alors qu'il apparaît dans la bobine, *un courant*, décelé par le galvanomètre G.

Ce courant n'existe que pendant la durée du déplacement de l'aimant, autrement dit pendant la durée de variation du flux.

Laissons l'aimant immobile dans la bobine. Il n'y a pas de variation de flux. On constate qu'il n'y a pas de courant induit.

Enlevons brusquement l'aimant de la bobine. Le flux magnétique à travers celle-ci *diminue*. Il y a, à nouveau, production d'*un courant induit, en sens inverse du précédent*.

On peut répéter l'expérience, en plongeant dans la bobine B, non pas un aimant, mais une autre bobine A, parcourue par un courant.

#### 55. LOI DE LENZ.

Le sens du courant induit (ou plus exactement de la F. E. M. induite) est donné par la loi suivante :

*Le courant induit est de sens tel que, par l'ensemble de ses effets, il s'oppose à la variation de flux qui lui donne naissance.*

*Exemple :* L'aimant NS étant disposé au-dessus de la bobine B, le pôle nord en bas (fig. 43), il envoie dans cette bobine un flux magnétique  $\Phi$  dirigé de haut en bas (paragraphe 41 : sens des lignes de force).

Quand on déplace l'aimant vers le bas (fig. 43 a), le flux  $\Phi$

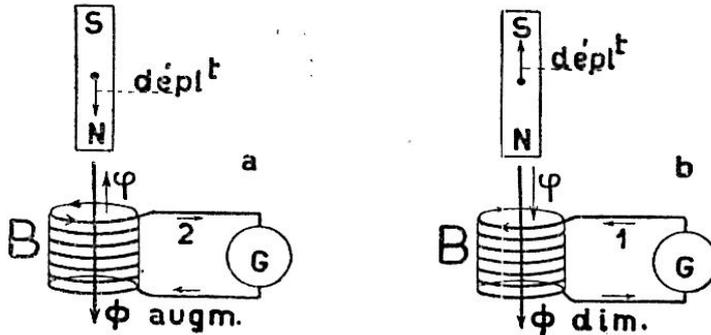


Fig. 43.

augmente. Telle est la variation de flux qui donne naissance au courant induit.

Ce courant induit doit s'opposer à cette variation de flux, c'est-à-dire à ce que un flux  $\Phi$  dirigé de haut en bas augmente. Il

doit donc produire un flux  $\varphi$  en sens inverse, c'est-à-dire, orienté de bas en haut. La face supérieure de B doit être une face nord. D'où le sens du courant induit.

Quand on déplace NS vers le haut (fig. 43 b)  $\Phi$  diminue. Le courant induit doit s'opposer à cette diminution de  $\Phi$ , c'est-à-dire, créer un flux  $\varphi$  dans le même sens que  $\Phi$ . La face supérieure de B doit donc être une face sud. D'où le sens du courant induit, sens inverse du précédent.

### 56. VALEUR DE LA F. E. M. INDUITE.

Répetons l'expérience du paragraphe 54.

Si on déplace l'aimant *rapidement*, le courant induit est *intense*.

Si on déplace l'aimant *lentement*, le courant induit est *faible*.

*La F. E. M. induite est d'autant plus grande que le flux varie plus vite.*

Supposons que le flux varie de  $\Phi$  maxwells en un temps  $t$  secondes. On dit que la vitesse de variation du flux est  $\frac{\Phi}{t}$  maxwells par seconde. La F. E. M. induite est proportionnelle à cette vitesse.

Elle vaut 1 volt si le flux varie de 100.000.000 maxwells par seconde.

**37. PRINCIPE DES ALTERNATEURS.**

Reprenons le dispositif de la figure 43. Imaginons que l'aimant NS soit animé d'un *mouvement alternatif* au cours duquel il pénètre dans B pour en ressortir, et y pénétrer à nouveau, et ainsi de suite.

Il y aura, dans B, production d'un courant alternatif, c'est-à-dire d'un courant qui, dans le circuit de B, ira alternativement dans un sens, puis dans l'autre.

En réalité, il est plus commode de faire tourner l'aimant NS que de l'animer d'un mouvement alternatif.

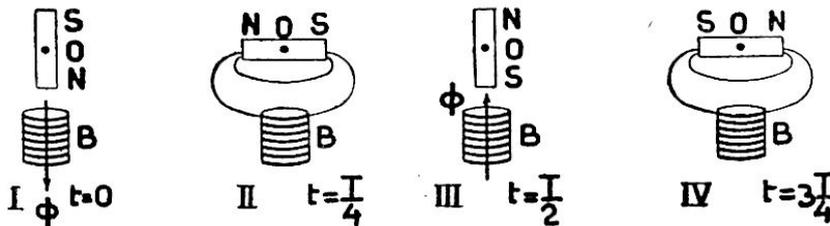


Fig. 44.

On fait donc tourner l'aimant NS (rotor ou inducteur) devant la bobine B (stator ou induit).

*Exercice :*

Examiner la figure 44.

On suppose que l'aimant NS tourne toujours à la même vitesse et fait un tour en un temps T, appelé période du mouvement.

A un certain instant, que nous appellerons l'instant zéro, l'aimant occupe la position I. Le flux  $\Phi$  qu'il envoie dans B est maximum. Il est dirigé de haut en bas.

A l'instant  $\frac{T}{4}$ , l'aimant occupe la position II. Le flux  $\Phi$  est alors nul.

A l'instant  $\frac{T}{2}$ , l'aimant occupe la position III. Le flux  $\Phi$  est à nouveau maximum; mais cette fois, il va de bas en haut.

A l'instant  $\frac{3T}{4}$  l'aimant occupe la position IV.  $\Phi$  est nul.

A l'instant T, l'aimant est revenu dans la position I.  $\Phi$  est à nouveau maximum dirigé de haut en bas.

Il est donc facile de voir à tout instant quel est le sens de variation du flux et, par conséquent, quel est le sens de la F. E. M. Bien remarquer que ce sens est le même quand un flux de haut en bas diminue ou quand un flux de bas en haut augmente. En particulier, il reste le même de l'instant zéro à l'instant  $\frac{T}{2}$ . Il est de sens inverse de l'instant  $\frac{T}{2}$  à l'instant  $T$ .

D'autre part, au voisinage des positions I et III, le flux varie lentement; au voisinage des positions II et IV, il varie vite.

Donc la F. E. M. est grande aux instants  $\frac{T}{4}$  et  $\frac{3T}{4}$ . Elle s'annule, en changeant de sens, aux instants 0 et  $\frac{T}{2}$ .

Représentons à chaque instant la valeur de la F. E. M. E (fig. 45). Quand elle a le sens de la flèche 1 (fig. 43 b) nous convenons de dire qu'elle est positive. Quand elle a le sens de la flèche 2 (fig. 43 a) nous disons qu'elle est négative et nous représentons sa valeur par un point en dessous de l'axe des temps.

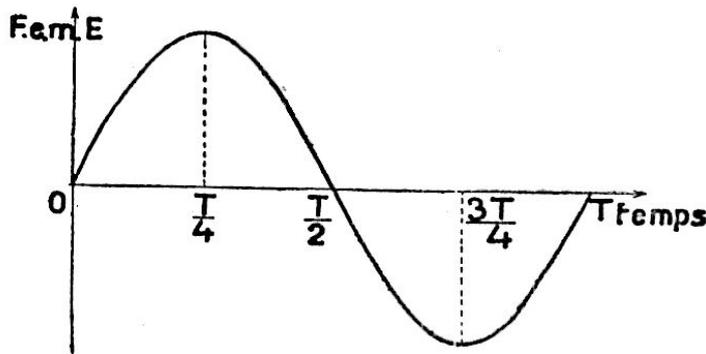


Fig. 45.

venons de dire qu'elle est positive. Quand elle a le sens de la flèche 2 (fig. 43 a) nous disons qu'elle est négative et nous représentons sa valeur par un point en dessous de l'axe des temps.

De l'instant zéro à l'instant  $\frac{T}{2}$ , la F. E. M. est positive.

Elle est nulle à l'instant zéro et à l'instant  $\frac{T}{2}$ . Elle est maximum à l'instant  $\frac{T}{4}$ .

De l'instant  $\frac{T}{2}$  à l'instant  $T$ , la F. E. M. est négative.

Elle est nulle aux instants  $\frac{T}{2}$  et  $T$ , et maximum à l'instant  $\frac{3T}{4}$ .

## CHAPITRE XI

### COURANT ALTERNATIF. DÉFINITIONS

#### §8. DÉFINITIONS RELATIVES AUX GRANDEURS ALTERNATIVES. AMPLITUDE. PÉRIODE. FRÉQUENCE. PULSATION.

Considérons la F. E. M. de l'alternateur schématique décrit au par graphe précédent.

1° Cette F. E. M. varie à tout instant. Sa valeur à un instant donné, qu'on appelle encore valeur *instantanée* de la F. E. M., est représentée figure 43.

2° La valeur *maximum* de la F. E. M. (qui se trouve atteinte aux instants  $\frac{T}{4}$  et  $\frac{3T}{4}$ ) s'appelle **amplitude** de la F. E. M.

Nous la désignerons par  $E_0$ .

3° Par hypothèse, la durée d'un tour de l'aimant a toujours la même valeur T secondes.

**Au bout d'un intervalle de temps toujours le même, égal à T, tout se reproduit identiquement dans le circuit.**

On dit que la **période** du courant alternatif étudié est T secondes.

On appelle **fréquence N** le nombre de périodes par seconde.

Si chaque période dure T secondes, il y a, par seconde,  $\frac{1}{T}$  périodes. Donc, entre la fréquence N et la période T, on a la relation :

$$\boxed{N = \frac{1}{T}}$$

p. p. s.                      seconde

*Exemple : Le courant alternatif du secteur industriel a pour fréquence  $N = 50$  p. p. s.*

Sa période est  $T = \frac{1}{N} = \frac{1}{50}$  seconde  $= 0,02$  seconde.

La variation complète représentée par la figure 45 dure 0,02 sec.

Chaque période comporte deux *alternances* qui durent chacune un centième de seconde. Le courant change de sens deux fois par période, c'est-à-dire ici 100 fois par seconde.

*Exemple : Les courants téléphoniques sont des courants alternatifs de fréquence comprise entre 100 et 10.000 p. p. s.*

Lorsqu'il s'agit de fréquences élevées, il est commode d'employer d'autres unités de fréquence.

Au lieu de dire « *périodes par seconde* » (p. p. s.) on dit *cycle*.

Une fréquence **1 kilocycle** (1 kc) est une fréquence de 1000 cycles ou 1000 p. p. s.

Une fréquence **1 Mégacycle** (1 Mc) est une fréquence de 1.000.000 cycles ou de 1.000.000 p. p. s.

*Les courants de haute fréquence employés en radiotechnique sont des courants alternatifs de fréquence comprise entre 10 kc et 10.000 Mc.*

*Ex. : La fréquence de Radio PTT Nord est 1213 kc.*

Le courant alternatif de haute fréquence, dans l'antenne de ce poste) change donc de sens en s'annulant 2.426.000 fois par seconde.

<sup>p</sup> Dans un grand nombre de formules que nous rencontrons bientôt intervient une grandeur appelée *pulsation*.

*La pulsation  $\omega$  est égale à  $2\pi$  fois la fréquence.*

$$\omega = 2\pi N = \text{à peu près } 6,28 N$$

### 39. NOTION DE PHASE.

Considérons deux alternateurs schématiques tels que celui décrit paragraphe 57, figure 44.

Supposons-les identiques entre eux (même bobine B induite, même aimant, même distance entre O et B). Supposons que les

deux aimants tournent à la même vitesse. Les F. E. M. induites sont-elles identiques?

Pas forcément.

Elles le sont si les deux aimants, tournant dans le même sens, ont *au même moment, des positions analogues* (fig. 46 a).

Alors les F. E. M. induites dans les deux bobines seront nulles en même temps et maxima en même temps (fig. 46 b). On dit qu'elles sont **en phase**.

Par contre, supposons que l'aimant  $N_2 S_2$  soit *en retard sur*  $N_1 S_1$ , par exemple, d'un quart de tour ou 90 degrés, ou encore, en temps, un quart de période (fig. 47 a).

Alors les deux F. E. M. dans  $B_1$  et dans  $B_2$  auront bien même fréquence et même amplitude, mais les variations de  $E_2$  seront *en retard* sur celles de  $E_1$  d'un quart de période.

$E_2$  s'annulera au moment où  $E_1$  est maximum et inversement (fig. 47 b).

On dit que les deux F. E. M.  $E_1$  et  $E_2$  ne sont pas en phase, ou encore, que ces F. E. M. présentent entre elles **une différence de phase**.

La différence de phase s'évalue *en fraction de période*, ou encore en angle.

Si deux vibrations sont en phase, la différence de phase entre elles est zéro, ou une période entière, ou un nombre entier de périodes.

Si la différence de phase vaut *un quart de période* ( $\frac{T}{4}$ ) (ex. ci-dessus), on dit que les deux vibrations sont **en quadrature** (fig. 47).

Si la différence de phase vaut *une demi-période* ( $\frac{T}{2}$ ), les deux vibrations sont dites **en opposition**.

Les deux F. E. M. (par ex.) s'annulent alors en même temps et passent par leurs maxima

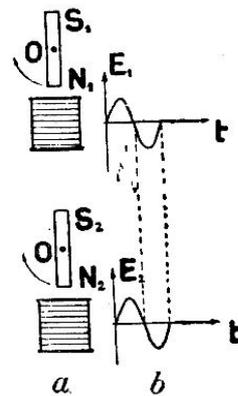


Fig. 46.

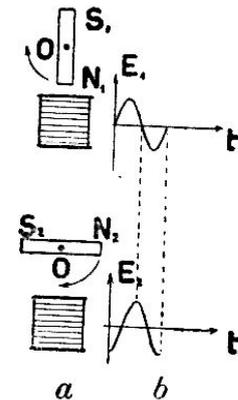


Fig. 47.

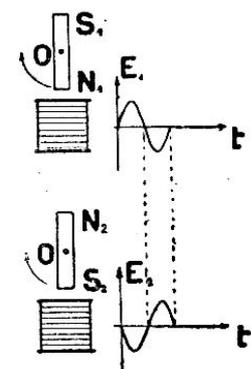


Fig. 48.

en même temps, mais quand l'une est positive, l'autre est négative et inversement (fig. 48).

### 60. ADDITION DE DEUX GRANDEURS ALTERNATIVES.

Cette notion de différence de phase est très importante toutes les fois qu'il s'agit d'additionner deux grandeurs alternatives.

Suivant la valeur de la différence de phase, le résultat peut être tout à fait différent.

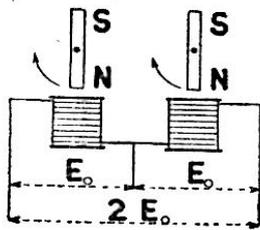


Fig. 49.

Supposons qu'on mette les deux alternateurs de la figure 46 en série. L'amplitude de la F. E. M. de l'un d'eux est  $E_0$ . Quelle est la F. E. M. résultante?

*1<sup>er</sup> cas.* — Les deux alternateurs sont en phase (fig. 49). A tout instant les deux F. E. M. sont de même sens par rapport au circuit extérieur. Elles s'ajoutent donc.

L'amplitude de la F. E. M. résultante est  $2 E_0$ .

*2<sup>o</sup> cas.* — Les alternateurs sont en opposition (fig. 50).

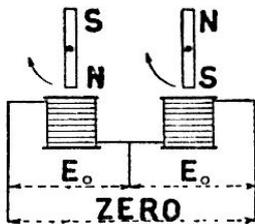


Fig. 50.

Les deux F. E. M. sont à tout instant égales, mais de sens opposés. Elles se retranchent.

La F. E. M. résultante est donc nulle.

*Cas général.* — Les deux alternateurs présentent entre eux une différence de phase quelconque.

On trouve, pour la F. E. M. résultante, une amplitude comprise entre  $2 E_0$  et zéro.

Cette amplitude dépend de la différence de phase entre les deux tensions.

Toutes les fois que deux grandeurs alternatives (courants, tensions, champs, etc.) s'additionnent, l'amplitude résultante dépend de la différence de phase entre ces grandeurs.

Si les deux grandeurs sont en phase, l'amplitude résultante est la somme des amplitudes composantes.

Si les deux grandeurs sont en opposition, l'amplitude résultante est la différence des amplitudes composantes.

Considérons deux conducteurs en parallèle (fig. 74). Dans l'un passe un courant alternatif  $i_1$ , dont l'amplitude est  $I_1$ . Dans l'autre un courant alternatif  $i_2$ , dont l'amplitude est  $I_2$ .

Dans le circuit total passe un courant  $i$ , qui à chaque instant est égal à  $i_1 + i_2$ .

Cela ne veut pas dire du tout que l'amplitude  $I$  soit égale à  $I_1 + I_2$ .

Tout dépend de la phase des courants  $i_1$  et  $i_2$  l'un par rapport à l'autre.

Si, par exemple,  $i_1$  et  $i_2$  sont en opposition, l'un va de A vers B quand l'autre va de B vers A et le courant total  $i$  a pour amplitude  $I = I_1 - I_2$ , ou  $I_2 - I_1$ .

### 61. FORME DU COURANT ALTERNATIF. COURANT SINUSOIDAL. HARMONIQUES.

Nous avons supposé que l'aimant NS de l'alternateur schématique tourne toujours à la même vitesse.

Mais il se pourrait que, tout en faisant toujours un tour en un même temps  $T$ , l'aimant aille *tantôt plus vite, tantôt moins vite pendant la durée du tour*.

Il est clair que : à une loi de mouvement donnée pour l'ai-

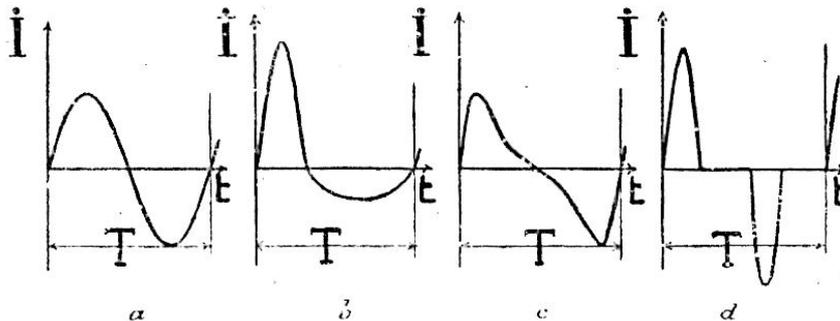


Fig. 51.

mant correspond une loi de variation déterminée pour la F. E. M. induite.

*Exemples (figure 51).*

a) L'aimant tourne toujours à la même vitesse.

b) L'aimant fait un demi-tour rapidement, puis un demi-tour lentement.

c) L'aimant fait un quart de tour rapidement, un demi-tour lentement, puis, à nouveau un quart de tour rapidement.

d) L'aimant s'arrête un certain temps dans les positions où le flux est maximum.

Nous avons là diverses tensions alternatives de même fréquence (puisque nous supposons que le tour entier dure toujours le même temps  $T$ ). Elles ne sont pas équivalentes.

On considère comme loi de variation alternative la plus simple, celle de la F. E. M. induite dans une bobine qui tourne à vitesse constante dans un champ magnétique uniforme, autour d'un axe perpendiculaire à ce champ<sup>1</sup>.

La F. E. M. varie alors en fonction du temps suivant la loi représentée (fig. 52).

Cette loi de variation s'appelle **variation sinusoïdale**,

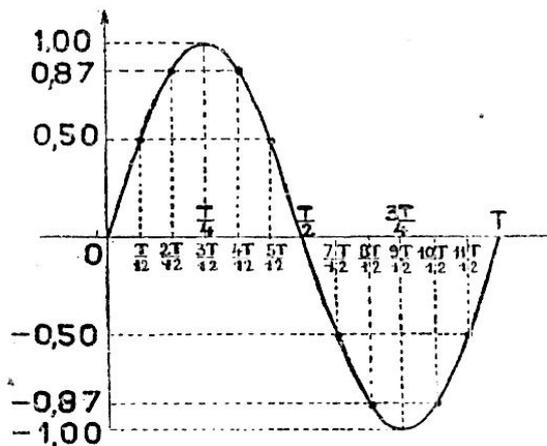


Fig. 52.

C'est la loi suivant laquelle se déplace un pendule qui oscille autour de sa position d'équilibre.

Ce qui permet de dire que la loi de variation sinusoïdale est la plus simple de toutes les lois de variation alternative, c'est le fait suivant :

On démontre, en mathématiques, qu'un phénomène périodique non sinusoïdal de fréquence  $N$  peut être considéré

comme la somme de plusieurs phénomènes sinusoïdaux de fréquence  $N, 2N, 3N, 4N, \dots, KN$ ;  $K$  étant un nombre entier.

$N$  s'appelle alors la *fréquence fondamentale*.

$2N, 3N, \dots, KN$  sont les *harmoniques*.

Par exemple, supposons que soit appliquée à un circuit une F. E. M. de fréquence 50 et dont la loi de variation en fonction du temps soit représentée par l'une des courbes  $b, c, d$ , de la figure 51.

Tout se passera comme si, dans ce circuit, agissaient simultanément divers alternateurs de fréquences : 50, 100, 150, 200...

Notons que, dans l'industrie, on fait tout son possible pour produire des courants bien sinusoïdaux.

1. Le cas  $a$  ci-dessus n'est pas tout à fait équivalent, car le champ de l'aimant n'est pas uniforme.

## CHAPITRE XII

### COURANT ALTERNATIF. SES EFFETS MESURES EN COURANT ALTERNATIF

#### 62. EFFETS INSTANTANÉS ET EFFETS MOYENS.

Considérons un courant alternatif circulant dans un circuit. A un instant donné ce courant a un certain sens et une certaine intensité. A cet instant, ses effets sont les mêmes que ceux d'un courant continu qui aurait même intensité et même sens.

Seulement ce sens et cette intensité varient à tout instant. Dans beaucoup de cas on n'observe pas les effets instantanés; mais un effet moyen ou global.

*Exemple* : Considérons la décomposition de l'eau acidulée par passage du courant industriel de fréquence 50.

A chaque instant une des électrodes plongeant dans l'eau est anode; et l'autre est cathode. Sur la première il y a dégagement d'oxygène; sur l'autre, dégagement d'hydrogène. Tel est *l'effet instantané*.

Mais, tous les centièmes de seconde, le courant change de sens. Chacune des électrodes est alternativement anode, puis cathode. Si on recueille les gaz dégagés sur chacune des électrodes pendant une minute (300 périodes) on obtient de chaque côté un mélange d'oxygène et d'hydrogène; tel est *l'effet global*.

#### 63. PHÉNOMÈNES POLARISÉS.

Considérons un effet qui change de sens avec le sens du courant, par exemple, l'un des effets suivants :

1° L'action du courant sur une aiguille aimantée.

2° L'action d'un champ magnétique sur un cadre ou une bobine parcouru par le courant.

3° L'action d'un électro-aimant polarisé sur une membrane téléphonique ou sur la palette mobile d'un haut parleur magnétique.

La force est alors, à chaque instant, proportionnelle à l'intensité du courant *et elle change de sens avec lui.*

La courbe qui la représente en fonction du temps est la même que celle qui représente l'intensité du courant en fonction du temps.

Deux cas se présentent.

1<sup>er</sup> Cas. *L'équipage mobile est susceptible de mouvements rapides.*

Il peut, même si la force varie rapidement en grandeur et en direction prendre à chaque instant la position qui correspond à l'action permanente de cette force.

*Alors, le système mobile se déplace autour de sa position d'équilibre suivant une loi de mouvement qui répète exactement les variations de l'intensité du courant en fonction du temps<sup>1</sup>.*

Il en est ainsi :

1° Pour certains appareils, généralement à cadre mobile, appelés *oscillographes*, spécialement destinés à l'étude du courant à chaque instant (forme du courant).

2° Pour la bobine mobile d'un *haut-parleur dynamique*.

3° Pour la membrane d'un *écouteur téléphonique* ou la palette d'un *haut-parleur magnétique*.

Cette bobine, cette membrane, cette palette sont alors animées d'un mouvement vibratoire dont la fréquence est celle du courant alternatif et dont l'amplitude est proportionnelle à celle de ce courant.

2<sup>me</sup> Cas. *L'équipage mobile a beaucoup d'inertie c'est-à-dire qu'il est lent à se mettre en mouvement comme à s'arrêter.*

Sur lui agit une force qui, continuellement, change de sens, qui agit en moyenne aussi souvent dans un sens que dans l'autre et dont l'intensité moyenne est aussi grande dans un sens que dans l'autre.

1. En réalité, pour qu'il en soit ainsi, il faut non seulement que le système mobile soit susceptible de mouvements rapides, il faut encore que son mouvement propre soit *amorti*. Sinon, il ne se met en mouvement que si la fréquence du courant alternatif a une certaine valeur, bien déterminée, qui est celle de ses oscillations propres voir plus loin : résonance (177).

*Alors le système mobile ne bouge pas.*

C'est ce qui se passe pour les appareils à cadre mobile (ampèremètres, voltmètres) destinés à être utilisés en courant continu.

Lorsqu'on y envoie un courant alternatif, l'aiguille ne bouge pas (ou frétille un peu autour du zéro).

Si, [par suite d'une dissymétrie de construction, l'aiguille prend une position moyenne hors du zéro de l'échelle, cette position ne renseigne en rien sur l'amplitude du courant.

#### 64. PHÉNOMÈNES NON POLARISÉS.

Considérons un phénomène qui ne change pas de sens avec le sens du courant.

Par exemple :

1° Le dégagement de chaleur dans tout conducteur parcouru par un courant.

2° L'action d'un électro-aimant sur son armature.

La puissance dégagée sous forme chaleur dans un conducteur de résistance  $R$  ohms, parcouru par le courant  $I$  ampère est  $RI^2$  watt.

Dans un conducteur parcouru par un courant alternatif la puissance dégagée sous forme chaleur est donc, à chaque instant, proportionnelle au carré de l'intensité du courant. Elle varie en fonction du temps comme l'indique la figure 53.

Si  $N$  est la fréquence du courant alternatif, le dégagement de chaleur s'annule  $2N$  fois par seconde. Il est maximum  $2N$  fois par période.

Si le conducteur présente une faible inertie calorifique, c'est-à-dire s'il est capable de s'échauffer rapidement et de se refroidir rapidement (filament très fin) sa température variera entre deux valeurs extrêmes qui peuvent être très différentes.

En général, le conducteur est lent à s'échauffer comme à se refroidir. Par exemple, les filaments des lampes à chauffage

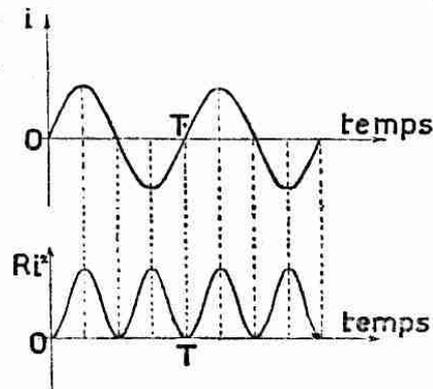


Fig. 53.

indirect peuvent mettre plusieurs secondes (ou davantage, à atteindre leur température d'équilibre. S'il en est ainsi, la température ne subit que des fluctuations très faibles (à la fréquence  $2N$ ) autour d'une certaine valeur moyenne dont nous précisons la valeur au paragraphe suivant.

Notons auparavant que l'armature de l'électro, rappelée en arrière par un ressort :

Ou bien vibrera à la fréquence  $2N$ , si elle est susceptible de mouvements rapides ;

Ou bien prendra une position moyenne, correspondant à la valeur *moyenne* de l'attraction subie, dans le cas contraire.

### 65. AMPÈREMÈTRE THERMIQUE. INTENSITÉ EFFICACE.

Un ampèremètre thermique est un ampèremètre dans lequel la déviation de l'aiguille est obtenue à partir de la dilatation d'un fil qui s'échauffe par suite du passage du courant.

L'appareil fonctionne aussi bien en courant alternatif qu'en courant continu.

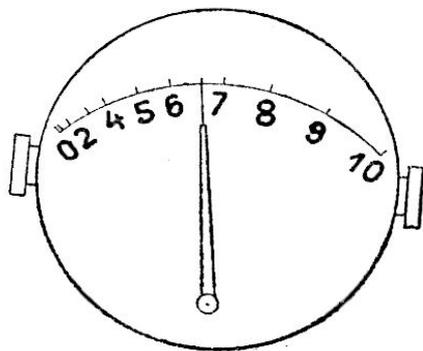


Fig. 54.

Il est étalonné en courant continu, c'est-à-dire qu'on en trace la graduation en y faisant passer des courants continus d'intensité connue.

La déviation de l'aiguille est à peu près proportionnelle au carré de l'intensité du courant. Pour un courant deux fois plus intense, la déviation est quatre fois plus forte.

Par suite, les divisions du cadran sont plus rapprochées en bas de l'échelle qu'en haut de l'échelle. La mesure des courants faibles est donc peu précise (fig. 54).

L'indication de l'appareil, branché dans un circuit parcouru par un courant alternatif, s'appelle **intensité efficace** de ce courant.

C'est l'intensité du courant continu qui, pendant le même intervalle de temps (assez long ou, en tous cas, égal à un nombre entier de périodes), dégage, dans le même conducteur, la même quantité de chaleur.

Comme la puissance dégagée sous forme chaleur dans un

conducteur est proportionnelle au carré de l'intensité du courant, on peut dire que le carré de l'intensité efficace est la valeur moyenne du carré de l'intensité du courant pendant une période.

*L'intensité efficace est évidemment plus petite que l'amplitude du courant*, puisque le courant n'atteint une valeur égale à son amplitude que pendant un instant très court.

Pour un courant à loi de variation sinusoïdale (61) on démontre que l'intensité efficace  $I_e$  et l'amplitude du courant  $I_o$  sont liées par la relation :

$$I_e = \frac{I_o}{\sqrt{2}} = \text{à peu près } 0,7 \times I_o.$$

Inversement :  $I_o = I_e \sqrt{2} = \text{à peu près } 1,4 \times I_e.$

Si la forme du courant n'est pas sinusoïdale, la relation entre l'amplitude et la valeur efficace peut être différente.

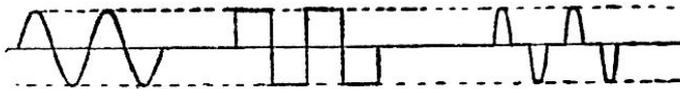


Fig. 55.

*Exemple* : La figure 55 représente trois courants de même amplitude mais de valeurs efficaces très différentes.

### 66. TENSION EFFICACE.

En courant alternatif comme en courant continu, un volt-mètre est un ampèremètre très sensible et très résistant. Il faut en plus qu'il n'ait pas de self.

L'appareil est étalonné en courant continu. L'indication qu'il donne en alternatif s'appelle *tension efficace* entre les deux points entre lesquels il est branché.

Si la différence de potentiel en question est sinusoïdale, on a entre la tension efficace  $V_e$  et l'amplitude de tension  $V_o$  la relation

$$V_e = \frac{V_o}{\sqrt{2}} \approx 0,7 \times V_o \quad V_o = V_e \sqrt{2} \approx 1,4 \times V_e.$$

*Exemple* : En général, le courant alternatif industriel dans les villes est livré au consommateur sous la différence de potentiel 110 volts.

Cela veut dire : sous la tension *efficace* 110 volts.

La tension aux bornes de l'installation varie à tout instant de sens et de valeur. Quand elle est maximum, elle vaut :

$$110 \times 1,4 = 154 \text{ volts.}$$

### 67. AUTRES APPAREILS DE MESURE POUR COURANT ALTERNATIF.

Les appareils thermiques sont souvent fragiles. Après avoir dévié, leur aiguille ne revient pas toujours au zéro (à cause d'un « résidu de dilatation »).

Les appareils « à fer doux » (attraction d'une armature par un électroaimant), les appareils « électrodynamiques » (attraction d'une bobine par une autre bobine parcourue par le même courant), sont plus robustes et les seconds nommés peuvent être précis.

*Ces appareils sont toujours gradués en valeurs efficaces.*

Nous parlerons plus loin (109) des *appareils à redresseur*.

*En haute fréquence, le seul ampèremètre vraiment sérieux est l'appareil à couple thermoélectrique.*

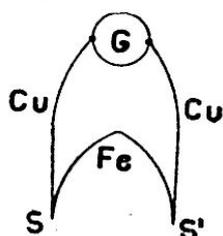


Fig. 56.

Considérons deux fils métalliques de nature différente (fer et cuivre par exemple) réunis entre eux deux points S et S' qu'on appelle soudures (fig. 56). Si l'on chauffe l'une des soudures, en maintenant l'autre à température fixe, l'ensemble, qu'on appelle couple thermoélectrique, se comporte comme une pile, et un courant parcourt le circuit. (La F. E. M. est quelques dizaines de mi-

crovolts par degré d'écart entre les températures des deux soudures).

Dans un ampèremètre HF à couple thermoélectrique (fig. 57) le courant à mesurer traverse un simple filament rectiligne *f* qui chauffe un petit tube en substance isolante au contact duquel est l'une des soudures d'un couple thermoélectrique. Le courant *continu*, très faible, de ce couple, est mesuré par un microampèremètre à cadre mobile ordinaire.

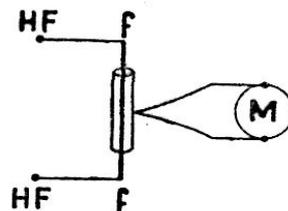


Fig. 57.

## CHAPITRE XIII

### INDUCTION ENTRE DEUX CIRCUITS

#### 68. INDUCTION D'UN CIRCUIT SUR UN AUTRE.

Considérons (fig. 58) deux bobines A et B disposées de telle façon que leurs axes coïncident. La première est appelée *primaire*, la seconde *secondaire*. Leur ensemble forme un *transformateur*.

Nous disposons en série avec la bobine primaire A une pile P et un interrupteur. La bobine secondaire est reliée à un galvanomètre. Le circuit secondaire ne comporte donc aucun générateur.

Toutes les fois qu'on ferme ou qu'on ouvre l'interrupteur primaire, il y a, au secondaire, production d'un *courant induit*.

Ceci s'explique de la façon suivante :

Le courant, circulant au primaire, crée autour de lui un champ magnétique. Il envoie donc, à travers le secondaire, un certain flux magnétique, proportionnel à l'intensité du courant primaire.

Toutes les fois qu'on fait varier ce flux, il y a, au secondaire, production d'un courant induit.

Quand on ferme l'interrupteur primaire, le flux, à travers le secondaire, passe de la valeur zéro à une certaine valeur  $\Phi$ . Donc, il varie. Donc, il y a production d'un courant induit.

Quand on ouvre l'interrupteur primaire, le flux, à travers le secondaire, passe de la valeur  $\Phi$  à la valeur zéro. Donc, il y a au secondaire, production d'un courant en sens inverse du précédent.

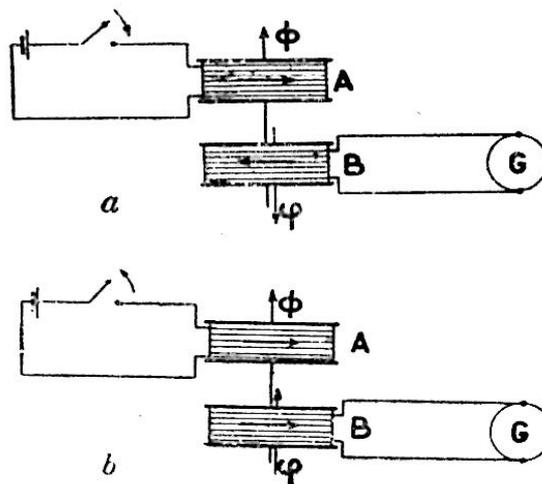


Fig. 58.

Dans le premier cas, le flux à travers le secondaire augmente. Donc, le courant induit, au secondaire, d'après la loi de Lenz (55) circule dans un sens tel qu'il crée un flux  $\varphi$  en sens inverse de  $\Phi$  (fig. 58 a).

Dans le second cas, le flux à travers le secondaire diminue. Le courant induit circule au secondaire dans un sens tel qu'il crée, à travers ce circuit, un flux  $\varphi$  dans le même sens que  $\Phi$  (fig. 58 b).

Envoyons, dans le primaire, un courant *alternatif*. Alors le flux envoyé par le primaire, à travers le secondaire, *varie à tout instant*. A tout instant, apparaît au secondaire, un courant induit. Ce courant induit est un courant *alternatif*.

### 69. COEFFICIENT D'INDUCTION MUTUELLE ENTRE DEUX CIRCUITS.

Les effets d'induction entre deux circuits sont d'autant plus intenses que, pour un courant donné au primaire, le flux que ce circuit envoie à travers le secondaire est plus grand.

On dit que le *coefficient d'induction du primaire sur le secondaire* vaut 1 henry si, le primaire étant parcouru par un courant de 1 ampère, ce circuit envoie alors, à travers le secondaire, un flux égal à 100.000.000 maxwells.

*Exemple* : Considérons la bobine longue du paragraphe 42. Lorsqu'elle est parcourue par un courant de 1 ampère, elle produit en tout point en son intérieur un champ magnétique parallèle à l'axe égal à

$$1,25 \frac{N}{l} = 1,25 \frac{100}{20} = 6,25 \text{ gauss.}$$

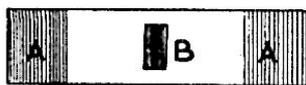


Fig. 59.

Soit alors, dans cette bobine A, une autre bobine B, dont les spires sont parallèles à celles de A, c'est-à-dire perpendiculaires au champ créé par A (fig. 59).

Supposons que B comporte 100 spires de surface  $2 \text{ cm}^2$ .

Quand la bobine A est parcourue par 1 ampère, elle envoie à travers B un flux égal à  $100 \times 2 \times 6,25 = 1250$  maxwells.

Le coefficient d'induction de A sur B est donc :

$$M = \frac{1.250}{100.000.000} = \frac{1,25}{100.000} \text{ henry} = 12,5 \text{ microhenrys.}$$

*Exercice* : Comment placer une bobine B par rapport à une

bobine A pour que le coefficient d'induction de A sur B soit nul?

Il suffit que A n'envoie aucun flux dans B. La solution est déjà donnée paragraphe 43.

*Remarque. Signe du coefficient d'induction entre deux circuits.*

Dans certains cas, il est nécessaire de préciser dans quel sens le flux que le primaire envoie dans le secondaire traverse ce circuit.

A cet effet on considère le coefficient d'induction comme une grandeur, soit positive, soit négative, dont le signe est défini de la façon suivante.

On choisit sur le primaire et sur le secondaire un sens de parcours appelé sens positif.

On appelle face nord et face sud du secondaire les faces nord et sud de ce circuit lorsqu'il est parcouru par un courant dans le sens positif.

On envoie alors un courant dans le primaire, suivant le sens positif de ce circuit. Si le flux que le primaire envoie alors dans le secondaire entre par la face sud de ce dernier circuit on dit que le coefficient d'induction est positif (fig. 60 a). Dans le cas contraire, on le dit négatif (fig. 60 b).

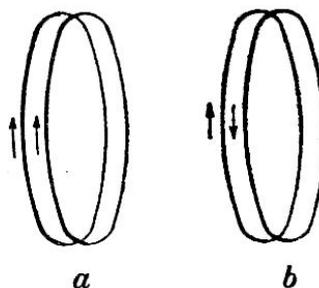


Fig. 60.

*On démontre, et nous admettrons que le coefficient d'induction de A sur B est égal au coefficient d'induction de B sur A.*

(Autrement dit, le flux envoyé par A dans B lorsque A est parcouru par 1 ampère est égal au flux envoyé par B dans A lorsque B est parcouru par 1 ampère.)

On peut donc désigner l'un ou l'autre de ces coefficients sous le nom de *coefficient d'induction mutuelle entre A et B*.

#### 70. F. E. M. INDUITE AU SECONDAIRE PAR UN COURANT ALTERNATIF CIRCULANT AU PRIMAIRE.

Dans le primaire circule un courant alternatif dont l'amplitude est  $I_0$  et la fréquence N.

La F. E. M. induite au secondaire est d'autant plus grande que  $I_0$  est plus grand ;

que la fréquence N est plus élevée ;

que le coefficient d'induction mutuelle M entre les deux circuits est plus grand.

Son amplitude  $E_0$  se calcule au moyen de la formule :

$$E_0 = M \omega I_0 = 2\pi M N I_0 = \text{à peu près } 6,28 M N I_0.$$

volt
henry
ampère
p. p. s.

( $\omega$  est la pulsation du courant étudié c'est-à-dire  $2\pi$  fois sa fréquence).

*Exemple* :  $M = 1$  millihenry,  $I_0 = 1$  ampère,  $N = 50$  p.p.s.

$$E_0 = \frac{1}{1.000} \times 1 \times 6,28 \times 50 = 0,314 \text{ volt.}$$

Au contraire, si  $N = 50.000$  p.p.s.,  $E_0 = 314$  volts.

*L'induction d'un circuit sur un autre est d'autant plus intense que la fréquence du courant est plus élevée.*

Examinons maintenant la phase de la F. E. M. induite.

Cette F. E. M. induite est grande lorsque le courant primaire varie vite, et faible lorsque le courant primaire varie lentement. Les époques auxquelles le courant primaire varie vite sont celles auxquelles ce courant change de sens en s'annulant. Celles où il varie lentement sont celles auxquelles ce courant passe par une valeur maximum.

La F. E. M. au secondaire passe par sa valeur maximum quand le courant primaire s'annule et inversement.

*La F. E. M. au secondaire est donc en avance ou en retard d'un quart de période sur le courant primaire.*

## 71. COURANTS DE FOUCAULT.

Un courant alternatif provoque des courants induits non seulement dans tout circuit voisin, mais encore dans toute masse métallique voisine.

Ces courants induits, dans une masse métallique qui n'a pas la forme d'un fil, s'appellent *courants de Foucault*.

Ces courants nous intéressent à deux points de vue :

1° Comme tout courant induit, ils s'opposent à ce qui leur donne naissance. Ils sont créés par un flux magnétique alternatif  $\Phi$ . Ils créent donc un flux  $\varphi$  qui s'oppose aux variations de  $\Phi$ .

Si l'on veut protéger une bobine B contre l'induction d'une bobine A parcourue par un courant alternatif, il suffit d'en-

tourer A d'une masse métallique continue, formant *écran ou blindage* (fig. 61).

Les courants de Foucault induits dans ce blindage s'opposent au flux magnétique variable que A enverrait dans B. Le blindage est d'autant plus efficace que la fréquence est plus élevée. Il est sans effet contre un champ magnétique constant.

2° Comme tout courant, les courants de Foucault produisent un dégagement de chaleur. Cela constitue une *perte d'énergie*.

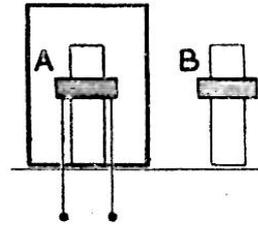


Fig. 61.

Par suite :

a) *Une bobine sous blindage doit toujours être assez éloignée de celui-ci.* (Rayon du blindage au moins 2,5 fois le rayon de la bobine.)

b) *Un noyau de transformateur qui, évidemment, sera utilisé dans un champ magnétique alternatif, doit être divisé de façon que les courants de Foucault y restent très faibles.*

On le constitue, par exemple :

par un empilement de tôles, isolées les unes des autres (et de résistivité relativement grande)

par un faisceau de fils de fer isolés les uns des autres.

*Les noyaux de fer pour haute fréquence sont constitués par des grains de très petites dimensions (quelques millièmes de mm) noyés dans un isolant.*

## CHAPITRE XIV

### SELF-INDUCTION

#### 72. INDUCTION D'UN CIRCUIT SUR LUI-MÊME.

*On appelle self-induction l'induction d'un circuit sur lui-même.*

On peut expliquer le phénomène de la façon suivante : un circuit parcouru par un courant crée autour de lui un champ magnétique. Il s'envoie donc, dans lui-même, un flux dont la valeur est proportionnelle à l'intensité du courant.

Si l'on provoque des variations de l'intensité du courant, le flux à travers le circuit varie. Donc, il doit apparaître, dans le circuit, une F. E. M. d'induction qui se superpose à celle des générateurs qui alimentent celui-ci. Cette F. E. M. fait circuler un courant supplémentaire appelé courant de self-induction ou *extra-courant*.

Comme tout courant induit, l'extra-courant s'oppose à ce qui lui donne naissance. Il est créé par les variations du courant principal. Il s'oppose donc à ces variations.

Si l'on fait croître le courant principal, l'extra-courant circule en sens inverse de celui-ci. Si le courant principal décroît l'extra-courant a même sens que lui.

La self joue donc, en électricité, un rôle comparable à celui de l'inertie en mécanique. *Elle s'oppose aux variations du courant*, retarde son établissement lorsqu'on ferme le circuit, retarde sa disparition lorsqu'on le rompt.

*Expérience* : Un simple accumulateur débite sur un gros électro-aimant. On rompt le circuit. On observe une forte étincelle de rupture. L'accumulateur en est bien incapable, mais la self du circuit est grande. La F. E. M. d'induction, à la rupture, peut être très élevée.

#### 73. COEFFICIENT DE SELF-INDUCTION.

De même que pour trouver le coefficient d'induction mutuelle entre deux circuits A et B, on calcule le flux que A envoie

dans B, lorsqu'il est parcouru par un courant de 1 ampère, de même :

*Pour trouver le coefficient de self-induction d'un circuit on calcule le flux que celui-ci envoie dans lui-même lorsqu'il est parcouru par un courant de 1 ampère.*

Si ce flux vaut 100.000.000 maxwells, on dit que le coefficient de self-induction du circuit est **1 henry** (abrév. 1 H.).

On emploie aussi comme unités de self :

Le *millihenry* = 1 millième de henry (abrév. : 1 mH).

Le *microhenry* = 1 millionième de henry (abrév. : 1  $\mu$ H).

Le coefficient de self d'un circuit est toujours positif, car le flux qu'un circuit envoie dans lui-même entre toujours par sa face sud.

*Exemple : Une bobine cylindrique longue comporte en tout N spires régulièrement espacées sur une longueur l cm. La surface des spires est S cm<sup>2</sup>. Quel est le coefficient de self de cette bobine ?*

Parcourue par un courant 1 ampère, cette bobine crée en tout point à l'intérieur un champ parallèle à l'axe et d'intensité  $H = 1,25 \frac{N}{l}$  gauss (42).

Le flux à travers une spire est donc  $HS = 1,25 \frac{NS}{l}$  maxwell. A travers la bobine entière, il est N fois plus grand, soit  $1,25 \frac{N^2S}{l}$  maxwell.

Le coefficient de self est donc :

$$\frac{1,25}{100.000.000} \frac{N^2S}{l} \text{ henry} = 0,0125 \frac{N^2S}{l} \text{ microhenry.}$$

Numériquement, soit N = 100 spires, l = 20 cm., S = 4 cm<sup>2</sup>.

On a, pour le coefficient de self,  $L = 0,0125 \frac{(100)^2 \cdot 4}{20} = 25 \mu\text{H.}$

*Supposons maintenant que l'on mette dans la bobine un noyau de fer et que, dans les conditions étudiées, la perméabilité de ce métal soit  $\mu = 100$ .*

Le champ et, par conséquent, le flux, pour le même courant dans la bobine, sera 100 fois plus grand. Le coefficient de self deviendra 2.500  $\mu\text{H.}$

#### 74. SELFS EN SÉRIE.

*On met en série deux bobines A et B, de coefficients de self L<sub>1</sub> et L<sub>2</sub>. Quelle est la self de l'ensemble ?*

*Cela dépend essentiellement de l'orientation des deux selfs l'une par rapport à l'autre.*

En effet, le flux total à travers le circuit formé par les bobines A et B en série se compose :

- 1° Du flux que A envoie dans A,
- 2° du flux que B envoie dans B,
- 3° du flux que A envoie dans B,
- 4° du flux que B envoie dans A.

Soit  $M$  le coefficient d'induction mutuelle entre A et B. Le coefficient de self-induction des deux bobines mises en série est :

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

Si  $M$  est nul, c'est-à-dire si A et B n'envoient pas de flux l'une dans l'autre, la self de l'ensemble est tout simplement la somme des selfs.

Si les bobines A et B envoient l'une dans l'autre un flux, la self de l'ensemble peut être plus grande ou plus petite que la somme des selfs, car  $M$  est positif ou négatif suivant le sens de branchement.

*Exemple* : Se reporter au par. 43, figure 31.

La self d'une des spires étant  $L$ , celle de l'ensemble des deux spires identiques accolées est  $4L$ , si la connexion est faite selon le schéma *a*; elle est nulle si la connexion est faite selon le schéma *b*.

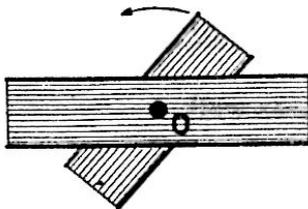


Fig. 62.

Avec deux bobines mobiles l'une par rapport à l'autre, mises en série (par exemple l'une tournant à l'intérieur de l'autre), on constitue une *self variable* (fig. 62).

On peut aussi réaliser une self variable en munissant une bobine d'un *noyau de fer mobile*. Quand on enfonce le noyau dans la bobine, la self augmente.

### 73. SELFS USUELLES.

On emploie en radiotechnique :

1° *Des selfs de filtrage* pour transformation du courant alternatif redressé en courant continu d'intensité constante (107).

Ces selfs ont une valeur comprise entre quelques henrys (filtrage basse tension) et quelques dizaines de henrys (filtrage haute tension).

Ce sont des bobines comportant un grand nombre de tours de fil sur un noyau de fer à haute perméabilité.

*Exemple : Bobine d'excitation d'un haut-parleur dynamique.*

Il faut bien noter que la self dépend alors de la perméabilité du fer, laquelle dépend elle-même du champ magnétique dans la bobine.

Quand le courant dans la bobine est faible, le champ est faible, la perméabilité est grande, la self est grande.

Si le courant dans la bobine est intense, le fer se sature. Sa perméabilité est plus petite. La self est plus petite.

Si le noyau comporte un entrefer, on évite en général la saturation et la self est plus grande.

2° *Des selfs de choc*, sans fer, ou avec un noyau de tôles minces valeur de 1 mH à 0,1 H.

3° *Des selfs d'accord HF*, sans fer ou avec un noyau de fer divisé spécial pour HF (71).

Valeur de quelques dizaines de  $\mu\text{H}$  à quelques mH.

4° *On a quelquefois besoin de conducteurs sans self* ayant cependant l'aspect de bobines (résistances bobinées).

On les constitue comme l'indique la figure 31 b, par des spires enroulées alternativement dans un sens, puis en sens inverse.

*Une bobine dont le coefficient de self est donné remplit d'autant mieux son rôle de self que sa résistance est plus faible.*

Nous reviendrons plus loin (132) sur la façon de réaliser des selfs HF de bonne qualité.

Voici quelques formules pour le calcul approximatif des selfs. Dans ces formules, le coefficient de self  $L$  est en  $\mu\text{H}$ , les longueurs sont en cm.,  $N$  est le nombre total des spires,  $D$  est le diamètre moyen de la bobine.

Il s'agit de bobines plates (pour les bobines longues voir plus haut (73).)

La formule donnant la self est toujours  $L = KN^2D$ .

Il convient de donner à  $K$  diverses valeurs.

a) Self plate en fond de panier, ou cadre, ou self cylindrique (fig. 63 a, b).

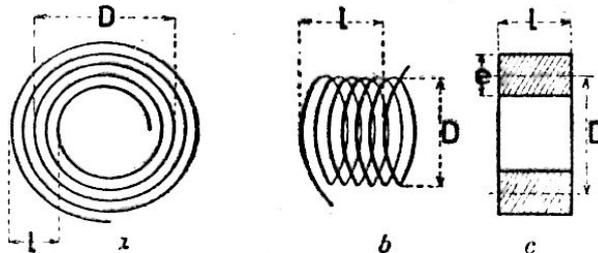


Fig. 63.

$$K = \frac{1}{40 + 110 \frac{l}{D}} \text{ valable si } l \text{ est compris entre } 0,1 \text{ et } 1,5 D.$$

Pour un cadre rectangulaire, la self est la même que pour le cadre circulaire de même surface.

b) Nid d'abeilles (fig. 63 c).

$$K = \frac{1}{37,5 + 110 \frac{l}{D} + 120 \frac{e}{D}}.$$

## 76. ÉNERGIE DE SELF-INDUCTION.

Considérons un circuit comprenant une bobine dont la self est  $L$  et un générateur de courant continu de  $F. E. M. E$ . Soit  $R$  la résistance totale du circuit.

Lorsque le courant continu a pris sa valeur définitive, il a pour intensité  $I = \frac{E}{R}$ . On a donc  $E = RI$  et  $EI = RI^2$ , ce qui exprime que la puissance que rend disponible le générateur apparaît tout entière sous forme de chaleur dans le circuit.

Considérons maintenant ce qui se passe quand on ferme le circuit. A cause de la self qui s'oppose à l'établissement du courant, l'intensité de celui-ci n'atteint pas tout de suite la valeur  $I$ . Soit  $i$  sa valeur à un certain instant.

$$\text{On a : } i < I \text{ ou } i < \frac{E}{R}; \text{ donc } E > Ri \text{ et } Ei > Ri^2.$$

Ainsi, pendant que le courant s'établit, le générateur débite une puissance plus grande que celle qui apparaît dans le circuit. On peut se demander où passe le reste.

On admet qu'une certaine quantité d'énergie s'emmagasine dans la self. Pour établir dans une self  $L$  henry un courant  $I$  ampère, il faut dépenser une énergie qui s'exprime en joule par

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

On récupère cette énergie quand on coupe le courant. On a, en effet, à ce moment, un extra-courant de rupture créé par la self, sans que le générateur intervienne.

## CHAPITRE XV

### COURANT ALTERNATIF. CIRCUITS COMPORTANT RÉSISTANCE AVEC SELF OU CAPACITÉ

#### 77. COURANT DÉBITÉ SOUS L'INFLUENCE D'UNE TENSION ALTERNATIVE APPLIQUÉE A UNE RÉSISTANCE.

Aux bornes d'une résistance  $R$  ohms, dont la self est négligeable, appliquons une tension alternative  $E$  d'amplitude  $E_0$  volts et de fréquence  $N$ . Quel est le courant dans cette résistance?

La réponse est immédiate. *La loi d'Ohm est ici applicable.*

Le courant qui parcourt la résistance est lui-même alternatif et de fréquence  $N$ . Il est *en phase* avec la F. E. M. Son amplitude  $I_0$  est donnée, en ampères, par la formule :

$$E_0 = RI_0 \quad \text{ou} \quad I_0 = \frac{E_0}{R}.$$

(Mêmes relations entre valeurs efficaces.)

#### 78. INFLUENCE DE LA SELF.

La self-induction d'un circuit se manifeste toutes les fois qu'on fait varier l'intensité du courant dans ce circuit. Comme le courant alternatif varie tout le temps, il est bien évident que les effets de la self seront particulièrement importants en courant alternatif.

La self s'oppose aux variations du courant. On peut donc prévoir que les variations du courant seront moins grandes dans un circuit possédant de la self que dans un circuit qui en est dépourvu.

Ainsi donc, en alternatif, du fait de la self, l'amplitude du courant est plus faible que celle qu'indique la loi d'Ohm.

A un autre point de vue, la self prolonge tout courant dont l'intensité diminue et retarde l'établissement de tout courant dont l'intensité croît. Les variations du courant alternatif seront donc retardées du fait de la self.

Quand un conducteur possède de la self, le courant qui le traverse est en retard sur la F. E. M. appliquée (fig. 64.)

*Ce retard est au maximum un quart de période.*

Sur la figure 64 la flèche  $i$  indique le sens du courant lorsque

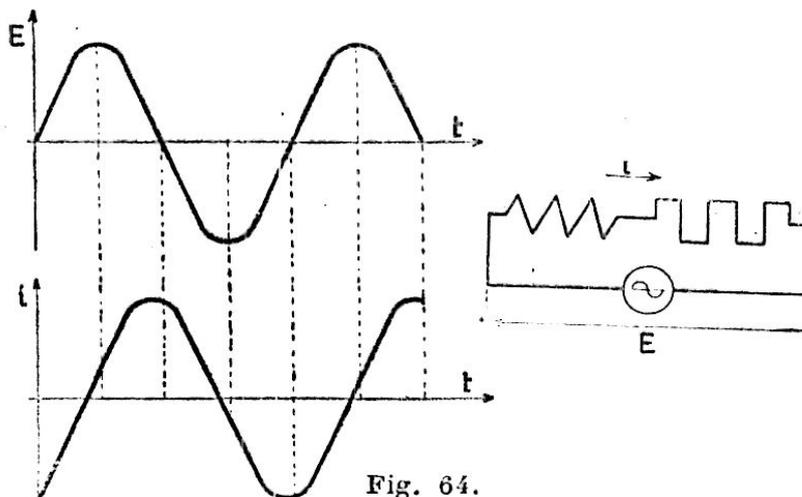


Fig. 64.

nous le considérons comme positif; la flèche E indique le sens dans lequel pousse la f. e. m lorsque nous la considérons comme positive.

### 79. F. E. M. DE SELF-INDUCTION.

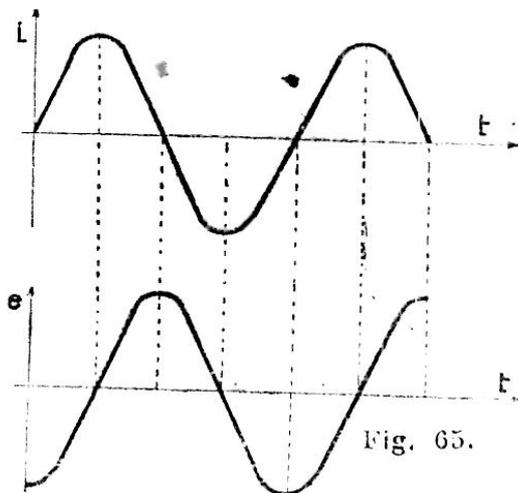


Fig. 65.

Supposons qu'un courant alternatif de fréquence  $N$  et d'amplitude  $I_0$  traverse une self  $L$  henry. A tout instant, puisque le courant varie, il y a production d'une F. E. M. d'induction  $e$ .

Cette F. E. M. est grande quand le courant varie vite, et faible quand il varie lentement. Par suite, elle est maximum quand  $I$  s'annule et nulle quand  $I$  est maximum. En d'autres termes, elle est en quadrature avec  $I$ .

En examinant attentivement son

sens à un instant donné, on voit qu'elle est en retard sur le courant (d'un quart de période<sup>1</sup>).

Son amplitude est d'autant plus grande :

a) Que  $I_0$  est plus grand,  
 b) que le courant varie plus vite (donc, que sa fréquence est plus élevée),

c) que le coefficient de self est plus grand.

Sa valeur  $e_0$  est donnée par la formule :

$$e_0 = L\omega I_0 = 2\pi LNI_0 \approx 6,28 LNI_0$$

$\begin{array}{cccc} \text{volt} & \text{henry} & \text{ampère} & \text{p. p. s.} \end{array}$

### 30. COURANT DÉBITÉ SOUS L'INFLUENCE D'UNE TENSION ALTERNATIVE APPLIQUÉE A UNE SELF SANS RÉSISTANCE.

*Expérience* : Considérons une bobine dont la résistance est, par ex., 10 ohms et la self 1 henry. Mettons en série un fusible qui fond pour 5 ampères.

Branchons sur cette bobine un générateur de courant continu de F. E. M. 110 volts. Le fusible saute.

Faisons débiter sur cette même bobine, munie d'un fusible identique, un générateur de courant alternatif de F. E. M. 110 volts efficaces. Le fusible ne saute pas. Le courant reste inférieur à 0,4 amp.<sup>2</sup>.

*D'une manière générale, si l'on fait débiter une tension alternative E sur une bobine très peu résistante, mais dont la self est grande, le courant ne devient pas très grand.*

En effet, dès qu'il y a courant alternatif, il apparaît une F. E. M. de self-induction  $e$  qui s'oppose à ce qui donne naissance au courant, c'est-à-dire à la tension appliquée E.

Les deux F. E. M. sont donc en opposition et, si elles sont presque égales, leur résultante peut être très faible, ce qui fait que le courant n'est pas très intense, malgré que la résistance soit faible.

Si les deux F. E. M. étaient égales, on aurait, en appelant  $E_0$  l'amplitude de la tension appliquée :

$$E_0 = e_0 = L\omega I_0 \quad \text{d'où} \quad I_0 = \frac{E_0}{L\omega}$$

On peut affirmer que l'amplitude du courant sera toujours inférieure à cette valeur  $I_0$  car, si elle atteignait cette valeur, les deux F. E. M. se feraient exactement équilibre.

1. Voir figure 65. A l'instant zéro, quand I est positif et qu'il croît, la F. E. M. doit faire circuler un extra-courant en sens inverse, donc négatif. Nous la considérons donc comme négative.

2. N. B. — On fait quelquefois cette expérience sans le vouloir et de façon désastreuse, quand on branche le secteur continu sur le primaire d'un transformateur. Si ce primaire est peu résistant, ce qui est normal, on le grille.

$I_0$  est l'amplitude qu'on observerait si la résistance de la self était nulle. Notons encore que le courant, en avance d'un quart de période sur la F. E. M. de self-induction  $e$ , est, par suite, en retard d'un quart de période sur la tension appliquée  $E$ , puisque ces deux tensions sont en opposition

### 81. CIRCUIT COMPORTANT RÉSISTANCE ET SELF, RÉACTANCE, IMPÉDANCE.

Soit un conducteur de résistance  $R$  ohms et de self  $L$  henrys, parcouru par un courant de fréquence  $N$ . Par définition, on appelle :

réactance de ce conducteur, l'expression :

$$S = L\omega = 2\pi L N \approx 6,28 LN,$$

impédance de ce conducteur l'expression :

$$Z = \sqrt{R^2 + S^2}$$

Dans ces formules,  $L$  est en henrys,  $N$  en p. p. s.,  $R$  en ohms.

La réactance  $S$  et l'impédance  $Z$  s'évaluent en ohms comme des résistances.

Elles sont d'autant plus grandes que la self  $L$  est plus grande et que la fréquence  $N$  est plus élevée.

*L'impédance  $Z$  est toujours plus grande que la résistance  $R$ .*

*Exemple : Quelle est la réactance  $S$  d'une self de 1 millihenry ?*

Pour la fréquence 50..... c'est  $6,28 \times \frac{1}{1000} \times 50 = 0,314$  ohm.

Pour la fréquence 5.000..... c'est ..... 31,4 ohms.

Pour la fréquence 500.000..... c'est ..... 3.140 ohms.

*Sa résistance est 10 ohms. Quelle est son impédance  $Z$  ?*

Pour la fréquence 50..... c'est  $\sqrt{(10)^2 + (0,314)^2} \approx 10$  ohms.

Pour la fréquence 5.000..... c'est  $\sqrt{(10)^2 + (31,4)^2} \approx 33,2$  ohms.

Pour la fréquence 500.000..... c'est  $\sqrt{(10)^2 + (3.140)^2} \approx 3140$  ohms.

(Aux très hautes fréquences,  $R$  devient négligeable devant  $S$  et l'impédance est à peu près égale à la réactance.)

*Au conducteur en question, appliquons une tension alternative de fréquence  $N$  et d'amplitude  $U_0$ . Quelle est l'amplitude  $I_0$  du courant ?*

On la trouve d'après la formule :

$$U_0 = Z I_0 \quad \text{ou} \quad I_0 = \frac{U_0}{Z} \quad (\text{volt, ohm, amp.})$$

qui remplace la loi d'Ohm qui s'écrirait :

$$U_0 = R I_0 \quad \text{ou} \quad I_0 = \frac{U_0}{R}.$$

Comme l'impédance  $Z$  est toujours supérieure à la résistance  $R$ , l'amplitude du courant est toujours inférieure à celle qu'on calculerait d'après la loi d'Ohm.

*Exemple : Aux bornes de la self considérée ci-dessus on applique une tension de valeur efficace 10 volts. Quelle est la valeur efficace du courant ?*

S'il s'agit d'une tension continue, on a, d'après la loi d'Ohm :

$$I = \frac{U}{R} = \frac{10}{10} = 1 \text{ ampère.}$$

S'il s'agit d'une tension alternative de fréquence 50 :

$$I_e = \frac{U_e}{Z} \approx \frac{10}{10} \approx 1 \text{ ampère.}$$

Pour la fréquence 5.000  $I_e \approx \frac{10}{33,2} \approx 0,30 \text{ amp.}$

Pour la fréquence 500.000  $I_e \approx \frac{10}{3.140} \approx 0,0032 \text{ amp.}$

*A tension égale appliquée aux bornes, le courant est d'autant plus faible :*

- a) que la self est plus grande
- b) que la fréquence est plus élevée.

**On se sert couramment des selfs pour empêcher les courants HF de passer dans des circuits où sont au contraire admis des courants continus ou de basse fréquence (selfs de blocage ou de choc).**

C'est un rôle analogue que joue la self dans le filtrage du courant alternatif redressé (107).

## 82. COURANT ALTERNATIF A TRAVERS UNE CAPACITÉ.

Entre les deux armatures A et B d'un condensateur (fig. 66),

établissons une tension alternative  $V$  de fréquence  $N$  et d'amplitude  $V_0$ .

Nous avons vu qu'en régime continu, aucun courant permanent ne peut traverser un condensateur. Il n'en est pas de même en alternatif. **Le courant alternatif peut traverser un condensateur.**

En effet, nous appliquons au condensateur une tension continuellement variable. Le circuit est donc, à tout instant, parcouru par un courant de charge ou de décharge.

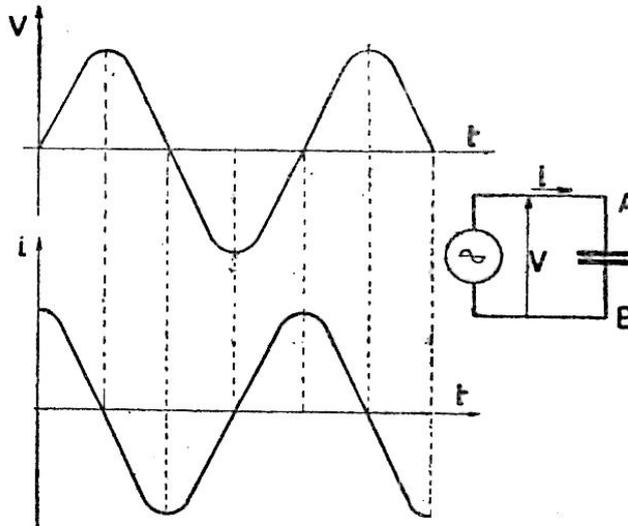


Fig. 66.

Figurons à chaque instant la tension appliquée et le courant qui en résulte (fig. 66). Nous considérons la tension appliquée comme positive quand elle a le sens de la flèche (fig. 66), c'est à dire lorsqu'elle porte A à un potentiel plus élevé que celui de B.

De l'instant zéro à l'ins-

tant  $\frac{T}{4}$ , la tension appliquée est positive et elle augmente. Le condensateur se charge. Un courant parcourt le circuit dans le sens positif. Au début de l'intervalle considéré, la tension appliquée varie vite; le courant de charge est intense. Puis, la tension varie de plus en plus lentement. Le courant de charge est de plus en plus faible.

A l'époque  $\frac{T}{4}$ , pendant un court instant, la tension ne varie pas. Le courant de charge s'annule.

De l'instant  $\frac{T}{4}$  à l'instant  $\frac{T}{2}$ , la tension appliquée est positive mais elle diminue. Le condensateur se décharge; le circuit est parcouru par un courant en sens inverse du précédent, donc dans le sens négatif. Ce courant est d'abord faible, puis de plus en plus intense.

De l'instant  $\frac{T}{2}$  à l'instant  $\frac{3T}{4}$ , la tension appliquée est négative, c'est à dire que B est portée à un potentiel plus élevé que celui de A. Cette tension croît. Donc le condensateur se charge par un courant qui a le même sens que la tension. Le courant est donc négatif; d'abord intense, puis de plus en plus faible.

Enfin, de l'instant  $\frac{3T}{4}$  à l'instant T, la tension appliquée est toujours négative; mais elle décroît. Donc, le condensateur se décharge. Le courant est en sens inverse de la tension. Il est donc positif; d'abord faible puisque la tension décroît lentement, puis de plus en plus intense.

En définitive (fig. 66), le condensateur est parcouru par un courant alternatif qui est *en avance* d'un quart de période sur la tension appliquée.

Plus la tension varie vite, autrement dit, plus sa fréquence est élevée, plus grands sont les courants de charge ou de décharge.

*Le courant à travers le condensateur est d'autant plus intense :*

- Que l'amplitude  $V_0$  de la tension appliquée est plus grande;
- Que la capacité  $C$  du condensateur est plus grande;
- Que la fréquence  $N$  est plus élevée.

On peut calculer son amplitude d'après la formule :

$$I_0 = C\omega V_0 = 2\pi CNV_0 \approx 6,28 CNV_0$$

ampère
farad
volt
p. p. s.

*Exemple : On fait débiter une tension alternative 100 volts efficaces, de fréquence 50 p. p. s. sur 1 microfarad.*

Quelle est l'intensité du courant?

Sa valeur efficace est :

$$I_0 = 6,28 CNV_0$$

$$= 6,28 \times \frac{1}{1.000.000} 50 100 = \frac{31,4}{1.000} \text{ amp.} = 31,4 \text{ mA}$$

Même exercice. La fréquence est 5.000.

Le courant est 100 fois plus grand :  $I_0 = 3,14 \text{ amp.}$

Même exercice. La fréquence est 500.000 :

Le courant est encore 100 fois plus grand :  $I_0 = 314 \text{ amp.}$

*Un gros condensateur constitue, pour la haute fréquence, un véritable court-circuit.*

On se sert couramment des condensateurs pour dériver les courants HF. vers des circuits où, au contraire, ne sont pas admis les courants continus ou de basse fréquence.

C'est le rôle des condensateurs de découplage si nombreux dans un poste de T. S. F.

Les condensateurs de filtrage du bloc d'alimentation jouent un rôle analogue.

### 83. RÉACTANCE ET IMPÉDANCE D'UN SYSTÈME RÉSISTANCE, CAPACITÉ EN SÉRIE.

Considérons d'une façon plus générale un conducteur constitué par une résistance R et un condensateur de capacité C, en série. On appelle :

réactance de ce conducteur l'expression :

$$S = -\frac{1}{C\omega} = -\frac{1}{2\pi NC} \# -\frac{1}{6,28 NC}$$

impédance de ce conducteur l'expression :

$$Z = \sqrt{R^2 + S^2}.$$

Dans ces formules, C est en farads, N en p. p. s., R en ohms. S et Z sont exprimées en ohms, comme des résistances.

La réactance et l'impédance sont, cette fois *d'autant plus petites que la capacité C est plus grande et la fréquence N plus élevée.*

L'impédance Z est toujours plus grande que la résistance R.

*Exemple : Quelle est la réactance S d'un condensateur de capacité : 1 microfarad?*

Pour la fréquence 50, c'est  $-\frac{1}{6,28 \cdot 50 \cdot \frac{1}{1.000.000}} = -3.180$  ohms.

Pour la fréquence 5.000, c'est..... — 31,8 ohms.

Pour la fréquence 500.000, c'est..... — 0,318 ohms.

*Ce condensateur est en série avec une résistance R égale à 1 ohm. Quelle est l'impédance de l'ensemble?*

Pour la fréquence 50, c'est

$$\sqrt{R^2 + S^2} = \sqrt{(1)^2 + (3180)^2} \approx 3180 \text{ ohms.}$$

Pour la fréquence 5.000, c'est

$$\sqrt{(1)^2 + (31,8)^2} \approx 32 \text{ ohms.}$$

Pour la fréquence 500.000, c'est

$$\sqrt{(1)^2 + (0,318)^2} \approx 1,05 \text{ ohms.}$$

Aux basses fréquences, S est beaucoup plus grand que R et l'impédance Z se réduit sensiblement à la réactance S. Aux très hautes fréquences, ce peut être l'inverse.

*L'intensité du courant est toujours donnée par :*

$$E_0 = Z I_0 \quad \text{ou} \quad I_0 = \frac{E_0}{Z} \quad (\text{volt, ohm, amp}),$$

formules où  $E_0$  et  $I_0$  sont respectivement l'amplitude de la tension et du courant.

Z étant toujours plus grande que R, l'amplitude du courant est toujours plus faible que celle qu'on trouverait d'après la loi d'Ohm.

Z étant d'autant plus petite que C et N sont plus grandes, le courant est d'autant plus intense que la capacité est plus grande et la fréquence plus élevée.

Lorsque la résistance R est négligeable devant S, on a :

$$Z = \sqrt{S^2} = \frac{1}{C\omega}$$

et par suite :

$$I_0 = \frac{E_0}{\frac{1}{C\omega}} = C\omega E_0.$$

C'est la formule du paragraphe 82.

**Remarque.** — Notons encore, pour finir, qu'un condensateur de très grande capacité équivaut (sauf en courant continu) à un interrupteur fermé.

En effet, sa réactance est nulle pour toutes les fréquences.

Tout se passe, sauf en courant continu, comme si les armatures étaient réunies.

Supposons établie une formule, valable en régime alternatif, pour un circuit comportant en série un condensateur de capacité  $C$ . Supprimons ce condensateur en le court-circuitant. Cela équivaut à mettre à sa place un condensateur de très grande capacité, autrement dit à rendre, dans la formule,  $C$  infini.

## CHAPITRE XVI

### COURANT ALTERNATIF. CIRCUIT RÉSONANT CIRCUIT BOUCHON

#### 84. CIRCUIT COMPORTANT EN SÉRIE : RÉSISTANCE SELF ET CAPACITÉ. RÉSONANCE.

Dans les deux cas étudiés ci-dessus, où un conducteur présente en série avec une résistance  $R$ , ou bien une self  $L$ , ou bien un condensateur de capacité  $C$ , le courant est plus petit que celui qu'on calculerait d'après la loi d'Ohm.

En outre, il n'est pas en phase avec la F. E. M. appliquée. Il est en avance sur celle-ci lorsqu'il s'agit d'une capacité. Il est en retard sur elle s'il s'agit d'une self.

Nous allons voir que si nous avons à la fois en série, avec la résistance  $R$ , une self et une capacité, et si les valeurs de celles-ci sont convenablement choisies, la loi d'Ohm peut devenir applicable.

*Le courant est alors aussi grand que si  $L$  et  $C$  n'existaient pas et il est en phase avec la tension.*

On dit alors qu'il y a résonance.

Considérons en effet un circuit, comprenant en série self, résistance, capacité (fig. 67). Sur ce circuit agit une F. E. M.  $E$  (amplitude  $E_0$ , fréquence  $N$ ). Le courant qui passe est  $I$  (amplitude  $I_0$ , fréquence  $N$ ).

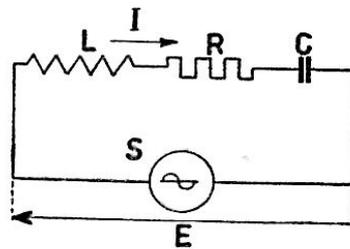


Fig. 67.

Par suite du passage de ce courant dans la self, apparaît une F. E. M. d'induction  $e$ , en retard d'un quart de période sur  $I$  et dont l'amplitude est  $e_0 = L\omega I_0$  (79).

Au total agit sur le circuit la F. E. M.  $E + e$  et cette F. E. M. doit être égale à la chute de tension  $RI$  à travers la résistance  $R$ , plus la chute de tension  $v$  à la traversée du condensateur, ce qui s'écrit :

$$E + e = RI + v.$$

Mais la chute de tension à travers le condensateur  $v$  est en retard d'un quart de période sur le courant (82). Elle est donc en phase avec  $e$ .

Son amplitude  $V_0$  est d'ailleurs  $V_0 = \frac{I_0}{C\omega}$  (82).

Supposons que  $L$  et  $C$  soient choisies de façon que  $L\omega = \frac{1}{C\omega}$ .  
Alors  $e$  et  $v$  ont même amplitude et même phase.

Ces grandeurs sont donc rigoureusement identiques.

Il reste alors  $E = RI$  comme s'il n'y avait ni self ni capacité.

On a alors  $I$  en phase avec  $E$  et  $I_0 = \frac{E_0}{R}$  (id. 77).

*Nous verrons plus loin (par. 177) une autre explication, plus simple et plus intuitive, du phénomène de résonance.*

### 85. EXPRESSION GÉNÉRALE DE LA RÉACTANCE ET DE L'IMPÉDANCE. COURBE DE RÉSONANCE.

Pour le système comprenant en série  $L$ ,  $R$  et  $C$ , on appelle :

**réactance**, l'expression  $S = L\omega - \frac{1}{C\omega}$ ;

**impédance**, l'expression  $Z = \sqrt{R^2 + S^2}$ .

La réactance est donc la somme de la réactance de la self et de celle de la capacité.

Elle est nulle à la résonance, c'est-à-dire, quand

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

(Condition de résonance.)

que l'on peut aussi écrire, puisque  $\omega = 2\pi N$  et que  $4\pi^2$  est à peu près égal à 40 :

$$\boxed{4\pi^2 N^2 LC = 1} \quad \text{ou} \quad \boxed{40 N^2 LC \approx 1}$$

ou

$$\boxed{N \approx \frac{1}{\sqrt{40 LC}}}$$

*p. p. s.*      *henry*      *farad*

L'impédance  $Z$  est toujours plus grande que la résistance  $R$ , sauf à la résonance, où l'on a  $Z = R$ .

L'amplitude du courant est toujours donnée par :

$$E_0 = ZI_0 \quad \text{ou} \quad I_0 = \frac{E_0}{Z}$$

A la résonance  $Z$  est minimum et égale à  $R$ . Donc  $I_0$  est maximum et égal à  $\frac{E_0}{R}$ .

Supposons une F. E. M. d'amplitude  $E_0$  fixe et un conducteur dont la résistance  $R$  est fixe.

a)  $N$  étant fixe,  $L$  étant fixe, faisons varier  $C$ .

Le courant est maximum pour une certaine valeur de  $C$ , satisfaisant à la condition de résonance.

C'est l'opération qu'on réalise lorsqu'on accorde un circuit récepteur comportant self et capacité sur un émetteur dont la fréquence est donnée. L'accord est obtenu par manœuvre d'un condensateur variable.

b)  $N$  étant fixe,  $C$  étant fixe, faisons varier  $L$ .

Le courant est maximum pour une certaine valeur de  $L$ , satisfaisant à la condition de résonance.

Autrement dit, on peut accorder avec un condensateur fixe à condition que la self soit variable.

c)  $L$  et  $C$  étant fixes, faisons varier  $N$ .

Autrement dit, sans toucher au circuit récepteur, faisons varier la fréquence de l'émetteur. Pour une certaine fréquence, le récepteur est en résonance sur l'émetteur.

Dans chaque cas, nous pouvons relever la valeur de l'amplitude du courant, pour diverses valeurs de  $C$ , de  $L$  ou de  $N$ . En les portant sur un graphique (fig. 68), nous obtenons une courbe appelée, *courbe de résonance*.

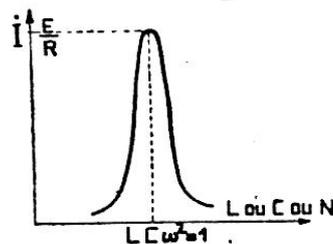


Fig. 68.

Nous étudierons plus complètement cette courbe au paragraphe 131.

Pour le moment, nous y remarquerons simplement que, pour le réglage de la résonance, l'amplitude du courant est maximum, et nous traduirons numériquement la condition de résonance dans quelques exemples et applications.

*Exercice : Quel condensateur doit-on mettre en série avec une self 1 henry pour l'accorder sur la fréquence 50 p. p. s ?*

Il faut que  $40 N^2 LC = 1.$

$$\text{Donc } C = \frac{1}{40 N^2 L} = \frac{1}{40 \cdot (50)^2 \cdot 1} = \frac{1}{100.000} \text{ farads} = 10 \mu\text{F}.$$

*Exercice : Quelle self doit-on mettre en série avec un condensateur de 0,5 m $\mu$ F pour l'accorder sur la fréquence 500 kc ?*

Il faut que  $40 N^2 CL = 1$

$$\begin{aligned} \text{d'où } L &= \frac{1}{40 N^2 C} = \frac{1}{40 (500.000)^2 \frac{0,5}{1.000.000.000}} \\ &= \frac{1}{5.000} \text{ henry} = 200 \mu\text{H}. \end{aligned}$$

**Remarque :** Pour les calculs en HF il est plus commode d'adopter la formule de résonance suivante où les unités sont les plus pratiques.

$$40 N^2 LC \# 1$$

ou

$$N \# \frac{1}{\sqrt{40 L C}} \begin{array}{l} \text{— millième de} \\ \text{microfarad} \end{array}$$

|  
millihenry

*Exemple : Exercice ci-dessus.*

$$N = \frac{1}{\sqrt{40 \cdot 0,2 \cdot 0,5}} = \frac{1}{\sqrt{4}} = 0,5 \text{ mégacycle} = 500 \text{ kc}.$$

*Exercice : Sur quelle fréquence est accordé un circuit comprenant en série la self  $L = 80 \mu\text{H}$  et la capacité  $C = 0,425 \text{ m}\mu\text{F}$  ?*

$$N = \frac{1}{\sqrt{40 \cdot 0,08 \cdot 0,5}} = \frac{1}{\sqrt{0,4}} = 1,58 \text{ Mc} = 1580 \text{ kc}.$$

Bien remarquer que la fréquence est d'autant plus élevée que  $L$  et  $C$  sont plus faibles.

Pour réaliser des circuits accordés en HF, il suffit de selfs et de capacités relativement faibles.

## 86. APPLICATIONS.

## 1° Etalonner un circuit résonant pour diverses fréquences.

On considère un circuit résonant constitué par une self fixe  $L$  et un condensateur  $C$  dont la capacité est variable. L'une des armatures, ou rotor, tourne par exemple autour d'un axe. Sa position est repérée par un index se déplaçant devant une graduation. Pour chaque position  $x$  de cet index, on désire connaître la fréquence  $N$  sur laquelle est accordé le circuit.

On possède un générateur HF étalon  $H$ , c'est-à-dire un générateur pouvant donner des courants de fréquence quelconque et connue. On fait débiter ce générateur

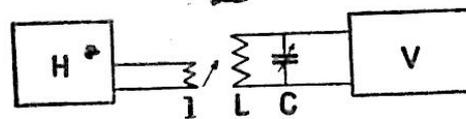


Fig. 69.

sur une self  $l$ , couplée au circuit à étudier, c'est-à-dire induisant dans ce circuit une F. E. M. (fig. 69).

On donne à la fréquence  $N$  du courant engendré par le générateur, diverses valeurs successives et on note chaque fois la position  $x$  de l'index pour laquelle le circuit ( $L, C$ ) est en résonance (fig. 70).

On peut alors tracer une courbe donnant  $N$  pour chaque valeur de  $x$ . C'est la *courbe d'étalonnage* du circuit étudié.

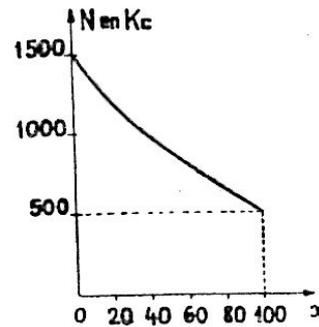


Fig. 70.

Inversement si on possède cette courbe, on peut déterminer la fréquence  $N$  de tout courant traversant la self  $l$ . Le circuit oscillant étalonné est alors ce qu'on appelle un contrôleur d'onde ou encore un fréquencesmètre.

Si l'on ne possède pas de générateur étalonné, il suffit de se rappeler que tout émetteur de radiophonie a une fréquence parfaitement constante et connue. Il est donc facile de recueillir, au moyen d'une antenne, un courant créé par cet émetteur et qu'on fait circuler dans  $l$ . On peut ainsi faire agir sur le circuit ( $L, C$ ) toute une série de fréquences connues et accorder ce circuit successivement sur chacune d'elles.

C'est l'opération que l'on fait en réglant son récepteur sur l'émission que l'on veut entendre.

Il faut pouvoir déceler quand le système (L, C) se trouve en résonance sur une fréquence donnée. Si l'on dispose d'un générateur étalon assez puissant, on peut intercaler dans le circuit (L, C) un ampèremètre (ou milliampèremètre) qui permet de voir pour quel réglage le courant est maximum.

On peut aussi brancher aux bornes de C, un voltmètre convenable. En H. F. il faut utiliser un appareil appelé voltmètre amplificateur V, qui amplifie la tension aux bornes du condensateur C avant de la détecter et de permettre sa lecture directe en volts<sup>1</sup>.

Si l'on utilise, pour étalonner (L, C), l'accord de ce circuit sur divers émetteurs de radiophonie, il suffit de faire en sorte que (L, C) soit le circuit d'entrée d'un récepteur et de se guider sur l'intensité de l'audition. Quand elle est maximum, c'est que (L, C) est accordé sur l'émetteur.

## 2° Mesure d'une self ou d'une capacité.

Lorsque (L, C) est accordé sur la fréquence N, si l'on connaît deux des trois grandeurs L, C et N, on peut calculer la troisième en appliquant la formule fondamentale de la résonance (par. 85).

*Supposons maintenant qu'on dispose d'un condensateur variable dont la capacité C est connue pour chaque position de l'index. Soit à mesurer une capacité inconnue X (fig. 71).*

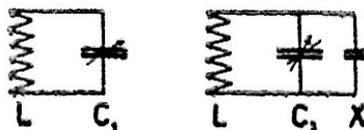


Fig. 71.

Le condensateur C étant associé à une self L pour former un circuit résonant, on règle celui-ci à la résonance sur une fréquence N. L'accord est réalisé pour une valeur de C que nous appelons  $C_1$ .

On branche alors X en parallèle sur C. Alors les capacités des deux condensateurs s'ajoutent. On recherche à nouveau la résonance sur la même fréquence N. On la trouve pour une valeur de C que nous appelons  $C_2$ .

Comme ni N, ni L n'ont changé, on a  $C_2 + X = C_1$ , d'où

$$X = C_1 - C_2.$$

1. Cet appareil se comporte comme une capacité très faible, shuntée par une résistance de l'ordre de quelques mégohms. Il consomme donc très peu de courant et n'apporte aucune perturbation au circuit auquel on le connecte.

Ni  $N$ , ni  $L$  n'ont besoin d'être connues.

Supposons maintenant  $L$  connue. Soit à déterminer la valeur d'une self  $Y$  (fig. 72).

On commence par régler le système ( $L$ ,  $C$ ) à la résonance sur une fréquence  $N$ . On observe cette résonance pour une valeur de  $C$  que nous appelons  $C_1$ .

On branche alors  $Y$  en série avec  $L$  et  $C$ . On recherche à nouveau la résonance sur la même fréquence  $N$ . On la trouve pour une nouvelle valeur de  $C$  que nous appelons  $C_2$ .

Comme il s'agit de la même fréquence  $N$  et que la self du circuit récepteur est devenue  $L + Y$ , on a :

$$(L + Y)C_2 = LC_1$$

$$\text{d'où} \quad Y = L \frac{C_1 - C_2}{C_2}$$

Il faut bien faire attention à ce que les deux selfs n'induisent pas l'une sur l'autre. Sans cela, la self résultante ne serait pas  $Y + L$ .

$N$  n'a pas besoin d'être connue.

### 87. PHÉNOMÈNE DE SURTENSION.

Reprenons le circuit résonant de la figure 67. Aux bornes extrêmes du circuit, nous appliquons une tension de fréquence fixe  $N$  et d'amplitude fixe  $E_0$ . Le condensateur a une capacité fixe  $C$ , la self  $L$  est variable. Aux bornes de la capacité est branché un voltmètre (fig. 73).

Quand on fait varier la self  $L$ , on constate deux faits remarquables :

1° La tension aux bornes du condensateur devient maximum à la résonance.

2° Son amplitude  $V_0$  est alors supérieure à  $E_0$  (fig. 73) (du moins pour des circuits peu résistants.)

1. On observerait, à peu de chose près, les mêmes phénomènes, en faisant varier ou  $C$ , ou  $N$  (à condition que le circuit soit peu résistant).

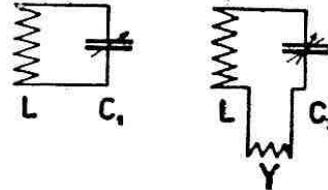


Fig. 72

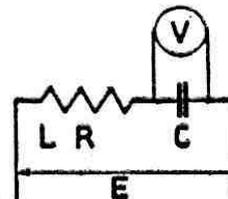


Fig. 73.

En effet l'amplitude de la tension aux bornes du condensateur est donnée par la formule  $V_0 = \frac{I_0}{C\omega}$  (paragraphe 82).  $C$  est fixe,  $\omega$  est fixe,  $I_0$  est maximum à la résonance. Donc,  $V_0$  est maximum à la résonance.

D'autre part, à la résonance  $I_0 = \frac{E_0}{R}$ . Donc, à la résonance,  $V_0 = E_0 \left( \frac{1}{C\omega R} \right)$ , ou, puisque, à la résonance,  $\frac{1}{C\omega} = L\omega$ .

$$V_0 = \left( \frac{L\omega}{R} \right) E_0.$$

Le facteur  $\frac{L\omega}{R} = \frac{2\pi NL}{R} = \frac{6,28NL}{R}$  est un nombre dont on trouve la valeur correcte en exprimant  $N$  en p. p. s.,  $L$  en henrys et  $R$  en ohms.

On l'appelle la surtension du circuit. Ce nombre peut être beaucoup plus grand que 1.

Il est d'autant plus grand, pour une self et une capacité données (et, par conséquent, pour une fréquence donnée) que la résistance est plus faible.

*Exercice : Une self 200  $\mu$ H est accordée sur la fréquence 500 kc. au moyen d'un condensateur de 0,5  $\mu$ pF (exercice paragraphe 85). Sa résistance est 10 ohms. Quelle est sa surtension ?*

$$\text{C'est } \frac{6,28 \sqrt{L}}{R} = \frac{6,28(500.000)}{10} \frac{200}{1.000.000} = 62,8.$$

Une F. E. M. 1 millivolt agit sur ce circuit. Combien trouve-t-on comme tension aux bornes du condensateur ?

On trouve 62,8 millivolts.

Comment expliquer qu'on puisse trouver aux bornes de la capacité  $C$ , comme d'ailleurs aux bornes de la self  $L$ , une tension plus élevée que celle qu'on fait agir aux deux extrémités du circuit total ?

La réponse est très simple. Un même courant d'amplitude  $I_0$  parcourt la self et la capacité.

La tension  $V$  aux bornes de la capacité a pour amplitude

$V_0 = \frac{I_0}{C\omega}$ . Elle est en retard d'un quart de période sur le courant (par. 82).

Au contraire, la tension  $U$  aux bornes de la self est, si la résistance  $R$  est faible, en avance de presque un quart de période sur le courant (par. 78) et son amplitude est  $U_0 = \sqrt{R^2 + L^2\omega^2} I_0$  (par. 81), c'est-à-dire, si  $R$  est petit, presque  $L\omega I_0$ .

Les deux tensions  $U_0$  et  $V_0$  sont donc presque égales (puisque à la résonance  $L\omega = \frac{1}{C\omega}$ ) et presque en opposition. Dès lors, leur résultante, qui est précisément  $E_0$ , est bien plus petite qu'elles.

### 88. CIRCUIT BOUCHON.

On appelle circuit bouchon, le système formé par un condensateur  $C$  et une self  $L$  branchés en parallèle l'un sur l'autre, le tout étant intercalé dans un circuit quelconque, entre  $A$  et  $B$  (fig. 74).

Supposons d'abord que les résistances soient négligeables (bouchon parfait).

Soit  $V$  la tension appliquée entre  $A$  et  $B$ ,  $V_0$  son amplitude,  $\omega = 2\pi N$  sa pulsation.

Dans le condensateur passe alors un courant  $i_1$ , en avance d'un quart de période sur  $V$  et d'amplitude  $I_1 = C\omega V_0$ .

Dans la self passe un courant  $i_2$  en retard d'un quart de période sur  $V$  et d'amplitude  $I_2 = \frac{V_0}{L\omega}$  (paragraphe 80).

Les deux courants sont donc en opposition l'un par rapport à l'autre. Quand l'un va de  $A$  vers  $B$ , l'autre va de  $B$  vers  $A$  et inversement.

Dans le circuit total, le courant  $I$  est donc, à chaque instant, la différence des courants  $i_1$  et  $i_2$ .

Hors de la résonance,  $C\omega$  est différent de  $\frac{1}{L\omega}$ . Donc  $I_1$  et  $I_2$  sont différentes.

L'amplitude  $I_0$  du courant total est donc  $I_1 - I_2$  ou  $I_2 - I_1$ . Elle est non nulle.

Par contre, à la résonance  $C\omega = \frac{1}{L\omega}$ . Donc,  $I_1 = I_2$  et, par conséquent,  $I_0 = \text{zéro}$ .

On observe alors ce fait remarquable que : dans chacune des branches de la dérivation, on a un courant de grande amplitude, tandis que dans le circuit principal le courant est nul.

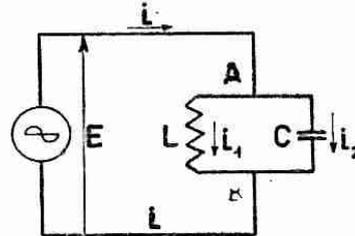


Fig 74.



Supposons que, pour cette self,  $R = 10$  ohms et que le condensateur soit sans fuite.

Pour la fréquence 500 kc, le système formé par L et C en dérivation l'une sur l'autre, et intercalé dans un circuit quelconque, se comporte comme une résistance de valeur :

$$Z = \frac{40 (0,5)^2 (200)^2}{10} = 40.000 \text{ ohms.}$$

Si R était seulement 2 ohms, on aurait  $Z = 200.000$  ohms.

Pour toute autre fréquence que 500 kc, l'impédance du bouchon est plus faible.

Si le condensateur a une fuite, il faut le considérer comme une résistance en parallèle sur Z.

### 89. RELATIONS DE PUISSANCE EN ALTERNATIF.

Considérons à nouveau un circuit comportant en série une résistance R, une capacité C, une self L. Soit  $I_e$  l'intensité efficace du courant qui le parcourt.

La puissance dégagée sous forme chaleur est :

$$w = RI_e^2$$

watt    ohm    ampère

d'après la définition même de l'intensité efficace.

Essayons d'introduire dans la formule, la tension efficace  $V_e$  aux bornes du circuit.

S'il n'y a ni self ni capacité en circuit, on a  $V_e = RI_e$ . Donc, on peut écrire  $w = RI_e^2 = (RI_e)I_e = V_e I_e$  comme en courant continu.

Mais, s'il y a self ou capacité, ou les deux en série, on a  $V_e = ZI_e$ , Z étant plus grand que R (sauf à la résonance).

$$\text{On peut écrire } w = RI_e^2 = \frac{R}{Z} \times (ZI_e) \times I_e = \frac{R}{Z} V_e I_e.$$

Comme R est plus petit que Z, la puissance dissipée est inférieure à  $V_e I_e$ .

(Sauf à la résonance, où  $Z = R$ .)

*Exemple :* Un condensateur de capacité  $C = 40$  microfarads est branché sur le secteur alternatif (110 volts efficaces, 50 p. p. s.).

Le courant est alors  $I = C\omega V_e = 1,38$  amp (par. 82).

Quelle est la puissance consommée?

*Elle est nulle ou presque.* Elle se réduit en effet à la chaleur dégagée dans les fils de connexion. Si leur résistance est, par ex., 1 millième d'ohm, la puissance consommée est :

$$\frac{1}{1.000} (1,38)^2 = 0,0019 \text{ watts,}$$

tandis que le produit  $V_e I_e$  est  $110 \times (1,38) = 152$  watt.

Le courant qui passe a pour effet de charger ou de décharger le condensateur. Pour charger un condensateur, on dépense de l'énergie, mais on la récupère à la décharge.

De même, pour établir un courant dans une self, on dépense de l'énergie, mais on la récupère lorsque le courant cesse.

Notons que le producteur n'est pas satisfait d'un tel usage de la tension alternative qu'il fournit. Le consommateur fait en effet circuler le long de la ligne un courant inutile (au point de vue du producteur) puisqu'il ne correspond pas à une consommation d'énergie chez le consommateur.

## CHAPITRE XVII

# TRANSFORMATEUR A FER POUR FRÉQUENCE INDUSTRIELLE

### 90. PROPRIÉTÉS ESSENTIELLES DU TRANSFORMATEUR A NOYAU DE FER.

Nous avons déjà (par. 68) donné le principe du transformateur.

Un transformateur se compose :

1° *D'un enroulement primaire* (de bornes A et B) (fig. 77), dans lequel on envoie un courant alternatif en l'alimentant au moyen d'un alternateur S branché entre A et B;

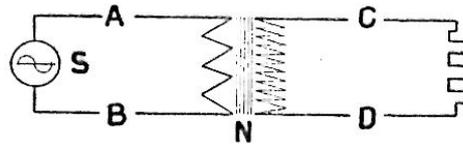


Fig. 77.

2° *D'un enroulement secondaire* (de bornes C et D) où se trouve induite d'une F. E. M. alternative qui peut débiter sur tout circuit branché entre C et D;

3° *D'un noyau de fer* commun aux deux enroulements.

Soit  $v$  la tension appliquée aux bornes du primaire.

Supposons d'abord que le secondaire soit un circuit ouvert.

Alors le primaire se comporte comme une grosse self. Il n'y passe qu'un courant de faible intensité (courant à vide).

La F. E. M. de self induction  $e_1$  est sensiblement égale et opposée à la tension appliquée  $v$ .

Cette F. E. M.  $e_1$  induite par le primaire sur lui-même et la F. E. M. induite au secondaire  $e_2$  ont même origine : le flux alternatif créé dans le noyau.

Soit  $\varphi$  le flux magnétique qui, à un instant donné, traverse une spire (du primaire ou du secondaire). Le flux total à travers le primaire est  $N_1\varphi$ ,  $N_1$  étant le nombre de spires du primaire. Le flux total à travers le secondaire est, de même,  $N_2\varphi$ ,  $N_2$  étant le nombre de spires du secondaire.

Les F. E. M.  $e_1$  et  $e_2$  sont donc entre elles comme  $N_1$  et  $N_2$ , c'est-à-dire que si  $E_1$  et  $E_2$  sont les amplitudes de ces F. E. M.

On a :

$$\boxed{\frac{E_2}{E_1} = \frac{N_2}{N_1}}$$

Si le secondaire comporte plus de spires que le primaire, on dispose au secondaire d'une F. E. M. plus grande que la tension qu'on applique au primaire (*transformateur élévateur de tension*).

Si le secondaire comporte moins de spires que le primaire, on dispose au secondaire d'une F. E. M. plus petite que la tension qu'on applique au primaire (*transformateur abaisseur de tension*).

Quand le secondaire débite, cette relation entre les F. E. M. demeure valable. Seulement, comme le secondaire a une certaine résistance, la tension aux bornes du secondaire est alors plus ou moins inférieure à la F. E. M. (22).

On démontre d'autre part et nous admettrons qu'entre les amplitudes  $I_1$  et  $I_2$  du courant au primaire et au secondaire existe la relation :

$$\boxed{\frac{I_2}{I_1} = \frac{N_1}{N_2}}$$

c'est-à-dire que si le transformateur est élévateur de tension, le courant est plus grand au primaire qu'au secondaire.

Inversement, si le transformateur est abaisseur de tension, le courant est plus grand au secondaire qu'au primaire.

*La puissance recueillie au secondaire est au maximum égale à la puissance dépensée au primaire.*

En réalité, il y a dans le transformateur, des pertes de puissance par :

- effet Joule dans les enroulements (par. 16),
- hystérésis magnétique dans le noyau (par. 47).
- courants de Foucault dans le noyau (par. 71).

On réduit le plus possible ces pertes. Un bon transformateur a un rendement supérieur à 80 %.

Notons encore que, si le secondaire débite dans une résistance R le courant  $I_2$  (valeur efficace), la puissance dissipée dans le secondaire est  $RI_2^2$  ou encore  $R \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 I_1^2$ .

Cette puissance doit être transférée du primaire au secondaire. C'est l'alternateur qui alimente le primaire qui doit la fournir.

Tout se passe donc comme si la résistance  $R \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2$  était intercalée dans le primaire.

**91. EXEMPLE. TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION.**

La figure 78 représente un transformateur d'alimentation pour poste récepteur.

- Entre les bornes marquées 0 et 110 du primaire, il y a par ex. . . . . 110 spires.
- Entre les bornes 0-130 du primaire . . . . . 130 spires.
- Entre les bornes 0-220 du primaire . . . . . 220 spires.
- Entre les bornes 0-250 du primaire . . . . . 250 spires.

Il y a trois enroulements secondaires :

- Entre A et B, il y a, par exemple, 700 spires.
- Entre C et D, il y a 6 spires.
- Entre E et F, il y a 5 spires.

Si l'on applique entre les deux bornes marquées 0-110, une tension alternative efficace égale à 110 volts, on trouve :

- Entre A et B, une tension égale à 700 volts efficaces.
- Entre C et D, une tension égale à 6 volts efficaces.
- Entre E et F, une tension égale à 5 volts efficaces.

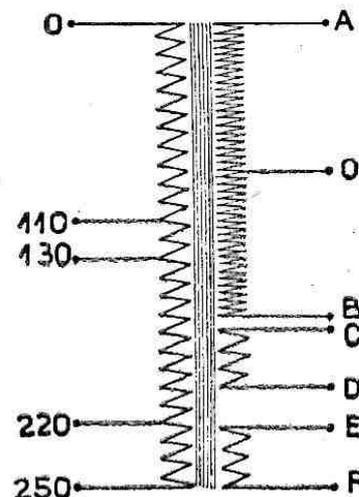


Fig. 78.

Il en est de même si l'on applique entre les deux bornes marquées 0-130 une tension égale à 130 volts; ou si l'on applique entre les bornes 0-220, une tension 220 volts; ou si l'on applique entre les bornes 0-250, une tension 250 volts.

Si l'on appliquait, par erreur, la tension 110 volts entre les bornes 0-220, on trouverait, pour tous les secondaires, des tensions deux fois trop faibles.

Si l'on appliquait de même 220 volts entre les bornes 0-110, on trouverait, pour tous les secondaires, des tensions deux fois trop fortes.

Chacun des enroulements secondaires comporte un point milieu par ex. O pour AB. On a alors entre B et O d'une part, entre O et A d'autre part, deux tensions égales à la moitié de la tension disponible entre A et B.

Ces deux tensions sont en phase, c'est-à-dire que si l'une pousse le courant de O vers A, l'autre, au même instant pousse le courant de B vers O.

Pour repérer les divers circuits, noter que les enroulements basse tension doivent débiter un fort courant. Ils sont donc en gros fil. Les enroulements haute tension sont en fil plus fin, mais mieux isolé.

Remarque. En réalité, les nombres de spires indiqués plus haut sont à multiplier par quatre ou cinq.

## CHAPITRE XVIII

### QUELQUES MOTS D'ÉLECTROACOUSTIQUE. GÉNÉRATEURS DE COURANTS DE FRÉQUENCE MUSICALE.

#### 92. NATURE DU SON.

Un corps sonore est un corps en *vibration*.

Ses différents points sont animés, autour de leur position d'équilibre, d'un mouvement alternatif qu'ils communiquent aux couches d'air voisines.

Le corps sonore cède à l'air une certaine *énergie*. La vibration des couches d'air se transmet de proche en proche jusqu'à notre oreille qui perçoit le son.

La vibration sonore peut être *enregistrée*, c'est-à-dire qu'on peut demander au corps sonore ou à un appareil convenable commandé par lui, d'inscrire sur papier, sur pellicule photographique ou de graver dans la cire la courbe qui représente le déplacement d'un de ses points en fonction du temps.

La fig. 79 représente divers enregistrements de sons.

#### 93. CARACTÈRES DU SON. LEUR NATURE PHYSIQUE.

Un son est caractérisé :

1° *Par son intensité* (il est plus ou moins *fort*),  
et, s'il est de nature musicale;

2° *Par sa hauteur* (il est plus ou moins *aigu*);

3° *Par son timbre* (qui permet de *reconnaître l'instrument* qui l'a émis.

Les bruits n'ont pas de caractère de hauteur ni de timbre.

*Plus le son est intense, plus l'amplitude des vibrations est grande*; plus grande est alors la puissance émise par le corps sonore.

Dans la conversation courante, la puissance émise par la voix humaine est environ 10 microwatts. Les grands orchestres, les amplificateurs phonographiques de grande puissance émettent, dans les « forte », quelques watts.

*Plus le son est aigu, plus la fréquence de vibration est élevée.*

Les sons les plus graves que perçoit l'oreille ont une fréquence de l'ordre de 50 p. p. s.

Les sons les plus aigus ont une fréquence de l'ordre de 10.000 p. p. s. ou 10 kc.

A puissance égale, le maximum de sensibilité de l'oreille a lieu pour des fréquences aux environs de 2.000 p. p. s.

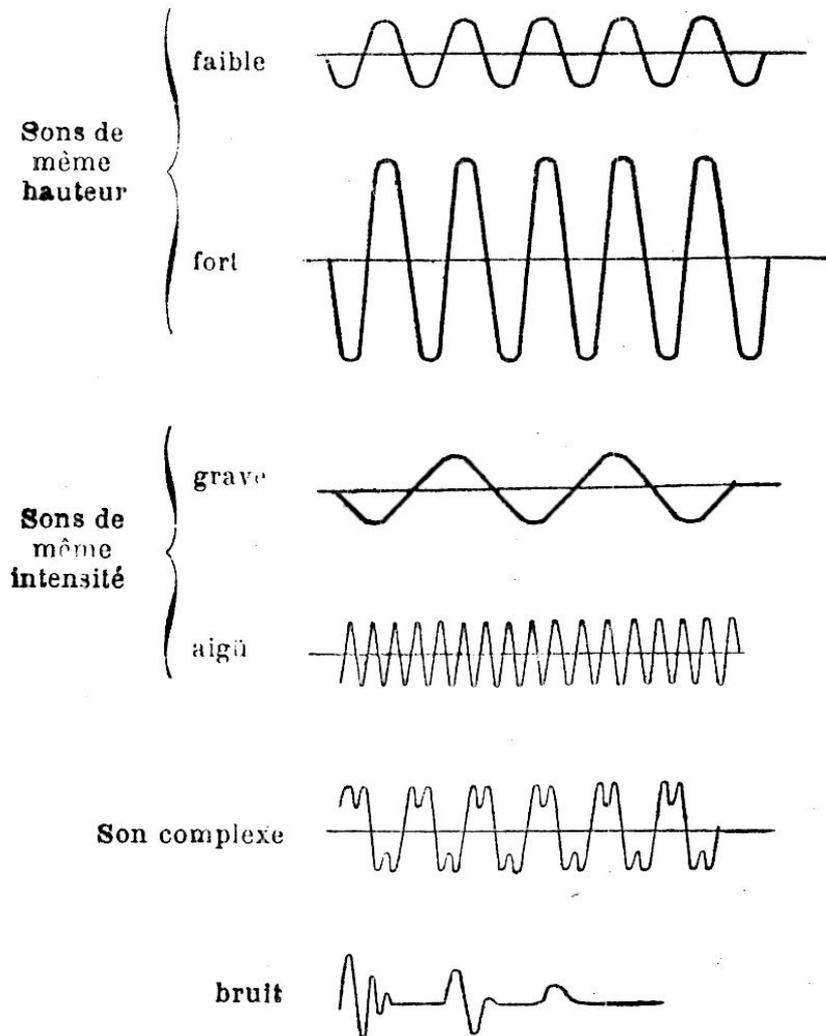


Fig. 79.

*Le timbre est lié à la forme de la vibration sonore.*

L'enregistrement d'un son simple ou pur (celui d'un diapason par ex.) est une courbe sinusoïdale (par. 61, fig. 52).

L'enregistrement d'un son complexe ou pourvu de timbre

est une courbe périodique, mais non sinusoïdale (fig. 51 *b, c, d*, et 79).

Un son qui a un timbre déterminé se comporte comme la *superposition de différents sons simples*.

Le plus grave d'entre eux s'appelle le fondamental. Les autres en sont les *harmoniques*. Leur fréquence est multiple de celle du fondamental.

Ex. : Un son complexe de hauteur 200 p. p. s. se comporte comme la superposition d'un son fondamental de fréquence 200 et de divers sons, de fréquences respectives : 400, 600, 800, 1.000, etc.

Suivant l'instrument qui émet le son, l'amplitude des divers harmoniques varie.

Ex. : Pour un violon tous les harmoniques sont présents, mais leur amplitude diminue assez vite et assez régulièrement avec leur rang.

Pour un hautbois, les harmoniques 4, 5 et 6 sont plus intenses que le fondamental.

Pour la clarinette, les harmoniques 8, 9, 10 prédominent, etc.

#### 94. RÈGLE A OBSERVER DANS LA REPRODUCTION DES SONS.

Pour reproduire correctement divers sons émis simultanément ou successivement (autrement dit les reproduire *sans distorsion*), il faut rétablir les diverses vibrations simples telles qu'elles sont, c'est-à-dire, en respectant les rapports d'amplitude.

En particulier, un son complexe sera correctement reproduit si la courbe représentant le mouvement du système reproducteur en fonction du temps est rigoureusement identique à celle qui représente le mouvement d'un point de la source sonore.

D'une façon encore plus particulière, un son simple est reproduit correctement, c'est-à-dire sans timbre, si la courbe représentant le mouvement d'un point du système reproducteur est une sinusoïde. Toute déformation de cette courbe se traduit par une apparition d'harmoniques, autrement dit par une distorsion.

Si, au cours de la reproduction, on fait correspondre à la

vibration sonore un courant électrique, l'intensité de ce courant devra à tout instant être proportionnelle à la distance qui sépare le point vibrant de sa position d'équilibre.

Il est admis par tout le monde que, pour obtenir une bonne qualité musicale, il faut reproduire toutes les fréquences au moins jusque 5.000 p. p. s. (5 kc.).

### 95. SOURCES DE COURANT DE FRÉQUENCE MUSICALE.

Les microphones permettent de faire correspondre, à la vibration sonore, un courant électrique.

Les microphones à charbon (fig. 80) comportent essentiellement des granules de charbon de cornue serrés entre deux électrodes. La résistance de l'ensemble varie avec la pression

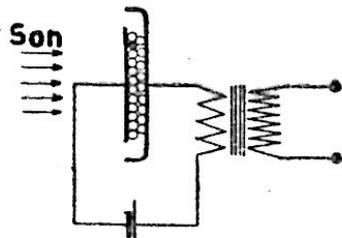


Fig. 80.

exercée. On alimente le microphone au moyen d'une pile. Lorsqu'un son atteint le microphone, la résistance électrique du circuit varie au rythme de la vibration sonore. La pile débite donc un courant dont l'intensité varie à cette même cadence. Ce courant passe dans le primaire d'un transformateur. On recueille au se-

condaire une tension alternative dont la loi de variation est identique à la loi de déplacement du point vibrant en fonction du temps.

Les lecteurs phonographiques ou *pick-ups* permettent également l'obtention d'une tension alternative dont la loi de varia-

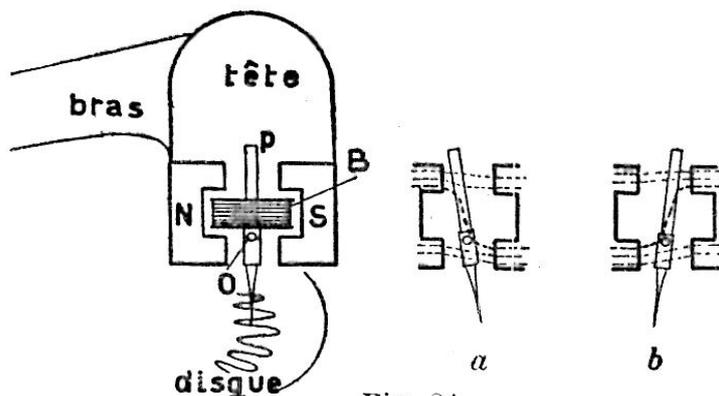


Fig. 81.

tion est commandée par l'enregistrement, sur disque, d'une vibration sonore.

L'organe essentiel (figure 81), est une palette *p* mobile autour d'un axe *O* entre les pôles d'un aimant. Le mouvement de la palette est imposé par une aiguille, solidaire de cette palette,

qui suit le sillon gravé dans le disque, constituant l'enregistrement du son à reproduire.

Lorsque la palette suit les sinusoïdes de ce tracé, un flux magnétique alternatif traverse la bobine induite B (fig. 81 *a* et *b*, très exagérées). D'où une F. E. M. alternative de l'ordre du volt, débitant sur un potentiomètre, ce qui permet d'en appliquer une fraction plus ou moins grande aux bornes d'entrée d'un amplificateur (fig. 135 *a*).

Le lecteur est porté par un bras assez lourd qui, lui, ne suit pas les sinuosités de l'enregistrement.

Nous avons décrit plus haut les *hauts-parleurs et écouteurs téléphoniques* (par. 46, 51, 53).

Lorsqu'on y envoie un courant alternatif de fréquence musicale, la portion mobile de ces appareils exécute un mouvement dans lequel les déplacements obéissent, en fonction du temps, à une loi qui répète celle de variation de l'intensité du courant dans le circuit (par. 63).

## CHAPITRE XIX

### NOTION DE CHARGE ET DE CHAMP ÉLECTRIQUE

**96.** Nous avons, dès la première leçon (par. 10) indiqué que l'on peut concevoir le courant électrique comme résultant de l'écoulement de quelque chose le long des conducteurs constituant le circuit.

Nous avons, par définition, posé qu'un courant d'intensité  $I$  ampère circulant pendant le temps  $t$  secondes, transporte en tout la charge électrique  $Q = I.t$  coulombs.

Mais nous n'avons jamais précisé quelle est la *nature* de ces charges, ni le *sens* dans lequel elles s'écoulent. Le sens du courant (défini par. 8) est purement conventionnel.

De même, lorsque nous avons parlé du condensateur chargé (33) nous n'avons pas dit où, dans le condensateur, se trouve localisée la charge.

Avant de passer à l'étude des lampes, il est utile que nous apportions quelque réponse à ces questions.

#### 97. CORPS ÉLECTRISÉS.

Considérons un condensateur, formé de deux plateaux métalliques très voisins (fig. 82 a), chargé sous une différence de potentiel très élevée. Emportons les deux plateaux en les tenant par un manche isolant.

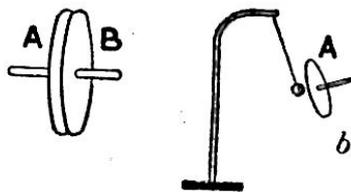


Fig. 82.

Ni l'un ni l'autre n'est dans l'état normal ou *neutre*.

Si l'on approche l'un ou l'autre d'un corps léger (balle de sureau suspendue à un fil) constituant, ce qu'on appelle un pendule électrique, il y a attraction (fig. 82 b).

On dit que les deux plateaux sont *électrisés*.

Ils portent l'un et l'autre une *charge électrique*<sup>1</sup>.

1. On peut électriser, sans générateur, un corps isolant (verre, ébonite, résine) par simple frottement. Un bâton de résine frotté avec du drap s'électrise négativement. Un bâton de verre frotté avec de la laine s'électrise positivement. Opérer avec des corps bien secs.

Si l'on touche le plateau métallique avec le doigt, la charge qu'il porte s'écoule au sol. Le plateau revient à l'état neutre.

**98. CHARGES POSITIVES. CHARGES NÉGATIVES. ACTIONS ENTRE CHARGES.**

*Les charges portées par les deux plateaux sont différentes.*

Cela résulte de l'expérience suivante : supposons le pendule électrique du paragraphe précédent *isolé*, c'est-à-dire corps léger suspendu par fil de soie (isolant) à une potence en verre paraffiné (isolant) reposant sur bloc de paraffine (isolant).

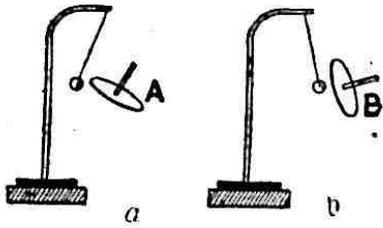


Fig. 83.

Approchons de lui un des plateaux A du condensateur chargé. Le pendule est attiré et vient au contact du plateau. Aussitôt après *il est repoussé* (fig. 83 a).

Par contre, il est alors attiré par l'autre plateau B du même condensateur (fig. 83 b).

Au contact du plateau A, le pendule P a pris une partie de la charge de A. Du moment qu'on a observé une répulsion entre P et A, c'est que deux corps chargés de la même électricité se repoussent.

Si, en outre, B attire P, c'est que *la charge portée par B n'est pas de même nature que celle portée par A.*

Supposons qu'on ait chargé le condensateur en réunissant A au pôle positif, et B au pôle négatif du générateur.

On dit que A porte une *charge positive* et B une *charge négative*.

*Deux charges électriques de même nom se repoussent.*

*Deux charges électriques de nom contraire s'attirent.*

**99. MÉCANISME DE LA CHARGE ET DE LA DÉCHARGE D'UN CONDENSATEUR.**

On admet que, dans un corps conducteur à l'état neutre, il y a, dans chaque élément de volume, autant de charges positives que de charges négatives.

Le générateur G qui charge le condensateur d'armatures A et B prend sur l'un des plateaux, B par exemple, une charge positive égale à Q coulombs et la porte sur A.

A possède ainsi un excédent  $Q$  coulombs de charge positive. Il reste sur B un excédent  $Q$  coulombs de charge négative. Tel est l'état du condensateur chargé.

Il restera ainsi tant que G sera branché ou même quand on supprimera G, à condition de laisser les armatures isolées.

Entre les charges portées respectivement par A et par B, et, par suite, entre ces plateaux eux-mêmes, il y a attraction.

Lorsqu'on réunit A et B par un corps conducteur, la charge portée par l'un des plateaux s'écoule sur l'autre plateau et neutralise celle qui s'y trouve.

Tel est le mécanisme de la décharge.

### 100. CHAMP ÉLECTRIQUE.

Soit un condensateur chargé, d'armatures A et B. Supposons que A porte une charge positive et B une charge négative.

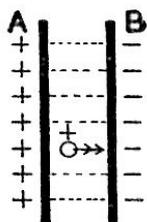


Fig. 84.

Entre les deux plateaux, introduisons un petit corps portant une charge positive (fig. 84). Ce corps est attiré par B et repoussé par A. Il est soumis à une force, dirigée de A vers B. On dit qu'il est dans un *champ électrique* dont la direction est perpendiculaire aux plateaux et dont le sens est AB.

D'une manière générale, on appelle champ électrique toute région de l'espace où un petit corps électrisé se trouve soumis à une force.

Par définition, *le sens du champ, c'est le sens de la force exercée sur une charge positive (sens AB dans le cas précédent). C'est aussi le sens des potentiels décroissants.* (Dans le cas précédent, A est à un potentiel plus élevé que B.)

*Naturellement, une charge négative est soumise à une force en sens inverse du champ.* Elle a donc tendance à se déplacer dans le sens des potentiels croissants.

Le champ entre les deux plateaux du condensateur est d'autant plus grand que ces plateaux sont plus rapprochés et que la différence de potentiel entre eux est plus élevée. Par exemple, si la différence de potentiel entre deux plateaux, distants de 1 mm, vaut 100 volts, on dit que le champ est 100 volts par mm ou 100.000 volts par mètre.

**101. COURANT ÉLECTRIQUE.**

Lorsqu'on décharge un condensateur en réunissant les deux plateaux par un conducteur, c'est le champ électrique qui provoque le déplacement des charges l'une vers l'autre, mais ce champ électrique disparaît au fur et à mesure que les charges se neutralisent.

Un générateur électrique de courant continu est un appareil capable de maintenir entre ses bornes A et B une différence de potentiel même quand ces bornes sont réunies, extérieurement au générateur, par un ensemble de corps conducteurs formant circuit.

Par conséquent, il y a continuellement, entre A et B, dans ces conducteurs, un champ électrique. Les charges électriques positives et négatives qui existent dans tout conducteur à l'état neutre se mettent donc en mouvement, les premières dans le sens des potentiels décroissants (sens conventionnel du courant), les autres en sens inverse.

Ce double transport de charges constitue le courant.

Dans l'état actuel de nos connaissances, on a de fortes raisons de penser que le courant consiste principalement en un déplacement de charges négatives en sens inverse du sens conventionnel du courant, sauf dans le cas des électrolytes (c'est-à-dire des solutions d'acides, bases, sels dans l'eau) et dans le cas des gaz ionisés. (c'est-à-dire que l'on a rendus conducteurs en y provoquant l'apparition d'ions ou particules chargées positivement ou négativement. Les principales causes ionisantes sont : le bombardement par électrons rapides, le rayonnement ultraviolet, les rayons X, etc...)

## CHAPITRE XX

# ÉMISSION THERMOÉLECTRONIQUE DIODE OU VALVE. REDRESSEMENT ET FILTRAGE DU COURANT ALTERNATIF

### 102. CONSTITUTION DE LA DIODE.

La lampe à deux électrodes, appelée encore **diode** ou **valve**, est le plus simple des tubes électroniques (ou lampes) utilisés dans les postes récepteurs.

C'est une ampoule dans laquelle on a réalisé *un vide aussi parfait que possible* et dans laquelle on trouve (fig. 85) :

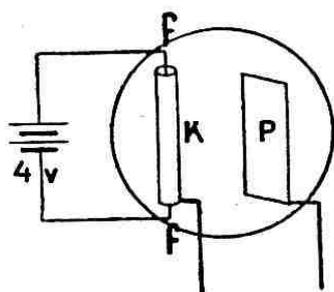


Fig. 85.

1° Un élément chauffant *ff*, appelé *fi'a-ment*, qu'on porte à une température convenable en y faisant passer un courant continu ou alternatif, fourni par une source de basse tension (5 volts, par exemple).

2° Une cathode **K** de nature convenable chauffée par le filament.

3° Une plaque **P** appelée encore *anode* ou *électrode froide*.

Dans la plupart des valves, la cathode est à *chauffage direct*, c'est-à-dire que *la cathode est la surface même du filament*.

Dans certains cas, et pour la plupart des lampes de réception, la cathode est à *chauffage indirect*, c'est-à-dire *qu'elle est isolée électriquement du filament*. C'est une pâte de divers oxydes métalliques déposés sur un petit tube isolant entourant le filament.

Une valve à chauffage direct avec une seule plaque (ou valve monoplaque) comporte donc trois sorties ; deux pour le filament, une pour la plaque.

Une valve monoplaque à chauffage indirect comporte quatre sortie : deux pour le filament, une pour la cathode, une pour la plaque.

103. ÉMISSION THERMOÉLECTRONIQUE.

La propriété fondamentale de la diode est la suivante :

On peut faire passer un courant à travers l'espace vide qui sépare la plaque de la cathode, si l'on satisfait aux deux conditions suivantes :

1° Chauffer la cathode.

2° Etablir entre plaque et cathode une différence de potentiel au moyen d'une source de tension continue, dont le pôle positif doit être relié à la plaque, et le pôle négatif à la cathode.

Le courant passe alors, à travers la lampe, de la plaque à la cathode (fig. 86).

Si la cathode n'est pas chauffée, ou si la batterie plaque est branchée à l'envers (plaque négative par rapport au filament), le courant ne passe pas.

On explique ce phénomène de la façon suivante : lorsque la cathode est chauffée, elle émet des corpuscules d'électricité négative appelés *électrons* (émission thermo-électronique).

Si la plaque est négative par rapport à la cathode, elle repousse les électrons qui restent autour de la cathode, empêchant d'autres électrons de sortir.

Si la plaque est positive par rapport à la cathode, elle attire les électrons qui viennent se déverser sur elle, tandis que la cathode en émet d'autres.

Ce transport d'électricité négative de la cathode à l'anode équivaut à un courant dans le sens conventionnel inverse, de la plaque à la cathode, autrement dit *dans le sens normal dans lequel débite la batterie plaque*.

Le courant plaque décelé par le milliampèremètre M (fig. 86) dépend, pour une valve donnée :

1° De la température de la cathode.

2° De la tension plaque.

Supposons d'abord pour la cathode une température donnée T (courant de chauffage déterminé).

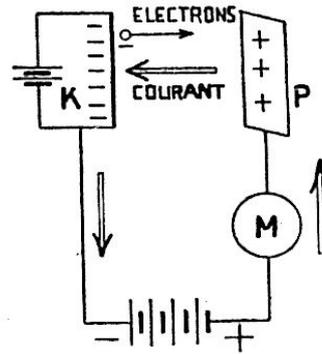


Fig. 86.

Quand on fait croître la tension plaque  $v$ , le courant plaque  $i$  croît d'abord lentement (fig. 87), puis plus vite; enfin il cesse de croître. On dit qu'il a atteint la valeur de saturation  $j$ .

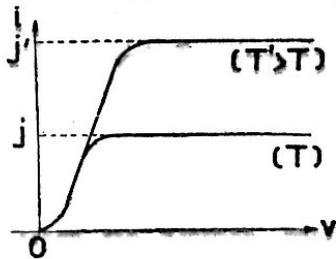


Fig. 87.

Si l'on trace à nouveau cette caractéristique  $i$  fonction de  $v$  pour une température  $T'$  supérieure à  $T$ , on trouve une courbe à peu près confondue avec la précédente dans sa partie basse. Mais le courant de saturation  $j'$  correspondant à  $T'$  est plus élevé que  $j$ , correspondant à  $T$ .

Pour expliquer ces courbes, on admet que, lorsque la tension  $v$  est faible, les électrons, faiblement attirés par la plaque, stationnent en grand nombre près de la cathode et s'opposent à la sortie d'autres électrons. Au contraire, si  $v$  est très grand, la plaque recueille, chaque seconde, tous les électrons que peut émettre la cathode, par seconde, à la température où elle se trouve.

#### 104. CONDITIONS D'EMPLOI DES VALVES.

*Pour les valves et lampes de réception actuelles utilisées avec courant de chauffage normal, le courant de saturation n'est jamais atteint.*

Le tube serait déjà hors d'usage pour un courant plaque inférieur au courant de saturation.

En effet, pour chaque valve (ou lampe), sont définies des valeurs à ne pas dépasser :

- 1° Pour la tension plaque maximum instantanée (isolement).
- 2° Pour l'intensité du courant plaque.

Un courant anodique trop intense apporte à la cathode un chauffage supplémentaire d'où résulte un courant plaque plus grand, d'où un échauffement supplémentaire de la cathode et ainsi de suite jusqu'à destruction de celle-ci.

- 3° Pour la puissance dissipée sur la plaque.

Les électrons, partis de la cathode avec une vitesse presque nulle, prennent une vitesse de plus en plus grande au fur et à mesure qu'ils se rapprochent de la plaque. Rien ne les gêne dans leur mouvement, puisqu'ils sont dans le vide.

Dans leur choc sur la plaque toute leur énergie se transforme en chaleur.

Il ne faut pas que la plaque s'échauffe trop. Sinon, on peut observer :

Soit un dégagement de gaz dans l'ampoule;

Soit une émission d'électrons par la plaque.

Dans les deux cas, la valve ne fonctionne plus correctement.

La puissance dissipée sur la plaque  $w$  est égale au produit de la tension plaque  $V$  par l'intensité du courant plaque  $I$ .

$$w = V I$$

*watt volt ampère*

En régime variable c'est la valeur moyenne de cette expression pendant une période.

(Bien noter que, pendant que la valve ne débite pas, la puissance dissipée sur la plaque est nulle.)

En général, la plaque peut dissiper quelques watts par  $\text{cm}^2$ .

### 103. REDRESSEMENT DU COURANT ALTERNATIF SANS FILTRATION.

#### 1° Redressement à une alternance.

Considérons le montage I (fig. 88) utilisant une valve mono-plaque à chauffage direct.

La cathode est chauffée en courant alternatif sous basse tension (5 volts par ex.). La tension plaque est fournie par le secondaire d'un transformateur (250 volts par ex.). Une des extrémités A est reliée à la cathode par l'intermédiaire du point milieu M de l'enroulement chauffage. L'autre extrémité B est reliée à la plaque par l'intermédiaire du conducteur R où l'on désire utiliser le courant redressé.

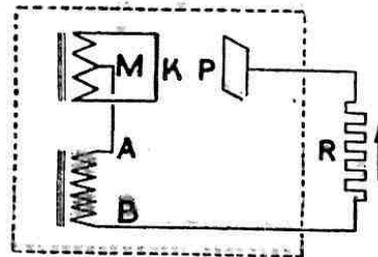


Fig. 88.

Quand la tension alternative entre A et B agit de A vers B (c'est-à-dire de K vers P hors de la valve, de P vers K à travers elle) le courant passe. Quand elle agit en sens inverse, le courant ne passe pas.

On obtient donc, dans R, un courant toujours de même sens

(*courant redressé*). C'est un courant alternatif dont on aurait supprimé une alternance (fig. 89 a).



Fig. 89.

Remarquer que lorsque la valve ne débite pas, la tension entre P et K est égale à la tension entre A et B. Quand au contraire elle débite, elle est beaucoup plus faible car il faut diminuer la tension aux bornes du transformateur de la chute de tension dans la résistance R.

## 2° Redressement à deux alternances.

Considérons le montage II (fig. 90) utilisant une *valve biplaque* à chauffage direct.

La cathode est chauffée en courant alternatif basse tension. Les plaques sont alimentées par un enroulement secondaire avec point milieu O. La résistance d'utilisation R est branchée entre le point milieu M de l'enroulement chauffage et le point milieu O de l'enroulement tension.

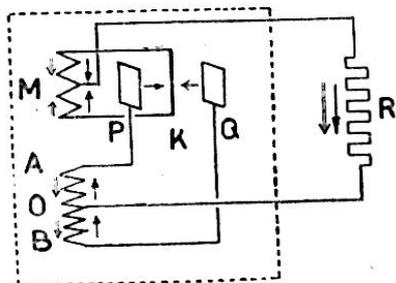


Fig. 90.

Quand la tension alternative dans cet enroulement agit de B vers A (fig. 90 flèches noires) et, par conséquent, de la cathode vers P, la plaque P reliée à A débite et la résistance R est parcourue par un courant de M vers O.

La plaque Q, reliée à N, ne débite pas.

Quand cette tension agit de A vers B (fig. 90 flèches blanches), la plaque P ne débite plus, mais la plaque Q débite et la résistance R est à nouveau parcourue par un courant de M vers O.

*Les deux plaques débitent donc alternativement; mais, dans le circuit d'utilisation, le courant a toujours même sens (fig. 89 b) (courant redressé à deux alternances).*

Remarquer qu'à chaque instant la tension entre la plaque qui débite et la cathode est faible (à cause de la chute de tension dans R). Comme entre les deux plaques il y a la tension totale de l'enroulement tension, il y a au même moment, entre la cathode et l'autre plaque, presque toute la tension totale de cet enroulement.

Les deux montages précédents équivalent donc, vis-à-vis de la résistance R, à un générateur *polarisé*.

Bien noter que, par rapport à la résistance  $R$ , ce générateur (ou bloc d'alimentation) a son pôle positif côté filament, son pôle négatif côté plaques de la valve,

puisqu'en la résistance  $R$ , le courant va du filament vers les plaques de la valve.

**106. REDRESSEMENT SUIVI DE FILTRATION.**

Le courant redressé obtenu au moyen des montages I et II n'est pas équivalent à un courant continu. Tel quel, il est cependant intéressant, par exemple pour charger des accumulateurs, puisque son sens est toujours le même.

On peut le considérer comme la superposition d'un courant continu égal à sa valeur moyenne et d'un courant alternatif transportant, à chaque période, autant d'électricité dans un sens que dans l'autre (c'est-à-dire de valeur moyenne nulle) (fig. 91).

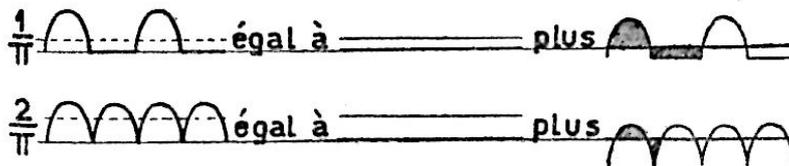


Fig. 91.

Pour séparer la composante continue de la composante alternative, on filtre le courant redressé en intercalant entre le bloc redresseur et la résistance d'utilisation  $R$ , un filtre comportant en série une ou plusieurs selfs et, en dérivation, un ou plusieurs condensateurs (fig. 92).

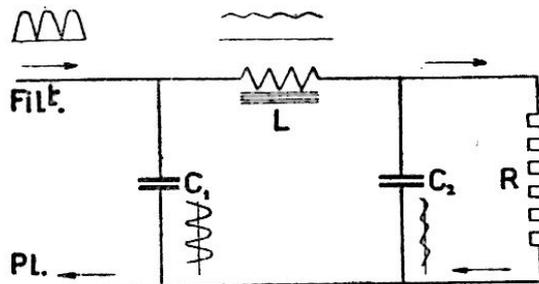


Fig. 92.

Les selfs s'opposent au passage du courant alternatif et aissent passer le courant continu. Les condensateurs dérivent le courant alternatif sans dériver le courant continu. Sur la figure 92, on a indiqué par un dessin, à côté de chaque conducteur, la nature du courant qui le parcourt.

Dans la résistance  $R$  ne reste plus que le courant continu.

Pour faire comprendre simplement quelques particularités du montage, considérons le dispositif de la figure 93, où le filtrage est assuré par un simple condensateur C en dérivation sur la résistance d'utilisation R. (Ce serait insuffisant pour l'alimentation d'un poste récepteur.)

Pour expliquer le fonctionnement, on peut dire, comme ci-dessus, que la composante alternative du courant redressé passe par C, tandis que sa composante continue passe par R.

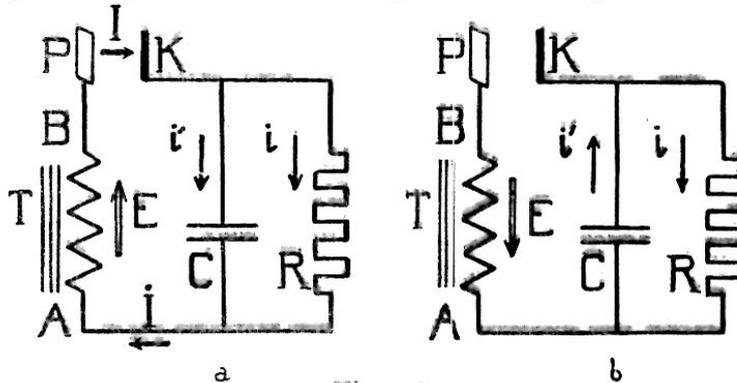


Fig. 93.

On peut aussi dire que lorsque la valve débite (fig. 93 a), une partie  $i'$  du courant débité I, sert à charger C, tandis que l'autre,  $i$ , parcourt R.

Quand la valve cesse de débiter (fig. 93 b), le condensateur se décharge à travers R, ce qui correspond à un courant  $i$  dans le condensateur en sens inverse du précédent et à un courant  $i$  dans la résistance dans le même sens que le précédent.

Le courant  $i$  ne varie pas sensiblement si, pendant que le temps que la valve ne débite pas, le condensateur n'a pas le temps de se décharger sensiblement; autrement dit, si la constante de temps CR (par. 37) est grande vis-à-vis de la période T.

*Ainsi les fluctuations de  $i$  sont d'autant plus faibles que C est plus grand, que R est plus grand (débit moindre) et que la fréquence du courant à redresser est plus élevée.*

Comme dans R il y a toujours un courant qui va de K vers A et dont l'intensité  $i$  est à peu près fixe, il y a toujours entre K et A une chute de tension  $U = Ri$ .

Par conséquent, pour que la valve débite, il faut non seulement que la tension alternative E entre les bornes A et B de l'enroulement tension soit dans le bon sens (dirigée de A vers B), mais encore qu'elle soit supérieure à U.

Représentons la tension  $E$  entre A et B en fonction du temps (fig. 94 a). Soit  $U$  la valeur moyenne de la tension redressée (entre K et A). La valve ne débite que lorsque  $E$  est supérieure à  $U$ , c'est-à-dire pendant moins d'une alternance (fig 94 b).

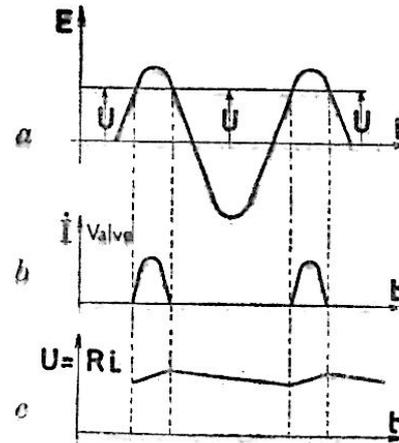


Fig. 94.

Pendant qu'elle débite, la tension redressée  $U$  augmente légèrement, puisque le condensateur se charge. Pendant qu'elle ne débite pas,  $U$  diminue, puisque le condensateur se décharge (fig. 94 c).

Si la résistance  $R$  est grande, le condensateur se décharge très peu. Donc, il suffit pour le recharger, d'un courant très faible et de courte durée.

Par suite, la tension redressée  $U$  devient égale à la tension de crête ou amplitude  $E_0$  de la tension alternative appliquée à la diode (fig. 94 a).

(Cela se trouve réalisé dans la détection par diode (par. 160.)

On peut enfin remarquer que, lorsque la valve débite, la tension entre plaque et filament n'est que  $E - U$ . Par contre, lorsqu'elle ne débite pas, on trouve entre P et K (fig. 93) la tension  $U$  et la tension  $E$  de même sens qu'elle, puisque A est à un potentiel plus élevé que B et K à un potentiel plus élevé que A. La tension résultante, lorsqu'elle est maximum, est voisine de  $2 E$ .

### 107. BLOC D'ALIMENTATION HAUTE TENSION POUR RÉCEPTEUR.

Ce bloc est destiné à fournir, à partir du secteur alternatif 50 p. p. s., les hautes tensions continues destinées à l'alimentation des plaques des lampes du récepteur.

Le schéma le plus utilisé est représenté figure 95.

C'est une combinai-

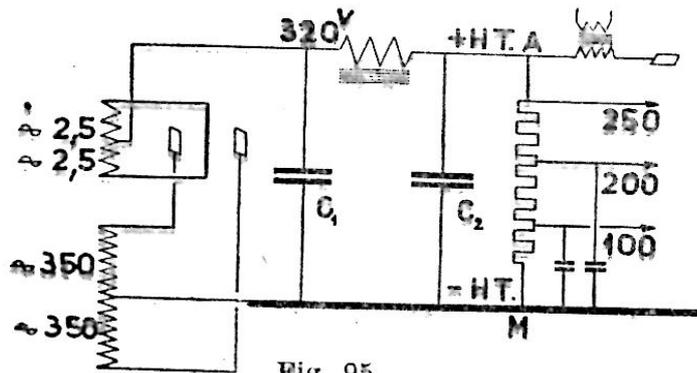


Fig. 95.

son du dispositif redresseur de la figure 90 (par. 105) et du dispositif de filtration de la figure 92 (par. 106).

Les condensateurs sont en général des *électrolytiques*. Leur capacité est, par exemple, une dizaine de microfarads.

Comme nous l'avons déjà dit (par. 36), le condensateur électrolytique est *polarisé*, c'est-à-dire que l'une des armatures doit toujours être positive par rapport à l'autre.

Ceci est automatiquement réalisé dans un dispositif de redressement puisque, entre les points A et M, existe une tension continue.

*Le pôle positif des électrolytiques doit être connecté côté haute tension, c'est-à-dire côté filament de la valve.*

Outre le courant alternatif, un électrolytique laisse passer un faible courant continu dit courant de fuite, qui peut atteindre sous la tension normale d'utilisation, 0, 1 mA par microfarad.

Ce courant augmente très rapidement quand la tension continue supportée par le condensateur croît. Il s'ensuit une certaine régulation de la tension redressée puisque, lorsque le débit du bloc d'alimentation augmente, la tension aux bornes diminue par suite de sa résistance interne.

Le courant de fuite et la capacité augmentent quand la température s'élève.

*La self de filtrage* est en général de quelques dizaines de henrys. Cette valeur peut être réduite si la capacité des électrolytiques est très élevée. On peut même, dans certains cas, la remplacer par une simple résistance (de 2000 ohms par ex.).

*Une simplification commode consiste à prendre, pour cette self, la bobine d'excitation du haut-parleur dynamique* (par. 51).

Le courant est en général suffisamment filtré par le premier électrolytique C, pour que, du passage d'un courant légèrement ondulé dans cette bobine, ne résulte pas de ronflement.

L'une des électrodes de lampe à alimenter en haute tension dans le récepteur est précisément la plaque de la lampe finale, qui doit être réunie à la haute tension par l'intermédiaire du transformateur de modulation du haut-parleur (fig. 34 b).

*Les connexions entre poste et haut-parleur peuvent être réduites à trois fils* (fig. 96).

L'un va du premier électrolytique à la bobine d'excitation B.

Le second va de la bobine d'excitation au second électrolytique et, en même temps, apporte la haute tension à une des bornes du primaire du transformateur de modulation.

Le troisième va de la seconde borne de ce primaire à la plaque de la lampe finale.

Dans la figure 95, le pôle négatif du bloc haute tension est à la masse du châssis. On dispose entre le pôle positif et la masse d'une haute tension qu'on peut subdiviser au moyen de potentiomètres.

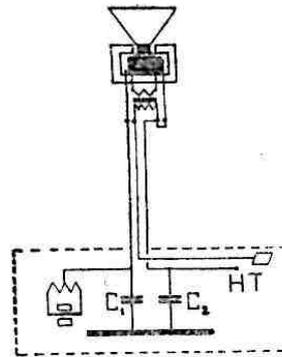


Fig. 96.

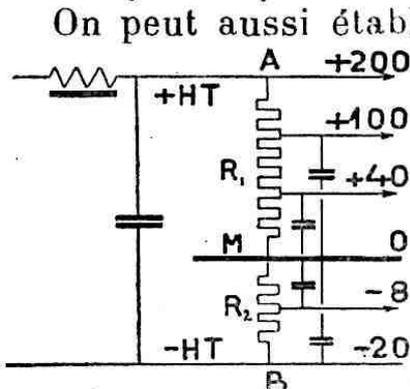


Fig. 97.

On peut aussi établir la tension de la masse à une valeur intermédiaire entre celles du pôle positif et du pôle négatif du bloc (fig. 97), au moyen du potentiomètre  $R_1, R_2$ . On dispose alors entre A et M de tensions positives ; entre B et M, de tensions négatives, par rapport au châssis.

Toutes ces tensions intermédiaires sont découplées au moyen de condensateurs en dérivation (v. plus loin par. 175).

### 108. REDRESSEURS PAR CONTACT.

L'étude du redressement des tensions très élevées ou des courants très intenses sort du cadre de cet ouvrage. Nous dirons quelques mots des redresseurs par contact.

Le redresseur à oxyde cuivreux ou cupoxyde est constitué par une lame de cuivre superficiellement oxydée. On y trouve alors, à la surface, de l'oxyde cuivrique noir, qu'on enlève mécaniquement, et, au-dessous, de l'oxyde cuivreux rouge. Contre cette couche d'oxyde cuivreux on place une feuille de plomb et on serre fortement (fig. 98).

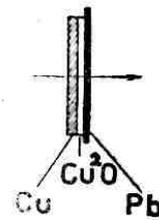


Fig. 98.

L'élément ne laisse passer le courant que dans le sens cuivre-oxyde de cuivre.

Plus exactement, la résistance de l'élément est à peu près mille fois plus grande dans un sens que dans l'autre.

Le cupoxyde peut, au maximum, débiter quelques dizaines de mA par  $\text{cm}^2$ . Un courant plus intense provoquerait la fusion de l'élément (les redresseurs sont, en général, équipés avec des ailettes de refroidissement).

Lorsque l'élément ne débite pas, il peut supporter, au maximum, une tension inverse de l'ordre de quelques volts.

Avec beaucoup d'éléments en parallèle, on peut redresser des courants intenses. Avec beaucoup d'éléments en série, on peut supporter des tensions inverses élevées.

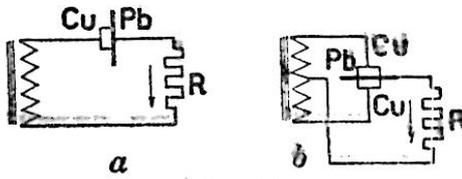


Fig. 99.

On peut, avec les redresseurs à contact, réaliser des montages analogues à ceux que nous avons décrits pour les valves électroniques (ex. fig. 99 a, b).

Pour la réception, on n'utilise guère les redresseurs par contact que pour l'obtention de courants continus basse tension. (La généralisation des lampes à chauffage indirect rend cette opération inutile.)

En général, on réalise le montage dit en pont de Wheatstone (fig. 100) utilisant quatre éléments redresseurs.

Le courant redressé est ensuite filtré (fig. 101) (self de quelques henrys seulement, car les courants sont ici plus intenses, condensateurs électrolytiques d'au moins 20 microfarads).

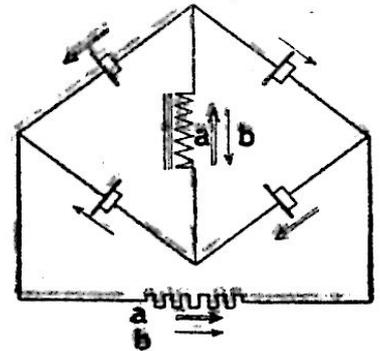


Fig. 100.

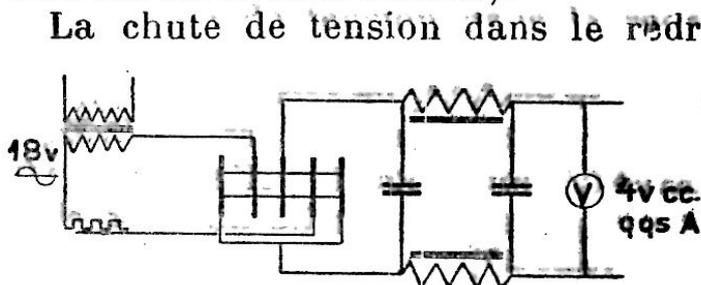


Fig. 101.

La chute de tension dans le redresseur est élevée. Pour obtenir 4 volts continus, à la sortie, avec un débit 2 amp. par ex., il faut, au secondaire du transformateur, environ 16 à 18 volts. Il est nécessaire de mettre un rhéostat

dans le circuit, entre le transformateur et le redresseur et de contrôler avec un voltmètre, la tension de sortie

**109. APPAREILS DE MESURE A REDRESSEUR.**

Les redresseurs par contact fournissent une solution commode pour la mesure des courants alternatifs. On redresse une fraction connue du courant à mesurer et on envoie le courant redressé dans un appareil de mesure pour courant continu.

Comme pour tout appareil pour alternatif, on étalonne en valeurs efficaces.

En réalité, les mesures ne sont guère convenables qu'en très basse fréquence (fréquences industrielles).

Même en fréquence musicale, une fraction importante du courant traverse le redresseur par capacité, c'est-à-dire sans être redressée. L'appareil indique alors un courant bien inférieur au courant réel. (Ex. : le dixième du courant réel pour la fréquence 5000 p. p. s.).

En haute fréquence, l'indication de l'appareil n'a plus aucune signification.

Pour la même raison, les redresseurs par contact pour courant alternatif de fréquence industrielle ne sont pas de bons détecteurs.

Le courant HF les traverse sans être redressé.

En donnant aux éléments une surface plus réduite, on peut réaliser des détecteurs cupoxydes (ex. : Westector) dont le rendement est du même ordre que celui des *galènes* (redresseur par contact entre une pointe métallique et un cristal de sulfure de plomb).

1. Le détecteur (voir plus loin par. 125) est un conducteur qui laisse passer plus facilement le courant dans un sens que dans l'autre. Autrement dit, c'est un redresseur pour courants haute fréquence.

## CHAPITRE XXI

### LAMPE TRIODE

#### 110. TRIODE.

La triode ou lampe à trois électrodes est le prototype de toutes les lampes d'amplification en haute ou basse fréquence, pour la réception ou l'émission.

C'est une ampoule vide de tout gaz contenant (fig. 102) :

1° *Tous les éléments d'une diode* (par. 102).

C'est-à-dire filament, cathode chaude et plaque ou anode.

(La cathode est à chauffage direct ou indirect.)

2° **Une électrode supplémentaire appelée grille, située entre la cathode et la plaque.**

*Cette électrode est percée de trous* ou plus exactement, elle est en général constituée par un fil métallique enroulé en hélice autour de la cathode.

La lampe triode à chauffage direct comporte donc quatre sorties. (Il en faut deux pour le filament.)

La triode à chauffage indirect en comporte cinq. (Il en faut une de plus pour la cathode.)

#### 111. CIRCUITS DE LA TRIODE.

Nous aurons, chez une triode, trois circuits à considérer.

1° *Circuit de chauffage.* — Il comporte une source de basse tension débitant sur le filament. Le constructeur indique une tension de chauffage déterminée pour laquelle la cathode se trouve portée à la température convenable. Cette tension est à respecter. Nous supposons qu'elle a la valeur correcte.

2° **Circuit plaque (ou circuit anodique).**

Ce circuit comporte, en partant de la cathode, *la source de tension plaque*  $t$  (batterie ou bloc haute tension continue) dont le pôle négatif est à la cathode et le pôle positif à la plaque,

diverses impédances  $Z$ , la plaque et, pour finir, l'intervalle plaque cathode dans la lampe (fig. 102, flèche noire).

### 3° Circuit grille.

Ce circuit comporte, en partant de la cathode, une source de polarisation grille  $p$ , c'est-à-dire une source de tension continue dont, en général, le pôle positif est à la cathode et le pôle négatif à la grille, diverses impédances  $z$ , la grille et, dans la lampe, l'intervalle grille-filament (fig 102, flèche blanche).

Dans ces deux circuits, à travers l'espace vide qui sépare les électrodes de la lampe, peuvent circuler des courants qui, à l'intérieur de la lampe, consistent en un déplacement de charges négatives ou électrons émis par la cathode.

Quand donc il y a un courant dans le circuit plaque, il va, à travers la lampe, de la plaque à la cathode. Pour qu'il passe il faut que la plaque soit positive par rapport à la cathode, mais nous verrons que ce n'est pas suffisant.

De même, si un courant existe dans le circuit grille, il va, à travers la lampe, de la grille à la cathode. Il n'existe que si la grille est positive par rapport à la cathode. En général on réalise le contraire. Donc, en général, il n'y a pas de courant grille.

Nous ne parlons ici que des courants transportés par les électrons, c'est-à-dire des courants utiles.

En réalité, il peut exister en haute fréquence d'autres courants, parce qu'il existe entre les diverses électrodes une capacité.

Cette capacité est très faible. Par exemple, pour une triode, entre grille et plaque la capacité ne dépasse pas  $10 \mu\mu\text{F}$ . Cependant les courants qui peuvent en HF circuler à travers cette capacité ne sont pas négligeables et peuvent jouer un rôle néfaste (par. 175). Aussi on s'efforce de les éliminer (par. 118).

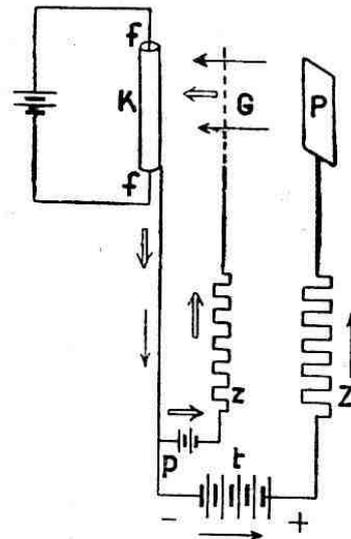


Fig. 102.

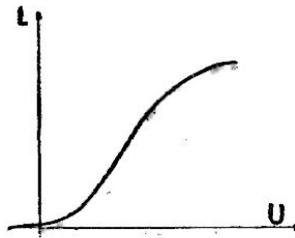
**112. CARACTÉRISTIQUE DE GRILLE.**

Fig. 103.

Le courant grille n'existe que si la grille est positive. La courbe qui représente le courant grille en fonction de la tension grille ressemble à celle d'une diode (fig. 103). La tension grille ne devenant jamais très élevée, le courant grille n'est jamais très grand.

**113. CARACTÉRISTIQUES DE PLAQUE.**

La propriété fondamentale de la triode consiste en ce que :  
Le courant plaque dépend à la fois de la tension plaque et de la tension grille.

**La grille contrôle ou commande le passage du courant entre plaque et cathode.**

On conçoit en effet que si la grille est fortement négative, elle peut repousser sur la cathode les électrons que celle-ci émet, même si la plaque est positive.

Si, la grille restant négative, son potentiel est plus voisin de celui de la cathode (autrement si la polarisation grille est moindre) certains électrons peuvent être attirés de la cathode sur la plaque à travers les trous de la grille, qui, elle, ne reçoit pas d'électrons, puisqu'elle est négative.

Enfin, si elle est positive, elle contribue à éloigner les électrons de la cathode. Elle en reçoit quelques-uns, mais la majeure partie va vers la plaque dont le potentiel est bien plus élevé que celui de la grille.

*On appelle caractéristiques statiques les courbes qui représentent le courant plaque  $I$  en fonction de la tension grille  $U$  et de la tension plaque  $V$ , lorsqu'il n'y a dans le circuit plaque qu'une source de tension continuë et un appareil de mesure de résistance négligeable.*

On peut représenter :

*Soit  $I$  en fonction de  $U$  pour quelques valeurs de  $V$ , on obtient alors ce qu'on appelle le réseau des caractéristiques mutuelles (courant plaque fonction de tension grille).*

*Soit  $I$  en fonction de  $V$  pour quelques valeurs de  $U$ , on obtient*

alors le réseau des caractéristiques « de plaque » (courant plaque fonction de tension plaque).

La figure 104 représente un réseau de caractéristiques mutuelles de triode.

Par exemple, pour  $V = 40$  volts, le courant plaque est nul tant que la tension grille est inférieure à  $(-4)$  volts. Puis  $U$  augmentant, le courant plaque croît d'abord lentement puis plus

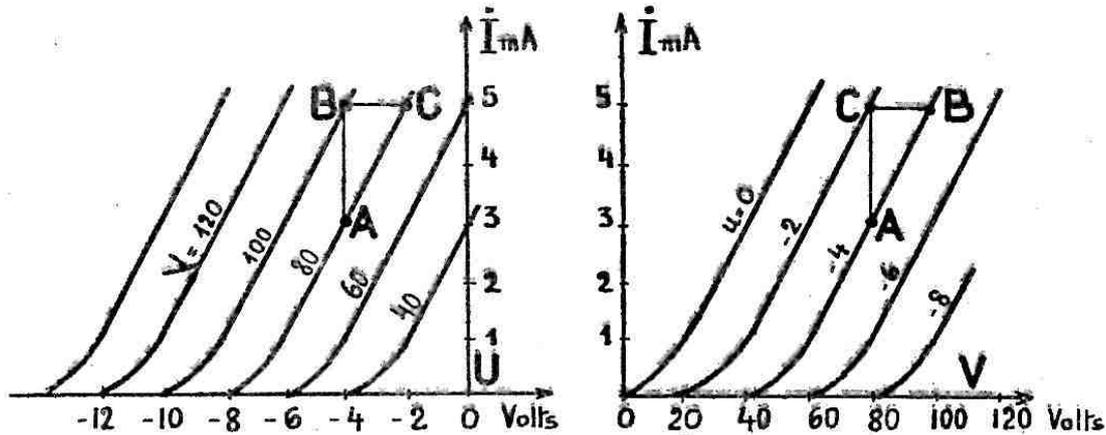


Fig. 104 et 105.

vite et à peu près proportionnellement à  $U$ . Lorsque  $U$  est assez grand, toutes les fois que  $U$  augmente de 1 volt, le courant plaque augmente, par exemple, de 1 milliampère.

Prenons maintenant la tension plaque  $V$  fixe et égale à 60 volts. Le courant plaque est maintenant nul tant que  $U$  est inférieur à  $(-6)$  volt. Ensuite, lorsque  $U$  croît, le courant plaque augmente, d'abord lentement, puis plus vite et, lorsque  $U$  est assez grand il augmente comme ci-dessus de 1 mA toutes les fois que  $U$  augmente de 1 volt.

Si  $V = 80$  volts, le courant plaque est nul tant que  $U$  est inférieur à  $(-8)$  volts. Ensuite, même variation que ci-dessus, toute la courbe représentative étant simplement décalée vers la gauche.

Et ainsi de suite.

La figure 105 représente le réseau des caractéristiques « de plaque » de la même lampe.

On vérifiera que, pour un même couple de valeurs de  $U$  et de  $V$ , on trouve le même courant  $I$ .

Cette fois on garde la tension grille fixe et on fait varier la tension  $V$ .

Plus la tension grille est négative, plus grande est la valeur de  $V$  nécessaire pour que passe le courant plaque.

A partir du moment où la tension plaque est suffisante ( $U$  étant fixe) le courant plaque  $I$  croît proportionnellement à la tension plaque.

Par exemple ici il augmente de 1 mA toutes les fois que la tension plaque augmente de 10 volts.

#### 114. POINT MOYEN DE FONCTIONNEMENT.

On utilise toujours une lampe autour d'un point moyen de fonctionnement indiqué par le constructeur, c'est-à-dire que les tensions grille et plaque de la lampe en fonctionnement se composent :

1° D'une tension continue donnée (prise à la source de polarisation pour la grille, à la batterie plaque sur la plaque).

2° D'une tension alternative (celle qu'on veut amplifier sur la grille; celle qui en résulte sur la plaque).

Le point moyen de fonctionnement est pris, en général, dans la portion rectiligne des caractéristiques, c'est-à-dire qu'à partir des tensions grille et plaque définissant ce point, les variations  $i$  du courant plaque sont proportionnelles aux variations  $u$  de tension grille (si  $V$  est fixe) et aux variations  $v$  de tension plaque (si  $U$  est fixe).

Par exemple : le point moyen de fonctionnement de la triode considérée plus haut pourrait être A, défini par  $U_0 = -4$  volts,  $V_0 = 80$  volts. Le courant moyen est alors  $I_0 = 3$  mA (fig. 104 et 105).

#### 115. CONSTANTES DE LA TRIODE.

Supposons le point moyen de fonctionnement dans la région rectiligne des caractéristiques.

1° En gardant  $U$  fixe, faisons croître  $V$  de  $v$ . Le courant  $I$  augmente de  $i$  (déplacement AB sur les fig. 104 et 105).

On appelle résistance interne de la lampe l'expression :

$$\rho = \frac{v - \text{volt}}{i - \text{ampère}}$$

ohm

Exemple : Pour la lampe considérée ici, avec  $v = 20$  volts,  $i = 2$  mA. Donc :

$$\rho = \frac{20}{\frac{2}{1.000}} = 10.000 \text{ ohms.}$$

2° La même variation  $i$  du courant plaque aurait pu être obtenue en gardant  $V$  fixe et en faisant varier  $U$  de  $u$  (déplacement AC sur les figures 104 et 105).

L'expression  $s = \frac{i}{u}$  s'appelle pente de la lampe.

Par exemple ici, avec  $u = 2$  volts, on a :  $i = 2$  mA. La pente de la lampe est 1 milliampère par volt.

3° Si maintenant, on compare les résultats du 1° et du 2°, on constate que :

*La variation de tension  $u$  sur la grille produit le même effet qu'une variation de tension  $k$  fois plus grande sur la plaque.*

*On dit que le coefficient d'amplification de la lampe est  $k$ .*

Par exemple ici, la même variation de courant plaque  $i = 2$  mA peut s'obtenir :

soit en faisant varier  $U$  de  $u = 2$  volts ( $V$  étant fixe);

soit en faisant varier  $V$  de  $v = 20$  volts ( $U$  étant fixe).

Le coefficient d'amplification  $k$  est 10.

4° Entre les trois constantes  $\rho$ ,  $s$  et  $k$  existe une relation.

En effet, gardant  $V$  fixe, faisons varier  $U$  de  $u$ . L'effet est le même que si,  $U$  étant fixe,  $V$  variait de  $v = ku$ , mais alors  $I$  varie de  $i$ , tel que  $\rho i = v = ku$ .

Donc : 
$$i = \left(\frac{k}{\rho}\right) u \quad \text{et :} \quad s = \frac{i}{u} = \frac{k}{\rho}$$

La pente  $s$  de la lampe est donc égale à  $\frac{k}{\rho}$ .

Il faut toutefois faire attention aux unités employées. Si  $\rho$  est en ohms, on trouve  $s$  en ampère par volt. Pour avoir  $s$  en mA/volt, il faut prendre  $\rho$  en milliers d'ohms.

Exemple : Pour la lampe ci-dessus

$$k = 10, \rho = 10 \text{ milliers d'ohms,}$$

$$s = \frac{k}{\rho} = \frac{10}{10} = 1 \text{ milliampère par volt.}$$

5° Pour finir, supposons que, d'une manière générale, on fasse varier à la fois la tension plaque de  $v$  et la tension grille de  $u$ .

L'effet sera le même que si,  $U$  restant fixe,  $V$  variait de  $v + ku$ . Le courant plaque varie donc de  $i$  tel que :

$$\rho = \frac{v + ku}{i}; \quad \text{d'où : } \rho i = v + ku; \quad \text{ou : } i = \frac{v + ku}{\rho}.$$

Il est bien entendu que les grandeurs  $s$ ,  $k$  et  $\rho$  n'ont une valeur fixe qu'à l'intérieur de la région rectiligne des caractéristiques, et concernent uniquement les variations de courant et de tension à partir d'un point de fonctionnement déterminé (et non pas le courant ou les tensions totales).

#### 416. USAGE DE LA TRIODE.

*La fonction essentielle des triodes est l'amplification. On peut considérer la triode comme un relai, sensible et dépourvu d'inertie.*

En effet, sur la grille d'une triode, polarisée négativement, appliquons une tension alternative  $u$ .

1° Cette tension ne débite qu'un courant très petit, car il n'y a comme courant grille, dans ces conditions, que des courants par capacité ou par les fuites du culot.

*Donc la puissance consommée sur la grille est toute petite.*

2° Moyennant cette faible dépense d'énergie, on contrôle le débit de la batterie plaque dans le circuit plaque et les impédances qui s'y trouvent intercalées,

exactement comme si on faisait varier la résistance du circuit.

Tout se passe comme s'il existait dans le circuit plaque un générateur de F. E. M.  $ku$  et de résistance interne  $\rho$ .

On observe ce fait remarquable que la source continue de tension plaque débite, outre le courant continu moyen, un cou-

rant alternatif et *rend disponible une certaine puissance sous forme alternative.*

(En principe, toute celle qu'on peut tirer d'un générateur de F. E. M.  $k_u$  et de résistance interne  $\rho$ .)

Nous avons dit que le relai que constitue la triode est très fidèle. Cela tient à ce que l'organe mobile dans ce relai, ce sont les électrons. Ces corpuscules sont si légers qu'ils peuvent obéir instantanément à des champs électriques dont la variation est extrêmement rapide.

Même si la tension alternative de grille est de haute fréquence, le passage des électrons de la cathode à la plaque est contrôlé par la grille et le courant plaque varie en fonction du temps, exactement comme varie la tension grille<sup>1</sup>.

Ce n'est qu'aux fréquences de l'ordre de 300 Mc (longueur d'onde de l'ordre du mètre) que l'inertie des électrons entraîne le mauvais fonctionnement de la lampe.

1. En supposant des caractéristiques rectilignes et un circuit plaque sans réactances.

## CHAPITRE XXII

### LAMPES A GRILLES MULTIPLES

#### 117. LAMPES A GRILLES MULTIPLES.

Les lampes à électrodes multiples peuvent être classées en deux catégories :

1° *Celles qui remplissent une fonction que ne pourrait remplir une triode.*

Exemple : Octode changeuse de fréquence.

Ces lampes comportent toujours au moins deux grilles à potentiel variable.

Nous les étudierons plus tard en même temps que leur fonction.

2° *Celles dont le rôle pourrait être tenu par une triode.*

*Les grilles supplémentaires sont alors à potentiel fixe.*

Nous allons les étudier dès maintenant.

Les grilles à potentiel fixe actuellement utilisées sont de deux sortes :

1° Les grilles écran.

2° Les grilles de freinage (ou d'arrêt).

#### 118. GRILLE ÉCRAN.

*La grille écran est une grille intercalée entre la grille de commande et la plaque d'une triode.*

*Elle est maintenue à un potentiel fixe, positif par rapport à celui de la cathode et inférieur à celui de la plaque.*

Ex. : Potentiel de plaque, 200 volts en moyenne.

Potentiel d'écran fixe : 100 volts.

*Son rôle est de réduire la capacité entre la grille de commande et la plaque.*

En effet si nous établissons (fig. 106 a) une tension alternative entre cathode et grille de commande d'une triode, cette tension existe également entre grille et plaque de cette lampe. Donc,

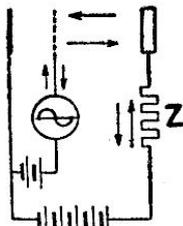


Fig. 106 a.

un courant peut, en HF passer par capacité de la grille à la plaque et traverser les impédances  $Z$  du circuit plaque. Comme nous le verrons, ceci est à éviter (par. 175).

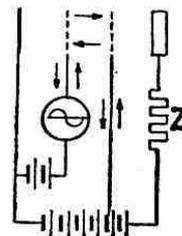


Fig. 106 b.

Entre la grille de commande  $G$  et la plaque  $P$ , disposons une grille écran  $E$ , à potentiel fixe par rapport à la cathode (fig. 106 b). Un courant alternatif peut alors passer par capacité de  $G$  à  $E$ , mais il n'en peut plus passer de  $G$  à  $P$ . Les impédances  $Z$  de plaque sont donc protégées contre un tel courant.

Pratiquement les courants capacitifs de  $G$  à  $P$  sont, par la grille écran, réduits à un centième ou un millième de leur valeur.

La figure 107 représente la structure interne d'une lampe écran. Pour réduire le plus possible la capacité entre grille de commande et plaque, l'une de ces électrodes (la grille dans les lampes modernes) a sa sortie à la partie supérieure de l'ampoule. Toutes les autres sont connectées au culot.

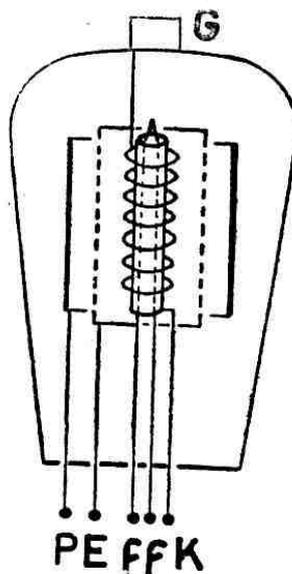


Fig. 107.

*Accessoirement la grille écran modifie considérablement les caractéristiques de la lampe.*

En effet c'est maintenant l'écran qui pratiquement fournit le champ électrique qui attire les électrons émis par la cathode.

La plaque ne fait que les recevoir. L'écran en reçoit d'ailleurs aussi. Le courant d'écran peut, par ex., être le tiers du courant plaque.

*La tension plaque a très peu d'effet sur le courant plaque.*

Une grande variation  $v$  du potentiel de plaque ne produit qu'une très faible variation  $i$  du courant plaque.

Autrement dit, la résistance interne  $\rho = \frac{v}{i}$  de la lampe est très grande.

Alors que, pour une triode,  $\rho$  est de l'ordre de 10.000 ohms (2.000 à 50.000 ohms, par ex.), pour une lampe écran,  $\rho$  est couramment de l'ordre du mégohm.

Pour les mêmes raisons, une tension appliquée à la grille de commande produit beaucoup plus d'effet qu'une tension appliquée à la plaque.

Autrement dit, le coefficient d'amplification  $k$  de la lampe est très élevé.

Alors que, pour une triode, il est de l'ordre 10 (5 à 50, par ex.) pour une lampe écran, il est couramment de l'ordre de 1.000.

Pratiquement les constructeurs renoncent souvent à donner les valeurs de  $k$  et de  $\rho$ .

Comme ces grandeurs sont l'une et l'autre cent fois plus grandes que pour une triode, la pente  $s = \frac{k}{\rho}$  de la lampe est du même ordre que pour une triode.

*Pratiquement la lampe écran est caractérisée uniquement par sa pente  $s$ .*

*Entre les variations de courant plaque et les variations de tension grille  $u$  on a simplement, en première approximation,*

$$i = su,$$

que la tension plaque varie ou pas.

Tout ce qui précède peut se lire sur les caractéristiques des figures 108 et 109, tracées pour une tension donnée  $w$  pour

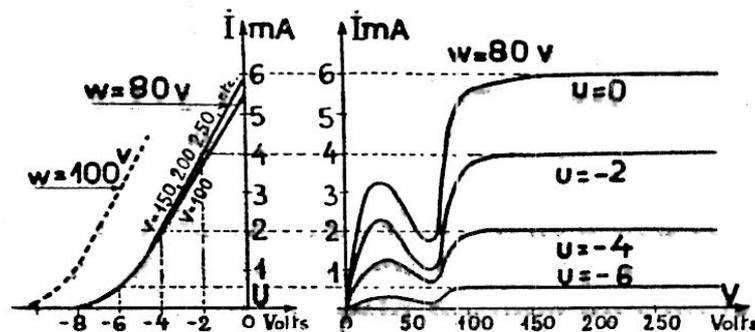


Fig. 108 et 109.

l'écran (80 volts, par ex.).

1° Fig. 109: caractéristiques de plaque, c'est-à-dire  $I$  fonction de  $V$  pour différentes valeurs de  $U$ .

Dans leur portion rectiligne, ces caractéristiques sont presque horizontales, c'est-à-dire que  $I$  est

indépendant de  $V$ .

2° Fig. 108: caractéristiques mutuelles, c'est-à-dire  $I$  fonction de  $U$  pour diverses valeurs de  $V$ .

Ces caractéristiques (pour  $V = 100, 150, 200, 250$  volts) sont pratiquement confondues. Le courant  $I$  dépend de  $U$  mais pas de  $V$ .

*Remarque* : Si on change la tension d'écran, les caractéristiques subissent le même déplacement que celui que subiraient celles d'une triode dont on ferait varier la tension plaque.

On a, par ex., sur la figure 108, dessiné en pointillé les caractéristiques  $I$  fonction de  $U$  toutes confondues pour la tension d'écran  $w = 100$  volts.

#### 119. GRILLE FREIN (OU D'ARRÊT).

Comme nous le verrons plus tard (par. 153), en cours de fonctionnement, surtout dans les étages de puissance, la tension plaque d'une lampe varie très considérablement. Il est intéressant d'avoir une lampe dont le courant plaque soit indépendant de la tension plaque.

Cela est à peu près réalisé dans une lampe écran, à condition toutefois que la tension plaque demeure supérieure à la tension d'écran.

Si la tension plaque d'une lampe écran tombe au voisinage ou au-dessous de la tension d'écran, le courant plaque varie considérablement, ainsi qu'on le voit sur la fig. 109.

Supposons la tension de grille de commande  $U$  fixe, la tension d'écran  $W$  fixe et faisons croître la tension plaque  $V$  à partir de zéro. Le courant plaque  $I$  commence par croître, puis *diminue*, et enfin augmente pour se stabiliser à une valeur à peu près indépendante de  $V$ .

Ce phénomène a pour effet de limiter l'amplitude des tensions alternatives qu'on peut tolérer dans le circuit plaque sans qu'il en résulte de distorsion et, par suite, la puissance alternative qu'on peut tirer de la lampe.

On conçoit bien que, si la tension plaque est faible, il y a davantage d'électrons qui vont à l'écran, que d'électrons qui vont à la plaque. Mais comment expliquer que, à un certain moment, le courant plaque diminue alors que la tension plaque augmente?

Cela est dû à ce que, si la plaque reçoit des électrons assez

rapides, elle émet à son tour des électrons qui sont attirés par la grille écran, lorsque celle-ci est à un potentiel plus élevé que la plaque. Le courant plaque est diminué d'autant.

Pour éviter ce phénomène, il suffit de repousser vers la plaque les électrons qu'elle émet.

C'est le rôle de la grille frein. *La grille frein est une grille très lâche, disposée entre l'écran et la plaque. Elle est portée au potentiel de la cathode* (connexion intérieure ou extérieure, suivant les lampes).

Les électrons atteignent leur vitesse maximum dans le plan de l'écran et traversent celui de la grille d'arrêt avec une vitesse presque nulle.

Dans les caractéristiques de la lampe munie d'une grille frein, le crochet de la caractéristique de plaque n'existe plus.

La lampe à grille écran et à grille frein s'appelle **pentode**.

Elle comporte en effet cinq électrodes (fig. 110).

P La cathode chaude.

E E La grille de commande.

G G L'écran.

F F La grille frein.

K La plaque ou anode.

Fig. 110.

(Si elle est à chauffage direct et si la grille d'arrêt est connectée à l'intérieur, cela fait cinq sorties.)

## 120. ALIMENTATION DES LAMPES.

### A. Chauffage.

Les filaments des lampes à *chauffage indirect*, sont chauffés en alternatif brut, c'est-à-dire sans précautions spéciales.

Si la lampe est à *chauffage direct*, il faut, ou bien alimenter le filament en courant continu, ou bien l'alimenter en alternatif aux conditions suivantes :

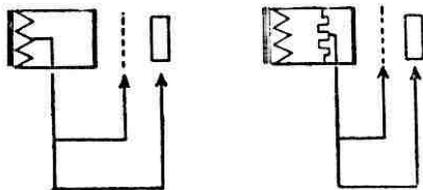


Fig. 111.

1° Le filament doit être assez gros pour que sa température ne subisse pas de fluctuations.

2° Le départ des circuits grille et plaque doit s'effectuer du point milieu des filaments ou d'un point équivalent tel que :

Le point milieu de l'enroulement de tension chauffage.

Le point milieu d'une résistance en parallèle sur le filament (fig. 111).

Sinon une tension alternative serait appliquée aux grilles et plaque et il s'ensuivrait un ronflement.

### B. Tensions de plaque et d'écran.

Ce sont, comme déjà dit, des tensions positives par rapport à la cathode, prises au pôle positif de la haute tension ou sur un potentiomètre intercalé entre la haute tension et la masse.

Ce potentiomètre doit être shunté par un condensateur (fig. 95), car les courants alternatifs HF ou BF ne doivent pas y circuler (par. 175).

### C. Tension de polarisation.

On peut, par ex. (fig. 112), ramener la cathode à la masse et prendre la tension de polarisation entre cette masse et un point négatif par rapport au châssis, obtenu, comme il est indiqué au paragraphe 107, en maintenant le châssis à un potentiel plus élevé que le pôle négatif de la haute tension.

Ce n'est pas en général très satisfaisant, car il faut alors donner au circuit grille une trop grande longueur.

Il vaut beaucoup mieux comme on le fait généralement polariser chaque lampe par son propre courant anodique (c'est-à-dire courant plaque plus courant d'écran) (fig. 113).

Pour cela la grille est ramenée au châssis.

Par contre, entre la cathode et le châssis, on dispose une résistance  $R$  qui est parcourue par les courants moyens (ou continus) de plaque et d'écran, lesquels circulent dans le sens de la flèche (fig. 113). On voit qu'il en

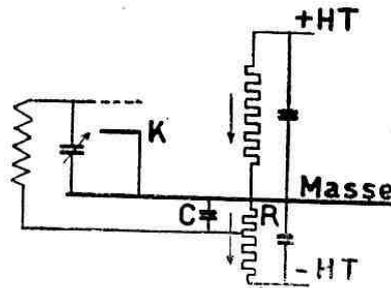


Fig. 112.

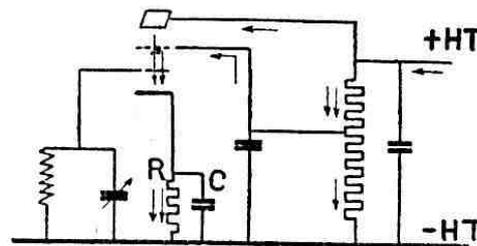


Fig. 113.

résulte que le châssis et, par suite, la grille, sont négatifs par rapport à la cathode.

La résistance  $R$  ne doit pas être traversée par les courants alternatifs (par. 175), c'est pourquoi on la shunte par un condensateur de découplage  $C$ .

## CHAPITRE XXIII

### PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA TRANSMISSION RADIOÉLECTRIQUE

#### 121. COURANT DE HAUTE FRÉQUENCE.

Le but essentiel de la Radiotechnique est la transmission d'un signal, à distance, sans interposition de corps conducteur.

Quand on passe en revue les phénomènes élémentaires d'électricité, on en rencontre deux dans lequel de l'énergie se trouve transmise à travers un isolant.

Ce sont :

1° Le phénomène d'induction électromagnétique.

2° Le passage à travers un condensateur du courant débité par une source de tension variable.

Considérons deux bobines A et B disposées de façon que chacune d'elles envoie un flux dans l'autre. Si l'on alimente A au moyen d'un alternateur S, il apparaît dans B un courant induit. De l'énergie, fournie par S, passe de A à B à travers l'isolant qui sépare ces deux circuits.

Considérons de même un alternateur S débitant sur deux condensateurs A et B en cascade, entre lesquels est intercalée la résistance R. Un courant parcourt l'ensemble du circuit et de l'énergie passe de S à R à travers l'isolant qui sépare les armatures de A et de B (fig. 114).

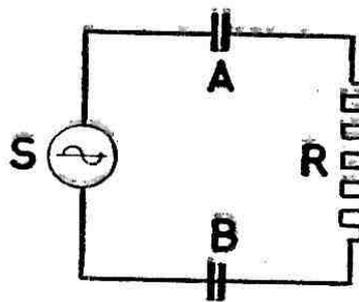


Fig. 114.

Dans les deux cas, la transmission d'énergie à travers l'isolant est d'autant plus facile que la fréquence du courant est plus élevée (par. 70 et 82).

On est donc naturellement conduit, pour les liaisons à travers isolant, à utiliser des courants de fréquence élevée (**courants de haute fréquence**). Les fréquences utilisées en Radiotechnique s'étendent actuellement de 10 kc à 10.000 Mc.

## 122. RAYONNEMENT ÉLECTROMAGNÉTIQUE. LONGUEUR D'ONDE.

En réalité, la transmission d'énergie électrique à grande distance met en jeu des phénomènes plus complexes que ceux qui nous ont servi de point de départ. Elle repose sur le fait que tout champ magnétique variable (créé par un courant HF) engendre autour de lui un champ électrique et que tout champ électrique variable engendre autour de lui un champ magnétique et ainsi de suite.

Il nous suffit de connaître les résultats suivants :

1° Tout circuit parcouru par un courant de haute fréquence rayonne dans toutes directions autour de lui, comme le fait une source lumineuse, une certaine puissance qui le quitte définitivement, qu'il y ait des récepteurs ou qu'il n'y en ait pas, et qui, en majeure partie, va se perdre à l'infini.

2° Cette énergie est transportée par un champ électrique et un champ magnétique alternatifs dont la fréquence est la même que celle du courant, et qui peuvent induire dans tout circuit une F. E. M.

3° *Ces champs se propagent avec une vitesse énorme, mais qui n'est cependant pas infiniment grande. C'est la vitesse de la lumière ( $V = 300.000$  km/sec).*

Supposons qu'à un certain instant nous établissions un courant HF dans l'antenne d'un émetteur. Le champ électromagnétique constituant l'onde de T. S. F. apparaît à 300 mètres de là au bout de un millionième de seconde, et, à 300 km. de là, au bout de un millième de seconde.

*On appelle longueur d'onde la distance dont avance l'onde pendant la durée d'une période.*

Soit  $V$  la vitesse de propagation,  $T$  la durée d'une période et  $\lambda$  la longueur d'onde.

En une seconde, l'onde avance d'une longueur égale à  $V$ .

En une période, de durée  $T$  seconde, elle avance de  $\lambda = VT$ .

En pratique, on fait plutôt intervenir la fréquence  $N$  que la période  $T$ . Comme  $N = \frac{1}{T}$ , on a :

$$\boxed{\lambda = \frac{V}{N}} \quad \text{ou} \quad \boxed{N\lambda = V} \quad \text{ou} \quad \boxed{N = \frac{V}{\lambda}}$$

Dans ces formules, qui permettent d'établir la correspondance entre les fréquences et les longueurs d'ondes; N est en p. p. s. Si V est en km par seconde,  $\lambda$  est en km; si V est en mètres par seconde,  $\lambda$  est en mètres, etc.

*Exemple : Longueur d'onde d'une onde de fréquence 1 mégacycle.*

$$\lambda = \frac{V}{N} = \frac{300.000 \text{ km/sec}}{1.000.000} = 0,3 \text{ km} = 300 \text{ mètres.}$$

*Exemple : Fréquence correspondant à la longueur d'onde 30 mètres.*

$$N = \frac{V}{\lambda} = \frac{300.000.000 \text{ m/sec}}{30 \text{ m}} = 10.000.000 \text{ p. p. s.} = 10 \text{ Mc (mégacycle).}$$

Voir le tableau de correspondance entre fréquences et longueurs d'onde, à la fin de l'ouvrage.

### 123. TABLEAU DES FRÉQUENCES ET LONGUEURS D'ONDES UTILISÉES EN RADIOTECHNIQUE.

Les longueurs d'onde et fréquences utilisées en Radiotechnique sont les suivantes :

FRÉQUENCE	LONGUEUR D'ONDE	DÉNOMINATION	USAGES
10 à 150 kc	30 km à 2.000 m	Ondes longues ou de moyenne fréquence.	Liaisons télégraphiques.
150 à 300 kc	2.000 à 1.000 m		
300 à 550 kc	1.000 à 545 m	<i>Grandes ondes.</i>	Radiophonie et services mobiles. Radiophares, services mobiles, etc...
550 à 1500 kc	545 à 200 m		
1,5 à 5 Mc	200 à 60 m	Ondes intermédiaires.	Divers.
5 à 20 Mc	60 à 15 m	<i>Ondes courtes.</i>	
20 à 300 Mc	15 m à 1 m	Ond. très courtes.	Télévision, divers.
jusque 10.000 Mc	jusque 3 cm	Ond. ultra courtes.	Divers.

## 124. MODULATION.

Une onde HF, d'amplitude constante, créée par un courant HF d'amplitude constante, n'est pas un signal.

Elle sert à transporter un signal. Comme on le dit, c'est une *onde porteuse*, nécessaire parce que, seuls, les courants HF peuvent produire des effets à grande distance.

*Le signal consiste en une variation de l'amplitude de l'onde porteuse. Cette variation d'amplitude s'appelle une modulation.*

En télégraphie, la modulation consiste à faire varier l'amplitude entre une certaine valeur et la valeur zéro suivant un rythme défini par un code (alphabet Morse) (fig. 115 a). On peut dire que la modulation est « par tout ou rien ». On émet, puis on émet plus, puis on émet, et ainsi de suite

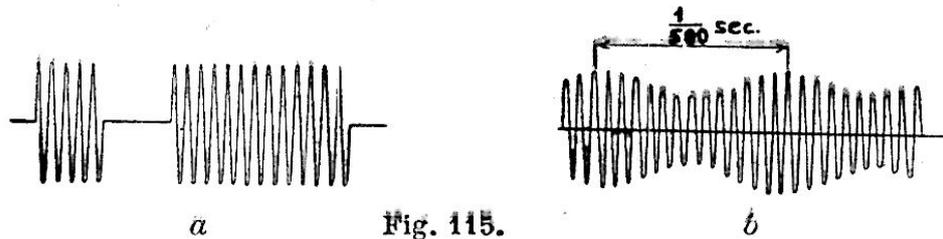


Fig. 115.

En radiophonie, le signal à transmettre est un son, c'est-à-dire une vibration plus ou moins complexe (par. 92) de fréquence comprise entre 50 et 10.000 p. p. s. La modulation consiste à faire varier l'amplitude de l'onde HF suivant une loi qui répète celle de la vibration à transmettre.

Par exemple, pour transmettre un son simple de fréquence 500, il faut faire en sorte que l'amplitude du courant HF chez l'émetteur varie sinusoidalement (par. 93) à la fréquence 500 (fig. 115 b)<sup>1</sup>.

La modulation est plus ou moins *profonde*.

Considérons un courant de haute fréquence  $N$ , modulé à la basse fréquence  $n$  (fig. 116). L'amplitude du courant HF évolue

1. Dans les figures 115, 116 et quelques autres, il était impossible de représenter les oscillations HF telles qu'elles sont, c'est-à-dire avec la même échelle de temps que les phénomènes BF. Par exemple, considérons la figure 115 b. Supposons la fréquence du courant égale à 500.000 p. p. s. En  $\frac{1}{500}$  seconde il y aurait 1000 oscillations HF. On n'en a représenté que 14, pour la clarté du dessin.

autour d'une valeur moyenne  $A$ , en subissant, à basse fréquence, des variations dont l'amplitude est  $B$ .

L'expression  $k = \frac{A}{B}$  s'appelle profondeur de modulation.

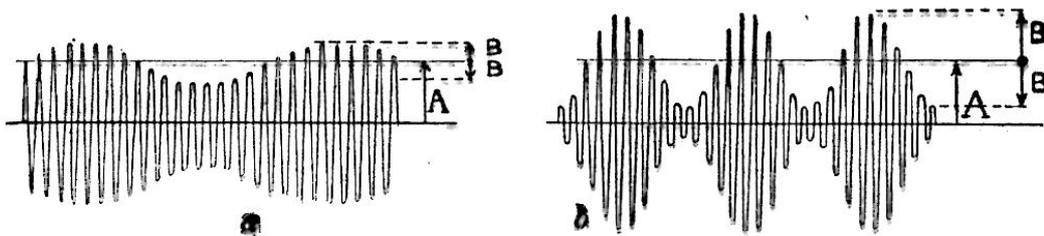


Fig. 116.

Exemple : fig. 116 *a*, modulation de profondeur 0,3 (30 %).  
fig. 116 *b*, modulation de profondeur 0,75 (75 %).

En résumé un émetteur comporte essentiellement :

- 1° Un générateur de courants de haute fréquence  $N$ .
- 2° Un dispositif permettant de moduler ces courants, c'est-à-dire de faire varier leur amplitude à la fréquence basse  $n$  qu'on veut transmettre.
- 3° Un dispositif pour rayonner une puissance aussi grande que possible.

(Antenne. Voir par, 190.)

## 125. DÉTECTION.

La détection est l'opération inverse de la modulation.

Elle consiste à extraire d'un courant ou d'une tension de haute fréquence  $N$  modulée à basse fréquence  $n$ , le signal transporté, c'est-à-dire un courant ou une tension de fréquence  $n$ .

En effet, un courant de haute fréquence  $N$  modulé à fréquence acoustique  $n$  ne peut agir sur la membrane d'un écouteur téléphonique. Il y a à cela plusieurs raisons.

D'abord, un tel courant ne peut traverser correctement un téléphone. La self est trop grande et la fréquence trop élevée. Si le courant passe, c'est directement d'une spire à l'autre, par capacité, sans faire le tour, et par conséquent sans créer de champ susceptible d'agir sur la membrane.

Supposons même que le courant haute fréquence fasse bien sagement le tour des spires de l'électro-aimant de l'écouteur. La membrane ne bougera pas, même si ce courant est modulé, *parce que, à tout instant, le courant HF, même modulé, a une valeur moyenne nulle* (fig. 117).

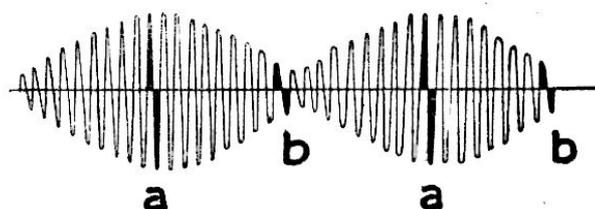


Fig. 117.

Bien entendu la membrane de téléphone ne peut vibrer en HF. Elle a trop d'inertie pour cela.

A tout instant, que l'amplitude HF soit grande ou petite (fig. 117a) et (fig. 117b), chaque alternance HF est suivie d'une alternance en sens inverse de même amplitude

et de même durée. Donc elle ne bouge pas.

**Le détecteur est un conducteur qui laisse passer le courant uniquement dans un sens. Alimenté en alternatif, il laisse passer une alternance et supprime l'autre.**

La diode, la galène sont des détecteurs répondant à cette définition.

Supposons donc un détecteur soumis à l'action d'une F. E. M de haute fréquence  $N$ , pour commencer *d'amplitude constante* (fig. 118 a). Le détecteur lui fait correspondre un courant redressé (fig. 118 a'), c'est-à-dire un courant HF de valeur moyenne non nulle, qu'on peut considérer comme la superposition d'un *courant continu* (qu'on appelle le courant détecté) et d'un courant HF, dont la valeur moyenne est à nouveau nulle (fig. 118 a'').

Supposons de même, agissant sur le détecteur, une F. E. M. de haute fréquence  $N$ , *manipulée télégraphiquement*. Le détecteur lui fait correspondre (fig. 118 b, b', b'') un *courant continu établi et interrompu suivant le rythme de la manipulation* (courant détecté) et un courant HF de valeur moyenne nulle, devenu inutile.

De même encore supposons, agissant sur le détecteur, une F. E. M. de haute fréquence  $N$ , *modulée à la fréquence  $n$* . Le

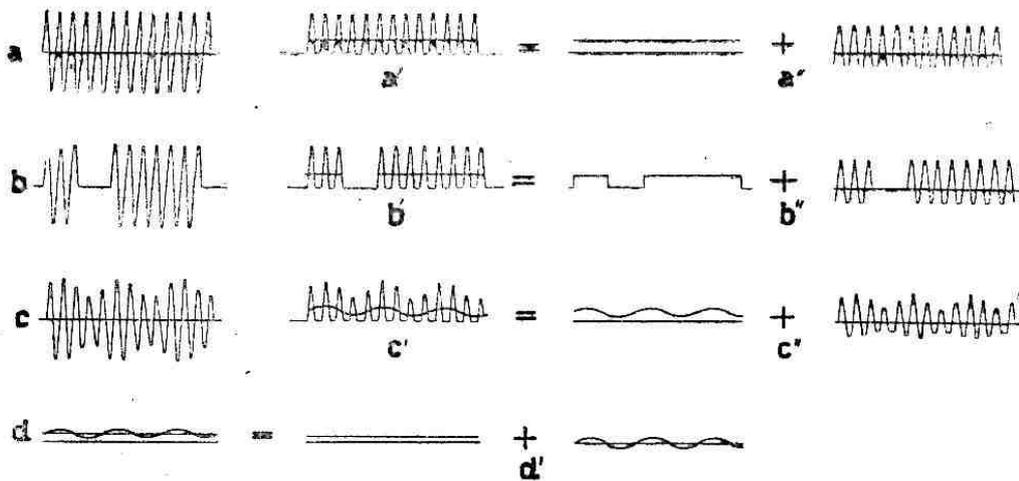


Fig. 118.

détecteur lui fait correspondre (fig. 118 c, c', c'') un courant qui subit des variations à la fréquence  $n$ , c'est-à-dire qui reproduit le signal transmis, et un courant HF de valeur moyenne nulle qu'on dérivera hors du téléphone.

Remarquons même (cela sera utile pour l'étude des montages antifading) que le courant détecté n'est pas ici un courant alternatif pur mais la somme d'un courant alternatif et d'un courant continu (fig. 118 d, d'), qui pourra être utile.

## 126. CONSTITUTION DU RÉCEPTEUR.

Un récepteur doit donc comporter essentiellement :

1° Un dispositif appelé collecteur d'ondes (antenne ou cadre) dans lequel l'onde venue de l'émetteur induit une F. E. M. HF dont la valeur peut être comprise entre quelques microvolts et quelques dixièmes de volt.

2° Un ensemble, appelé partie haute fréquence du poste, comportant des tubes électroniques et des circuits résonants (self, capacité) destiné :

a) A amplifier la tension HF recueillie par le collecteur l'onde en la portant à une valeur de l'ordre de quelques volts.

b) A opérer un tri ou une sélection entre les diverses F. E. M. qui agissent simultanément sur l'antenne.

La partie HF comportera au minimum un circuit susceptible d'être accordé sur la HF  $N$  de l'émetteur qu'on désire recevoir.

3° *Un système détecteur* qui extrait d'une F. E. M. de haute fréquence  $N$  modulée à la fréquence  $n$ , le signal transporté, c'est-à-dire, en radiophonie, une tension de fréquence  $n$  (*tension détectée*).

4° *Une partie BF* destinée à amplifier cette tension détectée quelle que soit sa fréquence et à la faire agir par l'intermédiaire d'une lampe finale sur un *haut-parleur*.

Accessoirement, cette partie BF peut servir d'*amplificateur phonographique*. On l'attaque alors directement par un pick-up ou par un microphone, sans qu'intervienne aucun phénomène HF.

5° *Un dispositif d'alimentation* fournissant les tensions nécessaires au fonctionnement des lampes.

L'ensemble est, le plus souvent, un peu plus compliqué en vue d'assurer un fonctionnement plus commode ou plus agréable. En particulier :

1° Il peut être utile de changer, à l'intérieur du poste, la fréquence de l'onde porteuse en la ramenant à une valeur relativement basse et toujours la même (appelée *moyenne fréquence*). L'amplification est alors plus facile et plus uniforme.

Le récepteur, qu'on appelle un *superhétérodyne*, comporte alors, avant la détection :

Une partie haute fréquence,

Une lampe spéciale pour changer de fréquence,

Une partie moyenne fréquence.

2° Il est intéressant de compenser automatiquement dans le poste les irrégularités dans la propagation de l'onde HF entre l'émetteur et le récepteur.

Le dispositif, appelé *régulateur automatique d'amplification* ou *régulateur antifading* ou *A. V. C.* (automatic volume control) tend à maintenir une puissance de sortie constante quelle que soit la F. E. M. agissant à l'entrée. La courbe de *sensibilité* du poste donnant la puissance de sortie  $w$  watts en fonction de la tension d'entrée  $e$  millivolts présente alors l'aspect de la figure 154. Ce dispositif est actionné par la détectrice et utilise généralement des lampes à pente variable, c'est-à-dire à caractéristiques courbes, de forme convenable.

## 127. SÉLECTIVITÉ ET MUSICALITÉ.

Un problème essentiel, au point de vue de l'agrément, ou de la qualité de la réception, est celui de la *sélectivité* et de la *musicalité*.

*Un poste est sélectif s'il permet de recevoir un émetteur de fréquence N, sans recevoir les autres, même si leur fréquence est voisine de N.*

On peut caractériser la sélectivité d'un récepteur, au voisinage d'une fréquence N, par une courbe obtenue de la façon suivante :

Le récepteur R débite non pas sur un haut-parleur, mais sur un appareil appelé wattmètre de sortie W (outputmètre) qui mesure la puissance basse fréquence  $w$  watts disponible à la sortie (fig. 119).

On alimente le récepteur, à travers une antenne fictive<sup>1</sup> par un générateur HF H donnant des F. E. M. connues en volts et modulées à un taux déterminé (30 %).

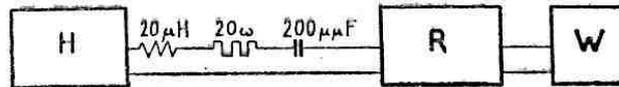


Fig. 119.

On règle le récepteur

sur la fréquence N et on donne à l'amplitude  $E_0$  la tension HF à l'entrée une valeur telle qu'on obtienne à la sortie une puissance déterminée  $w$  watts (en général 50 milliwatts<sup>2</sup>).

Le récepteur restant réglé sur N, on fait agir maintenant sur lui une F. E. M. de fréquence  $N_1$ , voisine de N et on règle l'amplitude  $E_1$  de cette F. E. M. de façon à obtenir, à la sortie, la même puissance  $w$  watts.

Le rapport  $x = \frac{E_1}{E_0}$  est la sélectivité, vis-à-vis de la fréquence  $N_1$ , du récepteur réglé sur N.

Si  $E_1 = 10 E_0$  la sélectivité, vis-à-vis de  $N_1$ , du récepteur réglé sur N, est  $x = 10$ .

La courbe de sélectivité (fig. 122 a) représente, pour chacune

1. L'antenne fictive standard pour l'étude des récepteurs en petites et grandes ondes comporte en série 20 μH, 200 μF et 20 ohms.

2. On prend à dessein une puissance de sortie relativement peu élevée. Sinon le fonctionnement du régulateur antifading déformerait la courbe.

des fréquences  $N_1$ , la valeur de la sélectivité  $\alpha$ , vis-à-vis de  $N_1$ , du récepteur réglé sur  $N$ .

(On dessine très souvent cette courbe à l'envers et en unités logarithmiques (décibels.)

*Un poste est musical s'il reproduit correctement la modulation telle qu'elle est, c'est-à-dire s'il donne à la sortie un courant BF dont la loi de variation en fonction du temps est la même que celle de l'amplitude de l'onde HF modulée.*

On peut vérifier le fonctionnement correct du poste au point de vue musicalité de la façon suivante :

On applique à l'entrée une F. E. M. HF de fréquence  $N$  fixe d'amplitude  $E_0$  fixe, modulée toujours au même taux (30 % par exemple) à une fréquence acoustique  $n$  variable depuis celle des sons les plus graves jusqu'à celle des sons les plus aigus.

La puissance de sortie doit rester fixe.

Sinon la courbe qui donne cette puissance en fonction de  $n$  renseigne sur les plus ou moins bonnes qualités du récepteur au point de vue musical.

### 128. STRUCTURE DE L'ONDE MODULÉE. ONDES PORTEUSES ET BANDES LATÉRALES.

*Il est difficile de concilier une bonne sélectivité et une bonne musicalité, ceci à cause d'une propriété fondamentale de l'onde HF modulée.*

On démontre que :

L'onde de HF  $N$ , modulée à la fréquence  $n$ , équivaut à la superposition de trois ondes HF, toutes les trois d'amplitude constante, et de fréquences respectives  $N$  (onde porteuse),  $N + n$  et  $N - n$ .

Pour comprendre ce théorème de mathématiques, faisons l'expérience suivante (fig. 120) :

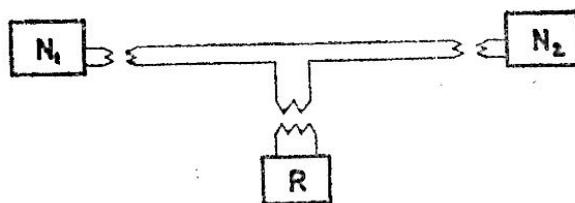


Fig. 120.

*Un récepteur  $R$  reçoit simultanément deux émetteurs  $H_1$  et  $H_2$  de fréquences voisines,  $N_1$  et  $N_2$ , l'un et l'autre non modulés.*

Si un seul de ces émetteurs fonctionne, on n'entend rien au récepteur puisque le courant détecté correspondant à une onde d'amplitude constante est un courant continu.

Mais, si les deux émetteurs fonctionnent à la fois, on entend au récepteur un son, dont la fréquence est  $N_1 - N_2$ .

Supposons  $N_1$  fixe et faisons croître  $N_2$ , en partant de valeurs inférieures à  $N_1$ .

Quand  $N_1 - N_2$  est supérieur à 10.000 p. p. s. on n'entend rien.

Quand  $N_1 - N_2$  égale 10.000 p. p. s. on entend un sifflement très aigu.

Quand  $N_2$  continue à croître, et  $N_1 - N_2$  à diminuer, ce sifflement devient de plus en plus grave.

Lorsque  $N_1 - N_2$  est inférieur à 50 p. p. s. on n'entend plus rien.

Supposons que  $N_2$  étant devenu égal à  $N_1$  on continue à faire croître  $N_2$ .

Lorsque  $N_2 - N_1$  est suffisamment grand, on entend un son d'abord grave, puis de plus en plus aigu.

Quand  $N_2 - N_1$  est supérieur à 10.000 p. p. s. on n'entend plus rien.

Cette expérience montre qu'en additionnant deux F. E. M HF d'amplitude constante, mais de fréquence différente, on obtient une F. E. M. HF modulée.

Ce phénomène très important, appelé **phénomène de battements**, et qu'on utilise systématiquement pour le changement de fréquence, s'explique de la façon suivante :

Deux tensions alternatives de fréquences voisines peuvent, pendant un intervalle de temps assez court être considérées comme de même fréquence. Elles présentent, à ce moment là, une certaine différence de phase.

Mais, l'une des vibrations étant plus rapide que l'autre, elle prend progressivement une avance sur l'autre. Autrement dit la différence de phase entre les deux F. E. M. varie lentement en fonction du temps (fig. 121)<sup>1</sup>.

1. Sur la fig. 121, on a représenté, en (I), la F. E. M.  $E_1$ , de fréquence  $N_1$ . Cette

A certains moments, les deux vibrations sont en phase (fig. 121 a) et leurs amplitudes s'ajoutent.

A d'autres moments, les deux vibrations sont en opposition (fig. 121 b) et leurs amplitudes se retranchent.

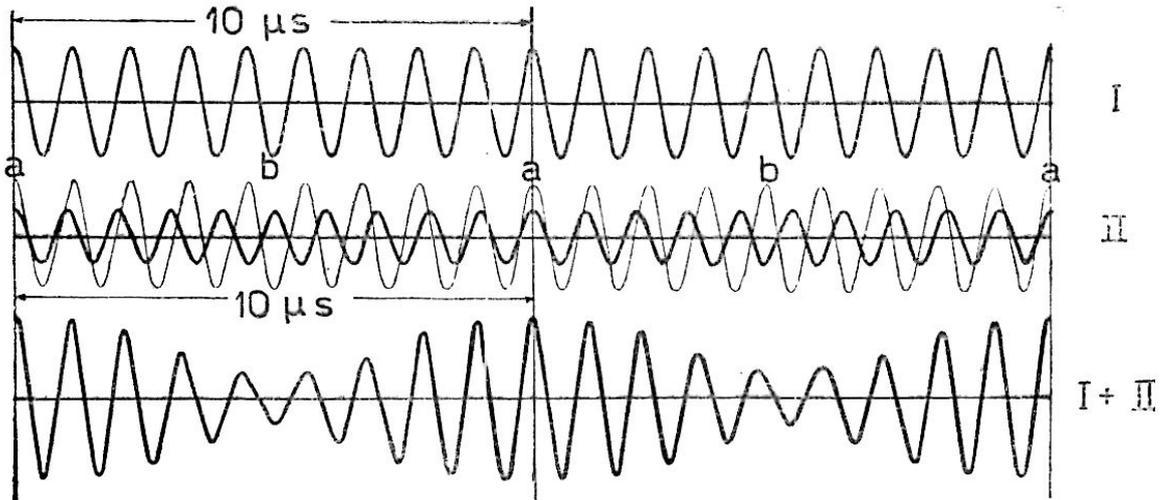


Fig. 121.

Donc l'amplitude de la F. E. M. varie lentement en fonction du temps. Cette F. E. M. résultante est donc modulée.

Si l'une des F. E. M. a pour fréquence  $N_1$ , et l'autre  $N_2$  et que la première varie le plus rapidement, il y a, par seconde,  $N_1 - N_2$  vibrations de plus pour l'une des F. E. M. que pour l'autre. En une seconde, les deux vibrations se trouvent  $N_1 - N_2$  fois en phase et  $N_1 - N_2$  fois en opposition.

L'amplitude de la F. E. M. résultante sera donc maximum ou minimum ( $N_1 - N_2$ ) fois par seconde. Autrement dit, elle sera modulée à la fréquence  $N_1 - N_2$ .

En réalité, la modulation qui résulte du simple battement entre deux ondes HF n'est pas pure, c'est-à-dire que la loi de variation de l'amplitude n'est pas sinusoïdale.

fréquence est, par exemple, 900.000 p. p. s.; puisque, en 10 microsecondes, il y a, d'après la figure, 9 oscillations.

Au-dessous, en (II), on a représenté, en trait plein, la F. E. M.  $E_2$ , de fréquence 1.000.000 p. p. s.; puisque, en 10 microsecondes, il y a 10 oscillations.

Pour bien rendre visible le déphasage progressif entre les deux F. E. M., on a redessiné, par dessus (II), en trait fin, la courbe (I).

La F. E. M. résultante  $E_1 + E_2$  est représentée en (I + II). Elle varie entre une valeur maximum et une valeur minimum. La durée de variation complète de l'amplitude est 10 microsecondes. On peut donc dire que ( $E_1 + E_2$ ) est modulée à la fréquence 100.000 p. p. s., égale à  $N_2 - N_1$ .

Le lecteur voudra bien admettre que, pour réaliser avec des ondes d'amplitudes constantes, l'équivalent d'une onde de fréquence  $N$ , modulée *sinusoïdalement* à la fréquence  $n$ , il faut trois ondes, de fréquences :  $N$ ,  $N + n$  et  $N - n$ .

Voyons maintenant les conséquences de ceci au point de vue de la transmission radiophonique.

1° Un émetteur de haute fréquence  $N$ , modulé à la fréquence  $n$ , émet en réalité les fréquences  $N$ ,  $N + n$ ,  $N - n$ . S'il transmet toutes les vibrations sonores possibles, il émet, en somme, toutes les fréquences comprises entre  $N - 5.000$  et  $N + 5.000$  p. p. s.<sup>1</sup>

Par conséquent, les fréquences de deux émetteurs radiophoniques différents doivent différer d'au moins 10 kc. Chaque émetteur dispose de 5 kc au-dessus et au-dessous de sa fréquence d'onde porteuse.

2° Pour recevoir correctement, c'est-à-dire sans distorsion, une onde de haute fréquence  $N$ , modulée à la fréquence  $n$ , le récepteur doit présenter la même sélectivité pour les trois fréquences  $N$ ,  $N + n$ ,  $N - n$ ;  $n$  prenant toute valeur de 50 à 5.000 p. p. s.

Autrement dit, la courbe de sélectivité idéale du récepteur réglé sur  $N$ , vis-à-vis de la fréquence  $N_1$  (par. 127), serait celle de la figure 122b :  $x = 1$  tant que  $N_1 - N$  ou  $N - N_1$  est inférieur à 5 kc;  $x$  aussi grand que possible dès que  $N_1 - N$  ou  $N - N_1$  dépasse 5 kc.

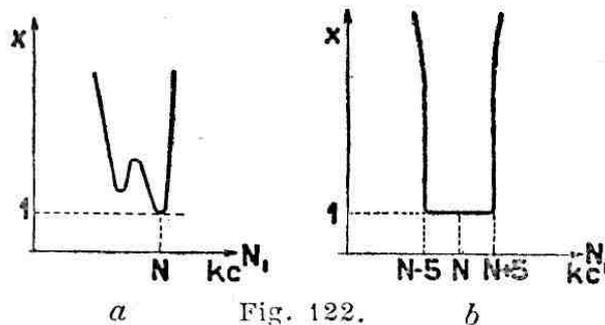


Fig. 122.

On fait son possible pour y arriver, mais on conçoit aisément que c'est difficile. Une courbe de résonance très aigüe donne une bonne sélectivité mais une mauvaise musicalité. Une courbe de résonance très aplatie donne une bonne musicalité mais une mauvaise sélectivité.

1. Comme indiqué au paragraphe (94), on peut se limiter à  $n = 5.000$  p. p. s.

## CHAPITRE XXIV

### QUALITÉS D'UN CIRCUIT RÉSONANT EN TANT QUE RÉCEPTEUR

#### 129. CIRCUIT RÉSONANT A L'ENTRÉE D'UN RÉCEPTEUR.

Nous allons examiner les qualités, en tant que récepteur, d'un circuit comprenant en série la self  $L$ , la capacité  $C$  et la résistance  $R$ .

Ce circuit est couplé à une self  $l$  parcourue par les courants HF de fréquences diverses. (Par exemple (fig. 123) la self  $l$  est intercalée dans une antenne soumise au rayonnement de divers émetteurs.)

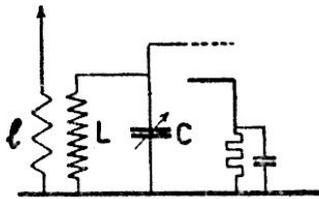


Fig. 123

Sur le circuit ( $L, C, R$ ) agissent donc les F. E. M. de toutes fréquences. Soit  $N$  la fréquence de l'une d'elles et  $E_0$  son amplitude.

Pour qu'elle produise dans le circuit ( $L, C, R$ ) un courant aussi intense que possible, il faut que ce circuit soit accordé sur la fréquence  $N$ , c'est-à-dire que des éléments  $L$  et  $C$  soient choisis de telle façon que la condition de résonance :

$$LC\omega^2 = 1 \quad \text{ou approximativement :} \quad 40 N^2 L C = 1$$

(par. 85) soit satisfaite.

S'il en est ainsi, le courant créé par la F. E. M.  $E$  de fréquence  $N$  dans le circuit ( $L, C, R$ ) est *maximum*; mais, en général, ce n'est pas ce courant lui-même qu'on utilise.

Ce que l'on emploie, c'est la tension  $u$  qui en résulte aux bornes de la capacité  $C$ .

A cet effet, le circuit ( $L, R, C$ ) est intercalé en bouchon dans le circuit grille d'une lampe amplificatrice (fig. 123). Comme la grille est polarisée négativement, elle ne débite pas de courant et, par conséquent, rien n'est changé à ce qui se passe dans le circuit ( $L, R, C$ ).

La tension alternative HF est donc appliquée à la grille de la lampe pour être amplifiée.

**130. SURTENSION ET SENSIBILITÉ DU CIRCUIT RÉSONANT.**

L'amplitude  $u_0$  de cette tension est maximum à la résonance (par. 87). Elle est alors donnée par la formule

$$u_0 = \frac{L\omega}{R} E_0$$

$\frac{L\omega}{R}$  étant la *surtension* du circuit résonant.

Elle sera donc d'autant plus grande que la surtension du circuit sera plus grande.

De deux circuits résonants accordés sur une fréquence donnée, le plus sensible est celui dont la surtension est la plus grande.

C'est aussi celui pour lequel le quotient  $\frac{L}{R}$  est le plus grand; et, si les deux circuits ont la même self  $L$ , le plus sensible c'est le moins résistant.

Nous allons voir que ce circuit le moins résistant est aussi le plus sélectif.

**131. COURBE DE RÉSONANCE ET SÉLECTIVITÉ.**

Considérons un circuit accordé une fois pour toutes sur la fréquence  $N_0$ . Sur ce circuit agissent diverses F. E. M. de même amplitude  $E_0$  et de fréquence variable  $N$ . Lorsque  $N = N_0$ , le courant dans le circuit est maximum. Lorsque  $N$  est différent de  $N_0$ , il est plus petit.

Les variations de son amplitude  $I$  en fonction de  $N$  sont représentés par une courbe dite *courbe de résonance*, (par. 85, fig. 124).

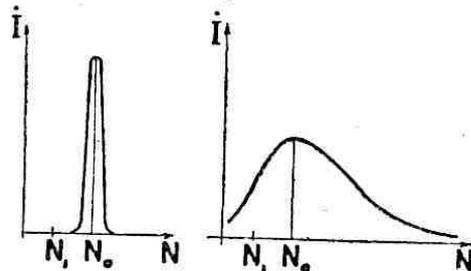


Fig. 124.

La sélectivité du circuit dépend essentiellement de la forme de cette courbe.

Si cette courbe est étroite ou, comme l'on dit, la résonance aigüe, le circuit est sélectif (fig. 124 a).

En effet, le circuit étant réglé sur  $N_0$ , une F. E. M. de fréquence  $N_1$ , différente de  $N_0$ , n'y produit qu'un courant faible. Le récepteur réglé sur  $N_0$ , ne reçoit pas les émetteurs de fréquence  $N_1$ .

Au contraire, si la courbe de résonance est large, le circuit n'est pas sélectif.

Une F. E. M. de fréquence  $N_1$ , différente de  $N_0$ , produit dans le circuit un courant notable. Réglé sur  $N_0$ , le récepteur est sensible à des émetteurs de fréquence différente.

Pour calculer le courant hors de la résonance, il faut se référer aux formules du paragraphe 85.

Lorsqu'une F. E. M. d'amplitude  $E$ , de fréquence  $N$ , de pulsation  $\omega = 2 \pi N$ , agit sur un circuit ( $L, C, R$ ) l'amplitude du courant  $I$  est donnée par

$$I = \frac{E}{Z} \quad \text{avec} \quad Z = \sqrt{R^2 + S^2} \quad \text{et} \quad S = L\omega - \frac{1}{C\omega}$$

Exercice : Tracer la courbe de résonance du circuit défini par  $L = 203 \mu\text{H}$   $C = 0,5 \text{ m}\mu\text{F}$   $R = 5 \text{ ohms}$ , soumis à une F. E. M. d'amplitude 5 millivolts.

On peut suivre le calcul sur le tableau ci-dessous :

Colonne I. Fréquence en kc.

— II. Réactance de la self :  $L\omega$ , qui croît avec la fréquence.

— III. Réactance de la capacité :  $-\frac{1}{C\omega}$ .

$\frac{1}{C\omega}$  diminue quand la fréquence augmente.

— IV. Réactance totale :  $S = L\omega - \frac{1}{C\omega}$ . Elle est nulle à la résonance.

— V. Impédance  $Z = \sqrt{R^2 + S^2}$ . A la résonance elle vaut  $R$ .

— VI. Amplitude du courant  $I = \frac{E}{Z}$ .

Les réactances et impédances sont en *ohms*. Le courant est en *mA*.

TABLEAU

I	II	III	IV	V	VI
470	600	— 679	— 79	79,1	0,06
480	613	— 665	— 52	52,2	0,095
490	626	— 651	— 25	25,5	0,39
500	638	— 638	0	5	1      résonance
510	651	— 624	+ 25	25,5	0,39
520	664	— 614	+ 50	50,3	0,1
530	677	— 602	+ 74	74,1	0,065

La figure 125 représente I fonction de N.

La courbe est très sensiblement symétrique par rapport à

$$N_0 = 500 \text{ kc.}$$

La forme de la courbe de résonance d'un circuit dépend essentiellement de la valeur de sa résistance R.

Le circuit le moins résistant est le plus sélectif.

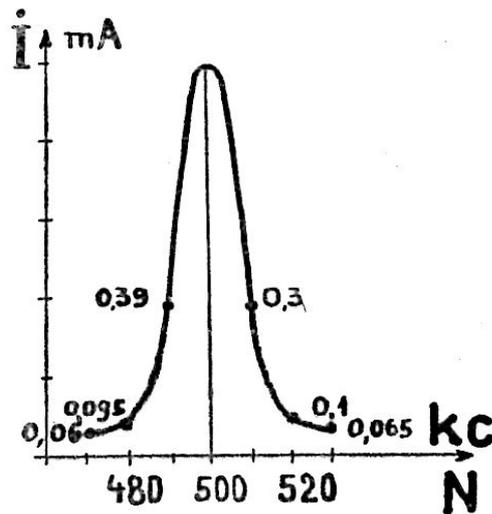


Fig. 125.

En effet, remarquons d'abord que, lorsqu'on s'écarte de la résonance, il faut, pour réduire l'amplitude du courant à une fraction déterminée de sa valeur à la résonance, faire en sorte que la réactance devienne égale à un certain nombre de fois la résistance.

Par exemple pour que le courant soit réduit à la moitié de sa valeur, il faut que  $\sqrt{R^2 + S^2}$  devienne égal à  $2R$ , c'est-à-dire que l'on ait :

$$\sqrt{R^2 + S^2} = 2R \quad \text{ou} \quad R^2 + S^2 = 4R^2 \quad \text{ou} \quad S = R\sqrt{3} = 1,73R.$$

Pour que le courant soit réduit à un dixième de sa valeur, il faut que :

$$R^2 + S^2 = 100 R^2 \quad \text{ou} \quad S = R\sqrt{99} \approx 10 R, \quad \text{etc...}$$

Considérons alors deux circuits de même self et même capacité, mais de résistances différentes.

Pour ces circuits, lorsqu'on s'écarte également de la fréquence de résonance, la réactance prend la même valeur, puisqu'elle ne dépend que de L et C et de la fréquence.

Mais pour un même écart de fréquence à partir de la résonance, cette réactance est :

Pour le circuit le moins résistant, égale à *un grand nombre de fois* la résistance.

Pour l'autre, égale à *un petit nombre de fois* la résistance.

Donc, la diminution de courant est plus rapide pour le circuit le moins résistant.

*Exemple ; Deux circuits ont pour self 203  $\mu$ H., pour capacité 0,5  $m\mu$ F. Pour l'un, A, la résistance est 5 ohms ; pour l'autre, B, elle est 10 ohms.*

1° B est deux fois moins sensible que A, c'est-à-dire qu'à la résonance, pour la même F. E. M. appliquée, le courant est deux fois plus faible dans B que dans A.

2° B est aussi moins sélectif que A.

Examinons par exemple la sélectivité de ces deux circuits vis à vis de la fréquence 520 kc (la résonance ayant lieu pour 500 kc).

D'après le tableau de la page 171, pour l'un et l'autre circuit la réactance pour la fréquence 520 kc, est 50 ohms.

Pour A, c'est 10 fois la résistance. Donc, en passant de 500 kc à 520 kc, le courant est réduit à peu près au dixième de sa valeur. La sélectivité de A, vis-à-vis de la fréquence 520 kc est donc 10.

Pour B, ce n'est que 5 fois la résistance. L'impédance, pour la fréquence 520 kc, n'est que  $\sqrt{R^2 + S^2} = \sqrt{10^2 + 50^2} = 51$  ohms, soit 5,1 fois l'impédance à la résonance. En passant de 500 kc à 520 kc, le courant n'est guère réduit qu'au cinquième de sa valeur. Vis-à-vis de cette fréquence, la sélectivité de B ne vaut que 5,1.

### 132. PERTES EN HAUTE FRÉQUENCE.

Des deux paragraphes précédents résulte que, pour qu'un circuit résonant soit sensible et sélectif, il faut que sa résistance soit faible.

Il ne suffit pas, pour cela que la résistance de sa self, mesurée en courant continu, soit petite.

En effet, la résistance en HF d'un circuit oscillant est toujours beaucoup plus grande que la résistance de sa self, mesurée en continu.

Les raisons en sont multiples. Les principales sont les suivantes :

1° En HF les courants ne se distribuent pas dans toute la section des conducteurs, mais se localisent dans une couche de faible épaisseur à leur surface.

(C'est ce qu'on appelle l'*effet de peau*.)

Tout se passe alors comme si la section du conducteur était diminuée, d'où augmentation de la résistance.

2° Il y a des courants induits dans les conducteurs voisins et dans les blindages (*courants de Foucault*, par. 71).

Ces courants induits dissipent une certaine puissance qui, en définitive, est demandée à la F. E. M. qui agit sur le circuit. Tout se passe donc comme si la résistance du circuit était augmentée (voir par. 139).

3° Les condensateurs peuvent présenter un *défaut d'isolement*, soit par défaut de constitution, soit par branchement en parallèle, d'un conducteur qui laisse passer un courant.

Ex. : Circuit de détection (par. 159 et 160).

Une résistance  $F$  en parallèle sur le condensateur amortit le circuit oscillant autant qu'une résistance  $R = \frac{L\omega}{F}$  placée en série dans le circuit.

Il faut donc  $F$  aussi grand que possible (bon isolement).

4° Il y a des pertes d'énergie dans les isolants qui entourent les fils et qui séparent les armatures du condensateur.

De même que, dans une substance magnétique, placée dans un champ magnétique variable, de l'énergie se trouve dissipée sous forme chaleur, par suite du phénomène d'hystérésis,

de même, dans toute substance isolante placée dans un champ électrique variable, de l'énergie apparaît sous forme chaleur par suite d'un phénomène analogue appelé **hystérésis diélectrique**.

Les substances isolantes présentent, à ce point de vue une qualité très variable, qui n'a aucune relation avec les qualités isolantes proprement dites, caractérisées par une résistivité élevée.

Au point de vue des pertes HF, la soie, par ex., est bien supérieure au coton. Le quartz, le mica, les verres riches en silice (pyrex) ont des pertes très réduites. Au contraire, le papier paraffiné, l'ébonite, la bakélite sont caractérisés par des pertes très considérables.

Les pertes par hystérésis diélectrique se produisent non seulement dans les condensateurs, mais aussi dans les selfs à cause de leur *capacité répartie*.

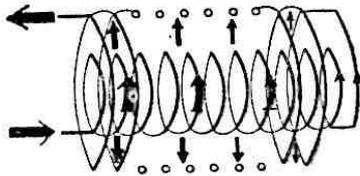


Fig. 126 a.

Considérons une self constituée par deux couches de fil l'une sur l'autre (fig. 126 a). Le courant passe en partie directement par capacité d'une couche à l'autre sans faire le tour des spires.

On a dessiné complètement la première couche et la seconde seulement en partie, en réduisant sa représentation à la section des fils. L'épaisseur des flèches est proportionnelle à l'intensité du courant au point considéré.

Ce passage de courant par capacité répartie est très important quand la self est fermée sur une faible capacité.

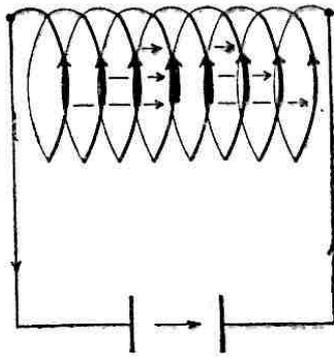


Fig. 126 b.

Alors, presque tout le courant passe par capacité répartie. Le courant le long des spires est beaucoup plus intense au centre de la bobine qu'aux extrémités (fig. 126 b).

La bobine constitue alors, à elle seule, un circuit résonant, sa capacité répartie jouant le rôle du condensateur.

Comme l'isolant qui entoure les fils n'est pas précisément étudié pour être traversé par des courants capacitifs, les pertes sont alors très considérables.

### 133. RÉDUCTION DES PERTES EN HF.

Pour réduire les pertes en HF il faut observer les précautions suivantes :

1° Employer un fil de section assez forte et, plus particulièrement, le fil divisé, c'est-à-dire constitué par de multiples brins isolés les uns des autres, ce qui réduit les conséquences de l'effet de peau.

2° Eloigner suffisamment les blindages.

3° Choisir de bons isolants.

4° Les placer, dans les condensateurs, *hors du champ électrique*, c'est-à-dire maintenir les armatures écartées par des cales isolantes qui ne soient pas entre les armatures, mais à côté.

5° Diminuer la capacité répartie des selfs en éloignant le plus possible les unes des autres les différentes spires.

C'est le but poursuivi par la construction en fond ou flanc de panier, *nid d'abeilles*, etc. Il faut que les bobines soient très « *aérées* ».

6° Utiliser les bobines loin de leur fréquence propre, c'est-à-dire de la fréquence qui les caractérise lorsqu'elles sont en résonance sur leur capacité répartie seule.

En principe, n'utiliser une self que pour une fréquence au moins trois fois plus faible que sa fréquence propre.

Pratiquement, on constate que des circuits également soignés ont des surtensions du même ordre, quelle que soit la fréquence pour laquelle on les réalise.

Dans la technique courante des récepteurs les surtensions des circuits sont de l'ordre de 20 à 100. On réalise des circuits bien supérieurs pour l'émission.

### 134. CONSTANCE DE TEMPS ET INTERVALLE DE SÉLECTIVITÉ D'UN CIRCUIT RÉSONANT.

La qualité d'un circuit résonant peut s'évaluer par sa surtension (par. 87 et 130).

En ce qui concerne la question de sélectivité il est plus commode de le caractériser par sa *constante de temps*  $\theta$  définie par la formule :

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

— henry  
— ohm

seconde

Nous verrons plus loin (par. 176) pourquoi cette grandeur s'appelle constante de temps et pourquoi on l'évalue en secondes.

Nous appellerons **intervalle de sélectivité d'un circuit résonant** l'expression  $a$  définie par la formule :

$$a = \frac{1}{2\pi\theta} \text{ — seconde}$$

périodes par sec.

*Exemple numérique : un circuit oscillant comporte une self égale à 200  $\mu$ H. Sa résistance totale (ou HF) est 5 ohms.*

Sa constante de temps est  $\theta = \frac{2}{5} \frac{200}{1.000.000} = \frac{80}{1.000.000}$  seconde, ou 80 microsecondes.

Son intervalle de sélectivité est  $a = \frac{1}{6,28} \times \frac{1.000.000}{80} = 2.000$  p. p. s. ou 2 kc.

Pour des circuits de même self et de même capacité, plus la résistance est faible, plus la constante de temps est grande et plus l'intervalle de sélectivité est petit.

### 135. COURBE DE SÉLECTIVITÉ VALABLE POUR TOUS LES CIRCUITS RÉSONANTS.

On démontre que, au voisinage de la résonance :

La sélectivité vis-à-vis de la fréquence  $N_1$ , d'un circuit résonant accordé sur  $N_0$  dépend uniquement :

- 1° Du désaccord de fréquence  $N_1 - N_0$ ,
- 2° De l'intervalle de sélectivité  $a$  du circuit.

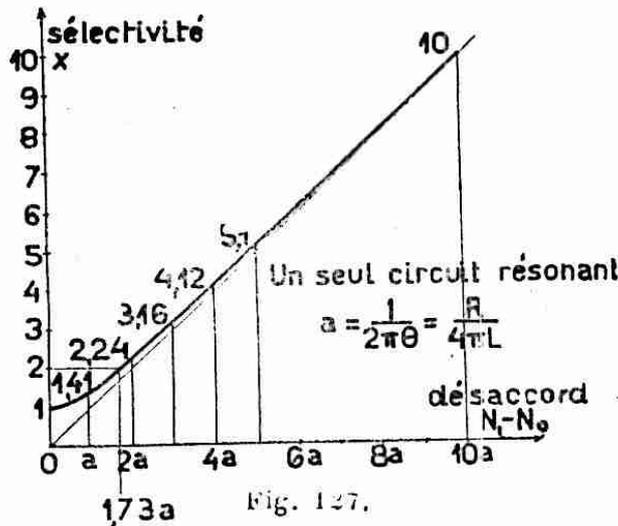


Fig. 127.

La figure 127 est valable pour tous les circuits résonants.

Elle donne pour chaque valeur du désaccord  $N_1 - N_0$  la valeur de la sélectivité  $x$ .

Si le désaccord égale un intervalle de sélectivité : c'est-à-dire si  $N_1 - N_0 = a$  la sélectivité est

$$x = \sqrt{2} \approx 1,41,$$

Si le désaccord égale deux intervalles de sélectivité :

c'est-à-dire si  $N_1 - N_0 = 2a$ , la sélectivité est  $x = \sqrt{5} \approx 2,24$ ,

Si le désaccord égale dix intervalles de sélectivité :

c'est-à-dire si  $N_1 - N_0 = 10a$ , la sélectivité est  $x = \sqrt{101} \approx 10$ ,  
etc. etc.

*Exemple : Le circuit résonant dont la self est 200  $\mu$ H et la résistance 5 ohms a pour intervalle de sélectivité 2 kc. Quelle est sa sélectivité à 20 kc de l'accord ?*

Le désaccord est alors 10 intervalles de sélectivité. Donc la sélectivité cherchée est 10. C'est bien ce que nous avons trouvé paragraphe 131.

*Exemple : Un autre circuit résonant est caractérisé par la même self et une résistance deux fois plus grande : 10 ohms. Quelle est la sélectivité à 20 kc de l'accord ?*

Si la résistance est deux fois plus grande, l'intervalle de sélectivité est deux fois plus grand. Il est donc 4 kc.

Un désaccord de 20 kc est donc égal à 5 intervalles de sélectivité. Pour un tel désaccord la sélectivité, lue sur la figure 127 est 5,1. C'est bien ce que nous avons trouvé paragraphe 131.

### 136. IMPOSSIBILITÉ D'OBTENIR A LA FOIS SÉLECTIVITÉ ET MUSICALITÉ AVEC UN CIRCUIT RÉSONANT UNIQUE.

Pour que la modulation du courant dans un circuit résonant répète exactement la modulation de la F. E. M. qui agit sur lui, il faudrait que ce circuit présente la même sélectivité vis-à-vis de toutes les fréquences comprises entre  $(N - 5)$  et  $(N + 5)$  kc,  $N$  étant la fréquence porteuse (par. 128).

Supposons alors que nous voulions un circuit assez sélectif, présentant par ex. la sélectivité  $x = 10$  pour un brouilleur écarté de 10 kc. Il faut alors que le désaccord 10 kc soit égal à 10 intervalles de sélectivité du circuit. Donc l'intervalle de sélectivité vaut 1 kc.

Des lors, pour un désaccord égal à 5 kc, soit 5 intervalles de sélectivité, la sélectivité vaut (fig. 127)  $x = 5,1$ ,

tandis que pour un désaccord égal à 100 p. p. s., la sélectivité est très sensiblement 1.

Par suite, l'intensité des sons aigus (5.000 p. p. s.) est réduite dans le rapport 5 par rapport à celle des sons graves (100 p. p. s.).

Inversement, supposons que nous voulions un circuit de bonne qualité musicale. Par exemple, nous désirons que la sélectivité, pour un désaccord égal à 5 kc, ne dépasse pas 2.

Il faut alors, d'après la figure 127, que ce désaccord 5 kc soit égal à 1,73 intervalles de sélectivité.

Mais alors un brouilleur écarté de 10 kc est désaccordé de  $2 \times 1,73 = 3,46$  intervalles. Vis-à-vis de lui, la sélectivité n'est que  $x = 3,6$  (fig. 127).

De même, un brouilleur écarté de 20 kc, est désaccordé de  $4 \times 1,73 = 6,92$  intervalles. Vis-à-vis de lui, la sélectivité n'est que  $x = 7$  (fig. 127).

*Un circuit résonant unique, s'il est très sélectif, n'est pas musical, et inversement.*

### 137. ASSOCIATION DE SYSTÈMES SELECTIFS.

Les choses se présentent plus favorablement si l'on utilise plusieurs circuits résonants successifs.

Considérons une suite de circuits résonants disposés de telle façon que le courant de chacun d'eux provoque dans le suivant l'apparition d'une F. E. M. sans qu'il y ait réaction d'un circuit sur le précédent.

Il en est ainsi si les circuits sont couplés lâchement entre eux (par. 138) ou encore s'ils sont séparés les uns des autres par des lampes amplificatrices, chacun d'eux étant situé sur le circuit grille d'une lampe dont le circuit plaque comporte une self couplée au suivant (fig. 138 par ex.).

Supposons tous les circuits accordés les uns sur les autres (ou, comme l'on dit, alignés sur une même fréquence  $N_0$ ).

Supposons que sur le premier circuit agissent deux F. E. M. de même amplitude, l'une de fréquence  $N_0$ , l'autre de fréquence  $N_1$  et que la sélectivité par rapport à la fréquence  $N_1$  de l'un quelconque des circuits accordés sur  $N_0$ , soit 10.

Alors, dans le premier circuit le courant, de fréquence  $N_1$  est dix fois plus faible que le courant de fréquence  $N_0$ . Sur le second circuit agissent donc deux F. E. M. Celle de fréquence  $N_1$  est dix fois plus faible que celle de fréquence  $N_0$ .

Si ces deux F. E. M. étaient d'égale amplitude, le courant de fréquence  $N_1$  dans le second circuit serait dix fois plus faible

que le courant de fréquence  $N_0$ . Comme la F. E. M. de fréquence  $N_1$  est déjà dix fois plus petite que celle de fréquence  $N_0$ , le rapport des amplitudes des courants dans le second circuit sera  $10 \times 10 = 100$ .

*Pour une suite de systèmes sélectifs sans réaction les uns sur les autres, la sélectivité de l'ensemble est égale au produit des sélectivités de chacun des systèmes.*

Si la sélectivité d'un système est  $x$ , celle d'une suite de  $n$  systèmes identiques à celui-là, sans réaction l'un sur l'autre, est  $X = x^n$ .

*Exemple.* — Pour un circuit résonant unique, pour un désaccord égal à 4 intervalles, la sélectivité est (fig. 127)  $x = 4,12$ .

Pour un ensemble de trois circuits identiques au précédent, la sélectivité, pour un désaccord de 4 intervalles, est donc :

$$X = (4,12)^3 = 4,12 \times 4,12 \times 4,12 = 70.$$

La figure 128 représente la courbe de sélectivité d'une suite de 3 circuits résonants identiques, sans réaction l'un sur l'autre.

*Cette courbe est bien plus favorable que celle d'un seul circuit résonant, lorsqu'on veut concilier sélectivité et musicalité.*

Supposons par ex., comme au par. 136, qu'on désire, pour un désaccord 5 kc, une sélectivité ne dépassant pas 2.

On voit, sur la figure 128, qu'il faut pour cela que ce désaccord 5 kc soit égal à 0,763 intervalle de sélectivité.

Quelle est alors la sélectivité pour un brouilleur écarté de 10 kc, c'est-à-dire désaccordé de  $2 \times 0,763 = 1,53$  intervalle?

Elle est (fig. 128)  $X = 6,1$  (au lieu de 3,6 pour un seul circuit résonant).

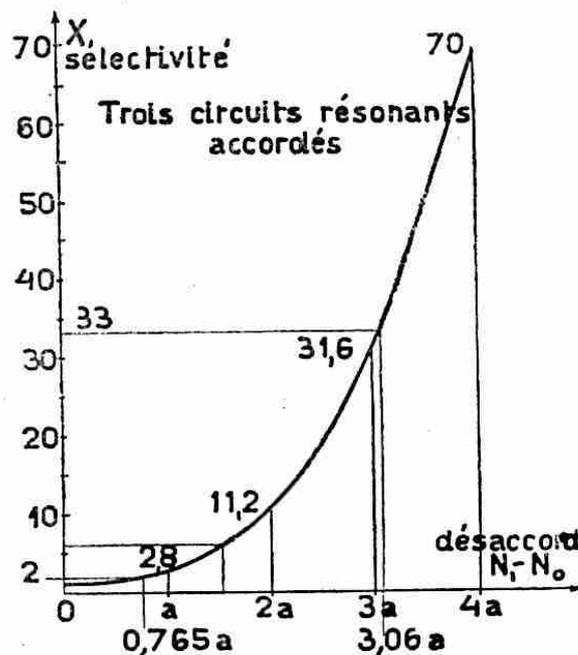


Fig. 128.

Quelle est la sélectivité pour un brouilleur écarté de 20 kc, c'est-à-dire de 3,06 intervalles? Elle est  $X = 33$  (fig. 128) (au lieu de  $x = 7$  pour un seul circuit résonant).

Notons en outre qu'il est plus facile d'obtenir pour l'intervalle de sélectivité  $a = \frac{1}{2\pi\theta} = \frac{R}{4\pi L}$  la valeur  $\frac{5}{0,765}$  kc que la valeur  $\frac{5}{1,73}$  kc puisque la première correspond à une résistance plus grande.

## CHAPITRE XXV

### CIRCUITS COUPLES

#### 138. CIRCUITS COUPLES. COUPLAGE LACHE. COUPLAGE SERRÉ.

Coupler deux circuits, c'est établir entre eux une liaison telle que le passage du courant dans l'un provoque, dans l'autre, l'apparition d'un courant.

L'induction mutuelle constitue, entre deux circuits, le mode de couplage le plus simple (fig. 134 a).

On dit que le couplage entre deux circuits est *lâche*, si l'un des circuits, dit primaire, agissant sur l'autre, appelé secondaire, les courants sont, dans ce dernier, beaucoup plus faibles qu'au primaire, de sorte que l'on peut négliger la *réaction* du secondaire sur le primaire.

Dans le cas contraire, le couplage est dit *serré*.

Lorsqu'il s'agit du couplage par induction, il est aisé de caractériser le degré de couplage par un nombre. Si  $L_1$  et  $L_2$  sont les selfs respectives du primaire et du secondaire, on démontre que le coefficient d'induction mutuelle  $M$  entre les deux circuits est au maximum égal à  $\sqrt{L_1 L_2}$ . On peut donc écrire  $M = k\sqrt{L_1 L_2}$ ,  $k$  étant un nombre compris entre 0 et 1.

Si  $k$  est voisin de zéro, le couplage est lâche.

Si  $k$  est voisin de 1, le couplage est serré.

Pour fixer les idées, disons que : en serrant au maximum deux bobines nids d'abeille on ne dépasse guère  $k = 0,35$ . Au contraire, pour deux enroulements cylindriques bobinés l'un sur l'autre,  $k$  est voisin de 1, surtout si l'ensemble est muni d'un noyau de fer.

Lorsque deux circuits sont en couplage serré, il faut considérer l'ensemble comme un tout, c'est-à-dire qu'il est impossible de déduire ce qui se passe au primaire sans tenir compte de l'existence du secondaire.

### 139. INFLUENCE D'UN SECONDAIRE NE COMPORTANT PAS DE CAPACITÉ.

Au primaire ( $L_1, R_1, C_1$ ) est couplé un secondaire comportant uniquement la self  $L_2$  et la résistance  $R_2$ . Le coefficient d'induction entre les deux circuits est  $M$ .

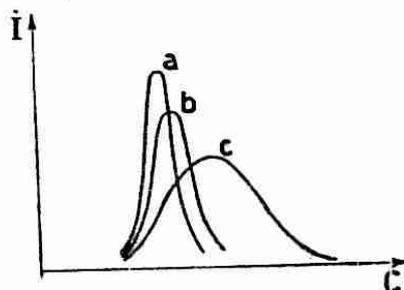


Fig. 129.

La figure 129 représente les courbes de résonance qu'on relève au primaire (courant  $I$  fonction de la capacité  $C$  pour une F. E. M. appliquée de fréquence et d'amplitude fixes).

a) Le primaire étant tout seul;  
b) Le secondaire étant couplé au primaire assez faiblement.

c) Le secondaire étant fortement couplé au primaire;

On peut interpréter ces courbes en disant que le couplage entre les deux circuits a pour effet de produire en apparence

- 1° Une augmentation de la résistance du primaire;
- 2° Une diminution de sa self.

En effet, la courbe de résonance s'élargit et son sommet se déplace vers des valeurs plus grandes de la capacité.

*Il y a donc amortissement et désaccord du circuit.*

C'est ce qui se passe lorsqu'on recouvre une bobine d'un blindage, par suite des courants de Foucault induits dans celui-ci.

En conséquence, il faut :

- 1° Eloigner le plus possible les blindages des bobines.
- 2° Réaliser l'alignement des circuits sous les blindages qui doivent les recouvrir.

### 140. RÉACTION ENTRE DEUX CIRCUITS RÉSONANTS : CONDITIONS D'ORTION D'UN COURANT MAXIMUM OU SECONDAIRE.

Considérons deux circuits accordés l'un et l'autre sur la fréquence  $N$ . Sur le primaire faisons agir une F. E. M. d'amplitude  $E$  fixe et de fréquence  $N$ . Augmentons le coefficient d'induction mutuelle entre les circuits en partant d'une valeur très faible et observons l'intensité  $I_2$  du courant secondaire.

*Lorsqu'on serre le couplage, elle commence par augmenter puis passe par un maximum, enfin elle diminue.*

Le couplage pour lequel  $I_2$  devient maximum s'appelle **couplage critique**.

Il est défini par une valeur  $M_0$  du coefficient d'induction mutuelle satisfaisant à la relation :

$$\text{henry} - M_0 \omega = \sqrt{R_1 R_2} - \text{ohm},$$

$R_1$  et  $R_2$  étant les résistances des deux circuits et  $\omega$  la pulsation de la F. E. M. E sur laquelle les circuits sont accordés.

Lorsque le couplage critique est réalisé, le courant au secondaire est :

$$\text{ampère} - I_m = \frac{E_0 - \text{volt}}{2 \sqrt{R_1 R_2} - \text{ohm}}.$$

*Exemple.* — Les deux circuits ont pour résistance 10 ohms. Ils sont l'un et l'autre accordés sur 500 kc. Sur le primaire agit une F. E. M. d'amplitude  $E_0 = 20$  millivolts et de fréquence  $N = 500$  kc.

Le courant au secondaire est maximum lorsqu'on donne au coefficient d'induction mutuelle  $M$  la valeur  $M_0$  telle que  $M_0 \omega = \sqrt{R_1 R_2}$ .  $\omega$  est ici  $2\pi N = 2\pi \times 500.000 = 3.140.000$ .

Il faut donc que  $M_0 = \frac{\sqrt{10 \cdot 10}}{3.140.000} = \frac{3,18}{1.000.000}$  henry = 3,18  $\mu$ H.

L'amplitude du courant secondaire est alors :  $I_m = \frac{20 \text{ mV}}{2 \sqrt{10 \cdot 10}} = 1 \text{ mA}$ .

Si  $M$  est inférieur, ou supérieur à 3,18  $\mu$ H, l'amplitude du courant secondaire est plus faible.

L'amplitude  $I_m$  du courant est la plus grande de toutes celles qu'on peut obtenir au secondaire, pour la F. E. M. étudiée, et cela quels que soient les réglages des deux circuits et le couplage entre eux. Mais un fait remarquable est que :

*On peut obtenir l'amplitude maximum de courant au secondaire même quand les circuits ne sont pas accordés sur la F. E. M. qui agit sur le primaire.*

Partant de circuits accordés et au couplage critique, supposons que nous désaccordions le primaire, par exemple en augmentant la capacité.

On pourra retrouver le courant maximum  $I_m$  au secondaire, condition de désaccorder convenablement le secondaire, dans le même sens et d'augmenter le couplage.

Si par suite du désaccord réalisé au primaire, la réactance de celui-ci, qui était nulle, est devenue  $S_1$  et l'impédance  $Z_1$ , il suffit de faire en sorte qu'au secondaire la réactance prenne la valeur  $S_2$  telle que :

$$\frac{S_1}{R_1} = \frac{S_2}{R_2},$$

et de serrer le couplage de façon que  $M\omega = \sqrt{Z_1 Z_2}$ ,  $Z_2$  étant l'impédance du secondaire.

(Si les circuits ont la même résistance il faut les désaccorder d'autant.)

#### 141. COURBE DE RÉSONANCE D'UN SYSTÈME DE DEUX CIRCUITS COUPLÉS.

Ce qui nous intéresse le plus parmi les propriétés des circuits couplés c'est la courbe de résonance obtenue de la façon suivante :

Les deux circuits sont réglés une fois pour toutes sur une fréquence déterminée. Leur coefficient d'induction mutuelle a une valeur déterminée  $M$ . On fait agir sur le primaire un F. E. M. d'amplitude fixe  $E_0$  et de fréquence variable  $N$ . On relève, en fonction de  $N$ , l'amplitude  $I_2$  du courant au secondaire.

##### 1<sup>er</sup> cas. Les circuits sont identiques.

Ils sont accordés sur la même fréquence  $N_0$  et leur constant de temps est la même. Soit  $a$  leur intervalle de sélectivité.

Les courbes de résonance sont celles de la figure (130), valable pour tout système répondant à la définition précédente.

Chacune des courbes est dessinée pour une valeur de  $M$ .

Nous désignons par  $p$  l'expression  $\frac{M\omega}{R} = \frac{M\omega}{\sqrt{R_1 R_2}}$ .

Le couplage critique est défini par  $p = 1$  (c.-à-d.  $M\omega = \sqrt{R_1 R_2}$ )

Quand  $M$  est inférieur au couplage critique ( $p < 1$ ) la courbe de résonance présente un seul maximum, correspondant à la résonance, définie par  $N = N_0$ . L'intensité maximum augmente en même temps que  $M$ .

Quand le couplage critique est réalisé ( $p=1$ ), la courbe de résonance présente un seul maximum défini par  $N=N_r$  et  $i_m = \frac{E_0}{2R}$ ;  $R_1=R_2=R$  étant la résistance de l'un ou l'autre circuit.

Quand  $M$  dépasse la valeur correspondant au couplage critique ( $p > 1$ ), l'amplitude du courant secondaire est, à la résonance, -a-d. pour  $N=N_0$  inférieure à  $I_m$ .

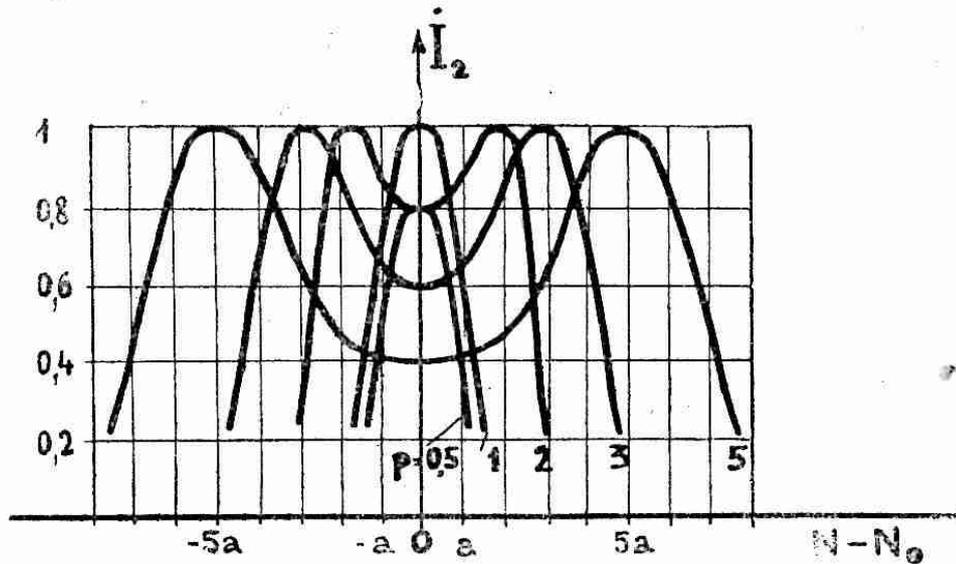


Fig. 130.

La courbe de résonance présente deux maxima, gaux à  $I_m$ , séparés par un minimum central.

Lorsque  $M$  croît, ces maxima s'écartent l'un de l'autre et le minimum central se creuse de plus en plus.

Les données numériques suivantes permettent un tracé rapide des courbes :

1° L'amplitude du courant pour le point central est

$$\frac{p}{p^2 + 1} \frac{E_0}{R}$$

2° La distance en fréquences, entre les maxima est

$$2a \sqrt{p^2 - 1}.$$

3° L'amplitude du courant redevient égale à ce qu'elle est

au centre de la courbe, lorsque le désaccord en fréquence égale  $a\sqrt{2(p^2-1)}$ .

*Exemple : Soit le système de circuits considéré au par. 140,  $R_1 = R_2 = 10$  ohms,  $N_0 = 500$  kc.*

*Couplage critique :  $M_0 = 3,18 \mu\text{H}$ .*

*Supposons que les selfs aient pour valeur  $L_1 = L_2 = L = 200 \mu\text{H}$ , la constante de temps  $\Theta$  est  $\frac{2L}{R} = 40$  microsecondes.*

*L'intervalle de sélectivité est  $a = \frac{1}{2\pi\Theta} = 4$  kilocycles.*

(Voir calcul analogue par. 134.)

Pour un couplage égal au double du couplage critique  $p = 2$  :

$M = 6,36 \mu\text{H}$ ; le courant au centre de la courbe est égal à

$$\frac{p}{p^2+1} \times \frac{E_0}{R} = \frac{2}{5} \frac{E_0}{R} = 0,4 \frac{E_0}{R},$$

tandis qu'au couplage critique il était  $\frac{E_c}{2R} = 0,5 \frac{E_0}{R}$ .

La distance en fréquences, entre le maximum central et le centre, est

$$a\sqrt{p^2-1} = a\sqrt{3} = 1,73a = 6,9 \text{ kc.}$$

Le courant reprend une valeur égale à celle qui caractérise le centre de la courbe pour un désaccord égal à :

$$a\sqrt{2(p^2-1)} = a\sqrt{6} = 2,45a = 9,8 \text{ kc.}$$

**2° cas.** *Les circuits sont accordés sur la même fréquence  $f$  mais leur constante de temps est différente.*

La figure 131 montre :

1° Les courbes de résonance d'un système de deux circuits couplés, rigoureusement identiques (en  $a$ ) (id. fig. 130).

2° Ce que deviennent ces courbes lorsqu'on multiplie par la résistance d'un des circuits (en  $b$ ).

Les courbes sont tracées avec la même échelle pour les courants;  $a$  désigne l'intervalle de sélectivité du circuit le moins résistant (auquel on ne touche pas); les courbes  $b$  et  $c$  sont tracées pour les mêmes valeurs de  $M$ .

On constate un aplatissement général des courbes.

En outre, la courbe à deux maxima ne s'obtient que pour une valeur de  $M$  plus grande.

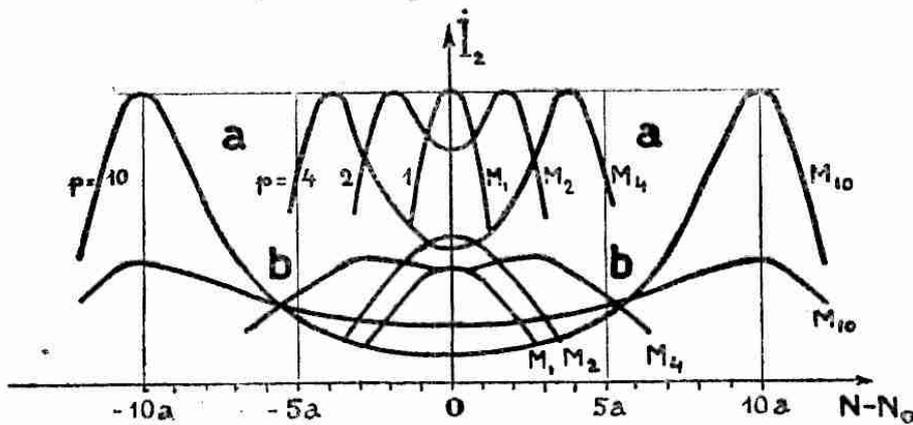


Fig. 131.

3<sup>e</sup> cas. Les deux circuits ont même constante de mps (même intervalle de sélectivité); mais ils sont cordés sur des fréquences un peu différentes et  $N_2$ .

Nous désignons par  $N_0$  la fréquence moyenne  $\frac{N_1 + N_2}{2}$ .

Le désaccord entre les circuits est  $N_1 - N_2$  ou encore  $N_1 - N_0$  ou  $2(N_0 - N_2)$ . Nous l'introduisons par l'intermédiaire de l'expression :

$$b = \frac{1}{2} \times \frac{N_1 - N_2}{a} = \frac{N_1 - N_0}{a}.$$

Les courbes de résonance sont représentées figure 132 pour diverses valeurs de  $b$  ( $b=0, b=0,5, b=1, b=2$ ), et, chaque fois, pour diverses valeurs

$$p = \frac{M\omega}{R}.$$

L'échelle pour les courants est toujours la même. Ces courbes sont encore caractérisées par deux maxima égaux. Elles sont métriques par rapport à fréquence moyenne  $N_0$ .

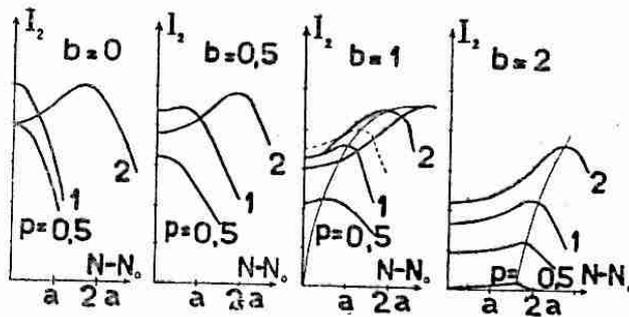


Fig. 132.

Les courbes à deux maxima s'obtiennent pour un couplage inférieur à celui qui serait nécessaire pour les obtenir si les

deux circuits étaient accordés sur  $N_0$ . Pour qu'ils apparaissent il suffit que  $p$  soit supérieur à  $\sqrt{1-b^2}$  et, si  $b$  est supérieur à 1, ils existent toujours, même pour les couplages les plus lâches.

Pour une même valeur du couplage, leur distance en fréquences est plus grande que si les circuits étaient accordés mais l'amplitude du courant  $y$  est inférieure à  $\frac{E_0}{2R}$ .

*Exemple numérique : Considérons les mêmes circuits qu'au 1<sup>er</sup> cas, mais supposons les désaccordés de 4 kc.*

Alors  $b = \frac{1}{2} \frac{4}{4} = 0,5$ . (Suivre sur fig. 132 b.)

On obtient une courbe à deux maxima dès que  $p = \sqrt{1-b^2} = 0,56$ .

Pour  $p=1$ , c'est-à-dire  $M=3,18\mu\text{H}$ , la courbe présente deux maxima distants de  $2 \times 0,5a = a = 4$  kc. L'amplitude du courant pour ces maxima n'est que  $0,45 \frac{E_0}{R}$ .

Pour  $p=2$ , c'est-à-dire  $M=6,36\mu\text{H}$ , les deux maxima sont caractérisés par leur distance  $2\sqrt{3,25}a = 3,6a = 14,4$  kc et par  $I = 0,48 \frac{E_0}{R}$ .

*Autre exemple : mêmes circuits, désaccordés de 16 kc.*

Alors  $b = \frac{1}{2} \times \frac{16}{4} = 2$ . On voit (fig. 132 d) que les deux maxima, toujours existants, sont très écartés (toujours au moins de  $1,73 a = 6,9$  kc).

**4<sup>e</sup> cas. Les circuits sont à la fois désaccordés et à constante de temps différente.**

C'est ce qui se produit en général.

Soit encore  $N_0$  la fréquence moyenne  $\frac{N_1 + N_2}{2}$ .

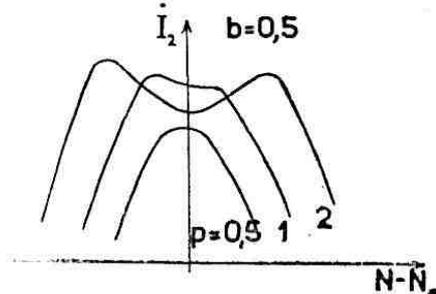


Fig. 133.

La courbe de résonance est asymétrique. Lorsqu'elle est à deux maxima, ces maxima ne sont pas égaux.

La figure 133 montre ce qu'on obtient pour une valeur de  $b$  égale à 0, (c'est-à-dire un désaccord  $N_1 - N_2$  égal à  $a$ ) en supposant que la résistance de l'un des circuits est 1,2 fois celle de l'autre.

*L'allure des courbes de résonance pour un système de deux circuits couplés est particulièrement intéressante.*

En effet, la sélectivité d'un tel système peut, dans les cas favorables être représentée par une courbe telle que celle de la figure 122 a).

La sélectivité demeure voisine de 1 pour toutes les fréquences comprises dans un certain domaine voisin de  $N_0$ ; elle croît ensuite très vite quand on sort de ce domaine.

La courbe se rapproche de la courbe idéale de la figure 122 b).

En faisant varier le couplage entre les circuits par déplacement d'une des bobines ou d'un noyau de fer, ou en amortissant l'un d'eux, on peut modifier la courbe de résonance du système et réaliser une *sélectivité variable*.

Cela est intéressant si l'on veut, dans l'écoute des stations lointaines disposer d'une bonne sélectivité et avoir au contraire, à volonté, dans l'écoute des stations locales, une bonne musicalité.

#### 142. DIVERS MODES DE COUPLAGE.

Nous avons parlé jusqu'ici du couplage par induction.

Lorsque deux circuits sont ainsi couplés, si le courant au primaire est  $I_1$ , la F. E. M. appliquée par le primaire au secondaire est  $M\omega I_1$  (par. 70). On peut l'écrire  $ZI_1$ , avec  $Z = M\omega$ .

$Z$  s'appelle l'*impédance de couplage* entre les deux circuits.

Lorsque les circuits sont couplés autrement que par induction on peut, dans chaque cas, définir une valeur de l'impédance de couplage qui joue exactement le rôle de  $Z = M\omega$  dans le cas du couplage par induction.

Il suffit alors de remplacer dans tout ce qui précède  $M\omega$  par la valeur de  $Z$  qui caractérise le montage étudié.

La figure 134 représente les modes de couplage les plus utilisés.

a) *Couplage par induction*  $Z = M\omega$ .

1. Dans ce qui suit,  $Z$  est en ohms,  $M$  en henrys, les capacités en farads, les fréquences en périodes par sec.

b) *Couplage par capacité commune en série, ou encore par capacité à la base.*

Les circuits résonants ont en commun la capacité B.

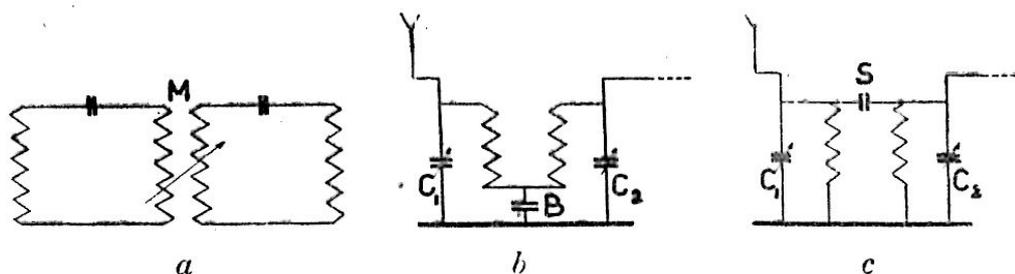


Fig. 134.

Le primaire comporte la self  $L_1$  et les deux condensateurs  $C_1$  et B en cascade. Le secondaire comporte la self  $L_2$  et les deux condensateurs  $C_2$  et B en cascade.

Comme B est en série, ce condensateur ne modifie pas grand chose si sa capacité est grande.

L'impédance de couplage vaut, en valeur absolue  $Z = \frac{1}{B\omega}$ .

*Le couplage est lâche si B est grand.*

*Exercice : Par quelle capacité série peut-on réaliser, pour la fréquence 500 kc, le même couplage qu'avec une induction mutuelle égale à 3,18  $\mu\text{H}$ ?*

$$\text{Il faut } \frac{1}{B\omega} = M\omega \quad \text{D'où} \quad B = \frac{1}{M\omega^2} \# \frac{1}{40 \text{ MN}^2} = 31,4 \text{ m}\mu\text{F}.$$

c) *Couplage par capacité en dérivation entre sommets.*

(Nous appelons base le côté des selfs (et des circuits) relié à la masse du châssis, et sommet le côté relié aux électrodes ou à l'antenne (fig. 134).

Ce mode de couplage est assez complexe puisque la capacité S met en somme tout un circuit en dérivation sur le condensateur de l'autre.

On démontre que la capacité S produit, question de phase mise à part, le même effet qu'une capacité à la base égale à  $B = \frac{C_1 C_2}{S}$ .

*Par suite, pour que le couplage soit lâche, c'est-à-dire B grand, il faut que S soit petit.*

*Exemple : En supposant  $C_1 = C_2 = 0,25 \text{ m}\mu\text{F}$ , quelle est la capacité  $S$  produisant le même couplage qu'une capacité  $B$  à la base égale à  $31,4 \text{ m}\mu\text{F}$  ?*

C'est 
$$S = \frac{0,25 \times 0,25}{31,4} = 0,002 \text{ m}\mu\text{F} \quad \text{ou} \quad 2 \mu\mu\text{F}.$$

Des capacités aussi faibles s'obtiennent aisément en tortillant simplement deux fils isolés l'un sur l'autre.

L'impédance de couplage  $Z$  peut ici s'écrire  $\frac{1}{B\omega} = \frac{S}{C_1 C_2 \omega}$ ,  
ou encore, en supposant  $C_1 = C_2$  et les deux circuits accordés sur  $\omega$ , ce qui s'écrit  $C_1 = C_2 = \frac{1}{L\omega}$ .

$$Z = SL^2 \omega^3.$$

Ce mode de couplage est donc *très effectif pour les fréquences élevées* (quand  $\omega$  est grand ou encore quand  $C_1$  et  $C_2$  sont petits).

### 143. COUPLAGES MIXTES.

Quand on travaille toujours sur la même fréquence, on utilise en général le couplage par induction.

*Exemple : transformateurs moyenne fréquence (fig. 138 b).*

Mais, si les deux circuits couplés doivent être accordés sur des fréquences *très diverses* (par ex. toutes les fréquences de la gamme petites ondes) il n'est pas possible d'obtenir les couplages désirés, par un montage aussi simple.

On est alors conduit à utiliser des *couplages mixtes*.

Dans le couplage par induction, l'impédance de couplage croît quand la fréquence augmente. Il en est de même dans le couplage par capacité sommet. Par contre, dans le couplage par capacité base,  $Z$  diminue lorsque la fréquence croît.

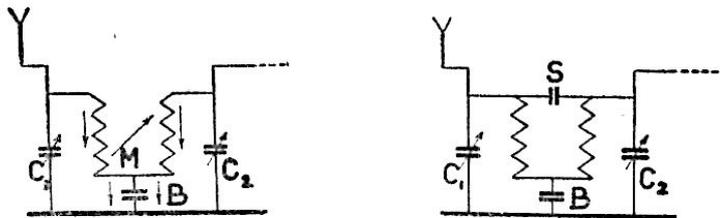


Fig. 134 d, e.

En couplant à la fois :

Par induction et par capacité base (fig. 134 d) ou par capacité base et capacité sommet (fig. 134 e),

on peut réaliser une impédance de couplage *qui varie à peu près comme l'on veut avec la fréquence.*

L'impédance de couplage est, dans le premier cas :

$$Z = M\omega - \frac{1}{B\omega}.$$

(Bien faire attention au signe de M, c'est-à-dire au sens relatif des enroulements. Dans la formule, M est le coefficient d'induction mutuelle entre les deux selfs, compté avec le sens positif de la figure.)

Dans le second cas,  $Z = SL^2\omega^3 - \frac{1}{B\omega}.$

Si l'on connaît pour chaque fréquence la résistance R des circuits, on peut choisir M et B, ou bien S et B de façon à obtenir, pour toutes fréquences, Z voisine de R (couplage critique).

## CHAPITRE XXVI

### AMPLIFICATION EN TENSION

#### 144. PRINCIPE DE L'AMPLIFICATION EN TENSION.

Nous avons vu au par. 126 que la tension HF modulée recueillie à l'entrée du poste doit, avant d'être détectée, subir une amplification. De même la tension détectée, ou tension BF, avant d'être appliquée à la lampe finale, doit être amplifiée.

L'amplification HF s'accompagne de sélection, c'est-à-dire qu'elle est effectuée de telle façon que, seule, la F. E. M. de fréquence  $N$ , venue du correspondant, engendre une tension sur la détectrice.

Par contre, l'amplification BF doit être uniforme, c'est-à-dire qu'elle doit être la même pour toutes les fréquences.

Le principe de l'opération est toujours le même. La tension à amplifier  $u$  est appliquée à la grille d'une lampe. Tout se passe alors comme s'il existait dans le circuit plaque, un générateur de F. E. M.  $ku$  (et de résistance interne  $\rho$ ) (par. 116).

Sauf dans le cas de la lampe finale, on ne demande pas à ce générateur de débiter un courant intense; autrement dit, on ne lui demande pas de puissance; mais on fait en sorte qu'il engendre une tension  $v$ , supérieure à  $u$ , que l'on reporte sur la grille de la lampe suivante.

#### 145. MONTAGES SANS TRANSFORMATEURS.

La figure 135 représente trois types de montages sans transformateurs :

- a) L'amplificateur à résistances.
- b) L'amplificateur à self.
- c) L'amplificateur à circuit bouchon sur la plaque.

La liaison à la lampe suivante est assurée par le condensateur  $c$  et la résistance de fuite  $f$ . Nous en parlerons plus loin (par. 146).

### 1° Amplificateur à résistances (fig 133 a).

La tension à amplifier  $u$  étant appliquée à la grille (elle existe aux bornes d'une résistance ou d'une bobine placée entre A et B) tout se passe comme si, dans le circuit plaque, existait un générateur de F. E. M.  $ku$ .

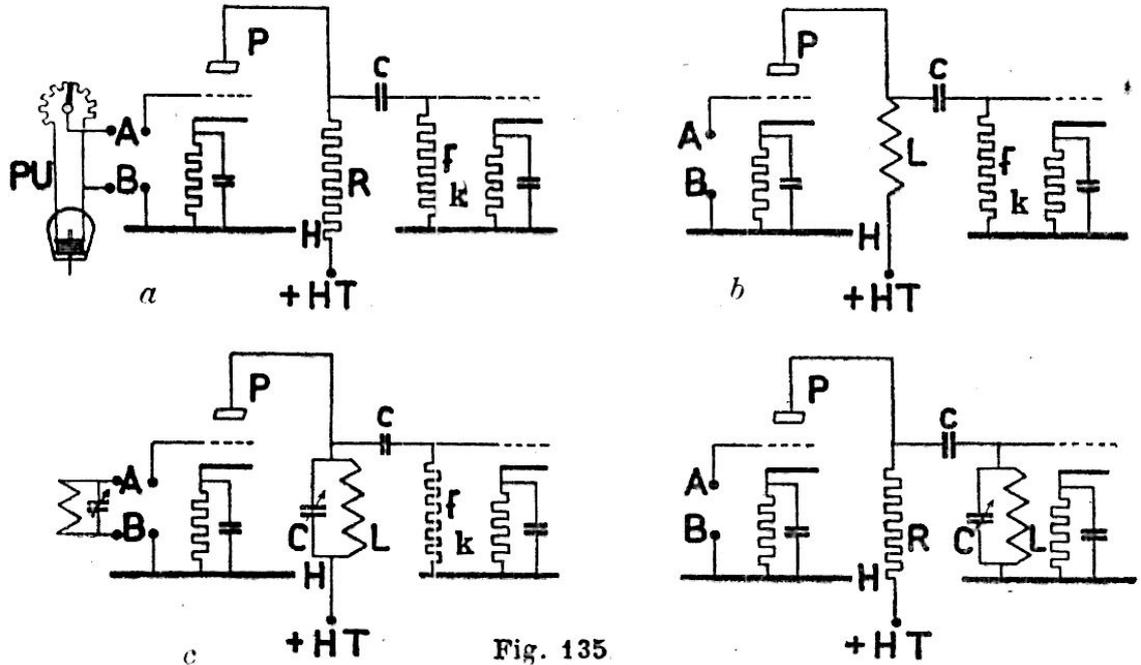


Fig. 135.

Ce générateur, de résistance interne  $\rho$ , débite sur la résistance  $R$ . Il fait donc circuler dans le circuit plaque un courant

$$i = \frac{ku}{\rho + R}.$$

Du passage de ce courant à travers  $R$  résulte entre les bornes P et H, l'apparition d'une tension  $v$  égale à  $Ri$  (question de phase mise à part).

On a donc  $v = R \frac{ku}{\rho + R}$  et  $a = \frac{v}{u} = k \frac{R}{\rho + R}$ .

1. En écrivant cette expression sous la forme  $a = \frac{k}{\frac{1}{R} + \frac{1}{\rho}}$ , on voit que, de deux lampes de même pente  $\frac{k}{\rho}$ , la meilleure est celle dont la résistance interne est la plus grande.

Le rapport  $\frac{v}{u}$ , que nous appelons  $a$ , est le *pouvoir amplificateur du montage*.

Supposons la lampe donnée, c'est-à-dire  $k$  et  $\rho$  donnés. La figure 136 représente la variation de  $a$  en fonction de  $R$ .

Si  $R = \rho$ ,  $a = \frac{k}{2}$ ; si  $R = 2\rho$ ,  $a = \frac{2}{3}k$ ; si  $R = 4\rho$ ,  $a = \frac{4}{5}k$ .

Pour  $R$  très grand on aurait  $a = k$ .

De l'examen de la courbe résulte qu'il faut *prendre  $R$  grand*. Cependant on a intérêt à *ne pas dépasser une certaine valeur*.

La raison principale est que, dans le circuit plaque, circule aussi un courant continu (courant moyen).

Du passage de ce courant continu à travers  $R$  résulte une chute de tension. Si  $R$  est grande, la tension moyenne sur la plaque est bien inférieure à la tension d'alimentation. Le courant moyen est très petit.

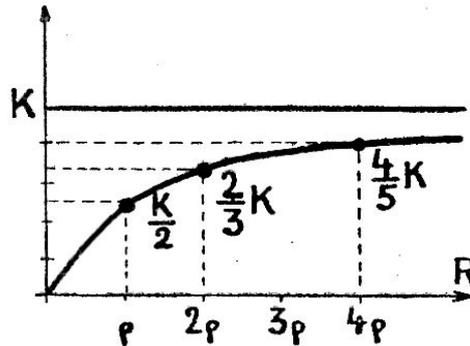


Fig. 136.

Quand il en est ainsi, les variations du courant plaque  $I$  ne sont plus proportionnelles aux variations de tension grille  $U$  (région courbe des caractéristiques). Il y a donc distorsion.

Avec une triode pour laquelle  $\rho = 20.000$  ohms, on prendra, par ex.,  $R = 80.000$  ohms. Si l'on travaille avec un courant 1 mA, il y aura dans cette résistance une chute de tension 80 volts.

Si  $k = 10$  on aura  $a = \frac{4}{5}k = 8$ .

Avec une lampe écran pour laquelle, par exemple,  $\rho = 1 \text{ M}\Omega$  et  $k = 1.000$ , on aura, avec  $R = 50.000$  ohms.

$$a = 1.000 \frac{50.000}{1.050.000} = \text{à peu près } 50.$$

Remarquons que, pour le montage à résistance, le pouvoir amplificateur est, en première approximation, *indépendant de la fréquence*.

**2° Amplificateur à self (fig. 135 b).**

Supposons que, dans le montage précédent, on remplace la résistance  $R$  par une self  $L$ .

Si la résistance de cette self est faible, il n'y aura pas, pour le courant continu, de chute de tension considérable à travers elle.

Par contre, vis à vis du courant alternatif, cette self présente une impédance d'autant plus élevée que la fréquence est plus grande.

Par exemple, une self égale à 50 mH a pour réactance :

Pour la fréquence 50 kc :

$$L\omega = 2\pi N L = 2\pi \cdot 50 \cdot 0.000 \cdot \frac{50}{1.000} = 15.700 \text{ ohms.}$$

Pour la fréquence 100 kc :  $L\omega = 31.400$  ohms.

Tout se passe donc, en gros, comme si une résistance de cet ordre était intercalée dans le circuit plaque. Plus exactement, le pouvoir amplificateur est  $a = \frac{kL\omega}{\sqrt{\rho^2 + L^2\omega^2}}$ . Il augmente en

même temps que  $L\omega$ .

En première approximation, ce pouvoir amplificateur croît donc avec la fréquence. Mais, à partir du moment où  $L\omega$  est nettement plus grand que  $\rho$ , l'augmentation en question est lente. En outre la self possède une capacité répartie dont l'importance devient de plus en plus grande au fur et à mesure que la fréquence s'élève.

Le montage à self est peu utilisé par suite de la difficulté de réalisation de selfs importantes à faible capacité répartie.

**3° Amplificateur à circuit bouchon sur la plaque** (fig. 133 c).

Les propriétés du circuit bouchon (L C) ont été étudiées (par. 88).

Pour une certaine fréquence, celle de *résonance*, le bouchon équivaut à une résistance de valeur *très grande*  $Z = \frac{L^2\omega^2}{R}$ .

*Pour toute autre fréquence, son impédance est plus faible.*

Par exemple (par. 88), le bouchon constitué par une self  $L = 200 \mu\text{H}$  et un condensateur de capacité  $C = 0,5 \text{ m}\mu\text{F}$ , la

résistance totale  $R$  étant 10 ohms, présente pour la fréquence  $N$  de résonance (500 kc) l'impédance maximum  $Z = 40.000$  ohms.

Pour cette fréquence, le pouvoir amplificateur est le même que si une résistance 40.000 ohms était insérée dans le circuit plaque.

Pour toute autre fréquence, l'impédance du bouchon étant plus petite, le pouvoir amplificateur est moindre. Le montage est donc *sélectif*.

La sélectivité est la même que pour le circuit résonant qu'on pourrait constituer avec les éléments du bouchon, le condensateur étant shunté par la résistance interne de la lampe, considérée comme une fuite (par. 132, 3°).

On a intérêt, au double point de vue pouvoir amplificateur et sélectivité, à choisir, entre deux lampes de même pente, celle dont la résistance interne est la plus grande et à utiliser un circuit résonant soigné.

On peut noter qu'il n'y a pas, à travers  $L$ , de chute de tension appréciable en courant continu.

Un inconvénient du montage est que le condensateur  $C$  doit être isolé de la masse puisque ses armatures sont réunies au pôle positif du bloc d'alimentation.

On peut tourner cette difficulté en adoptant le montage de la figure 135 *d*. La résistance  $R$  (100.000 ohms par ex.) s'oppose au passage du courant HF de plaque vers la haute tension. Ce courant est dérivé par la capacité  $c$  vers le circuit bouchon (LC) dont une des bornes est reliée à la grille et l'autre à la masse du châssis.

Le montage est en somme celui de la figure 135 *c*, inversé; malheureusement on ne peut pas prendre  $R$  très grand car il y aurait alors dans cette résistance une chute de tension trop importante.

Inversement, si  $R$  est trop faible, le circuit (LC) est fortement amorti.

Les montages des figures 135 *c* et 135 *d* sont, en pratique, peu utilisés.

#### 146. LIAISON A LA LAMPE SUIVANTE.

Pour les trois montages qui précèdent, il s'agit maintenant

de reporter la tension amplifiée  $v$  qu'on trouve entre P et H sur la grille de la lampe suivante G.

La tension à transmettre est une tension alternative. Quant au potentiel moyen ou continu de G il doit être fixé à une valeur bien définie, en général *negative* (par. 116).

La liaison est effectuée, tout en satisfaisant à la condition précédente par un *système condensateur, résistance de fuite* ( $c, f$ ) (fig. 135). La polarisation de la grille résulte du passage du courant anodique dans la résistance de cathode  $k$ .

Le système ( $c, f$ ) est en parallèle sur l'impédance de plaque R, L ou (C, L). Comme on s'est efforcé de rendre cette impédance aussi grande que possible, il faut que l'impédance de la dérivation ( $c, f$ ) soit elle-même très grande.

Cela conduit à prendre pour  $f$  une valeur élevée : 0,5 à quelques mégohms.

Une faible portion du courant alternatif (HF ou BF) de plaque de la première lampe traverse donc ( $c, f$ ) et il en résulte entre les extrémités de  $f$ , c'est-à-dire entre la masse et la grille de la seconde lampe, l'apparition d'une tension alternative (HF ou BF).

Pour que cette tension appliquée à la grille G soit aussi voisine que possible de la tension amplifiée qu'on trouve entre P et H, il faut que l'impédance de  $c$ , pour la fréquence étudiée, soit bien inférieure à  $f$ . Cette condition impose une valeur minimum de  $c$ .

Par exemple, s'il s'agit de transmettre la fréquence 100  $kc$ , une capacité  $c$  égale 0,4  $m\mu F$  est suffisante puisque son impédance pour cette fréquence est 16.000 ohms.

De même s'il s'agit de transmettre la fréquence 1.000 p. p. s., la capacité  $c = 10 m\mu F$  sera suffisante puisque son impédance, pour cette fréquence, est également 16.000 ohms.

Pour la fréquence 100, l'impédance du même condensateur devient 160.000 ohms. Si  $f$  égale 500.000 ohms la tension transmise à la grille G est alors un peu inférieure à la tension amplifiée  $v$ .

Aux très basses fréquences, le rendement de l'amplificateur à résistances, avec liaison à la lampe suivante par capacité, résistance de fuite, diminue à cause de ce mode de liaison.

(Pour amplifier du courant à variation très lente on effectue la liaison par pile.)

#### 147. PERTE DE RENDEMENT DE L'AMPLIFICATEUR A RÉSISTANCE AUX FRÉQUENCES ÉLEVÉES.

L'expérience montre que l'amplificateur à résistance subit également aux fréquences élevées (200 kc, par exemple) une perte de rendement.

Cela est dû aux capacités parasites des lampes (fig. 137).

Entre la plaque P et les autres électrodes de la première lampe, entre la grille G et les autres électrodes de la seconde lampe, existent des capacités, X et Y, qui sont loin d'être négligeables et qui sont en parallèle sur la résistance de plaque R. Aux fréquences relativement élevées, leur impédance est très faible. Le courant alternatif ne passe plus par R; par conséquent, la tension amplifiée tombe à une valeur très faible.

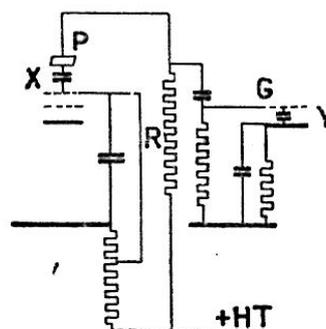


Fig. 137.

L'existence de ces capacités est beaucoup moins grave que pour le montage à bouchon sur la plaque. Elles sont alors en parallèle sur une autre capacité C. La seule perturbation qu'elles apportent est un léger désaccord que l'on peut compenser par une diminution de C.

#### 149. MONTAGES A TRANSFORMATEUR ACCORDÉ (HF).

La figure 138 représente les montages d'amplification les plus utilisés en HF :

- a) Montage à transformateur avec secondaire accordé.
- b) Montage à transformateur avec primaire et secondaire accordés.

Le second est utilisé lorsqu'on amplifie une fréquence toujours la même (moyenne fréquence). La capacité des conden-

sateurs est ajustée, une fois pour toutes, à une valeur déterminée.

Par contre, lorsqu'il s'agit d'amplifier des fréquences très

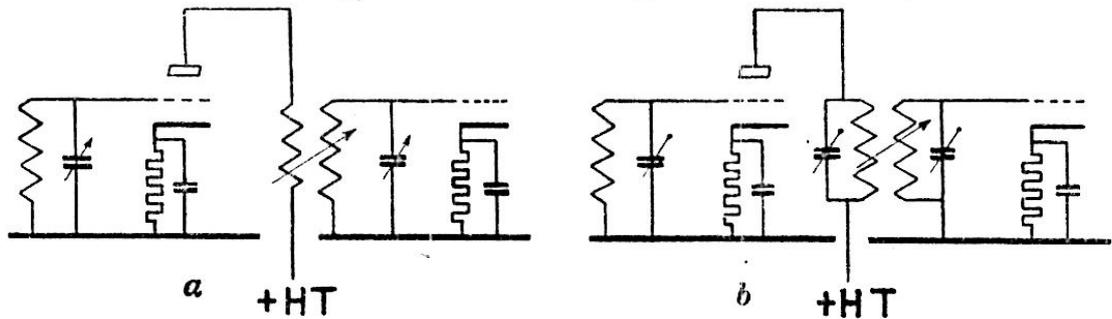


Fig. 138.

diverses, on est conduit pour ne pas multiplier le nombre des condensateurs variables, à adopter le premier montage (amplification haute fréquence).

#### 1° Montage à secondaire accordé (fig. 138 a).

La tension  $u$  étant appliquée à la grille, tout se passe comme si un générateur de F. E. M.  $ku$ , et de résistance interne  $\rho$  débitait sur le primaire.

La réactance de l'enroulement primaire est en général très petite vis-à-vis de la résistance interne de la lampe. On peut donc considérer la réactance du circuit primaire comme négligeable.

Dans ces conditions, pour que le courant au secondaire soit maximum il faut :

1° Que le secondaire soit accordé sur la fréquence à amplifier.

2° Que le couplage entre les circuits soit réglé à la valeur critique.

S'il s'agit d'un couplage par induction, cela conduit à donner au coefficient d'induction mutuelle entre  $l$  et  $L$  une valeur  $M$  telle que  $M\omega = \sqrt{\rho R}$ ,  $R$  étant la résistance totale du secondaire.

En général, afin d'obtenir, pour toute fréquence, le couplage le plus favorable, on le réalise à la fois par induction et par capacité sommet (par. 143, fig. 134 d).

Il suffit pour cela de réunir la plaque à quelques spires bobinées par dessus l'enroulement secondaire, du côté grille, et isolées à l'extrémité (fig. 139).

Si le couplage critique est réalisé on démontre que :

1° Le pouvoir amplificateur est

$$a = \frac{k}{2} \sqrt{\frac{Z}{\rho}}$$
 Z étant l'impédance à la résonance du bouchon qu'on pourrait constituer avec le secondaire.

2° La sélectivité est la même que celle d'un circuit résonant dont l'intervalle de sélectivité (par. 134) serait double de celui du secondaire.

On a intérêt à choisir, entre deux lampes de même pente, celle dont la résistance interne est la plus grande (lampe écran ou pentode) et à réaliser un circuit résonant aussi soigné que possible.

2° Montage à primaire et secondaire accordés (fig. 138 b).

Supposons d'abord les deux circuits identiques accordés sur la fréquence  $N_0$  que l'on veut amplifier.

Pour que le courant du secondaire soit maximum pour cette fréquence il faut que soit réalisé le *couplage critique*, défini par :

$$M\omega = R \text{ (par. 140 et 141).}$$

On démontre que le pouvoir amplificateur est alors :

$$a = \frac{v}{u} = \frac{1}{2} \frac{k}{\rho} Z = \frac{1}{2} sZ^2$$

s étant la pente de la lampe et Z l'impédance, à la résonance, du bouchon qu'on peut constituer avec l'un ou l'autre circuit.

*Exemple :* Soit  $s = 1 \text{ mA par volt} = \frac{1}{1000} \text{ ampère par volt}$  et  $Z = 40.000 \text{ ohms}$  (circuit du par. 145, 3°).

1. Sous réserve que la résistance interne des lampes soit grande.

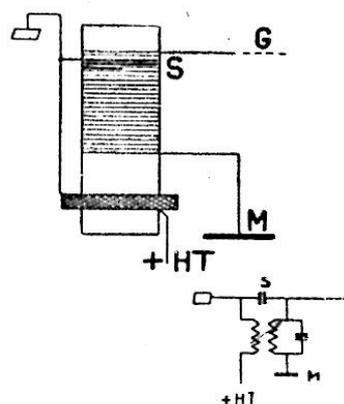


Fig. 139.

Le pouvoir amplificateur est  $a = \frac{1}{2} \times \frac{1}{1000} \times 40.000 = 20$ .

Si les résistances des deux circuits sont différentes, soit  $R_1$  et  $R_2$  leurs valeurs (compte tenu de toutes pertes). Il suffit de remplacer dans les formules précédentes  $R$  par  $\sqrt{R_1 R_2}$  et  $Z$  par  $\sqrt{Z_1 Z_2}$ .

*La sélectivité du montage est la même de celle du système de deux circuits couplés qui en est la partie essentielle.*

On se reportera donc aux courbes des figures 130, 131, 132, 133 (par. 141).

### 150. MONTAGE A TRANSFORMATEUR NON ACCORDÉ DE BF.

Pour obtenir les coefficients d'induction mutuelle de grande valeur dont on a besoin en BF, on est obligé d'utiliser des transformateurs à noyau de fer. Il s'agit d'autre part de réa-

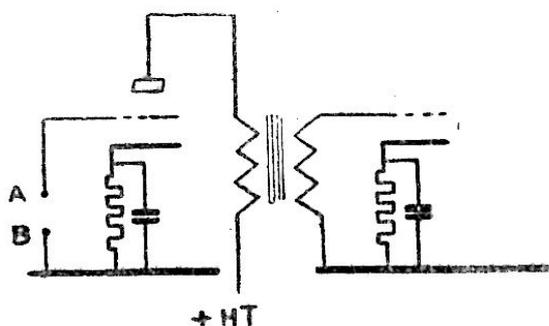


Fig. 140.

liser une amplification uniforme; il n'est donc pas question de réaliser une résonance sur telle ou telle fréquence. Le montage est alors extrêmement simple. C'est celui de la figure 140.

On utilise toujours entre deux lampes, un transformateur élévateur de tension, ayant par exemple 3 ou 5 fois plus de

spires au secondaire qu'au primaire.

Le pouvoir amplificateur est alors, en première approximation  $a = \frac{k}{2} x$ ,  $x$  désignant le rapport entre le nombre de spires secondaires et le nombre de spires primaires. Il diminue aux fréquences très basses (parce que la réactance des enroulements devient alors très faible) et aux fréquences relativement élevées (à cause des capacités réparties).

On trouve dans le commerce de bons transformateurs BF permettant une amplification uniforme pour toutes les fréquences acoustiques. Il y a lieu, en général de respecter le

sens de connexion indiqué par le constructeur. Il faut éviter qu'un courant continu primaire trop intense sature le noyau.

### 131. RÉGLAGE MANUEL D'AMPLIFICATION HF. LAMPES A PENTE VARIABLE.

L'amplitude de la tension HF appliquée à l'entrée d'un récepteur peut varier entre des valeurs extrêmes très différentes. Elle peut être de l'ordre de quelques dixièmes de volts lorsqu'on est à l'écoute d'une station locale puissante, et ne pas dépasser quelques dizaines de microvolts lorsqu'on est à l'écoute d'une station lointaine.

D'autre part, pour que la détectrice fonctionne bien, il faut en général que la tension qui lui est appliquée soit toujours du même ordre (de 0,1 à 10 volts par ex.).

Il y a donc lieu de réaliser, dans la partie amplificatrice HF un réglage de l'amplification.

Par contre, on peut, dans la partie BF garder un pouvoir amplificateur toujours le même, car on est libre d'appliquer à la première lampe BF (lampe d'attaque) tout ou partie de la tension détectée.

Pour faire varier le pouvoir amplificateur des étages HF ou MF, sans trop modifier leur sélectivité, on peut par ex. modifier la tension d'écran des lampes. Pour cela on prend cette tension au curseur d'un potentiomètre (20.000 à 50.000 ohms par ex.) intercalé entre deux résistances  $R_1$  et  $R_2$ , l'ensemble étant branché entre le pôle positif du bloc haute tension et la masse.

On préfère actuellement employer des lampes à pente variable.

On appelle ainsi des lampes, dont les caractéristiques courant plaque  $I$ , fonction de tension grille  $U$  (pour des

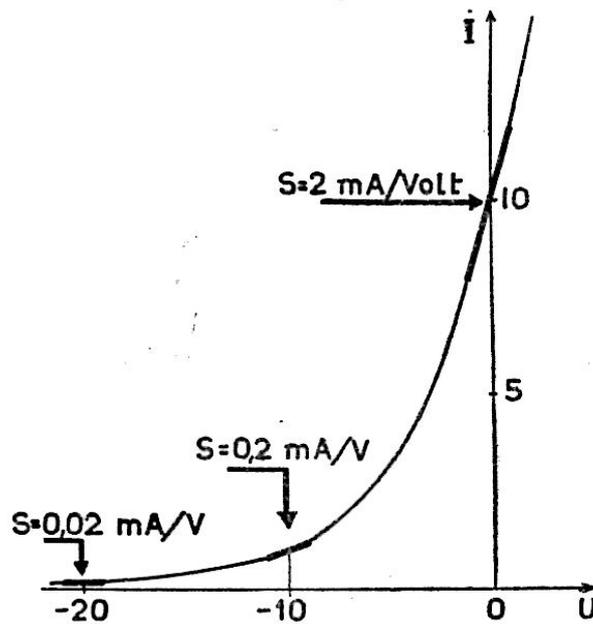


Fig. 141.

tensions de plaque et d'écran données), sont courbes (fig. 141).

Autour d'un point de fonctionnement déterminé, défini par une valeur  $U_0$  de la polarisation, pour des tensions alternatives de petite amplitude, tout se passe comme si la caractéristique était rectiligne, sa pente ayant une certaine valeur  $s$ . Seulement, quand  $U_0$  varie,  $s$  varie.

Par exemple (fig. 141) : pour  $U_0 = 0$  volt,  $s = 2$  mA par volt; pour  $U_0 = -10$  volts,  $s = 0,2$  mA par volt; pour  $U_0 = -20$  volts,  $s = 0,02$  mA par volt.

*En faisant varier la polarisation  $U_0$  de la lampe on fera varier le pouvoir amplificateur de l'étage qu'elle commande.*

Le montage le plus correct d'une lampe à pente variable pour contrôle manuel de l'amplification est celui de la figure 142.

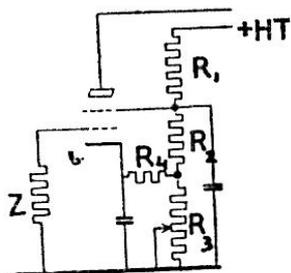


Fig. 142.

Un système de résistances  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_3$  est branché entre le pôle positif du bloc haute tension et la masse.  $R_3$  est un potentiomètre dont on peut court-circuiter une partie. La cathode est réunie à la masse par l'intermédiaire d'une résistance  $R_4$  et du potentiomètre  $R_3$ . L'impédance de grille  $Z$  est reliée à la masse.

Le courant anodique total de la lampe parcourt  $R_4$  et  $R_3$ , en circulant de la cathode  $k$  vers la masse.  $R_3$  est en outre parcouru par le courant qui vient du  $+HT$ , à travers  $R_2$ .

Lorsque  $R_3$  est court-circuitée, la polarisation grille est minimum (elle correspond à la chute de tension à travers  $R_4$ ). Lorsque  $R_3$  est utilisée au maximum de résistance, la polarisation grille est maximum.

En choisissant  $R_2$  pas trop grande, on pourra obtenir que la tension d'écran, par rapport à la cathode, varie peu lorsqu'on manœuvre  $R_3$ . Pour fixer les idées, on aurait comme ordre de grandeur des diverses résistances du montage :  $R_1 = 30.000 \Omega$ ,  $R_2 = 20.000 \Omega$ ,  $R_3 = 20.000 \Omega$ ,  $R_4 = 300 \Omega$ .

## CHAPITRE XXVII

### AMPLIFICATION DE PUISSANCE

(Étage final.)

#### 159 CARACTÈRES DE L'ÉTAGE FINAL.

Le problème de l'étage final du poste est différent de celui de tous les autres.

La dernière lampe, attaquée par une tension alternative BF de l'ordre de quelques volts, doit fournir à un haut parleur *une puissance aussi grande que possible, sans distorsion.*

S'il s'agit d'un haut parleur magnétique on peut intercaler ses bobines directement en série dans le circuit plaque (fig. 143 a). Mais, si l'on veut éviter le passage de courant continu dans ces enroulements, on utilise un transformateur de sortie (fig. 143 b).

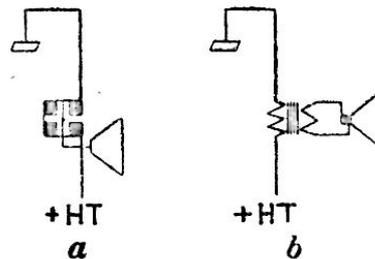


Fig. 143.

C'est ce que l'on fait toujours dans le cas d'un haut parleur dynamique. Le transformateur de sortie est alors abaisseur de tension. Il y a, par ex., dix fois plus de spires au primaire qu'au secondaire.

Les caractéristiques électriques du haut parleur, mesurées entre les deux bornes du primaire, sont assez complexes. On peut dire que, pour chaque fréquence, le haut parleur se comporte comme une résistance  $R$ , douée de self, c'est-à-dire possédant une réactance  $S$ . Cette résistance et cette réactance apparentes augmentent avec la fréquence. Elles sont de l'ordre de quelques milliers d'ohms. Au contraire la résistance du primaire pour le courant continu ne dépasse pas quelques centaines d'ohms. La chute de tension continue à travers ce primaire est, en général, faible (par exemple une dizaine de volts).

L'intensité du courant anodique de la lampe finale est en général très grande (10 à 50 mA par exemple).

*La lampe finale consomme à elle seule environ la moitié du courant débité par le bloc d'alimentation haute tension.*

On ne doit donc jamais faire d'essais sur le poste, lampe finale enlevée. Toutes les tensions sont alors, en effet, profondément modifiées.

Il en est de même si la *polarisation* de la dernière lampe est incorrecte. La valeur normale de cette polarisation est, en général, de l'ordre de —10 à —40 volts.

*En cours de fonctionnement la tension plaque subit autour de sa valeur moyenne des variations de grande amplitude (plus de 100 volts par ex.).*

L'adaptation du haut parleur à la lampe finale est faite de telle façon que soient respectées les conditions suivantes :

1° Courant plaque ne dépassant à aucun moment une certaine valeur maximum instantanée.

2° Tension plaque ne dépassant jamais une certaine valeur maximum instantanée.

3° Puissance dissipée, sur la plaque restant inférieure à une certaine valeur  $W_1$  watt caractéristique de la lampe.

4° Conditions de non distorsion.

Pour éviter la distorsion dans l'étage final, il faut, *en principe*, observer deux précautions :

a) Travailler dans la *région rectiligne des caractéristiques* et, pour cela, faire en sorte que le courant et la tension plaque ne deviennent jamais inférieurs à une certaine valeur minimum.

b) *Eviter que la grille débite.*

Autrement dit, faire en sorte que son potentiel ne devienne jamais positif par rapport à celui de la cathode.

En effet, si cela se produisait, ce serait uniquement pendant une fraction de l'alternance positive de tension grille. Pendant cet intervalle de temps, le dispositif amplificateur qui fournit cette tension (lampe d'attaque) aurait à débiter un courant, tandis que, pendant le reste de la période, il fonctionnerait à circuit ouvert (c'est-à-dire sans débiter). Comme sa résistance interne est grande, son pouvoir amplificateur ne resterait

donc pas constant tout au long de la période. D'où une distorsion.

Il est des cas où les conditions précédentes ne sont pas nécessaires :

Par ex., si le dispositif d'attaque de la lampe finale peut, sans chute de tension appréciable, débiter une certaine puissance (transformateur à secondaire peu résistant), on peut tolérer un courant grille. Il vaut d'ailleurs mieux que ce courant dure une alternance entière plutôt qu'une fraction d'alternance.

Par ex., dans un montage push pull on peut tolérer des caractéristiques présentant une certaine courbure (caractéristiques paraboliques).

### 153. AMPLIFICATION EN CLASSE A.

On dit qu'on réalise une amplification en *classe A* si le point moyen de fonctionnement est dans la *région rectiligne des caractéristiques*, le courant plaque ne devenant jamais nul au cours de la période basse fréquence.

Dans ces conditions, qu'il y ait une tension alternative appliquée à la grille ou qu'il n'y en ait pas, le courant moyen  $I_0$  débité par la source fournissant la haute tension  $V_0$ , reste toujours le même, puisque les deux alternances successives du courant alternatif de plaque sont de même amplitude.

*Cette source fournit donc toujours la même puissance :  $W_f$ .*

$$W_f = V_0 I_0.$$

Supposons un haut parleur dynamique alimenté par un transformateur de sortie. Il n'y a pas, en courant continu, de chute de tension considérable à travers le primaire.

*Au repos*, c'est-à-dire quand la tension alternative appliquée à la grille est nulle, toute la puissance fournie  $W_f$  est dissipée sous forme de chaleur sur la plaque (par. 104).

En fonctionnement, c'est-à-dire quand une tension alternative est appliquée à la grille, il apparaît un courant alternatif d'amplitude  $I_1$ , dans le circuit plaque. Si, pour la fréquence considérée, l'impédance apparente du haut parleur, mesurée

aux bornes du primaire, est assimilable à une résistance  $R$ , la puissance utile  $W_{ut}$ , c'est-à-dire celle qui est dépensée dans le haut parleur est :

$$W_{ut} = RI_e^2 = \frac{1}{2} RI_1^2.$$

( $I_e$  étant l'intensité efficace :  $\frac{I_1}{\sqrt{2}}$ , du courant alternatif de plaque.)

Comme la source haute tension fournit toujours la même puissance  $W_f = V_0 I_0$ , la puissance dissipée sur la plaque, en cours de fonctionnement est :

$$W_d = W_f - W_{ut} = V_0 I_0 - \frac{1}{2} RI_1^2.$$

Le rendement est le rapport entre la puissance utile (qui apparaît dans le haut parleur) et la puissance fournie au total par l'alimentation<sup>1</sup>. Il est donc :

$$x = \frac{W_{ut}}{W_f} = \frac{\frac{1}{2} RI_1^2}{V_0 I_0} = \left( \frac{1}{2} \frac{I_1}{I_0} \right) \frac{RI_1}{V_0} = \left( \frac{1}{2} \frac{I_1}{I_0} \right) \frac{V_1}{V_0},$$

$V_1$  désignant l'amplitude  $RI_1$  des variations alternatives de la tension plaque.

La plus grande valeur possible pour  $I_1$  est  $I_0$  (puisque nous ne voulons pas que le courant plaque s'annule). De même, la plus grande valeur possible pour  $V_1$  est  $V_0$  (puisque'il ne faut jamais que la tension plaque devienne négative).

Le rendement maximum, pour l'amplification en classe A est donc  $\frac{1}{2}$ .

En réalité on est toujours loin d'atteindre ce rendement parce que, pour éviter la distorsion, on est conduit à faire en sorte que le courant plaque et la tension plaque restent supérieurs à certaines valeurs, plus grandes que zéro.

En particulier, pour les triodes, si l'on veut éviter que la grille devienne positive, on ne peut pas admettre une trop

1. Il s'agit du rendement électrique de la lampe finale. Cela ne veut pas dire que toute la puissance  $W_{ut}$  passe à l'état d'énergie sonore.

grande amplitude de la tension plaque. Avec les pentodes, on peut s'approcher davantage du rendement maximum  $\frac{1}{2}$ .

Les courbes de la figure 144 montrent la variation de la puissance fournie  $W_f$ , de la puissance utile  $W_{ut}$  et de la puissance perdue  $W_d$  en fonction de l'amplitude du courant alternatif de plaque.

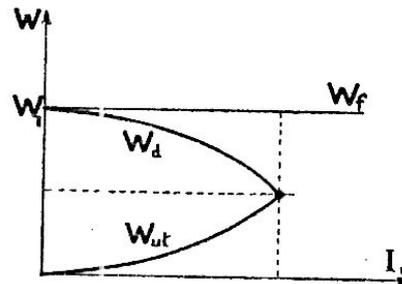


Fig. 141.

La puissance dissipée sur la plaque au repos est égale à la puissance fournie  $W_f$ . Elle ne peut dépasser la puissance maximum  $W_1$  qui caractérise la lampe.

Le rendement  $x = \frac{W_{ut}}{W_f}$  s'améliore au fur et à mesure que l'amplitude du courant alternatif de plaque augmente. Cependant il ne peut dépasser la valeur  $\frac{1}{2}$ . La puissance utile maximum qu'on peut tirer de la lampe est donc  $\frac{W_1}{2}$ .

*Exemple :* Si  $W_1 = 3$  watts,  $W_{ut}$  sera au maximum 1,5 watt. Pratiquement, pour une triode, on n'arrivera pas, sans distorsion, à la moitié de cette puissance. Pour une pentode, on pourra atteindre, par exemple, 1 watt.

Notons encore que, pendant la plus grande partie du temps, la tension alternative appliquée à la grille est faible (les « forte » n'existent pas en permanence).

Par suite, le rendement *pratique* de l'amplification BF de puissance en classe A est très mauvais.

Par contre, les conditions de non distorsion sont strictement observées.

#### 154. GROUPEMENT DES LAMPES EN PARALLÈLE.

Deux lampes sont dites groupées en parallèle (fig. 145) si les grilles sont attaquées par la même tension et si les plaques débitent sur la même impédance d'utilisation.

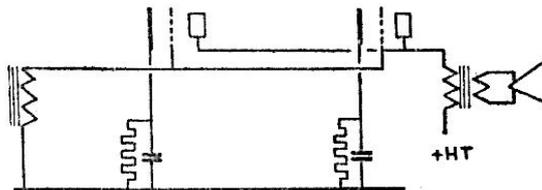


Fig. 145.

Pour que deux lampes puissent être groupées en parallèle, il faut qu'elles soient *identiques*.

Si les deux lampes sont identiques, tout se passe comme si l'on avait une seule lampe de même coefficient d'amplification et de résistance interne moitié moindre.

Si les deux lampes sont peu différentes, celle qui a le plus grand coefficient d'amplification débite plus que l'autre, bien que l'ensemble des deux lampes débite moins qu'un système de deux lampes identiques ayant pour pente la pente moyenne et, pour résistance interne, la résistance moyenne des deux lampes.

Le manque de symétrie peut s'accroître du fait que la cathode de la lampe qui débite le plus s'échauffe davantage que celle de l'autre.

Si les deux lampes sont très différentes, l'une d'elles, loin de fournir dans le haut parleur une certaine puissance alternative, consomme au contraire une certaine puissance prise à l'autre lampe.

On peut, plus ou moins bien, compenser les différences entre deux lampes en leur donnant des polarisations et des tensions d'écran différentes.

En principe il vaut mieux prendre une seule lampe de puissance plus grande.

### 135. GROUPEMENT DES LAMPES EN PUSH-PULL.

La figure 146 *a* représente deux lampes montées en push-pull.

Un même transformateur fournit la tension d'attaque aux deux grilles, mais *quand le potentiel de l'une des grilles s'élève, celui de l'autre s'abaisse*, la connection entre transformateur et cathode partant du point milieu de l'enroulement secondaire.

De même, les courants plaques traversent le primaire d'un même transformateur, la connection entre ce transformateur et la haute tension partant du point milieu de l'enroulement primaire.

Supposons d'abord qu'il n'y ait aucune tension alternative appliquée aux grilles. Les courants continus  $I_0$  de plaque des

deux lampes ont alors le sens des flèches noires (fig. 146 a). On voit donc qu'ils circulent autour du noyau du transformateur en tournant en sens inverse l'un de l'autre. Par suite, le champ qu'ils produisent est nul par compensation et la saturation du noyau est évitée, même pour les courants intenses.

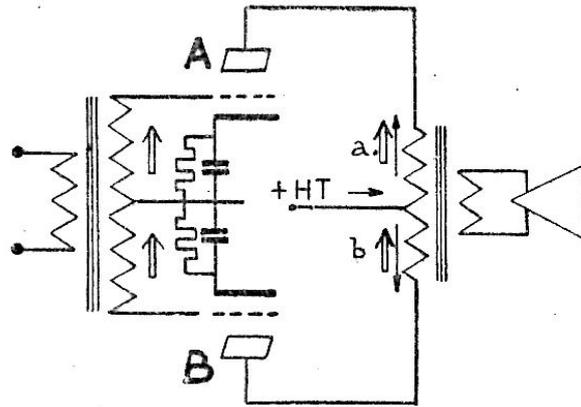


Fig. 146 a.

Supposons maintenant une tension alternative appliquée aux grilles. A un certain instant supposons qu'elle ait le sens de la flèche blanche (fig. 146 a). Alors le courant plaque de la lampe A est supérieur à  $I_0$ . On peut le considérer comme étant  $I_0$  plus un certain courant  $I_1$  ayant le sens de la flèche blanche a. Au même moment, le courant plaque de la lampe B est inférieur à  $I_0$ . On peut le considérer comme étant  $I_0$  moins  $I_1$  ou encore résultant de la superposition au courant  $I_0$  d'un courant  $I_1$  dans le sens de la flèche blanche b.

En définitive, un même courant  $I_1$  parcourt le primaire du transformateur d'un bout à l'autre. La source de tension plaque débite  $(I_0 + I_1) + (I_0 - I_1)$ , c'est-à-dire  $2 I_0$  comme s'il n'y avait pas de tension alternative appliquée aux grilles.

Le courant alternatif  $I_1$  se ferme par les lampes. Vis-à-vis de ce courant alternatif les deux lampes sont en série.

La figure 146 b représente deux lampes attaquées en push-pull par un montage à résistances (baptisé « cathodyne »).

Le circuit plaque de la lampe  $L_1$  comporte, en partant, du pôle positif de la source haute tension : une résistance  $R_1$ , l'in-

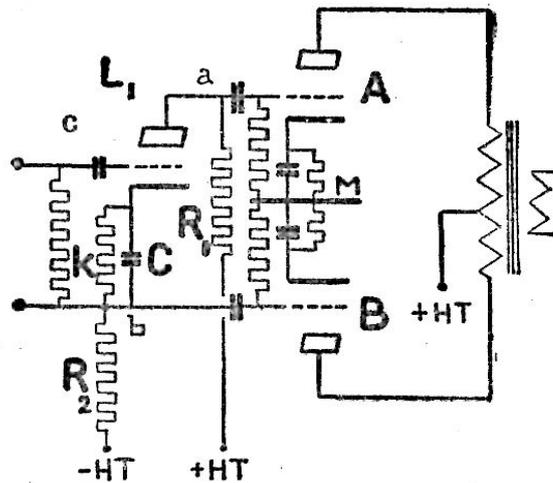


Fig. 146 b.

tervalle plaque-cathode de la lampe, la résistance de polarisation  $k$ , shuntée par le condensateur  $C$ , et la résistance  $R_2$  dont une extrémité est à la masse du châssis, à laquelle se trouve connecté le pôle négatif de la haute tension. Les deux résistances  $R_1$  et  $R_2$  sont égales. Soit  $R$  leur valeur commune,  $I_0$  le courant moyen de plaque et  $V_0$  la haute tension dont on dispose entre (+ HT) et (- HT).

En absence de tension alternative appliquée à la grille de la lampe, le potentiel du point  $a$  se fixe à la valeur  $V_0 - RI_0$  et celui du point  $b$  à  $RI_0$  (par rapport au châssis).

Si maintenant une tension alternative est appliquée à la grille (par l'intermédiaire de  $c$ ) un courant alternatif prend naissance dans le circuit plaque. Soit  $i_1$  sa valeur à un instant donné. Le potentiel de  $a$  est alors  $V_0 - RI_0 - Ri_1$ , tandis que celui de  $b$  est  $RI_0 + Ri_1$ . Les potentiels des points  $a$  et  $b$  varient donc alternativement avec la même amplitude et en opposition, puisque le potentiel de  $a$  s'abaisse quand celui de  $b$  s'élève et inversement.

Il suffit donc de transmettre, par le système capacité, résistance de fuite, habituel, les tensions *alternatives* des points  $a$  et  $b$  aux grilles respectives des lampes A et B.

### 156. AMPLIFICATION EN CLASSE B.

Mise à part la non saturation du transformateur de sortie et le fait que le courant alternatif à travers la source d'alimentation haute tension est nul ou presque, le montage push-pull basse fréquence en classe A ne présente pas d'avantages marqués.

*Le véritable intérêt du montage push-pull est de permettre le fonctionnement en classe B.*

*Une lampe amplificatrice fonctionne en classe B si la polarisation de sa grille est telle qu'en absence de tension alternative appliquée, le courant plaque est nul ou presque.*

Autrement dit, le point de fonctionnement moyen est au voisinage du point où la caractéristique mutuelle correspondant à la tension plaque moyenne quitte l'axe OU des tensions grille.

Par exemple, fig. 104, le point :

$$V = 80 \text{ volts, } U = -8 \text{ volts,}$$

pourrait être un point moyen de fonctionnement en classe B.

Si, dans ces conditions, une tension alternative est appliquée à la lampe, celle-ci ne débite que pendant une alternance (courbe A, fig. 147 a).

Une lampe amplificatrice unique, fonctionnant en classe B, débiterait donc un courant redressé, évidemment très loin d'être sinusoïdal (par. 61). Il y aurait une distorsion considérable.

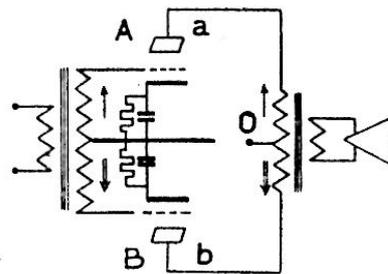
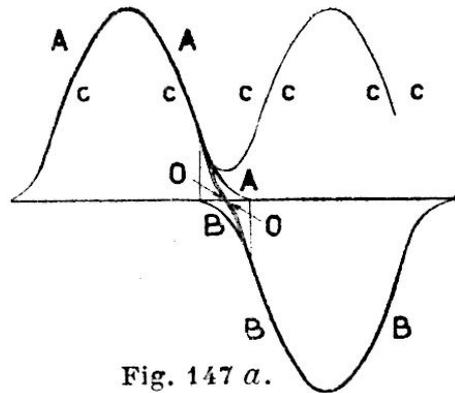
Pratiquement, l'amplification classe B se pratique avec deux lampes en push-pull. Chacune des lampes débite à son tour, pendant une alternance seulement.

Quand A débite (fig. 147 b), le courant va de O vers la plaque a, et quand B débite il va de O vers la plaque b. Si l'on prend, sur le primaire du transformateur de sortie, le sens de bas en haut (fig. 147 b), comme sens positif, le courant débité par A est positif. Celui débité par B est négatif.

A un instant donné, seule la moitié de l'enroulement primaire est parcourue par le courant, mais ce courant va, dans ce primaire, tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre, chacune des lampes assurant à son tour le débit pendant une alternance (fig. 147 a, courbe A et courbe B).

Tout se passe alors comme si le courant au primaire variait en fonction du temps comme l'indique la courbe AAOBB (fig. 147 a).

La source haute tension débite, toujours dans le même sens, le courant de l'une ou de l'autre lampe. Le courant qui la traverse est, en première approximation, analogue à un courant redressé à deux alternances (fig. 147 a, courbe c).



L'intérêt du montage réside en ce que, en absence de tension alternative appliquée, le courant plaque est presque nul.

Le courant moyen et la puissance fournie croissent proportionnellement à l'amplitude  $I_1$  du courant alternatif utile.

Quant à la puissance utile elle s'exprime toujours par un terme de la forme  $\frac{1}{2} RI_1^2$ .

Les courbes de la figure 148 montrent la variation de la puissance fournie  $W_f$ , de la puissance utile  $W_{ut}$  et de la puissance perdue  $W_d$  en fonction de l'amplitude  $I_1$ . On les comparera à celles de la figure 143.

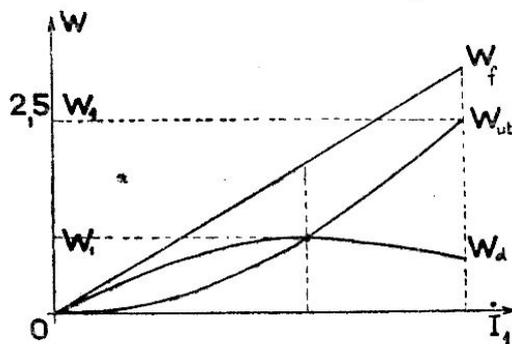


Fig. 148.

On remarquera :

1° Qu'il n'y a pas, pour les faibles valeurs de  $I_1$ , un gaspillage de puissance, comme dans l'amplification en classe A.

2° Qu'on peut en principe tirer des lampes une puissance maximum de l'ordre de  $2,5 W_1$ ,  $W_1$  étant la puissance maximum dissipable sur les plaques.

(En classe A, on ne pourrait tirer des deux mêmes lampes que la puissance  $\frac{1}{2} W_1$ .)

Les inconvénients de l'amplification en classe B sont les suivants :

1° Impossibilité de polariser les lampes par leur propre courant plaque, puisque le courant moyen varie en cours de fonctionnement.

2° Distorsion assez considérable pour les faibles amplitudes de la tension appliquée.

(On remarquera que la courbe AAOBB (de la fig. 147 a), n'est pas une parfaite sinusoïde (au voisinage du point marqué O). Cela est dû à ce que les caractéristiques des lampes ne sont pas rectilignes dans leur partie basse.)

Pour profiter en partie des avantages de l'amplification en classe B sans être gêné dans cette distorsion on peut adopter

une amplification en classe AB, c'est-à-dire faire en sorte que la polarisation des lampes varie avec l'amplitude de la tension alternative appliquée, de telle façon que, aux faibles amplitudes on ait un fonctionnement en classe A et, aux fortes, un fonctionnement en classe B.

### 157. CONTROLE DE TONALITÉ.

Le contrôle de tonalité est un dispositif permettant de régler la valeur relative des puissances émises par le haut parleur pour les différentes fréquences acoustiques.

Le plus simple consiste en une dérivation comportant en série un condensateur (de quelques millièmes de  $\mu\text{F}$ ) et une résistance variable quelques dizaines de milliers d'ohms, le tout disposé entre la plaque de la lampe finale et le châssis.

Les courants alternatifs BF sont donc dérivés en partie hors du haut parleur et, comme la dérivation a eu lieu à travers une capacité, la diminution de puissance correspondante est plus grande pour les fréquences élevées que pour les basses fréquences.

On peut aussi réaliser un contrôle de tonalité en provoquant sur certaines fréquences acoustiques une réaction (par. 171).

## CHAPITRE XXVIII

### DÉTECTION

#### 158. CARACTÉRISTIQUES STATIQUES D'UN DÉTECTEUR.

Nous avons, au paragraphe 125, défini la détection et donné une idée approximative du fonctionnement du détecteur.

Le détecteur idéal serait un conducteur laissant passer le courant uniquement dans un sens. Ses électrodes  $a$  et  $b$  ne sont pas équivalentes. Le courant ne peut passer que dans le sens  $ab$ . La caractéristique de ce détecteur, c'est-à-dire la courbe qui donne le courant  $I$  en fonction de la tension appliquée  $U$

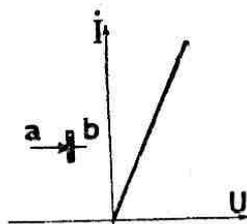


Fig. 149 a.

entre  $a$  et  $b$ , est celle de la figure 149 a. Quand  $U$  est positive, c'est-à-dire appliquée de  $a$  vers  $b$ , le courant  $I$  est proportionnel à  $U$ . Quand  $U$  est négative,  $I$  est nul.

Les détecteurs usuels satisfont plus ou moins bien à cette définition.

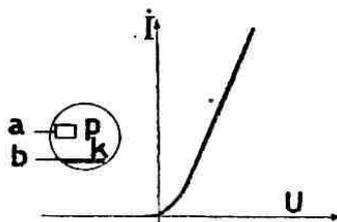


Fig. 149 b.

La figure 149 b représente la caractéristique d'une diode destinée à la détection. Dans le sens perméable, si la tension appliquée est suffisamment grande, le courant vaut par exemple 0,2 mA par volt appliqué. Autrement dit, la résistance de la diode dans le sens perméable est, dans ce cas, 5000 ohms. En sens inverse, elle est infiniment grande.

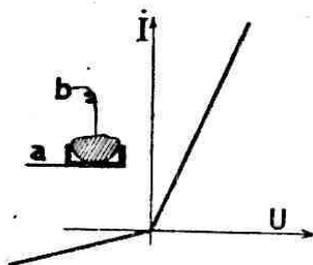


Fig. 149 c.

La figure 149 c représente la caractéristique d'une galène. L'alternance négative n'est pas complètement supprimée. Pour un point de contact assez bien choisi, on aura par exemple dans le sens perméable, un courant de 2,5 mA par volt appliqué (résistance 400 ohms) et, dans le sens

impermeable, un courant de 0,25 mA par volt appliqué (résistance 4.000 ohms).

La galène et la diode (pour des tensions d'assez grande amplitude) sont des détecteurs *linéaires*, c'est-à-dire dont la caractéristique se compose de deux portions rectilignes. Autrement dit, dans un sens donné, le détecteur a une résistance bien définie et suit la loi d'Ohm ( $I$  proportionnel à  $U$ ). Seulement cette résistance a deux valeurs différentes suivant le sens de la tension appliquée  $U$ . Plus elles sont différentes, mieux cela vaut.

D'une manière plus générale, *tout conducteur dont la caractéristique courant fonction de tension appliquée n'est pas une droite* (autrement dit qui ne suit pas la loi d'Ohm) est un détecteur (fig. 149 d).

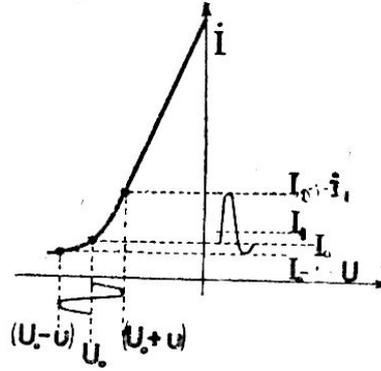


Fig. 149 d.

En effet, à partir d'un point moyen de fonctionnement déterminé (polarisation  $U_0$ , intensité du courant  $I_0$ ), faisons varier la tension appliquée de  $u$  dans un sens ou dans l'autre. La variation de courant qui s'ensuit n'est pas la même dans les deux cas. Elle est  $i_1$  dans un sens,  $i_2$  dans l'autre sens (fig. 149 d).

Si une tension alternative est appliquée, l'une des alternances de courant est d'amplitude plus grande que l'autre. Donc le courant moyen varie. Il était  $I_0$ , il devient  $I_1$  (fig. 147 d). La variation du courant moyen ( $I_0 - I_1$ ) est ce qu'on appelle le courant détecté.

Un détecteur dont la caractéristique, telle que celle de la figure 149 d, ne présente pas de point anguleux, s'appelle un détecteur parabolique. Pour de très petites amplitudes, la diode est un détecteur parabolique car le bas de la caractéristique de ce détecteur est une courbe.

Le détecteur parabolique présente l'inconvénient que son rendement dépend de l'amplitude de la tension à détecter. Si celle-ci est faible, la courbure de la caractéristique autour du point moyen de fonctionnement est à peine sensible, tandis que pour les grandes amplitudes elle se manifeste très nettement.

Cette variation du rendement avec l'amplitude entraîne d'autre part une distorsion.

En conclusion on a intérêt à utiliser un détecteur linéaire et, pour être certain qu'il fonctionne comme tel, il vaut mieux lui appliquer des tensions élevées.

### 139. CIRCUIT DE DÉTECTION.

La figure 150 représente le schéma de principe d'un circuit de détection. On y trouve, en série :

1° La source fournissant la tension HF à détecter (par ex. secondaire d'un transformateur HF ou MF).

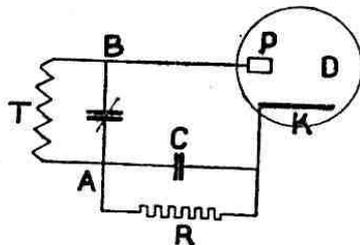


Fig. 150.

2° Le détecteur.

3° Une impédance d'utilisation  $R$ . En effet, il ne suffit pas d'avoir un courant détecté, il faut s'en servir.

Cette impédance d'utilisation peut être :

a) Un écouteur téléphonique, si l'on veut utiliser immédiatement le courant détecté

en lui demandant une certaine puissance.

b) Le primaire d'un transformateur BF, aux bornes du secondaire duquel on trouvera une tension BF.

c) Le plus souvent, une résistance  $R$ , aux bornes de laquelle on trouve la tension détectée.

4° En parallèle sur  $R$ , un condensateur  $C$  qui dérive la haute fréquence hors de l'impédance d'utilisation.

### 160. FONCTIONNEMENT ET CHOIX DES ÉLÉMENTS.

Considérons le cas où l'impédance d'utilisation est une résistance  $R$  et supposons pour commencer avoir affaire à une tension HF d'amplitude constante à laquelle doit correspondre un courant détecté continu, une tension détectée continue (par. 125, fig. 118 a)

En comparant le schéma de la figure 150 à celui de la figure 93, on constate qu'il sont tout à fait analogues :

Fig. 93. Il s'agit de redresser au moyen de la valve ou diode  $D$  une tension alternative existant aux bornes du secondaire de transformateur  $T$ , c'est à dire de lui faire correspondre, aux bornes de  $B$ , une tension continue.

Fig. 150. Il s'agit de détecter au moyen du détecteur, par ex. une diode D, une tension alternative existant aux bornes du secondaire du transformateur (accordé) T, c'est-à-dire de lui faire correspondre, aux bornes de R, une tension continue.

Dans les deux cas, le condensateur C assure le passage de la composante alternative du courant redressé hors de R.

La seule différence c'est que, dans le premier cas, on veut redresser une tension alternative basse fréquence et, dans le second cas, une tension alternative haute fréquence.

A part cela, toute la théorie faite au paragraphe 106 est valable. Le lecteur voudra bien s'y reporter.

Il verra que :

1° Par suite de l'existence de la capacité C, lorsqu'une tension alternative à détecter est appliquée entre A et B, il y a toujours à travers R un courant continu qui va de K vers A (fig. 93 ou fig. 150)

Ce courant est, soit une partie du courant débité par la diode, lorsqu'elle débite, soit le courant de décharge de C, quand la diode ne débite pas.

Il en résulte entre K et A une tension détectée continue, le point A étant à un potentiel négatif par rapport à celui de K.

2° Pour que la tension redressée ou détectée entre K et A soit bien continue, c'est-à-dire exempte de variations HF, il faut que la constante de temps CR du système résistance capacité de détection soit bien plus grande que la période T de la tension HF à redresser.

Pour redresser une tension BF, avec  $T = 0,02$  seconde (fréquence 50), nous avons par ex.  $R = 2.000$  ohms et  $C = 10 \mu F$ . D'où  $CR = 0,2$  seconde  $= 10 T$ .

De même pour redresser (ou détecter) une tension HF avec  $T = 0,000.005$  sec. par ex. (fréquence  $N = 200$  kc) en prenant  $C = 0,1 m\mu F$ ,  $R = 500.000$  ohms, on aura  $CR = 0,00005$  seconde  $= 10 T$ .

Les valeurs  $C = 0,1 m\mu F$ ,  $R = 500.000$  ohms assurent donc un filtrage convenable du courant après détection.

On arriverait à un résultat du même ordre en écrivant que

l'impédance  $\frac{1}{C\omega}$  de la capacité C, pour la HF à détecter, est beaucoup plus petite que la résistance R.

Avec  $C=0,1\text{ m}\mu\text{ F}$  et  $N=200\text{ kc}$  on trouverait :

$$\frac{1}{C\omega} = 8.000\text{ ohms, bien inférieur à } R = 500.000\text{ ohms.}$$

3° Du fait que le potentiel du point A se fixe à une valeur moyenne négative par rapport au potentiel de K, la diode débite pendant moins d'une alternance, uniquement au moment où la tension alternative appliquée entre A et B agit de A vers B et se trouve voisine de sa valeur maximum.

*Si la résistance R est grande (par. 106), la tension détectée est presque égale à la tension de crête ou amplitude de la tension alternative à détecter.*

Elle lui est donc proportionnelle et ceci nous permet maintenant de considérer la détection d'une tension HF modulée.

Lorsqu'une telle tension est appliquée entre A et B, la tension détectée, c'est-à-dire la tension entre K et A varie comme l'amplitude de la tension à détecter. Elle est donc (fig. 118 c et d) la somme d'une tension continue et d'une tension alternative BF reproduisant la modulation.

Le courant détecté lui-même se compose d'un courant HF qui passe par C, d'un courant continu et d'un courant BF reproduisant la modulation. Ce dernier courant doit passer par R, de façon qu'il en résulte une tension alternative BF entre K et A.

Cela conduit à *ne pas donner à C une trop grande valeur*. Il faut que l'impédance  $\frac{1}{C\omega}$  de ce condensateur soit, en basse fréquence, supérieure à R.

Ex. : Avec  $C=0,1\text{ m}\mu\text{ F}$  on a, pour la fréquence  $N=1,000\text{ p. s.}$   $\frac{1}{C\omega} = 1,6\text{ M}\Omega$ , supérieure à R supposé égal à  $0,5\text{ M}\Omega$ .

On voit qu'on ne peut guère s'écarter des valeurs proposées plus haut pour R et pour C.

Une dernière remarque générale à propos de la détection est que le circuit comprenant le détecteur et la résistance  $R$  est en parallèle sur le condensateur d'un circuit accordé. *Le détecteur amortit ce circuit.*

On démontre que cet amortissement est de l'ordre de celui qu'apporterait une résistance  $\frac{R}{2}$  mise en parallèle sur ce condensateur.

Nous avons là une autre raison de prendre  $R$  grand.

**161. DÉTECTION PAR DIODE. REPORT DE LA TENSION BF DÉTECTÉE A LA LAMPE SUIVANTE.**

La figure 151 représente les trois types de montages détecteurs classiques.

- a) Détection par diode.
- b) Détection par grille.
- c) Détection par plaque.

Nous avons en somme exposé au paragraphe précédent toutes les propriétés essentielles du montage de détection par diode.

La figure 151 a montre comment la tension BF détectée, qu'on trouve entre A et K, est reportée à la lampe suivante, par le système : capacité  $c$ , résistance de fuite  $f$  (étudié au par. 146 ( $c = 10 m\mu F$ ,  $f = 1 M\Omega$  par ex.)).

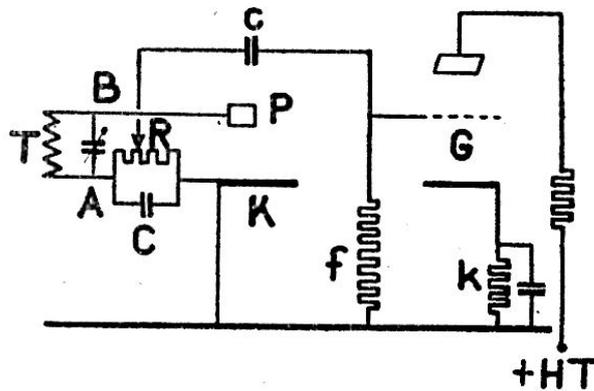


Fig. 151 a.

La polarisation de la lampe BF est obtenue au moyen de la résistance de cathode  $k$ . Elle est absolument indépendante de la tension continue détectée qui apparaît entre K et A.

Si l'on désire ne transmettre qu'une portion de la tension BF détectée, on constitue la résistance de détection  $R$  par un potentiomètre dont les bornes extrêmes sont reliées respectivement à K et A et le curseur à la grille de la lampe BF à travers  $c$ .

Il faut bien remarquer que le montage de la figure (151 a)

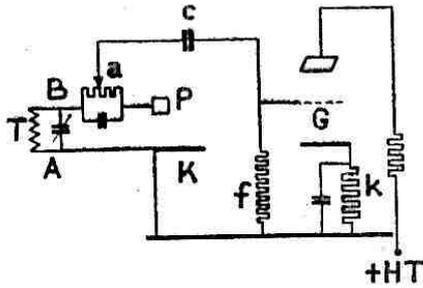


Fig. 152.

doit être utilisée de préférence à celui de la figure 152.

La différence est que, dans ce dernier montage, il y a entre la cathode K et le curseur *a* du potentiomètre toute la tension HF existant aux bornes du circuit accordé T. Cette tension HF est reportée en même temps que la tension BF détectée à la grille de la lampe suivante, ce qui est inutile et nuisible, car la HF pénètre alors dans les étages BF.

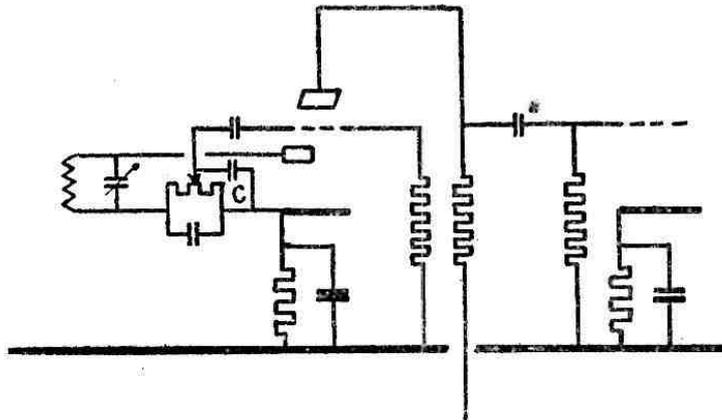


Fig. 153.

La figure 153 représente le montage de détection par diode avec report de la tension BF détectée à la grille de la lampe suivante, en supposant la diode et la triode qui suit dans la même ampoule, la cathode étant commune (*diode-triode*).

On y reconnaît les éléments du montage 151 *a*. Le condensateur *c* (0,2  $m\mu$  F, par exemple) fait disparaître par court-circuit à la masse le peu de tension HF qui pourrait subsister entre A et K.

### 162. DÉTECTION GRILLE (OU PAR COURBURE DE GRILLE).

La figure 151 *b* représente le montage de détection « grille ».

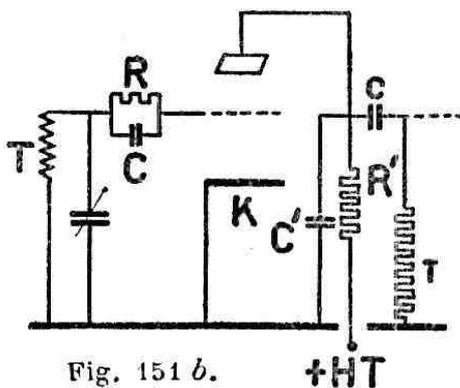


Fig. 151 b.

On peut dire que ce montage dérive du précédent.

C'est une détection par diode-triode dans laquelle on aurait réuni la plaque de la diode et la grille de la triode.

Suivons d'abord le circuit de détection.

On trouve, en partant de la ca-

thode, le circuit accordé T aux bornes duquel se trouve la tension à détecter, le système (R, C) aux bornes duquel on trouve la tension détectée et la grille de la lampe, jouant le rôle de la plaque d'une diode.

C'est exactement le circuit de détection de la figure 152.

Il faut maintenant reporter la tension détectée à la grille de la lampe amplificatrice BF; mais cela est tout fait, puisque le système (R, C) aux bornes duquel on trouve cette tension est intercalé dans le circuit grille de cette lampe.

Le montage est donc particulièrement simple, mais cela ne va pas sans inconvénients : On peut les énoncer tout en disant que : *à la grille de la lampe se trouvent reportées en bloc : la tension BF utile, la tension HF inutile et la tension continue inutile.*

Du fait qu'une tension HF est appliquée à la grille, on trouvera dans le circuit plaque un courant HF. Il faudra absolument *le dériver hors de la résistance R' ou du primaire du transformateur BF qui font partie du circuit plaque.*

Sinon une tension HF serait appliquée à l'étage final.

On utilise pour assurer cette dérivation, un condensateur C' (de 2 m $\mu$  F par ex.) Ce n'est quelquefois pas suffisant et il faut alors avoir recours à un véritable filtre (système de selfs et de capacités).

Du fait que la tension continue détectée est appliquée à la grille, le potentiel de celle-ci s'abaisse lorsqu'une tension HF apparaît aux bornes de T. Il en est donc de même pour le courant plaque de la lampe.

Plus l'amplitude de la tension HF est grande, plus la diminution du courant plaque est grande et, si la tension HF est modulée, le courant plaque varie à BF, ce qui est normal.

Mais, ce qui est regrettable, c'est que le courant plaque *moyen* varie. Cela ne se produisait pas avec la diode-triode car on ne transmettait à la grille de la lampe BF qu'une tension *basse fréquence* détectée (et non pas la tension continue détectée).

Si, pour une certaine amplitude de tension HF, le courant plaque diminue jusqu'à devenir nul, pour une amplitude plus grande, il ne peut pas diminuer davantage. On dit : *que la détection « se sature ».*

Supposons alors une F. E. M. de grande amplitude, mais de modulation peu profonde. La tension détectée se compose d'une tension continue de grande valeur et d'une tension BF de petite amplitude. Si la tension continue est supérieure à celle pour laquelle le courant plaque s'annule, le courant plaque est toujours nul et on n'entend rien.

Si elle est simplement voisine de la tension pour laquelle il y a saturation, la distorsion est considérable.

Pour éviter une saturation trop rapide dans la détection grille, on a intérêt à utiliser une tension plaque élevée.

Mise à part la nécessité d'opérer un filtrage HF dans le circuit plaque et d'éviter la saturation, la détection grille donne les mêmes résultats que la détection par diode-triode; mais les inconvénients en question sont graves.

### 163. DÉTECTION PLAQUE (OU PAR COURBURE DE PLAQUE).

Considérons une caractéristique donnant pour une lampe triode le courant plaque  $I$  en fonction de la tension grille  $U$ , ceci pour une valeur déterminée  $V$  de la tension plaque (fig. 104).

Choisissons pour tension grille moyenne une valeur  $U_0$  telle que, pour la tension plaque  $V_0$ , le courant plaque soit nul ou presque (par ex. fig. 104 :  $U_0 = -8$  volts pour  $V_0 = 80$  volts).

Si nous appliquons à la grille, outre cette tension de polarisation, une tension alternative, il apparaît, lors des alternances positives (celles où le potentiel de grille s'élève), un courant plaque; tandis que, lors des alternances négatives, il n'y a pas de courant. On obtient donc dans le circuit plaque, un courant redressé, de valeur moyenne non nulle. Il y a donc détection.

La grille étant polarisée négativement, elle ne débite aucun courant à moins que la tension alternative appliquée soit de très grande amplitude (ici, supérieure à 8 volts).

Le montage est celui de la figure 151 c.

La polarisation est acquise par le passage du courant plaque à travers la résistance  $K$ . Celle-ci est relativement grande (quelques milliers d'ohms) puisque, parcourue par un courant faible, elle doit fournir une polarisation relativement élevée.

Lorsqu'une tension HF à détecter apparaît aux bornes de T, la valeur moyenne du courant plaque croît à peu près proportionnellement à cette tension. Si cette dernière est modulée, la valeur moyenne du courant plaque varie à basse fréquence.

Le courant plaque étant un courant HF redressé, il faut opérer dans le circuit plaque un filtrage et dériver la composante HF inutile à travers un condensateur  $C'$ , de  $2\text{ m}\mu\text{F}$  par exemple, vers la masse, hors de la résistance  $R'$ .

La sensibilité du montage est inférieure à celle de celui qui réalise la détection grille. Par contre, le circuit accordé T n'est pas amorti, puisque la grille ne débite pas (sauf par capacité).

En outre la saturation n'est atteinte que pour des tensions appliquées de très grande amplitude.

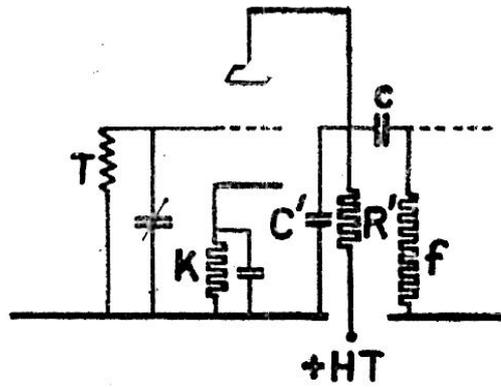


Fig. 151 c.

## CHAPITRE XXIX

# RÉGULATION AUTOMATIQUE D'AMPLIFICATION

### 164. ROLE DU RÉGULATEUR AUTOMATIQUE D'AMPLIFICATION.

Les dispositifs de régulation automatique d'amplification (automatic volume control ou AVC) ont été initialement imaginés dans le but de compenser, dans le récepteur, les effets du phénomène désigné sous le nom de « fading ». On les appelle aussi dispositifs antifading.

Le « fading » consiste en une variation en cours d'audition, de la F. E. M. appliquée par un émetteur donné, à l'entrée d'un récepteur déterminé.

Cette variation peut être considérable. Le champ électromagnétique agissant sur le récepteur peut, par exemple, être réduit au millième de sa valeur normale pendant un intervalle de temps dont la durée varie de quelques dixièmes de seconde à plusieurs minutes. On observe alors une disparition ou évanouissement des signaux.

Il n'est pas question de faire disparaître ce phénomène dont l'origine est dans la haute atmosphère, mais on peut s'efforcer d'en atténuer les conséquences.

Le problème est d'obtenir, à la sortie du récepteur, une puissance constante malgré les variations de l'amplitude de la F. E. M. appliquée à l'entrée, les variations en question étant lentes, c'est-à-dire de durée beaucoup plus longue que la période de modulation.

Par la même occasion, le récepteur présentera le caractère intéressant de donner une puissance de sortie sensiblement la même, que l'on soit à l'écoute d'un poste puissant ou à l'écoute d'un poste lointain. Autrement dit, il n'y aura plus besoin de réglage manuel de l'amplification HF.

Traçons, pour le récepteur, la courbe donnant la puissance de sortie  $W$  watts en fonction de la tension appliquée à l'entrée

millivolts (la fréquence et le taux de modulation étant fixes) (fig. 154).

Pour un poste sans réglage automatique d'amplification, cette courbe est, par ex., la courbe (I).

Pour un poste permettant la compensation parfaite du fading, on aurait la droite (II), c'est-à-dire une puissance de sortie toujours égale à une certaine valeur  $W_0$ , quelle que soit la F. E. M.  $e$  à l'entrée.

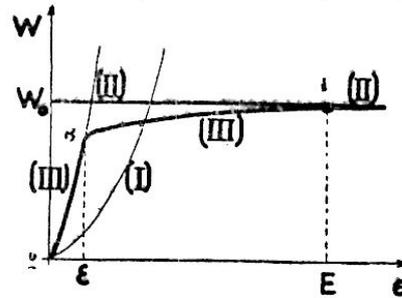


Fig. 154

Il est bien évident qu'on ne peut pas obtenir une telle courbe. En particulier, pour une tension appliquée nulle, la puissance de sortie est nulle. Toute courbe de sensibilité de récepteur réel passera donc par O.

Il est d'autre part souhaitable que, pour la plus grande F. E. M.  $E$  qui, en pratique, sera appliquée à l'entrée (écoute d'un poste émetteur local puissant), la puissance de sortie ne dépasse pas la puissance maximum  $W_0$  que peut fournir, sans distorsion, l'étage final du récepteur. La courbe passera donc aussi par A.

Ceci dit, elle doit être, le plus possible, voisine de la courbe idéale (II).

On voit donc que l'on est conduit (courbe III) à prendre un poste très sensible et à lui laisser toute sa sensibilité pour les faibles valeurs de la tension d'entrée (d'où la branche de courbe OB) : puis, pour les tensions plus grandes, à réduire de plus en plus l'amplification de façon que la puissance de sortie ne dépasse jamais  $W_0$  (branche de courbe BA).

Autrement dit, il n'est pas souhaitable que le régulateur d'amplification fonctionne quand la tension HF appliquée est faible. Il n'agit que lorsqu'elle dépasse une certaine valeur ( $\epsilon$  sur la figure 154). On dit qu'il est retardé.

### 165. PRINCIPE.

Les montages antifading actuels comportent essentiellement des lampes à pente variable dont le principe est exposé paragraphe 151.

Pour faire varier le pouvoir amplificateur de certains étages, il suffira de faire varier la polarisation des lampes correspondantes supposées « à pente variable ».

On trouve précisément dans le circuit de détection, entre les points K et A (fig. 150), une tension continue qui peut servir à modifier la polarisation des lampes amplificatrices HF ou MF.

Plus la tension appliquée à la détectrice est grande, plus la tension détectée continue est grande. Plus on peut augmenter cette polarisation et par conséquent plus on peut diminuer le pouvoir amplificateur des premiers étages.

Evidemment, on ne peut pas faire en sorte que la tension appliquée à la détectrice soit invariable quand la tension d'entrée varie, puisque c'est elle qui est appelée à régler l'amplification.

Cependant on obtiendra un résultat satisfaisant si, par ex., on obtient que, pour une variation de 1 à 10 volts de la tension appliquée à la détectrice, le pouvoir amplificateur des étages précédents varie dans le rapport de 1.000 à 1 (par ex. de 100.000 à 100).

Dans ce cas, pour une tension de 1 volt sur la détectrice, on aura, à l'entrée, une tension de  $\frac{1}{100.000}$  volts = 10  $\mu$ volts.

Tandis que, pour une tension de 10 volts sur la détectrice, on aura, à l'entrée, une tension de  $\frac{10}{100} = 0,1$  volt.

Ainsi la tension d'entrée variant de 10 à 100.000 microvolts (donc dans le rapport de 1 à 10.000), la tension de sortie ne variera que dans le rapport de 1 à 10.

#### 166. MONTAGE ANTIFADING SIMPLE NON RETARDÉ.

La figure 155 représente le montage AVC le plus simple. La diode détectrice est D. Une des lampes sous contrôle d'amplification est T<sub>1</sub>.

Le circuit grille de cette lampe se réduit, en HF au circuit accordé (L, C) et aux condensateurs C<sub>1</sub> et C<sub>2</sub>.

En courant continu, il comporte, en partant de la grille G :

la self  $L$ , la résistance  $R_2$ , la résistance de détection  $R$ , la résistance de cathode  $R_3$  de la lampe BF, la masse, et la résistance de cathode  $R_1$  de la lampe  $T_1$ , ce qui nous conduit à la cathode  $K_1$ .

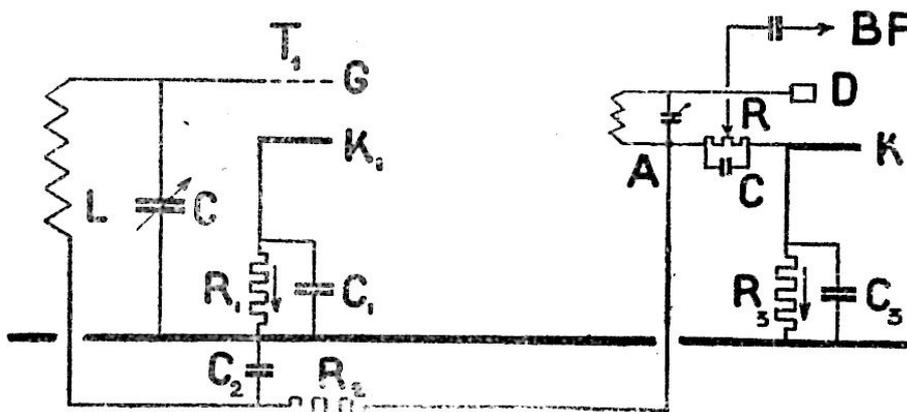


Fig. 155.

Dans  $R_1$  et dans  $R_3$  les courants ont respectivement le sens des flèches noires. En partant de  $K_1$ , vers  $G$ , on rencontre en traversant  $R_1$  une chute de potentiel; puis, en traversant  $R_3$ , une élévation de potentiel. Si aucune tension HF n'est appliquée à la détectrice, il n'y a, dans  $R$  et dans  $R_2$ , aucun courant, à condition que  $G$  soit négative par rapport à  $K_1$ . Cela est réalisé si la chute de potentiel à travers  $R_1$  est supérieure à l'élévation de potentiel rencontrée à travers  $R_3$ . Nous ferons en sorte qu'il en soit ainsi.

Supposons maintenant qu'une tension HF soit appliquée à la détectrice. Alors le potentiel du point  $A$  s'abaisse par rapport à celui de  $K$ . Donc le potentiel de  $G$  s'abaisse par rapport à celui de  $K_1$ . C'est ce qu'on voulait obtenir.

Le système  $(R_2, C_2)$  est très important. La capacité  $C_2$  ramène à la masse le courant HF qui parcourt le circuit grille de  $T_1$ . Elle permet d'éviter qu'une tension HF ou BF, provenant de la détectrice, soit reportée sur la grille de  $T_1$ . La constante de temps  $C_2R_2$  détermine la vitesse de fonctionnement du montage régulateur. On prend, en général,  $C=0,1 \mu\text{F}$ ,  $R=1 \text{ M}\Omega$ , ce qui donne une constante de temps égale à 0,1 seconde.

Une valeur plus petite de cette constante de temps permettrait un fonctionnement plus rapide, qui risquerait de niveler la modulation. Une valeur nettement plus grande entraînerait,

à chaque variation de l'amplitude de la tension HF à l'entrée, une sensation auditive désagréable.

### 167. MONTAGE ANTIFADING SIMPLE, RETARDÉ.

Dans le montage précédent, dès qu'une tension HF est appliquée à la détectrice, si petite soit-elle, la polarisation des lampes amplificatrices se trouve augmentée et le pouvoir amplificateur diminué. La sensibilité du poste n'est jamais ce qu'elle pourrait être.

Nous avons vu au par. 164 qu'il y a intérêt à ce que, pour

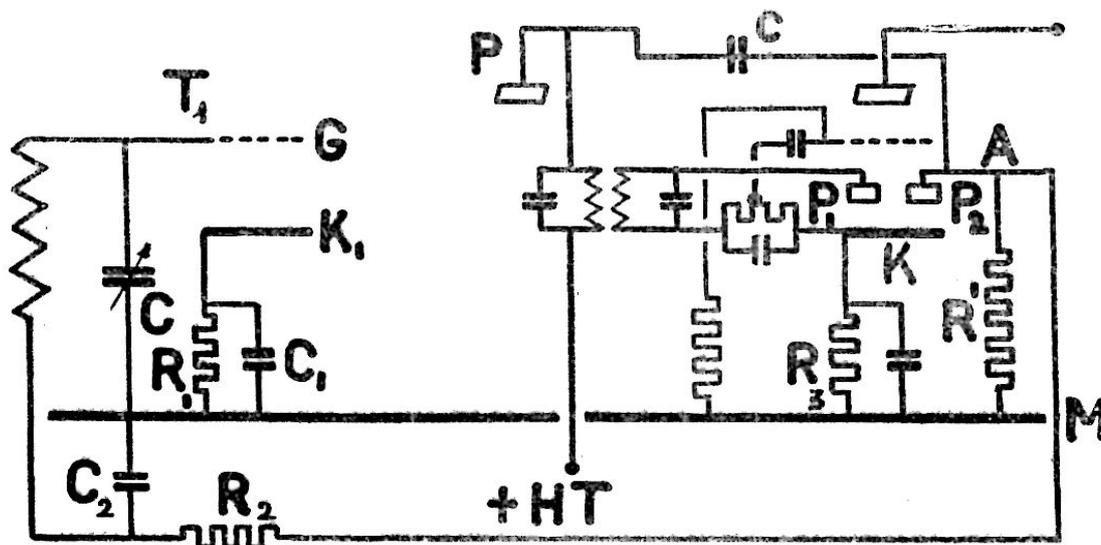


Fig. 156.

les tensions d'entrée de faible amplitude, il n'y ait pas de contrôle d'amplification.

La figure 156 représente le montage antifading retardé le plus simple.

On utilise une *double diode*. L'une des plaques,  $P_1$ , est destinée à la *détection normale* qui fournit la tension BF à amplifier pour l'attaque de la lampe finale. L'autre plaque,  $P_2$ , est réservée à la détection qui fournit la tension continue destinée au contrôle de l'amplification<sup>1</sup>.

Pour que la détection par  $P_2$  soit retardée on polarise cette plaque négativement par rapport à la cathode.

1. Toute la partie du montage concernant la détection normale est identique à celle de la figure 153.

Cette polarisation est obtenue, par ex., par le passage à travers la résistance  $R_3$ , insérée entre cathode et masse de la duodiode-triode, du courant plaque de cette lampe, qui va de K vers la masse.

La résistance de détection  $R'$  ( $1\text{ M}\Omega$ ), relative à  $P_2$  est branchée entre cette plaque et la masse. Le circuit de détection de  $P_2$  comporte donc, en série,  $R_3$  et  $R'$ .

On apporte la tension à détecter à  $P_2$  au moyen d'un petit condensateur  $c$  ( $0,1\text{ m}\mu\text{F}$  mica, par ex.) branché entre cette plaque et le primaire ou le secondaire du transformateur qui fournit cette tension (c'est-à-dire pratiquement la plaque P de la lampe précédente, ou la plaque  $P_1$  de la diode).

Tant que l'amplitude de cette tension demeure faible, la plaque  $P_2$  ne devient jamais positive par rapport à la cathode K. Cette plaque ne débite donc aucun courant, et la tension entre la masse et le point A demeure nulle.

La polarisation de la lampe  $T_1$  est alors uniquement la chute de tension à travers  $R_1$ .

Si l'amplitude de la tension HF appliquée à  $P_2$  dépasse la valeur de la polarisation de  $P_2$  par rapport à K (correspondant à la chute de tension dans  $R_3$ ) la plaque  $P_2$  débite un courant qui circule, à travers  $R'$ , de la masse vers A.

Le potentiel du point A s'abaisse. Il en est donc de même du potentiel de la grille G de la lampe sous contrôle.

Notons que, pour un contrôle antifading retardé, l'action exercée, à partir du moment où il fonctionne, est plus énergique que celle d'un montage antifading non retardé.

#### 168. MONTAGE ANTIFADING RETARDÉ ET AMPLIFIÉ.

Lorsqu'on désire utiliser un voltage retardateur élevé (supérieur à une dizaine de volts, par ex.) ce qui est nécessaire si l'on désire que le système fonctionne très efficacement, à partir du moment où il entre en action, on est conduit à augmenter de même l'amplitude de la tension HF appliquée à la détectrice. Cela ne va pas sans risques d'accrochage (par. 173) et sans risques de distorsion dans le dernier étage HF.

Pour les éviter, on peut utiliser divers montages, tel que celui de la fig. 157, donné à titre d'exemple.

La tension à détecter est appliquée à la plaque  $P_1$  d'une duodiode-triode. La tension détectée continue, qui apparaît aux bornes de  $R$ , est transmise, ainsi que la composante alternative BF, à la grille de la triode, par l'intermédiaire de la self de

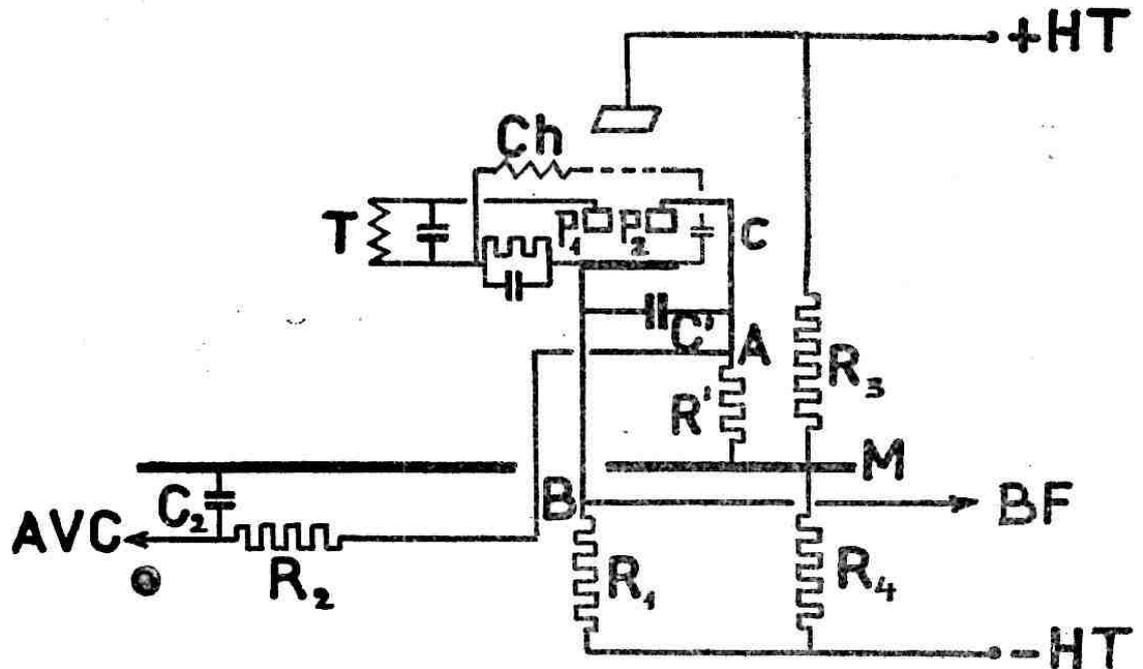


Fig. 157.

choc  $Ch$ . Le condensateur  $c$  ( $0,1\text{ m}\mu\text{F}$ ) supprime, par court-circuit HF vers la cathode, toute tension HF appliquée à cette grille.

La triode est montée en amplificatrice à résistance, mais la résistance  $R_1$  de plaque est intercalée entre la cathode et le pôle négatif du bloc haute tension ( $-HT$ ), tandis que la plaque est reliée directement au pôle positif de ce bloc ( $+HT$ ). La masse du châssis est à un potentiel intermédiaire entre ( $+HT$ ) et ( $-HT$ ), fixé par les résistances  $R_3$  et  $R_4$ .

La seconde plaque de détection  $P_2$ , est reliée à la masse par la résistance  $R'$  ( $1\text{ M}\Omega$ ). Le condensateur  $C'$  ( $0,1\text{ }\mu\text{F}$ ) supprime toute tension alternative qui pourrait lui être appliquée.

On fait en sorte qu'en absence de tension HF aux bornes de  $T$ , la cathode soit positive par rapport à la masse. Alors  $P_2$  est négative par rapport à la cathode et ne débite pas. Le point  $A$  est au potentiel de la masse.

Si maintenant une tension HF est appliquée à  $P_1$ , le potentiel grille de la triode s'abaisse, le courant plaque de cette lampe diminue et la chute de tension dans  $R_1$  devenant plus faible, le potentiel de la cathode s'abaisse, c'est-à-dire se rapproche de celui du point marqué ( $-HT$ ).

Tant qu'il reste positif par rapport à la masse,  $P_2$  ne débite pas et A reste au potentiel de la masse. Dès qu'il devient négatif par rapport à celle-ci,  $P_2$  débite et le potentiel du point A, d'où part la connexion AVC, devient négatif par rapport au châssis.

On peut, sans employer de tensions HF plus grandes, utiliser des voltages retardateurs plus élevés que dans le montage du paragraphe précédent.

On trouve entre ( $-HT$ ) et B une tension alternative BF qu'on peut transmettre à la lampe d'attaque BF.

#### 169. LAMPE DE SILENCE.

Lorsqu'un poste fonctionne avec son maximum de sensibilité, ce qui se produit lors de la recherche des stations, alors qu'aucune tension HF n'est appliquée à la détectrice et que la polarisation des lampes amplificatrices est minimum, le bruit de fond est très intense, car les petites perturbations électriques de toute sorte, parasites ou autres sont amplifiées énormément.

La lampe de silence a pour but de bloquer la lampe d'attaque BF tant que la tension HF appliquée à la détectrice n'est pas suffisante pour assurer une audition agréable, dominant franchement le bruit de fond.

La figure 158 représente un montage permettant d'obtenir une régulation automatique d'amplification différée et un réglage silencieux.

La duo-diode-triode L sert comme détectrice et comme lampe d'attaque BF, on reconnaît au-dessus de  $xy$  le montage de la figure 156. La plaque  $P_1$  sert à la détection normale. La tension BF est conduite à la grille G. La plaque  $P_2$  sert à la détection pour commande automatique d'amplification.  $R'$  est la résistance correspondante et la connexion AVC part de A.

La différence essentielle est que la résistance de fuite de la grille G est la résistance  $R_1$  ( $2 M\Omega$ ) insérée dans le circuit plaque de la lampe de silence S. Si le courant plaque de cette

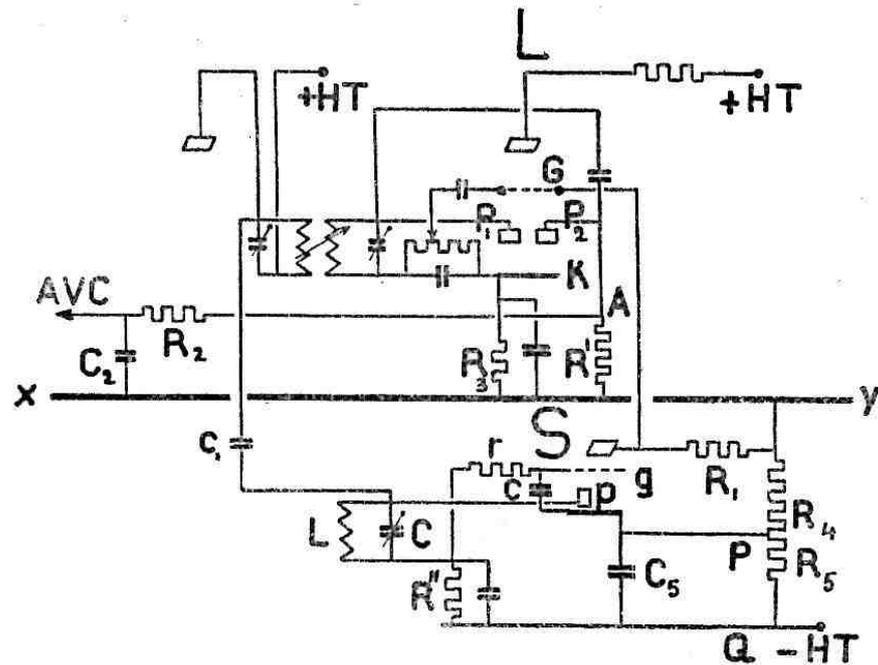


Fig. 158.

lampe existe, le potentiel de G est fortement négatif par rapport à la masse, et, par suite, par rapport à la cathode K. La lampe d'attaque BF est alors bloquée.

Par contre, si le courant dans  $R_1$  disparaît, la polarisation de G se réduit à la chute de tension à travers  $R_3$  et la lampe d'attaque L fonctionne.

Reste à voir comment le courant plaque de S est commandé. La lampe S est une diode-triode. Sa partie diode sert à la détection d'une tension HF apportée par le condensateur  $c_1$  ( $0,5 \text{ m}\mu\text{F}$ ) au circuit accordé (L C). La résistance de détection est  $R''$  ( $2 \text{ M}\Omega$ ) et la tension détectée continue est transmise à la grille  $g$  par une résistance  $r$  ( $2 \text{ M}\Omega$ ) ( $c = 0,1 \text{ m}\mu\text{F}$ ). La détection est légèrement retardée par suite d'une polarisation qu'on obtient entre les points P et Q en réglant convenablement les valeurs des résistances  $R_4$  et  $R_5$  (quelques milliers d'ohms).  $C_5$  est une capacité de découplage ( $0,1 \mu\text{F}$ ).

Tant que  $p$  ne débite pas, la grille  $g$  est au potentiel du point Q. Le courant plaque de la lampe S existe et la lampe L est bloquée. Dès que  $p$  débite, le potentiel de  $g$  s'abaisse, le courant plaque de S s'annule et la lampe d'attaque BF fonctionne.

170. INDICATEURS VISUELS.

Les indicateurs visuels permettent un réglage précis de l'accord sur un émetteur donné sans qu'il soit nécessaire de se guider sur l'intensité ou la qualité de l'audition.

1° Le plus simple est un *milliampèremètre* dont l'équipage mobile comporte un écran opaque situé entre une fenêtre et une petite lampe d'éclairage à filament rectiligne. Lorsque l'équipage dévie de sa position d'équilibre, une étendue plus ou moins grande de la fenêtre se trouve obscure.

Si l'on détecte par la plaque ou par la grille, ce milliampèremètre peut être intercalé dans le circuit plaque de la détectrice puisque le courant moyen, dans ce circuit, varie lorsqu'on applique à la grille une tension à détecter.

Si, au contraire, on détecte par diode en ne reportant à la lampe d'attaque BF que la composante BF de la tension détectée, le courant plaque moyen de cette lampe ne varie pas; on doit alors insérer l'indicateur visuel *en série dans le circuit plaque d'une lampe sous contrôle automatique d'amplification.*

Lorsque la tension à détecter est maximum, la polarisation de cette lampe est maximum et le courant plaque moyen minimum.

2° L'indicateur visuel par tube au néon comporte trois électrodes (fig. 159). L'une d'elles,  $E_1$ , est réunie à la masse par une résistance  $R_1$  (0,02 M $\Omega$ , par ex.). Une autre  $E_2$ , est réunie au (+ HT) par l'intermédiaire de  $R_2$  (0,5 M $\Omega$ , par ex.). La troisième,  $E_3$ , est reliée par l'intermédiaire de  $R_3$  (5.000  $\Omega$ , par ex.) à la plaque d'une lampe sous contrôle automatique ou, plus exactement, entre l'impédance  $Z$  de plaque et une résistance  $R$  (5.000  $\Omega$  par ex.) insérée dans le circuit plaque.

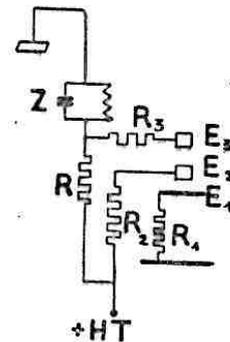


Fig. 159.

Lorsque la tension HF appliquée à la détectrice est nulle et, par conséquent, le courant plaque de la lampe maximum, la tension de  $E_3$  est minimum. On règle dans ces conditions la tension de  $E_2$  (par le choix de  $R_2$ ) de façon que le tube soit sur le point de s'illuminer.

Si maintenant la polarisation de la lampe augmente, le cou-

rant plaque diminuée, le potentiel de  $E_3$  s'élève et le tube s'illumine sur une plus ou moins grande longueur.

3° *L'indicateur cathodique* (ex. : « œil magique » ou « trèfle cathodique ») utilise la déviation d'un pinceau d'électrons par un champ électrique.

Les électrons sont émis par une cathode K (fig. 160 a). Ils

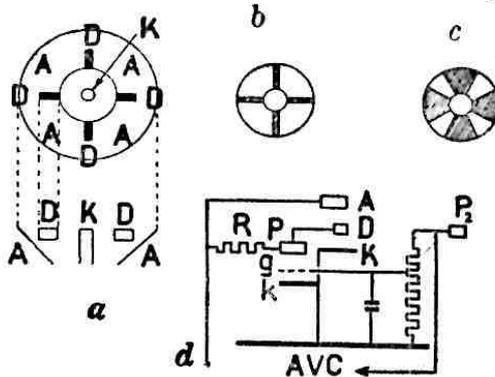


Fig. 160.

sont attirés par l'anode A, positive par rapport à K. Cette électrode a la forme d'un entonnoir ayant pour axe la cathode K et qui est recouvert d'un enduit fluorescent (c'est-à-dire devenant lumineux lorsqu'il est soumis au bombardement électronique).

Quatre petites plaques de déviation D portées à un potentiel inférieur à celui de la plaque recueillent un nombre plus ou moins grand d'électrons et portent ombre sur l'anode qui reste obscure derrière elles.

Lorsque le potentiel des plaques D est voisin de celui de A, l'ombre est étroite (fig. 160 b). Lorsqu'il est fortement négatif par rapport à celui de l'anode, les trajectoires électroniques s'incurvent en s'éloignant des plaques D. Les zones lumineuses de l'anode diminuent de largeur (fig. 160 c).

La figure (160 d) représente les électrodes de la lampe et leurs connexions.

A la grille  $g$  d'une partie triode est appliquée une partie de la tension régulatrice du dispositif antifading. Le circuit plaque de cette triode comporte une grande résistance ( $R = 2 \text{ M}\Omega$ ) reliée à la haute tension. La tension plaque de la lampe est appliquée aux électrodes de déviation, tandis que l'anode fluorescente est directement connectée à la haute tension.

Plus  $g$  est négative, par rapport à la cathode  $k$ , reliée à la masse, plus le courant plaque est faible, plus la tension plaque P est grande et plus les zones lumineuses de l'indicateur sont larges.

## CHAPITRE XXX

### RÉACTION. ACCROCHAGE. DÉCOUPLAGES

#### 171. NOTION DE RÉACTION.

*Dans tout amplificateur existe un certain couplage entre le circuit de sortie et le circuit d'entrée, c'est-à-dire que le courant de sortie peut engendrer, dans le circuit d'entrée, une F. E. M. Ce couplage entre sortie et entrée s'appelle réaction.*

Cette réaction peut avoir pour origine soit une induction, soit une dérivation de courant par capacité. Elle peut encore se produire suivant un processus tout à fait différent, par exemple par suite de l'action qu'un haut-parleur, dont la membrane vibre, peut exercer, à travers l'air, sur un microphone (couplage purement mécanique.)

On peut évidemment faire en sorte que ce couplage soit extrêmement faible; mais, si nous supposons par exemple que le centmillième de la tension HF appliquée à la détectrice se trouve reporté à l'entrée, cela n'est pas négligeable, si précisément le pouvoir amplificateur des étages précédant la détectrice est de l'ordre de centmille.

Dans ce cas la tension reportée à l'entrée par réaction est de l'ordre de celle qu'on y applique pour être amplifiée.

#### 172. GAIN OU PERTE D'AMPLIFICATION PAR RÉACTION.

Quand la tension de réaction est de l'ordre de la tension appliquée, le fonctionnement de l'amplificateur est profondément modifié.

Supposons, par exemple, que la tension de réaction soit *en phase* avec la tension appliquée et égale à la moitié de sa valeur.

Si  $e$  est l'amplitude de la tension à amplifier, l'amplitude de la tension de réaction est alors  $e_1 = \frac{e}{2}$ .

Cette tension  $e_1$  est elle-même appliquée à l'entrée. Elle est elle-même amplifiée, comme  $e$ . Elle donne naissance à un courant de sortie supplémentaire qui, à son tour, réagit sur l'entrée.

Une nouvelle F. E. M. de réaction  $e_2$  apparaît donc à l'entrée. Elle est en phase avec  $e_1$  et vaut  $\frac{e_1}{2}$  ou encore  $\frac{e}{4}$ .

Elle-même est amplifiée et le courant de sortie correspondant crée à l'entrée une F. E. M.  $e_3$ , en phase avec  $e_2$  et égale à

$$e_3 = \frac{e_2}{2} = \frac{e_1}{4} = \frac{e}{8}.$$

En définitive, tout se passe comme si on appliquait à l'entrée au lieu de  $e$ , la F. E. M. :

$$\begin{aligned} e + e_1 + e_2 + e_3 + \dots &= e + \frac{e}{2} + \frac{e}{4} + \frac{e}{8} + \dots \\ &= e \left( 1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{8} + \dots \right) \end{aligned}$$

qu'on démontre être égale à  $2e$ .

*On peut dire ici que la réaction double le pouvoir amplificateur.*

Supposons au contraire que la F. E. M. de réaction résultant de  $e$ , appliquée à l'entrée, soit d'amplitude égale à  $\frac{e}{2}$ , mais en opposition avec  $e$ .

Alors  $e_1$  est en opposition avec  $e$ .

$e_2$  est en opposition avec  $e_1$ , donc en phase avec  $e$ , etc.

Tout se passe comme si, à l'entrée, on appliquait au lieu de  $e$ , la F. E. M. :

$$\begin{aligned} e - e_1 + e_2 - e_3 + \dots &= e - \frac{e}{2} + \frac{e}{4} - \frac{e}{8} + \dots \\ &= e \left( 1 - \frac{1}{2} + \frac{1}{4} - \frac{1}{8} + \dots \right) \end{aligned}$$

qu'on démontre être égale à  $\frac{2}{3}e$ .

*La réaction provoque ici une perte dans l'amplification.*

### 173. ACCROCHAGE.

*Que se passe-t-il lorsque la F. E. M. de réaction est égale à la F. E. M. à l'entrée?*

Si nous supposons, pour simplifier, les deux F. E. M. en phase, tout se passe puisque  $e_1 = e$ , comme si, à l'entrée, était appliquée la F. E. M. :

$$e + e + e + e + \dots = e(1 + 1 + 1 + 1 + \dots).$$

La somme en question est infinie même si  $e$  est très petite.

Alors la moindre perturbation appliquée à l'entrée est amplifiée énormément, ou encore, si l'on préfère, l'amplificateur fonctionne comme si une F. E. M. très grande était appliquée à l'entrée.

Comme il y a toujours de petites perturbations, l'amplificateur fonctionne tout seul, sans qu'on lui applique quoi que ce soit. On dit qu'il accroche.

L'amplificateur qui accroche devient un générateur d'oscillations électriques. Il crée un courant alternatif dont la fréquence est celle pour laquelle, avant l'accrochage, le pouvoir amplificateur était le plus grand (celle pour laquelle il y avait le plus de danger d'accrochage).

Un amplificateur BF accroche en BF, c'est-à-dire engendre des courants alternatifs audibles. S'il se termine par un haut-parleur, ce haut-parleur hurle.

Un amplificateur HF qui accroche devient un générateur de courants HF, en général inaudibles. Cependant si l'oscillation n'est pas stable, mais s'établit pour disparaître aussitôt, puis se rétablir et ainsi de suite, on peut entendre un son.

*Expérience :* Un microphone, disposé à l'entrée, et un haut-parleur, disposé à la sortie, d'un amplificateur BF sont placés sans précautions spéciales, à quelques mètres l'un de l'autre dans une salle.

Dès qu'on règle le potentiomètre d'entrée de façon à appliquer une tension non nulle, le haut-parleur hurle.

On peut supprimer les oscillations en orientant convenablement le microphone, en le mettant dans sa poche, etc.

Si on le place dans une boîte protégée contre les vibrations sonores (garnie de ouate ou de feutre, sur pieds de caoutchouc, etc.) on peut alors obtenir un fonctionnement stable bien que caractérisé par une amplification très grande. En plein air, le danger d'accrochage est beaucoup moindre.

*Bien entendu, l'amplificateur qui accroche ne joue plus son rôle d'amplificateur.*

En basse fréquence au voisinage de la limite d'accrochage la *distorsion* est considérable parce que les diverses fréquences sont très inégalement amplifiées.

#### 174. PRODUCTION SYSTÉMATIQUE DE LA RÉACTION.

Lorsqu'on ne disposait pas des lampes actuelles dont le pouvoir amplificateur est très élevé, on était tout naturellement porté à utiliser la réaction systématiquement pour améliorer les performances des récepteurs.

La figure 161 représente en (a) le montage désigné sous le nom de *détectrice à réaction*.

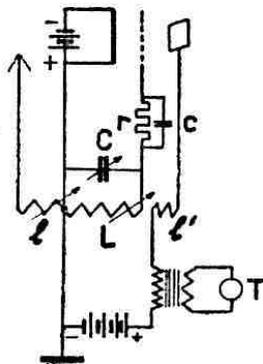
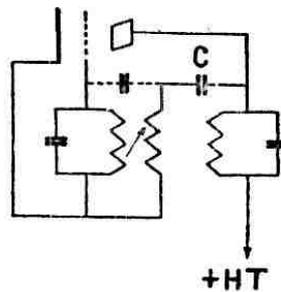


Fig. 161.



Sur le circuit (L, C) agit une F. E. M.  $e$ , induite par le courant HF circulant dans la self d'antenne  $l$ . La tension  $u$  qui en résulte aux bornes de C est appliquée à la grille de la

lampe qui fonctionne en détectrice par la grille (bloc détecteur (r, c), retour au pôle positif du filament). Le courant HF qui circule dans le circuit plaque induit dans (L, C) une F. E. M. de réaction  $e_1$  qui est en phase avec  $e$ , si le sens des selfs  $l'$  et L est convenable (par. 180).

Tout se passe alors comme si la tension appliquée à l'entrée était augmentée, ou, ce qui revient au même, comme si la résistance du circuit (L, C) était diminuée, d'où un *gain de sensibilité et de sélectivité*.

*Si l'on serre trop le couplage entre  $I'$  et  $L$ , il y a accrochage. Le montage devient un véritable générateur haute fréquence (appelé encore hétérodyne (par. 180).*

Si la fréquence des oscillations engendrées par cette hétérodyne et celle d'un émetteur agissant sur l'antenne sont voisines, la grille est attaquée simultanément par deux tensions HF de fréquences voisines. On peut alors, par battement, entendre un son (par. 128). On peut ainsi rendre audible une onde HF d'amplitude constante.

*(Réception hétérodyne ou autodyne des signaux télégraphiques.)*

La figure 161 représente en (b) un autre montage où, la réaction est obtenue par dérivation d'une partie du courant HF de plaque vers le circuit grille à travers le condensateur  $c$ .

#### 175. SUPPRESSION SYSTÉMATIQUE DE LA RÉACTION.

Actuellement, il y a dans les amplificateurs, en général, trop de réaction et on fait son possible pour diminuer celle-ci.

C'est, le plus souvent, ce qui est le plus difficile dans la réalisation d'une maquette.

Un poste récepteur est essentiellement une suite d'étages, chacun d'eux étant constitué par le circuit plaque d'une lampe et le circuit grille de la lampe suivante.

Entre les deux circuits d'un même étage existe un couplage, soit par induction, soit par dérivation capacitive.

Par contre, entre deux circuits appartenant à des étages différents, il ne doit pas y avoir de couplage.

Pour réduire les *couplages par induction*, on peut :

1° Disposer les différents étages le plus loin possible les uns des autres.

2° Orienter les bobines appartenant à des étages différents de façon qu'elles n'envoient aucun flux l'une dans l'autre.

3° Les précautions précédentes étant insuffisantes, disposer sous *blindage* les bobinages et les connexions traversées par des courants haute fréquence.

Ne pas oublier qu'un blindage n'est effectif que s'il est à potentiel fixe, c'est-à-dire, pratiquement à la masse du châssis.

Sur un fil blindé un peu long, ne pas craindre de prendre plusieurs masses.

4° Hors des blindages, faire en sorte que les circuits haute fréquence soient aussi courts et ramassés que possible.

Dès qu'un courant HF a traversé l'impédance d'utilisation le ramener à la masse par un condensateur de découplage.

*Exemple :* figure 162.

Le circuit plaque de la lampe  $L_1$  est, en HF, constitué ainsi qu'il suit :

Connexion  $Pp$ , courte et bien orientée.

Bobine  $B_1$  sous blindage.

Condensateur  $C_1$  entre la sortie  $p'$  du blindage et la masse.

Condensateur  $H_1$ , entre masse et cathode  $K_1$ .

Tandis que le circuit plaque de cette même lampe, pour le courant continu, comporte :

Connexion  $Pp$ , bobine  $B_1$ , connexion  $p'R_1$ , haute tension, bloc d'alimentation, masse, résistance de polarisation  $k_1$ .

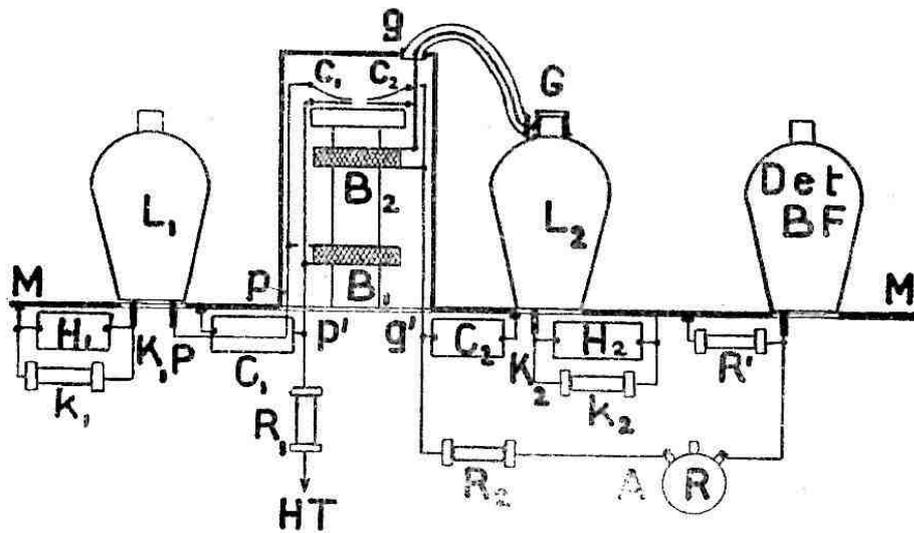


Fig. 162.

Il est très long et comporte une partie commune (bloc d'alimentation) avec des circuits appartenant à d'autres étages.

Le système  $R_1, C_1$  bloque la HF, c'est-à-dire lui impose un chemin beaucoup plus court vers la masse.

De même le circuit grille de la lampe  $L_2$  est, en HF, constitué ainsi qu'il suit :

Connexion  $Gg$  et bobine  $B_2$ , sous blindage.

Condensateur  $C_2'$ , entre la sortie  $g'$  du blindage et la masse.

Condensateur  $H_2$ , entre la masse et la cathode  $K_2$ .

Tandis que le circuit grille de cette même lampe, en courant continu comporte :

Connexion  $Gg$ , bobine  $B_2$ , connexion d'antifading  $g'R_2A$  résistance de détection  $R$ , résistance de polarisation de la lampe BF  $R'$ , et résistance de polarisation  $k_2$ .

Le système  $(R_2, C_2)$  est, de même que  $(R_1, C_1)$ , un système de découplage ou de blocage.

En HF on utilise des condensateurs de découplage de capacité comprise entre 0,1, et  $2\mu F$ . En BF on utilise des électrolytiques dont la capacité est de l'ordre de  $25\mu F$ .

*Le couplage par dérivation capacitive le plus dangereux est celui qui se produirait à l'intérieur même d'une lampe, par suite de la capacité entre grille et plaque.*

Une telle capacité joue exactement le rôle d'un condensateur placé entre grille et plaque (fig. 168 c, par. 180).

Nous avons vu qu'on réduit cette capacité au moyen d'une grille écran (par. 118.)

Pour que la grille écran joue son rôle il faut :

1° Que son potentiel soit fixe.

En HF le circuit de grille écran se réduit à un gros condensateur de découplage formant court-circuit vers la masse.

A travers ce condensateur il y a des courants HF intenses. On doit donc faire en sorte que ses connexions soient aussi courtes que possible.

2° Que l'on ne rétablisse pas la capacité grille-plaque en faisant voisiner, hors de la lampe, la connexion grille et la connexion plaque.

Un couplage très dangereux pourrait résulter du fait que la

source d'alimentation haute tension est commune à toutes les lampes.

S'il n'y avait aucun condensateur de découplage, sur les plaques et sur les écrans, des tensions de toutes fréquences, provenant de tous les étages, se trouveraient, par l'intermédiaire de l'alimentation, reportées à toutes les lampes.

Le danger reste très grand, si les condensateurs de découplage ne sont pas situés le plus près possible des lampes auxquels ils correspondent.

Ne pas oublier que nul ne peut se vanter de supprimer totalement les réactions et que l'accrochage peut résulter de négligences tout à fait minimales : oubli d'un blindage de lampe, voisinage de deux prises de masse correspondant à des étages différents, sens d'enroulement des selfs inversés, etc.

## CHAPITRE XXXI

### GÉNÉRATEURS HAUTE FRÉQUENCE

#### 176. OSCILLATION NATURELLE AMORTIE D'UN CIRCUIT RÉSONANT.

Lorsqu'on décharge un condensateur à travers une self, le courant de décharge est alternatif.

Considérons le condensateur AB. L'armature A est, par ex., chargée positivement, B est chargée négativement. Nous réunissons les armatures par l'intermédiaire d'une self. Un courant de décharge prend naissance. Il va d'abord de A vers B (fig. 163 a).

La self s'oppose aux variations du courant. Elle commence

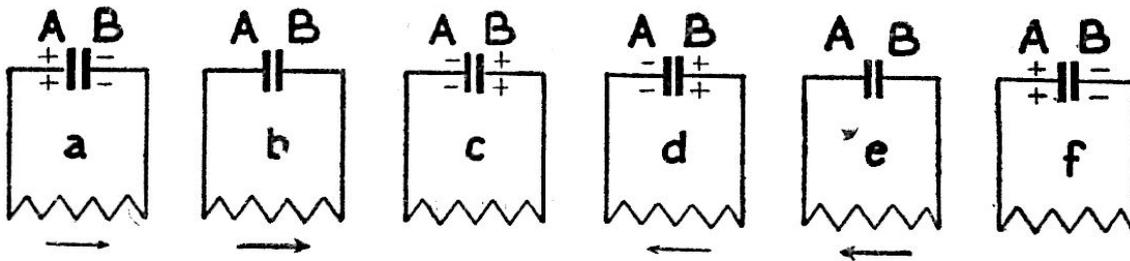


Fig. 163.

par s'opposer à ce qu'il s'établisse et, ensuite, elle le prolonge alors qu'il devrait cesser, c'est-à-dire alors que le condensateur est déchargé (fig. 163 b).

Dès lors B reçoit un excédent de charges positives, A conserve un excédent de charges négatives. Autrement dit, au moment où le courant cesse, le condensateur est chargé en sens inverse du sens initial (fig. 163 c).

Alors tout recommence en sens inverse. Une nouvelle décharge (ou tentative de décharge) se produit sous forme d'un courant en sens inverse du précédent (fig. 163 d, e, f) et ainsi de suite.

Si la résistance du circuit était nulle, l'oscillation durerait indéfiniment. L'énergie serait tantôt emmagasinée dans le condensateur chargé ( $i$  nul,  $v$  maximum), tantôt emmagasinée dans la self ( $i$  maximum,  $v$  nul). Elle garderait toujours la même valeur.

En réalité, à chaque oscillation, un peu d'énergie se perd sous forme de chaleur par effet Joule dans la résistance. *L'amplitude des oscillations diminue progressivement. On dit que l'oscillation est amortie (fig. 164 a).*

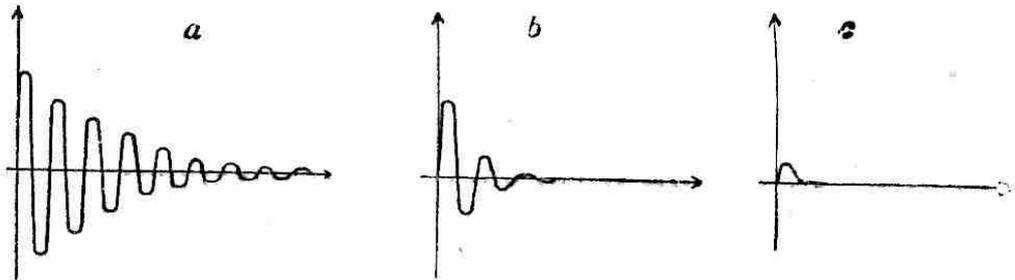


Fig. 164.

L'amplitude des oscillations est réduite au dixième de sa valeur en un temps :  $t = 2,3 \theta$ ; au centième de sa valeur, en un temps :  $t = 4,6 \theta$ ; etc.,

$\theta$  étant la constante de temps  $\frac{2L}{R}$  définie plus haut (par. 134).

Plus la résistance est grande, plus  $\theta$  est petit, plus rapide est l'amortissement des oscillations (la perte d'énergie par effet Joule est plus grande) (fig. 164 b).

Si la résistance est très grande, il n'y a pas plus d'oscillations. On a une décharge dite **apériodique**, tout au long de laquelle le courant garde le même sens (fig. 164 c).

### 177. RETOUR SUR LE PHÉNOMÈNE DE RÉSONANCE.

*La fréquence N de l'oscillation naturelle amortie d'un circuit résonant est donnée par la formule.*

$$\text{p.p.s.} - N = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad \text{ou approximativement} \quad N \approx \frac{1}{\sqrt{40 LC}}$$

| henry
 | farad

C'est précisément la fréquence pour laquelle le circuit LC est en résonance (par. 85).

Cette remarque nous permet d'envisager le phénomène de résonance sous un nouveau jour.

Considérons un système mécanique capable d'osciller, par ex. une balançoire. Écartons la balançoire de sa position d'équilibre et abandonnons-la. Elle prend un mouvement alternatif caractérisé par une fréquence bien déterminée, *qui lui est propre*. C'est ce qu'on appelle l'oscillation *libre* de la balançoire.

Au contraire donnons à la balançoire une série d'impulsions suivant une cadence bien régulière, mais quelconque. La balançoire prend maintenant un *mouvement imposé*, une *oscillation forcée*, à la cadence *que nous voulons*.

Mais, si nous désirons que l'*amplitude* de cette oscillation forcée soit *très grande*, il faut que précisément la *fréquence de nos impulsions* soit égale à la *fréquence propre* de la balançoire.

De même, le circuit (L, C, R) est caractérisé par une fréquence *propre*. Lorsque après avoir chargé le condensateur, on laisse l'état électrique du système évoluer *tout seul*, il se produit un courant alternatif (amorti) ayant une fréquence bien déterminée  $N_0$ .

Si maintenant, au moyen d'un générateur extérieur, nous appliquons au circuit une F. E. M. de fréquence quelconque, N, nous *imposerons* au circuit (L, C) le passage d'un courant alternatif de fréquence N.

Seulement l'*amplitude* de cette oscillation forcée ne deviendra *très grande* qu'au voisinage de la résonance, c'est-à-dire *quand N est voisin de  $N_0$* .

Le phénomène de résonance électrique est donc tout à fait analogue au phénomène de résonance mécanique.

*Remarque.* — Pour mesurer la fréquence d'un courant téléphonique, on fait quelquefois usage de *résonateurs mécaniques*.

Un résonateur est, par exemple, une petite lame d'acier pincée à une extrémité, libre à l'autre. Écartée de sa position d'équilibre cette lame vibre avec une fréquence qui lui est propre,  $N_0$ .

Cela dit, on fait agir sur elle (fig. 165) un électroaimant parcouru par le courant à étudier, de fréquence N. La lame est attirée deux fois par période, donc à la fréquence 2N.

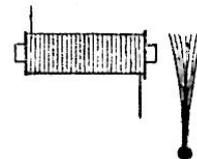


Fig. 165.

Elle vibre avec une amplitude maximum si  $2N = N_0$ .

Notons au contraire qu'une membrane téléphonique ou l'équipage d'un oscillographe doivent suivre des courants de fréquence quelconque. C'est pourquoi ils doivent être assez amortis pour être aperiodiques (n'avoir pas de fréquence propre).

### 178. GÉNÉRATEUR D'OSCILLATIONS AMORTIES.

La figure 166 représente schématiquement un générateur d'oscillations HF amorties.

Un alternateur S de fréquence relativement élevée (1000 p.

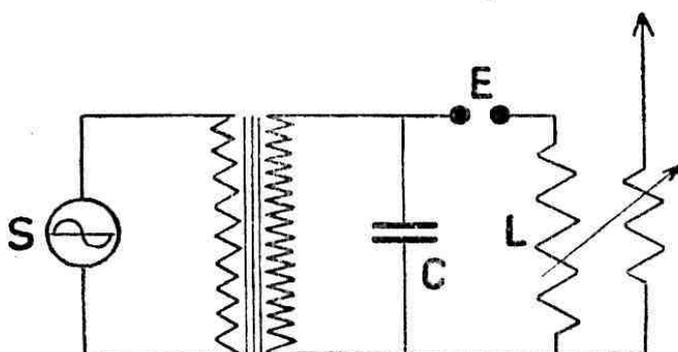


Fig. 166.

p. s., par ex.) débite sur le primaire d'un transformateur dont le secondaire sert à charger le condensateur C. Lorsque la différence de potentiel entre les deux boules de l'éclateur E devient suffisante, une étincelle

éclate entre elles et le condensateur se décharge à travers la self L.

Supposons par ex. que la fréquence propre du circuit (L, C)

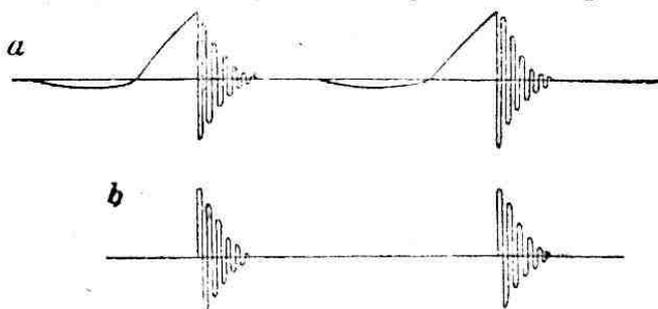


Fig. 167.

soit un million de périodes par seconde, que chaque décharge amortie se compose de cent oscillations. La tension aux bornes de C variera en fonction du temps, comme l'indique la fig. 167 a.

Tous les millièmes de seconde, il y aura donc émission d'un train d'ondes amorties (167 b)<sup>1</sup>.

### 179. OSCILLATIONS ENTRETENUES.

Les oscillations amorties ont été utilisées, faute de mieux, dans les débuts de la radiotechnique. Elles ne permettent pas

1. Voir la remarque en bas de page 158.

évidemment, les liaisons téléphoniques. Pour pouvoir moduler à volonté un courant HF, il faut d'abord savoir l'obtenir avec une amplitude constante.

Pour entretenir des oscillations dans un circuit, on applique à ce circuit, par l'intermédiaire d'une lampe amplificatrice, une F. E. M. précisément engendrée par le courant HF qui parcourt ce circuit et convenablement amplifiée.

Cette F. E. M. est évidemment de même fréquence que le courant qui lui donne naissance. *Si sa phase est convenable*, elle provoque dans le circuit un courant de même fréquence et de même phase que le courant existant. Donc elle entretient celui-ci.

On peut présenter les choses d'une façon un peu différente.

On peut dire que si la F. E. M. de réaction, dont nous venons de parler, est à *chaque instant* proportionnelle au courant existant,  $i$ , et de même sens que lui, elle peut, si son amplitude est convenable, compenser exactement la chute de tension  $Ri$  dans la résistance du circuit.

Tout se passe alors comme si cette résistance n'existait pas, et l'oscillation n'est plus amortie.

On peut exprimer cela de façon imagée en disant que la lampe a introduit dans le circuit une *résistance négative* qui compense la résistance réelle (positive) du circuit.

D'ailleurs, un montage générateur de courants HF n'est pas autre chose qu'un amplificateur dans lequel la réaction est poussée systématiquement jusqu'à l'accrochage.

Nous avons déjà fait remarquer qu'une réaction HF sur un circuit oscillant a pour effet de diminuer en apparence la résistance de ce circuit (par. 174).

#### 180. MONTAGES HÉTÉRODYNES.

La figure 168 représente divers montages générateurs de courants HF, appelés encore montage hétérodynes.

1° Examinons tout d'abord le montage *a*. Supposons qu'un courant alternatif HF  $i$  existe dans le circuit (L, C). Ce courant

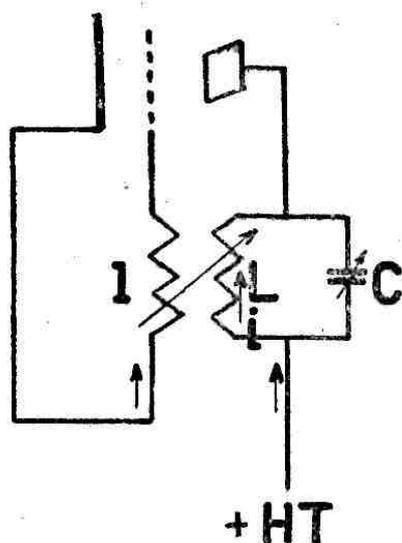


Fig. 168 a.

induit dans la self de grille  $l$  une F. E. M. qui est, sur lui, en avance ou en retard d'un quart de période.

Prenons comme sens positifs sur les circuits grille et plaque les sens habituels, c'est-à-dire de la cathode vers la grille et de la cathode vers la plaque. Si, avec ces sens, le coefficient d'induction mutuelle entre  $L$  et  $l$  est négatif, la F. E. M. induite  $u$  dans le circuit grille est *en avance* d'un quart de période sur le courant  $i$ , qui parcourt la self  $L$ .

Tout se passe alors comme si une F. E. M. de même fréquence, de même phase, mais de valeur  $ku$ , existait dans le circuit plaque.

Cette F. E. M. agissant sur le circuit bouchon ( $L$   $C$ ) est capable de faire circuler dans la self  $L$  un courant qui est *en retard sur elle* d'un quart de période, c'est-à-dire *en phase avec*  $i$ .

Le système engendre donc, de lui-même, une F. E. M. capable d'y faire circuler le courant qui, précisément, y existe. Il y a donc *entretien des oscillations* à condition que le couplage soit suffisant.

*La condition relative au sens de parcours des selfs  $L$  et  $l$  est essentielle.*

Rappelons qu'elle signifie ceci :

Soient les deux selfs  $L$  et  $l$  enroulées sur le même mandrin. Deux observateurs se déplacent, l'un allant de la cathode à la grille le long de  $l$ , et l'autre de la cathode à la plaque le long de  $L$ . Il faut que, par rapport au mandrin, ils tournent en sens inverse l'un de l'autre.

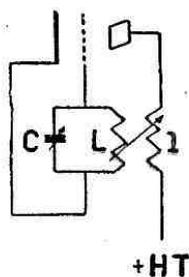


Fig. 168 b.

2° Dans le montage  $b$  le circuit oscillant est sur la grille et la self de réaction sur la plaque.

La puissance oscillante est plus faible que dans le cas précédent.

Ici encore il faut un coefficient d'induction mu-

tuelle négatif entre  $L$  et  $l$ . De plus, il faut que le couplage ne soit ni trop faible ni trop fort.

3° Dans le montage  $c$ , la réaction est assurée par le condensateur  $c$ , inséré entre plaque et grille.

Dans certains cas, la capacité interne de la lampe peut suffire à créer ce couplage. Alors il peut y avoir accrochage d'oscillations sans liaison apparente entre grille et plaque (par. 175).

4° Dans le montage  $d$ , le circuit oscillant comporte deux selfs  $L_1$  et  $L_2$  situées, l'une dans le circuit grille, et l'autre, dans le circuit plaque. La liaison entre les deux est assurée par le condensateur  $C_1$ . Un autre condensateur  $C_2$  dérive la haute fréquence hors du bloc haute tension.

5° Dans le montage  $e$ , la réaction entre grille et plaque est assurée à la fois par induction et par capacité.

Le condensateur  $c$  transmet à la plaque les variations de tension HF. La tension continue est amenée à cette électrode par l'intermédiaire de la résistance ou de la self de choc  $R$ .

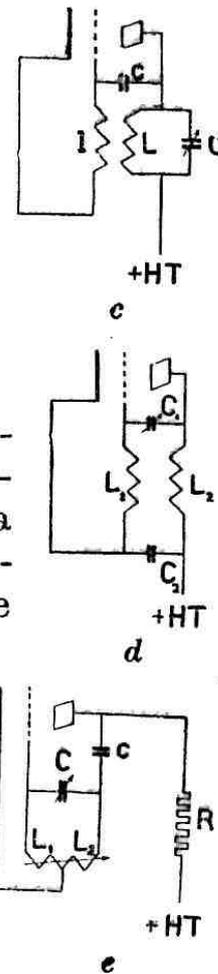


Fig. 168  $cde$ .

## 181. QUELQUES PARTICULARITÉS DE FONCTIONNEMENT DES HÉTÉRODYNES.

### 1° Accrochage et stabilisation des oscillations.

Reprenons, par ex., le schéma de la figure 168  $a$ .

Supposons le sens des connections des selfs  $l$  et  $L$  correct. Augmentons progressivement le couplage à partir d'une valeur très faible

*Le départ en oscillation se produit brusquement.* Dès que l'on atteint la *condition limite d'entretien* (couplage égal à une certaine valeur), l'amplitude du courant HF engendré est, *tout de suite*, très grande.

Cela s'explique de la façon suivante :

Pour que l'oscillation soit entretenue, il faut que la F. E. M. de réaction compense la chute de tension dans la résistance du circuit oscillant. Mais cette compensation ne peut être rigoureuse :

Ou bien la F. E. M. de réaction est trop faible et les oscillations spontanées du circuit, engendrées par les petites perturbations parasites ou autres qui existent toujours, s'amortissent, leur amplitude restant toujours à peine décelable.

Ou bien la F. E. M. de réaction est trop grande et elle augmente l'amplitude de toute oscillation spontanée, ce qui a pour effet d'augmenter à son tour l'amplitude de la F. E. M. de réaction, et ainsi de suite jusqu'à ce que la lampe cesse de fonctionner normalement, c'est-à-dire, par ex. jusqu'à ce que les tensions alternatives développées sur la grille et sur la plaque deviennent telles que le courant plaque s'annule pendant une fraction importante de la période ou que la grille débite un courant intense.

Alors la F. E. M. de réaction cesse d'augmenter: tout se passe comme si la résistance du circuit oscillant était plus grande, et l'amplitude des oscillations *se stabilise*.

Le circuit oscillant est alors parcouru par un courant alternatif haute fréquence dont l'amplitude demeure constante, et qu'on peut déceler au moyen d'un ampèremètre HF intercalé dans la branche capacité, par ex. Dans cette branche, s'il existe un courant, il est, à coup sûr, alternatif.

## 2° Tensions harmoniques.

Le courant plaque d'une lampe qui entretient des oscillations HF est très loin d'être sinusoïdal. La courbe qui représente son intensité en fonction du temps peut, par ex., être l'une ou l'autre de celles de la figure 169.

Tout se passe alors comme si le courant plaque était la superposition de divers courants de fréquence  $N$ ,  $2N$ ,  $3N$ , etc...,  $N$  étant la fréquence fondamentale du circuit oscillant ( $L$ ,  $C$ ).

Autrement dit, une hétérodyne crée toujours, en même temps que le courant de haute fréquence  $N$ , des courants ayant pour fréquences tous les harmoniques de  $N$ .

Notons d'ailleurs que, dans le circuit oscillant même, dont la fréquence

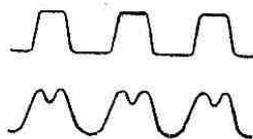


Fig. 169.

propre est précisément  $N$ , le courant de fréquence  $N$  est prépondérant. La tension aux bornes de ce circuit est très sensiblement sinusoïdale.

### 3° Débit grille. Polarisation automatique.

Quand une hétérodyne fonctionne, le potentiel de la grille subit des variations alternatives de très grande amplitude.

Même si cette électrode est polarisée négativement, son potentiel devient, par instants, positif par rapport à celui de la cathode.

A ces instants, *la grille débite un courant qui va, à travers la lampe, de la grille vers la cathode.* Comme la grille ne débite jamais en sens inverse, il en résulte un courant moyen dans le même sens.

Un moyen commode de contrôler qu'une hétérodyne fonctionne est d'intercaler dans son circuit grille un milliampère-mètre pour courant continu shunté par un condensateur ( $2m\mu F$  par ex.) qui transmet les variations de potentiel HF à la grille.

*La lampe étant polarisée négativement, l'observation d'un courant grille permet d'affirmer l'existence d'oscillations entretenues.*

La déviation du milliampère-mètre n'a d'ailleurs aucune relation simple avec l'amplitude des oscillations.

Le courant grille d'une hétérodyne peut être utilisé pour la polarisation automatique de cette électrode.

Il suffit pour cela d'insérer dans le circuit grille une résistance  $R$  (quelques dizaines de milliers d'ohms par ex.) shuntée par un condensateur  $c$  (quelques dixièmes de  $m\mu F$ ). La résistance est parcourue par un courant qui va, extérieurement à la lampe, de la cathode à la grille. Le potentiel de cette dernière électrode devient donc négatif par rapport à celui de la cathode (fig. 170 *a* et *b*).

La polarisation obtenue ainsi est un peu inférieure à l'amplitude de tension HF sur la grille.

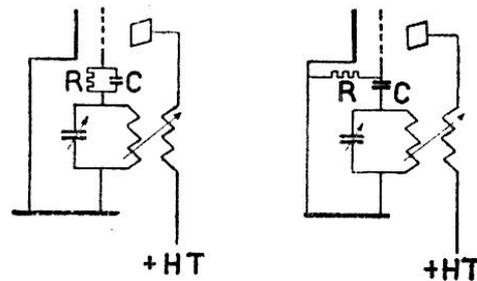


Fig. 170.

## CHAPITRE XXXII

### CHANGEMENT DE FRÉQUENCE. MONTAGES SUPERHÉTÉRODYNES

#### 132. BUT DU CHANGEMENT DE FRÉQUENCE.

Le changement de fréquence est une opération qu'on peut définir de la façon suivante :

*Etant donnée une F. E. M. de haute fréquence  $N$  (par exemple 1 Mc) modulée à basse fréquence  $n$  (par ex. 500 p. p. s.) on lui fait correspondre un courant modulé de la même façon (c'est-à-dire à 500 p. p. s.), mais dont la fréquence  $m$  est différente de  $N$  (fig. 171).*

Cette fréquence  $m$  est en général inférieure à  $N$  (ce sera, par exemple, 100 kc). On l'appelle moyenne fréquence.

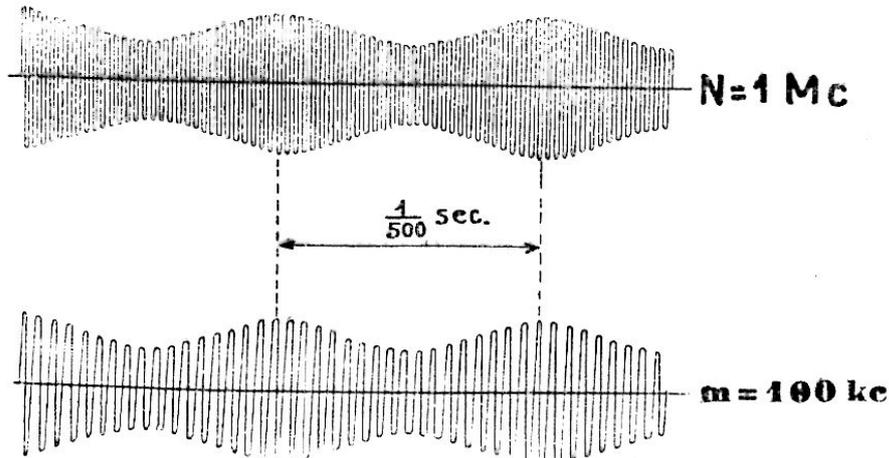


Fig. 171.

L'intérêt de l'opération réside en ce que une F. E. M. HF est plus facile à amplifier lorsque sa fréquence est plus basse, parce que :

D'une part, le danger d'accrochage est réduit.

D'autre part, on réalise alors des circuits de meilleure qualité (constante de temps plus grande ou intervalle de sélectivité plus petit) (par. 134).

Un autre avantage du changement de fréquence est que l'on peut faire en sorte que, quelle que soit la haute fréquence  $N$ , la moyenne fréquence  $m$  soit *toujours la même*.

Alors l'amplification peut se poursuivre avec des étages réglés *une fois pour toutes*, et qui, par conséquent, peuvent être particulièrement soignés.

### 183. PRINCIPE DU CHANGEMENT DE FRÉQUENCE.

Pour effectuer le changement de fréquence, on fait agir sur une même lampe la tension de fréquence  $N_1$  provenant de l'émetteur qu'on désire recevoir et une tension de fréquence  $N_0$  provenant d'une hétérodyne locale située dans le récepteur.

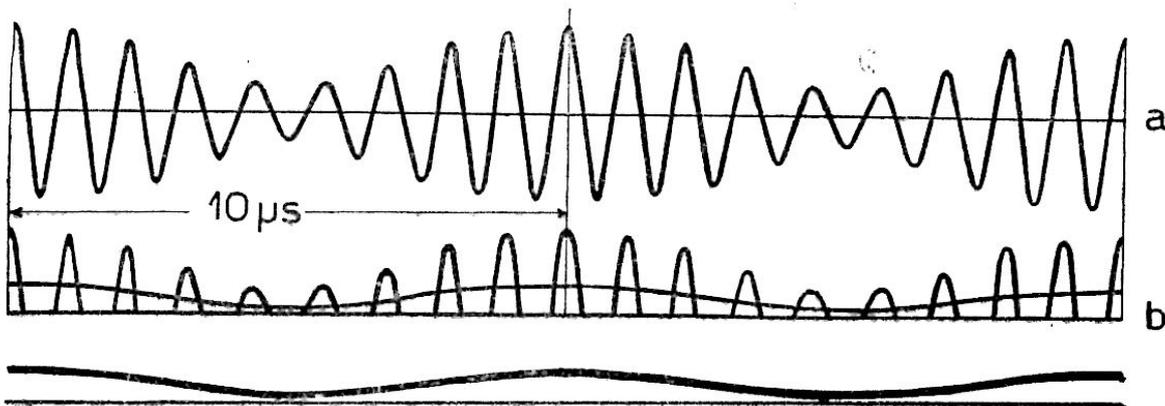
Si les caractéristiques de la lampe sont convenables on peut obtenir dans le circuit plaque de celle-ci, parmi d'autres courants, un courant de fréquence  $N_0 - N_1$ . C'est le courant moyenne fréquence cherché.

On peut ramener tous les montages à deux schémas de principe essentiels. Nous raisonnerons, pour simplifier, sur une F. E. M. HF non modulée.

*1<sup>er</sup> cas.* La tension à recevoir et la tension d'hétérodyne locale sont appliquées à une même grille (ex. par. 184, montage III).

Alors on additionne dans un même circuit une tension de fréquence  $N_0$  et une tension de fréquence  $N_1$ .

Nous avons vu (par. 128) que, dans ces conditions, l'amplitude de la tension résultante varie à la fréquence  $N_0 - N_1$ . Elle varie, en fonction du temps, comme l'indique la figure 172 a.



Si, en outre, on choisit le point de fonctionnement moyen dans une région courbe de la caractéristique (courant plaque fonction de tension grille), c'est-à-dire un point de *détection*, l'une des alternances du courant est favorisée par rapport à l'autre (fig. 172 *b*) et la valeur moyenne du courant varie à la fréquence  $N_0 - N_1$ .

Autrement dit, dans le circuit plaque, parmi d'autres courants, apparaît un courant de fréquence  $N_0 - N_1$ <sup>1</sup>.

2° cas. *La tension à recevoir et la tension d'hétérodyne locale sont appliquées à deux grilles différentes G et G'.*

Pour une telle lampe, comportant donc deux grilles de commande (dont les potentiels sont appelés respectivement  $u$  et  $u'$ ) traçons la caractéristique : courant plaque  $i$  fonction de tension  $u$ , ceci pour une valeur déterminée de la tension plaque et de la tension  $u'$ .

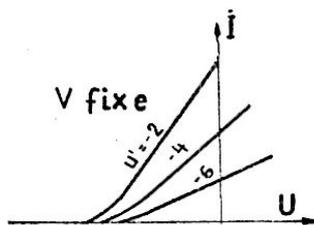


Fig. 173.

En faisant ce tracé :  $i$  fonction de  $u$ , pour diverses valeurs de  $u'$ , on constate (fig. 173) que la pente des caractéristiques :  $i$  fonction de  $u$ , dépend de la valeur de la tension  $u'$ .

Autrement dit le pouvoir amplificateur de la lampe vis-à-vis d'une tension appliquée à la grille G dépend du potentiel de la grille G'.

En appliquant à la grille G la tension à recevoir de fréquence  $N_1$ , on obtient, dans le circuit plaque, un courant de fréquence  $N_1$ . Si en même temps, le potentiel de la grille G' varie à la fréquence  $N_0$ , le pouvoir amplificateur de la lampe varie lui-même à la fréquence  $N_0$ . Donc, l'amplitude du courant plaque de fréquence  $N_1$  varie à la fréquence  $N_0$ .

On a donc dans le circuit plaque, entre autres courants, un courant de fréquence  $N_1$  modulé à la fréquence  $N_0$ . Nous savons (par. 128) qu'un tel courant est équivalent à la somme de trois courants de fréquences respectives  $N_1$ ,  $N_0 + N_1$ ,  $N_0 - N_1$ .

Parmi eux se trouve le courant de fréquence  $N_0 - N_1$  qui nous intéresse.

Il y a d'ailleurs dans le circuit plaque bien d'autres courants (en particulier, il y en a évidemment un de fréquence  $N_0$ ), surtout

1. Sur la figure 172, on a supposé  $N_1 = 1.000.000$  p. p. s.,  $N_1 = 900.000$  p. p. s., et  $N_0 - N_1 = 100.000$  p. p. s.

si les caractéristiques sont courbes, ce qui est le cas général.

Dans le circuit plaque se trouve heureusement le primaire d'un transformateur accordé sur la fréquence  $N_0 - N_1$ . Par conséquent, seul, le courant de fréquence  $N_0 - N_1$  produit une tension aux bornes du condensateur secondaire. En première approximation tout se passe comme si les autres courants n'existaient pas.

Nous avons raisonné comme si la F. E. M. à recevoir était d'amplitude constante. Si elle est modulée à BF, il est évident que le courant moyenne fréquence est lui-même modulé, puisque son amplitude est proportionnelle à celle de la F. E. M. appliquée.

#### 184. MONTAGES CHANGEURS DE FRÉQUENCE.

La figure 174 représente divers montages changeurs de fréquence.

**Montage I. Utilisant une bigrille, prototype des lampes de conversion modernes.**

La tension de signal est appliquée à la *grille externe*<sup>1</sup>. Le condensateur d'accord est A.

La tension d'hétérodyne est appliquée à la *grille interne*. Le circuit oscillant se compose de la self L et du condensateur d'hétérodyne H. La self de réaction *l* est sur la plaque. Le système L, *l* s'appelle *bloc oscillateur*.

Dans le circuit plaque on trouve en série avec la self *l*, le primaire du premier transformateur MF dont le secondaire attaque la grille de la première lampe MF.

Les principaux inconvénients de la bigrille sont les suivants :

1° Par suite de la capacité entre les deux grilles de la lampe, les circuits de ces deux électrodes réagissent l'un sur l'autre. En particulier le fonctionnement de l'hétérodyne peut

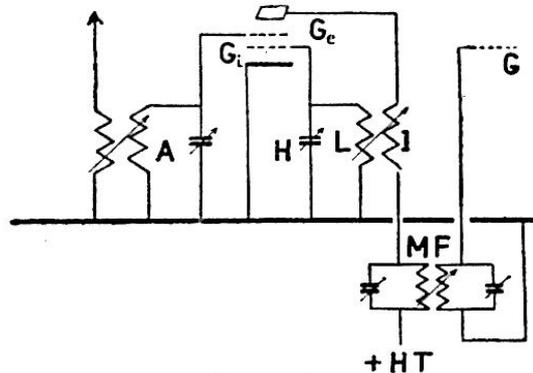


Fig. 174 I.

1. L'amortissement du circuit d'accord est alors moindre que si on le connectait à la grille interne.

être troublé par le réglage du circuit d'accord. C'est ce qu'on appelle le *blocage*.

2° Le circuit plaque joue deux rôles à la fois, en tant que circuit de réaction de l'hétérodyne et en tant que circuit primaire MF. Il est difficile qu'il les remplisse parfaitement l'un et l'autre.

3° La résistance interne de la lampe est faible, ce qui ne permet pas d'utiliser parfaitement les qualités de sélectivité du premier transformateur MF.

### Montage II. A lampe écran, par modulation de l'écran.

On se sert de la lampe écran comme d'une bigrille, avec cette différence que le potentiel moyen d'écran est positif, assez élevé, et que l'hétérodyne est séparée.

La tension de *signal* est appliquée à la grille de commande de la lampe écran.

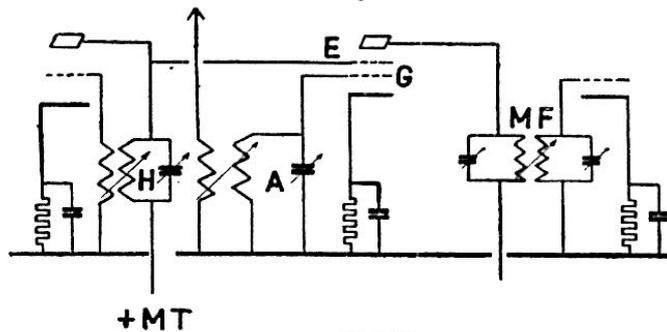


Fig. 174 II.

La tension d'hétérodyne, prise à la plaque d'une lampe montée en oscillatrice, est appliquée à l'écran. Elle égale quelques dizaines de volts.

Le circuit plaque ne comporte plus que le primaire du premier transformateur MF.

Vis-à-vis du montage bigrille les avantages sont les suivants :

1° Le circuit plaque de la lampe de conversion ne joue plus qu'un seul rôle. L'hétérodyne est entièrement distincte.

2° La résistance interne de la lampe est plus grande.

Le blocage reste possible à cause de la grande valeur de la capacité grille de commande-grille écran.

### Montage III. A lampe écran, par modulation de cathode.

Les deux tensions de signal et d'hétérodyne sont additionnées dans le circuit grille de commande de la lampe écran.

Il est commode de recueillir la tension venant de l'hétérodyne au moyen d'une self  $l'$ , qui lui est couplée et qui est intercalée dans le retour de cathode de la lampe de conversion.

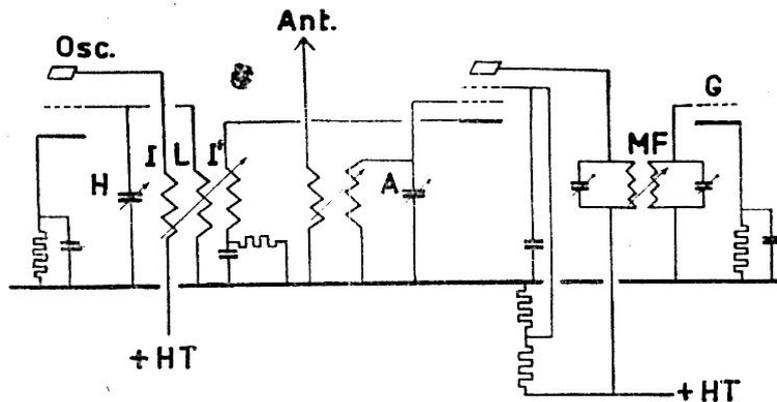


Fig. 174 III.

Cette tension est de l'ordre de quelques volts.

Dans ce montage la grille écran joue son rôle normal, la résistance interne est grande, les circuits d'accord et d'hétérodyne sont bien séparés.

#### Montage IV. Lampes heptodes et octodes.

Dans les lampes de conversion modernes, chaque électrode a un rôle parfaitement défini. Les précautions nécessaires sont prises pour réduire les capacités entre électrodes.

On y rencontre dans l'ordre, en partant de la cathode K :

La grille  $G_1$ , appelée grille oscillatrice.

La grille  $G_2$ , appelée plaque oscillatrice.

Le système  $KG_1G_2$  constitue une triode qui fonctionne en hétérodyne.

La grille  $G_3$ , grille écran.

La grille  $G_4$ , grille de commande à laquelle est appliquée la tension de signal.

La grille  $G_5$ , grille écran, réunie à  $G_3$ , l'ensemble étant maintenu à potentiel fixe.

Eventuellement une grille frein  $G_6$ , réunie à la cathode et. enfin, la plaque P.

Le schéma de principe s'interprète immédiatement.

MF est le transformateur moyenne fréquence.

$L_1C_1$  est le circuit d'accord.

$L_2C_2$  le circuit oscillant d'hétérodyne,  $l_2$  sa self de réaction.

La tension d'hétérodyne appliquée à  $G_1$  est de l'ordre d'une dizaine de volts.

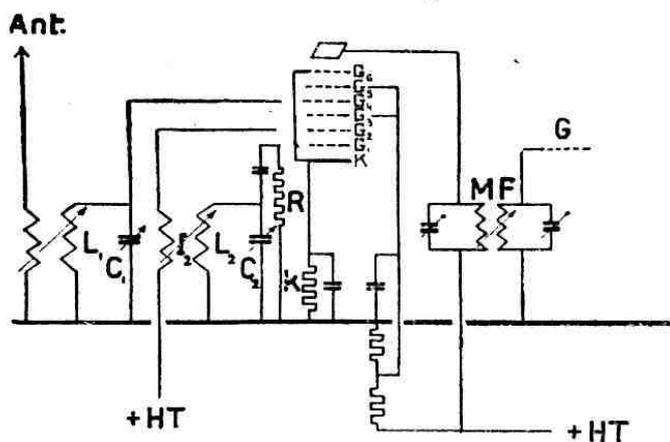


Fig. 174 IV.

La grille  $G_2$ , à spires très espacées, a peu d'influence sur le courant plaque de sortie P.

La grille  $G_1$  est autopolarisée par le passage du courant grille d'hétérodyne (par. 181) à travers la résistance R, qu'on peut ramener soit directement à la cathode, soit à la masse.

La grille de commande  $G_4$  a une polarisation différente obtenue par le passage anodique total de la lampe à travers la résistance de cathode  $k$ .

Elle peut d'ailleurs être sous contrôle de l'antifading, auquel cas la self  $L_1$  est connectée, non pas à la masse mais à la ligne de réglage automatique d'amplification (AVC).

**Pente de conversion.** — On appelle pente de conversion d'une lampe octode ou heptode, le quotient du courant MF recueilli dans le circuit plaque, par la tension HF appliquée à la grille de commande, l'hétérodyne fonctionnant dans les conditions normales indiquées par le constructeur.

Cette pente s'exprime en mA par volts. Elle est de l'ordre de la pente d'amplification ( $s = \frac{i}{u}$ , par. 115) des lampes amplificatrices.

### 183. SUPERHÉTÉRODYNE A DEUX RÉGLAGES INDÉPENDANTS. NOTION DE FRÉQUENCE IMAGE.

Supposons que le condensateur d'hétérodyne et le condensateur d'accord puissent être manœuvrés séparément.

Pour recevoir l'émetteur de fréquence  $N_1$ , il faut :

1° Régler le condensateur d'accord sur la fréquence  $N_1$ .

2° Régler le condensateur d'hétérodyne de façon que l'oscillateur local donne une fréquence  $N_0$ , telle que la différence  $N_0 - N_1$  (ou  $N_1 - N_0$ ) soit égale à la moyenne fréquence  $m$  sur laquelle le poste est aligné.

Deux remarques s'imposent :

1° Le réglage sur le condensateur d'hétérodyne est beaucoup plus précis que sur l'accord.

Pratiquement on manœuvre très lentement le condensateur d'hétérodyne par l'intermédiaire d'une démultiplication. On peut, par contre, manœuvrer rapidement le condensateur d'accord.

Cela s'explique facilement :

Il y a dans le poste deux parties :

La partie HF (système d'accord) qui comporte un ou deux circuits résonants.

La partie MF qui en comporte beaucoup plus.

*La partie moyenne fréquence est caractérisée par une grande sélectivité.*

Si  $N_0 - N_1$  s'écarte de  $m$  (moyenne fréquence nominale sur laquelle est alignée la partie MF du poste) de plus de 5 kc (par ex.), la tension de fréquence  $N_0 - N_1$  n'est pas amplifiée.

Donc pour recevoir la fréquence  $N_1$  donnée, il faut que  $N_0$  soit ajustée à la valeur correcte, à quelques kilocycles près.

*Par contre, la sélectivité du système d'accord n'est pas grande.* Autrement dit, même si le système d'accord est réglé sur une fréquence  $N_2$ , assez différente de la fréquence  $N_1$ , qu'on désire recevoir, l'émetteur de fréquence  $N_1$  provoque, dans ce circuit, le passage d'un courant notable de fréquence  $N_1$ . Si l'hétérodyne est réglée correctement on pourra donc entendre  $N_1$ , alors que le système d'accord est réglé sur  $N_2$ .

Par exemple, on est au voisinage d'un émetteur de fréquence  $N_1 = 1213$  kc. Le récepteur comporte une partie MF réglée sur 120 kc.

Pour entendre  $N_1$  avec le maximum d'intensité, il faut régler le circuit d'accord sur 1213 kc et le circuit d'hétérodyne, par ex., sur 1333 kc ( $1333 - 1213 = 120$ ).

Si on règle l'hétérodyne sur 1 340 kc, ou sur 1 320 kc (par ex.), on n'entendra pas.

Par contre, si l'hétérodyne est réglée sur 1 333 kc, on peut régler le circuit d'accord sur une fréquence à peu près quelconque sans cesser d'entendre. Evidemment plus on désaccorde, moins on entend; mais *si l'émetteur est un émetteur local il n'est pas rare qu'on le reçoive pour toute position du condensateur d'accord.*

**2° On trouve toujours (au moins) deux réglages de l'hétérodyne correspondant à la réception d'un même émetteur.**

En effet, étant donnée la fréquence  $N_1$  du correspondant, il y aura réception :

$$1^\circ \text{ Si } N_0 - N_1 = m \quad \text{ou} \quad N_0 = N_1 + m.$$

(Fréquence hétérodyne supérieure à celle du correspondant.)

$$2^\circ \text{ Si } N_1 - N_0 = m \quad \text{ou} \quad N_0 = N_1 - m.$$

(Fréquence hétérodyne inférieure à celle du correspondant.)

*Inversement, pour un réglage donné de l'hétérodyne, on peut entendre deux postes.*

En effet, l'hétérodyne étant réglée sur  $N_0$ , on peut recevoir les deux correspondants dont les fréquences sont  $N_0 + m$  et  $N_0 - m$ .

Il peut sembler que cela n'est pas à craindre puisqu'en principe le système d'accord peut être réglé soit sur l'un de ces postes, soit sur l'autre.

Mais nous avons vu un peu plus haut que le système d'accord est peu sélectif et qu'un émetteur puissant peut être reçu pour toute position du condensateur d'accord, du moment que la fréquence d'hétérodyne a la valeur correcte.

Par exemple, avec le récepteur considéré plus haut, au voisinage d'un émetteur puissant de fréquence 1213 kc, on peut entendre cet émetteur pour toute position du système d'accord, à condition que l'hétérodyne soit réglée sur la fréquence  $1213 + 120 = 1333$  kc ou sur la fréquence  $1213 - 120 = 1093$  kc.

D'autre part, pour recevoir un émetteur de fréquence 973 kc, on peut donner à la fréquence hétérodyne la valeur :

$$973 + 120 = 1093 \text{ kc.}$$

Mais alors on reçoit en même temps deux correspondants : celui qu'on désire, dont la fréquence est 973 kc et le perturbateur local dont la fréquence est 1213 kc.

En choisissant l'autre réglage d'hétérodyne correspondant à la réception de la fréquence 973 kc, c'est-à-dire le réglage défini par la fréquence  $973 - 120 = 853$  kc, on entendra le correspondant désiré tout seul (à condition qu'il n'y ait pas précisément un autre perturbateur local sur la fréquence :  $853 - 120 = 733$  kc.)

*Les deux fréquences  $N_0 - m$  et  $N_0 + m$  qu'on peut recevoir pour un même réglage  $N_0$  de l'hétérodyne sont dites image l'une de l'autre.*

Leur distance, en fréquences, est 2 m.

*Tout émetteur puissant perturbe la réception des correspondants dont la fréquence est image de la sienne.*

La perturbation consiste soit en une réception simultanée, soit en un sifflement dû au battement entre deux courants MF engendrés simultanément et de fréquences un peu différentes.

Dans l'exemple précédent, si on règle l'hétérodyne sur 1094 kc, l'émetteur de fréquence 1213 kc engendre un courant MF, de fréquence 119 kc, tandis que l'émetteur de fréquence 973 kc engendre un courant MF, de fréquence 121 kc. Ces deux courants MF sont l'un et l'autre amplifiés, puisqu'ils s'écartent peu de 120 kc et, à la détection, apparaît un son de fréquence  $121 - 119 = 2$  kc (sifflement).

#### 186. NÉCESSITÉ D'UNE BONNE SÉLECTIVITÉ HF. CHOIX DE LA MF.

Pour éviter la double réception sur la fréquence image d'un perturbateur local, il faut prendre les précautions suivantes :

1° *Réaliser une bonne sélectivité du système d'accord.*

Il est bon que ce système comporte deux circuits accordés. On peut utiliser deux circuits couplés (fig. 134 par. 143) on encore un étage amplificateur HF avant la lampe de conversion (fig. 138 a par. 149).

2° Eloigner l'une de l'autre les deux fréquences images, autrement dit *choisir, pour la moyenne fréquence, une valeur élevée.*

On utilisait au début,  $m = 40$  à  $60$  kc.  
 On prend maintenant  $m = 120$  à  $135$  kc.  
 Ou, mieux  $m = 315$  à  $465$  kc.

Avec les lampes actuelles, en prenant  $m = 315$  à  $465$  kc, on peut réduire le système d'accord à un seul circuit résonant. Si l'on prend au contraire  $m = 120$  à  $135$  kc, il faut absolument deux circuits accordés en HF.

Dans le choix de la MF, d'autres considérations doivent intervenir. Les possibilités de réception sur réglage anormal dans les superhétérodynes sont très nombreuses, parce que, dans le circuit plaque de la lampe de conversion, existent, par suite de la courbure des caractéristiques, des courants de fréquences très diverses, résultant de toutes sortes de combinaisons entre les harmoniques de la fréquence  $N_0$  et les harmoniques des fréquences des correspondants.

#### 187. SUPERHÉTÉRODYNE A MONORÉGLAGE.

Dans le superhétérodyne « à commande unique » on réalise le réglage du condensateur d'accord et celui du condensateur d'hétérodyne par la manœuvre d'un seul bouton.

La solution la plus logique de ce problème serait d'utiliser des condensateurs « linéaires en fréquence », c'est-à-dire tels que la fréquence propre du circuit constitué par ce condensateur associé à une self subisse des variations proportionnelles aux rotations de l'armature mobile.

Il suffirait alors d'associer à deux condensateurs identiques de cette espèce, deux selfs identiques, et de décaler les rotors d'un certain angle.

Cette solution n'est pas utilisée.

On préfère employer *deux condensateurs identiques de profil quelconque, sans décalage entre les rotors.* Pour une position donnée  $\alpha$  de l'index mobile, la capacité  $C$  des deux condensateurs a la même valeur.

Elle est représentée fig. 176, graphique du haut, courbe en trait plein (pour  $x = 0$ , la résiduelle est  $44,5 \mu\text{F}$ ).

L'un des condensateurs est associé à une self  $L_1$  (fig. 175) ce qui réalise un circuit d'accord dont la fréquence propre est représentée, en fonction de la position  $x$  de l'index, par la courbe AB la plus basse de la figure 176, graphique du bas.

On désire réaliser, avec l'autre condensateur, un système pour lequel la fréquence propre, pour chaque position de l'index soit égale à celle du circuit précédent, *augmentée de la moyenne fréquence*,  $m = 450 \text{ kc}$  par ex.

On désire donc que la fréquence de ce système soit donnée, en fonction de  $x$ , par la courbe en trait plein de la fig. 176, graphique du bas (obtenue en relevant la courbe AB de  $450 \text{ kc}$ ).

On y arrive en associant à ce condensateur (fig. 175) :

Une self  $L_2$  différente de  $L_1$ .

Un condensateur en parallèle, le trimmer  $t$ .

Un condensateur en série, le padding  $p$ .

Pour bien comprendre le rôle de ces divers éléments, introduisons-les successivement, en suivant, sur la figure 176, leur influence.

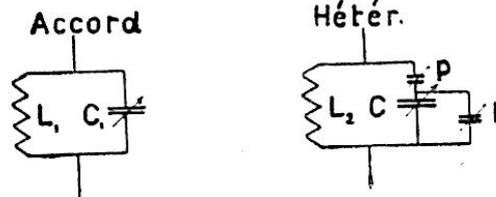


Fig. 175.

1° Partant du système  $(C_1 L_1)$  pour lequel la courbe des fréquences est AB, remplaçons  $L_1$  par une self plus petite  $L_2$ . Pour chaque valeur de  $C$ , cette fréquence devient plus grande, et, pour toutes valeurs de  $x$  elle augmente dans le même rapport.

(En effet la fréquence est donnée par 
$$N = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C}}$$
,

puis par 
$$N = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C}}. \quad \text{Donc} \quad \frac{N_2}{N_1} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}})$$

Choisissons  $L_2$  de façon que, pour la division 50, la fréquence, qui était  $750 \text{ kc}$ , devienne  $1200 \text{ kc}$ , c'est-à-dire de

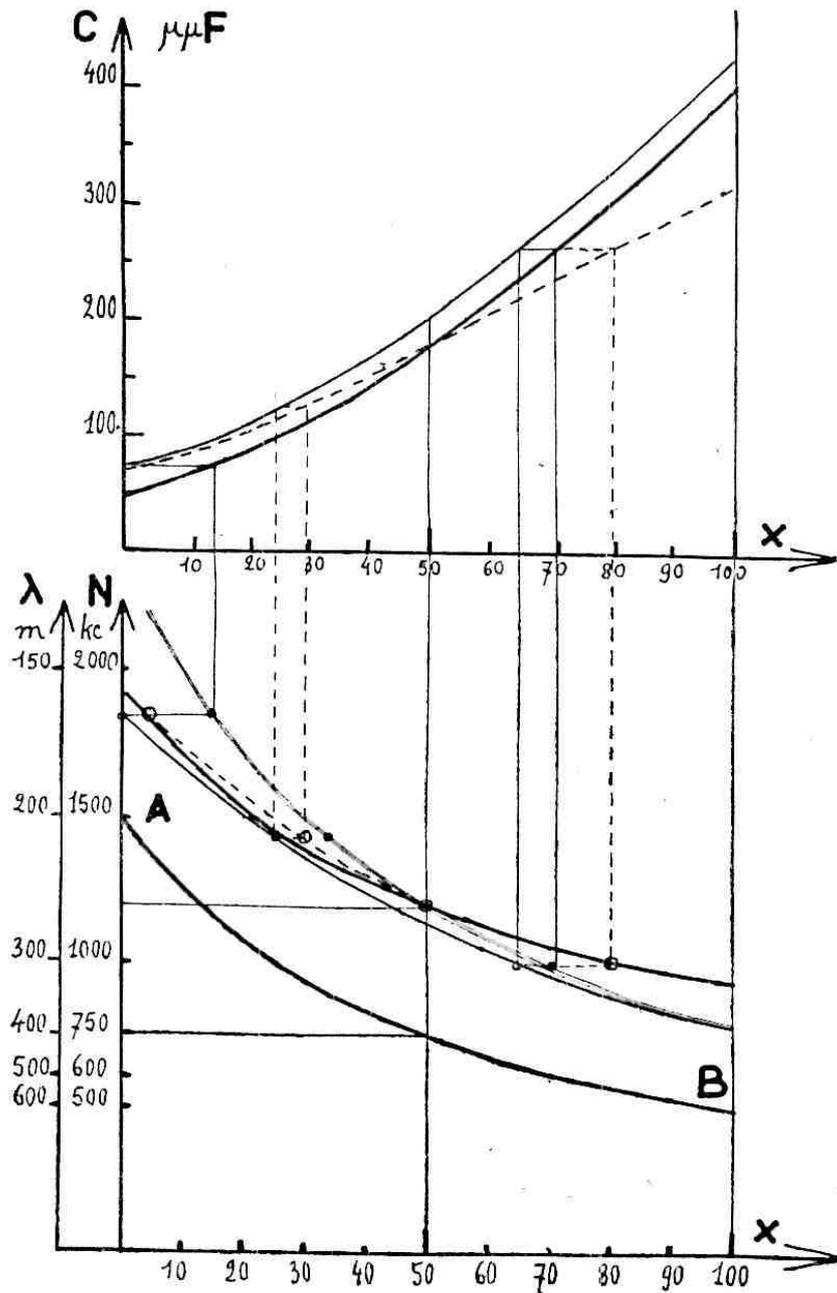


Fig. 176.

façon que, pour ce réglage, la fréquence soit augmentée dans le rapport  $\frac{750}{1.200} = 1,6$ .

Elle est alors, pour tout réglage, augmentée dans ce même rapport. Pour la position  $x=100$ , elle passe de 500 kc à

$500 \times 1,6 = 800$  kc. Pour la position  $x = 0$ , elle passe de 1500 kc à  $1500 \times 1,6 = 2400$  kc.

On passe donc de la courbe AB à la courbe en trait double figure 176, graphique du bas.

Cette courbe est satisfaisante dans la région centrale autour de  $x = 50$ , mais, en bas de gamme, la fréquence obtenue est trop grande; en haut de gamme, elle est trop basse.

2° *Introduisons un trimmer  $t$ , en parallèle sur  $C_2$ . Pour toute valeur de  $x$ , la capacité est augmentée de  $t$ .*

La capacité du système ( $C_2, t$ ) est donc représentée par une courbe (figure 176, graphique du haut, trait fin) obtenue en augmentant de  $t$  (ici  $30 \mu\mu\text{F}$ ) la valeur de  $C$ , pour toute valeur de  $x$ .

Cette augmentation de capacité a pour effet de diminuer en tout point la fréquence.

Mais la variation de capacité est, en valeur relative, beaucoup plus importante pour les petites valeurs de  $C$  que pour les grandes. Mettre  $30 \mu\mu\text{F}$  en parallèle sur  $400 \mu\mu\text{F}$ , ce n'est pas faire grand-chose; tandis que, mettre  $30 \mu\mu\text{F}$  en parallèle sur  $44,5 \mu\mu\text{F}$ , c'est modifier beaucoup cette dernière capacité.

*L'introduction du trimmer aura donc pour effet une diminution de fréquence, importante en bas de gamme (fréquences élevées) et faible en haut de gamme (fréquences basses).*

Par exemple, nous avons maintenant, pour la division zéro, la capacité que nous avons pour la division 13. Nous avons, pour la division zéro, la fréquence que nous avons pour la division 13.

De même, nous avons pour la division 64, la capacité et, par suite, la fréquence que nous avons pour la division 70.

La fréquence du système ( $L_2 C_2 t$ ) est donnée en fonction de  $x$  par la courbe en trait fin, graphique du bas (fig. 176).

Cette courbe est préférable à la précédente. Elle est satisfaisante dans tout le bas de la gamme, par ex. jusqu'à la division 30.

Elle serait même meilleure si nous avions pris un trimmer plus petit. Elle couperait alors la courbe désirée (trait plein) en deux points.

3° Pour achever l'alignement, ajoutons le padding  $p$  en série avec le système ( $C_2, t$ ).

Quand on met en série avec un condensateur de capacité  $x$  un autre condensateur de capacité  $p$ , la capacité  $y$  de l'ensemble se calcule d'après la formule (par. 38) :

$$\frac{1}{y} = \frac{1}{x} + \frac{1}{p} \quad \text{ou} \quad y = \frac{xp}{x+p}.$$

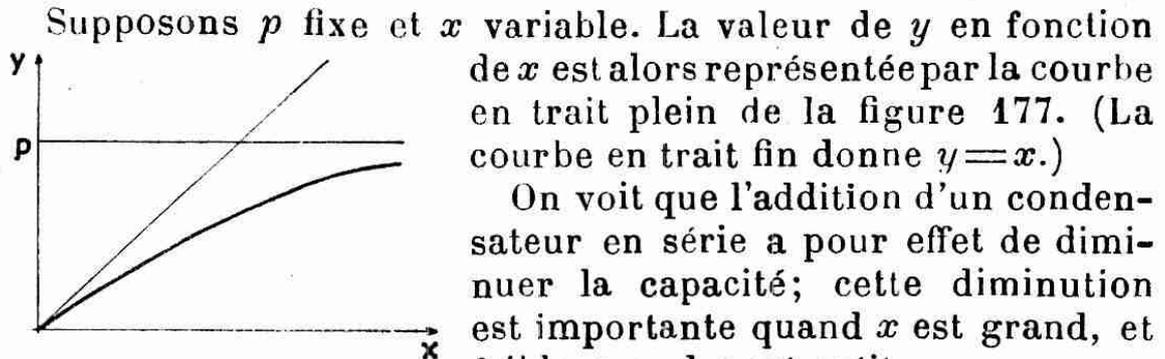


Fig. 177.

On voit que l'addition d'un condensateur en série a pour effet de diminuer la capacité; cette diminution est importante quand  $x$  est grand, et faible quand  $x$  est petit.

*L'introduction du padding va avoir pour effet d'augmenter la fréquence, et beaucoup plus si elle est petite que si elle est grande.*

Sur la figure 176, graphique du haut, on a supposé qu'on introduisait un padding de valeur  $1490\mu\mu\text{F}$ . La courbe en trait interrompu montre ce que devient la capacité pour chaque valeur de  $x$ .

Sur le graphique du bas, la courbe en trait interrompu donne la fréquence du système ( $L_2C_2/p$ ) en fonction de  $x$ .

Cette courbe est très satisfaisante. Elle coupe la courbe désirée en trois points. De  $x=50$  à  $x=100$  elle est pratiquement confondue avec elle.

On obtiendra un alignement parfait par petites *retouches locales* de capacité qu'on obtient en tordant les secteurs du condensateur variable (fig. page 45).

*En valeur relative, la fréquence de l'hétérodyne et la fréquence du circuit d'accord diffèrent davantage entre elles en grandes ondes qu'en petites ondes et en petites ondes qu'en ondes courtes.*

Par exemple, avec  $m=450\text{ kc}$  on aura :

gamme	fréquence d'accord	fréquence hétérodyne
GO	150 à 300 kc	600 à 750 kc
PO	550 à 1.500 kc	1.000 à 1.950 kc
OC	5.000 à 20.000 kc	5.450 à 20.450 kc

Il faudra donc :

En grandes ondes :

$L_2$  très différent de  $L_1$

Trimmer très effectif, donc relativement grand

Padding, très effectif, donc relativement petit.

En petites ondes :

$L_2$  différent de  $L_1$

Trimmer plus petit.

Padding plus grand.

Ondes très courtes :

$L_2$  à peine différent de  $L_1$ .

Ni trimmer ni padding.

### 188. COMMUTATION GO. PO: OC.

Les figures 178 et 179 représentent, à titre d'exemple, deux schémas d'étage HF de superhétérodyne. On peut réaliser de multiples variantes.

Dans le montage de la figure 178, on emploie : comme self d'accord  $L_1$ , comme self de circuit oscillant  $L_2$ , comme self de réaction  $l$ , une seule self en deux parties, l'une d'elles étant court-circuitée dans la position petites ondes.

Le condensateur  $C_2$  du circuit oscillant porte, en parallèle sur lui, un trimmer  $t$ . En petites ondes, on utilise ce trimmer et un padding  $P$ .

En grandes ondes, on ajoute un trimmer supplémentaire  $T$  en parallèle sur la première et on utilise un autre padding  $p$ .

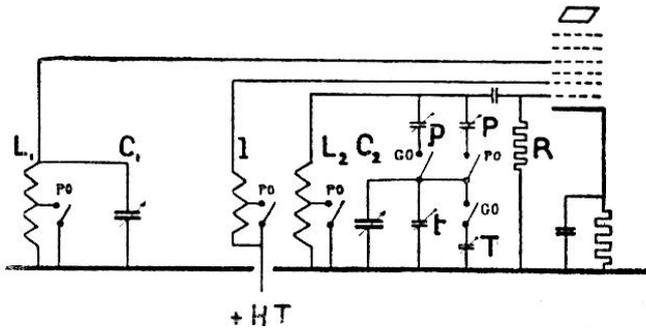
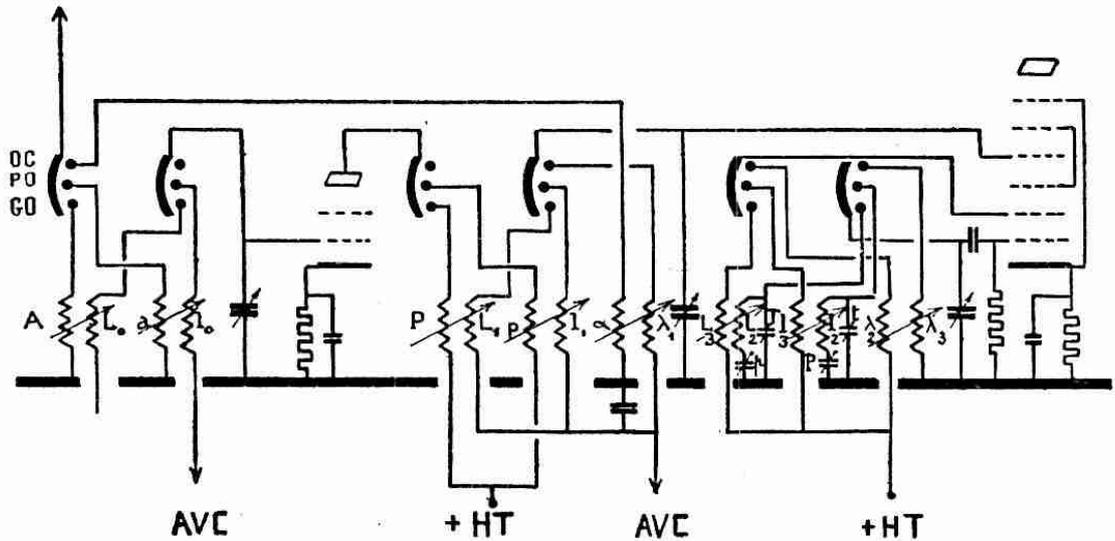


Fig. 178.

Le contacteur comporte ici six lames indépendantes qui ferment chacune un circuit, soit dans la position PO, soit dans la position GO.

Dans le montage de la figure 179, on utilise, pour chaque gamme d'ondes un jeu de circuits entièrement distincts. Les paddings et trimmers sont reportés dans la branche self.



Ftg. 179.

En petites ondes, on utilise :

Dans le circuit d'accord de l'amplificatrice HF :

La self d'antenne  $a$  et la self d'accord  $l_0$ .

Dans le circuit d'accord de la lampe de conversion :

La self de plaque  $p$  et la self d'accord  $l_1$ .

Dans le circuit oscillant de cette lampe :

La self  $l_2$ , le padding  $P$ , le trimmer  $t$ .

Comme self de réaction de l'hétérodyne :

La self  $l_3$ .

En grandes ondes, on utilise respectivement :

$A$  et  $L_0$  pour le circuit d'accord de l'amplificatrice HF.

$P$  et  $L_1$  pour le circuit d'accord de la lampe de conversion.

$L_2$ ,  $p$  et  $T$  pour le circuit oscillant.

$L_3$  comme self de réaction.

En ondes courtes, on n'utilise pas de lampe préamplificatrice. Les circuits d'accord et d'hétérodyne comportent res-

pectivement la self d'antenne  $\alpha$  et la self d'accord  $\lambda_1$ ; la self du circuit oscillant  $\lambda_3$  et la self de réaction  $\lambda_2$ .

Le contacteur est un système à arc dans lequel une pièce mobile établit à volonté le contact entre une cosse fixe appelée arc et l'une quelconque de trois autres cosses (contacteur six circuits, trois positions).

Sur les figures 178 et 179, on n'a pas représenté les connexions relatives au fonctionnement du récepteur en amplificateur phonographique. Il faut alors faire en sorte qu'aucune tension HF n'atteigne la détectrice. Les moyens pour y parvenir sont très nombreux (antenne à la masse, grille oscillatrice à la masse, bobinage de réaction court-circuité, connexion entre grille BF et bloc détecteur coupée, etc.).

## CHAPITRE XXXIII

### COLLECTEURS D'ONDES

#### 189. ANTENNE. DISTRIBUTION DES COURANTS. FRÉ- QUENCE PROPRE.

Une antenne est un simple fil métallique formant un *circuit ouvert*.

Dans un tel conducteur, on ne peut établir aucun courant continu ou de basse fréquence; car, en continu ou basse fréquence, tous les circuits doivent être fermés sur eux-mêmes.

Par contre, on peut, en HF, obtenir, dans un circuit non fermé, des courants d'intensité non nulle.

Ceci s'explique en partie par le fait que, entre deux éléments quelconques d'un même conducteur filiforme, existe une capacité répartie (par. 132) non négligeable en HF.

*La distribution la plus simple des courants dans une antenne unifilaire verticale dont la base est au sol est la suivante :*

*Au sommet, l'amplitude est nulle (nœud de courant).*

*A la base, l'amplitude est maximum (ventre de courant) (figure 180 a<sup>1</sup>).*

Pour simplifier le langage, nous désignerons cette dernière amplitude sous le nom d'intensité du courant dans l'antenne

Pour que cette intensité ait une valeur  $I_0$  aussi grande que possible, il faut que la fréquence du courant ait une valeur  $N_0$  telle que la longueur d'onde correspon-

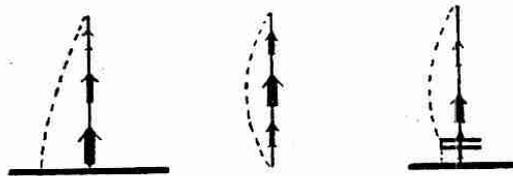


Fig. 180.

dante  $\lambda_0$ , soit égale à quatre fois la longueur de l'antenne.

On dit alors que l'antenne vibre *en quart d'onde*.

1. Sur la figure 180, l'épaisseur des flèches est proportionnelle à l'intensité du courant au point considéré.

$\lambda_0$  et  $N_0$  s'appellent respectivement *longueur d'onde propre* et *fréquence propre* de l'antenne.

Si la fréquence  $N$  du courant est différente de  $N_0$ , l'intensité  $I$  du courant dans l'antenne est inférieure à  $I_0$ , la courbe représentant  $I$  en fonction de  $N$  ayant l'allure d'une courbe de résonance (fig. 125).

On peut, pour des fréquences  $N$  différentes de  $N_0$ , obtenir pour l'amplitude du courant à la base de l'antenne une valeur maximum en accordant l'antenne, c'est-à-dire en intercalant, à la base de celle-ci, une self ou une capacité.

Une self à la base permet d'accorder l'antenne sur une fréquence  $N$  inférieure à sa fréquence propre  $N_0$  (*longueur d'onde plus grande*).

Une capacité à la base permet d'accorder l'antenne sur une fréquence  $N$  supérieure à  $N_0$  (*longueur d'onde plus courte*).

En connectant le sommet de l'antenne à une nappe de fils horizontaux, on constitue une capacité entre ce sommet et le sol. L'effet sur la fréquence de résonance est le même que celui qu'entraîne l'insertion d'une self à la base, c'est-à-dire que le courant dans l'antenne est maximum pour une fréquence  $N$  inférieure à  $N_0$ .

En outre, en tous points de la descente d'antenne, c'est-à-dire du brin de fil vertical, l'intensité du courant est augmentée. Il vaut mieux utiliser une capacité au sommet qu'une self à la base.

*La distribution des courants dans une antenne entièrement isolée du sol est la suivante :*

L'amplitude est nulle aux extrémités. Elle présente au centre une valeur maximum  $I_0$  (fig. 180 b).

L'amplitude  $I_0$  est aussi grande que possible quand la fréquence du courant a une valeur telle que la longueur d'onde correspondante soit égale à deux fois la longueur de l'antenne.

On dit que l'antenne vibre *en demi-onde*.

Si l'une des extrémités d'une antenne isolée du sol est reliée

à un corps qui présente avec lui une capacité notable<sup>1</sup> et qu'on appelle *contrepois*, on se trouve ramené au cas d'une antenne connectée au sol par l'intermédiaire d'un condensateur C.

La fréquence de résonance est intermédiaire entre celles de deux antennes de même longueur que l'antenne étudiée, l'une connectée directement au sol, l'autre complètement isolée de lui avec deux extrémités symétriques.

La distribution des courants est alors asymétrique, le ventre de courant étant rapproché de l'extrémité qui présente avec le sol la plus forte capacité (fig. 180 c).

On utilise un contrepois toutes les fois qu'il n'est pas possible d'utiliser une terre. Cela évite d'avoir à placer le récepteur au milieu de l'antenne.

#### 190. F. F. M. RECUEILLIE PAR UNE ANTENNE ET PAR UN CADRE.

Un circuit oscillant fermé, parcouru par des courants de HF, et de petites dimensions par rapport à la longueur d'onde correspondante, rayonne peu, c'est-à-dire ne produit à distance que des champs de faible intensité.

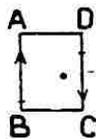


Fig 181.

Soit en effet un cadre ABCD parcouru par un courant de HF. A un même instant, les courants dans AB et dans CD sont égaux et, pour un observateur situé hors du cadre, de sens contraire (fig. 181).

En un point M très éloigné du cadre, les champs produits par AB et par CD sont très sensiblement égaux et de sens contraire. Leur résultante est donc très petite.

Par contre, une antenne rayonne beaucoup mieux parce que c'est un brin de fil unique dont le champ n'est compensé par aucun autre.

1. Une sphère conductrice de rayon R cm. située loin du sol, présente avec lui une capacité voisine de R cm, ou  $\frac{R}{900} \mu\text{F}$ .

Exemple :  $R = 5$  mètres       $C = 0,55 \mu\text{F}$   
 $R = 25$  cm.               $C = 0,028 \mu\text{F}$ .

*De même, dans le champ que crée un émetteur lointain, la F. E. M. que recueille un cadre est beaucoup plus petite que celle que recueille une antenne.*

En effet, les F. E. M. qui apparaissent dans les deux brins de fil AB et CD sont presque égales et en opposition.

On démontre que le cadre de surface totale S équivaut pour longueur d'onde  $\lambda$  à l'antenne de hauteur  $h$  égale à  $\frac{2\pi S}{\lambda}$  ( $h$  et  $\lambda$  en mètres, S en m<sup>2</sup>).

*Exemple :*  $\lambda = 300$  m.  $S = 2,4$  m<sup>2</sup> (vingt spires de  $30 \times 40$  cm.).

$$h = \frac{2\pi \cdot 2,4}{300} = 0,05 \text{ mètre} = 5 \text{ cm.}$$

#### 191. POUVOIR DIRECTIF DES COLLECTEURS D'ONDES.

*Une antenne unifilaire verticale n'a aucun effet directif, c'est-à-dire que, toutes choses égales d'ailleurs, elle recueille une F. E. M. de même amplitude, quelle que soit la direction de l'émetteur.*

Une antenne en L renversé permet une réception plus intense des émetteurs situés du côté de la descente d'antenne.

*Un cadre recueille, d'un émetteur donné E, une F. E. M. d'amplitude maximum lorsque son plan passe par E.*

Dans la position perpendiculaire, la F. E. M. induite dans le cadre est nulle.

Cette position d'extinction peut être plus ou moins masquée, soit parce que le cadre n'est pas symétrique par rapport au sol (il se comporte alors comme un cadre, plus une antenne), soit parce que le champ créé par l'émetteur est perturbé en direction par des obstacles locaux, soit encore pour d'autres raisons.

#### 192. CONSTITUTION DU CADRE ET DE L'ANTENNE CONNEXIONS AU POSTE.

Toutes choses égales d'ailleurs, le courant dans une antenne ou un cadre est d'autant plus grand que le collecteur d'onde est moins résistant.

Les causes de dissipation d'énergie dans une antenne ou un

cadre, qu'on réunit sous le nom général de résistance, sont les mêmes que celles que nous avons énoncées au par. 132 :

Pertes par effet Joule, augmentées du fait de la localisation des courants à la surface des fils.

Pertes par courants induits dans les conducteurs voisins.

Pertes par mauvais isolement.

Pertes par hystérésis diélectrique dans les isolants de mauvaise qualité HF.

Il faut y ajouter, pour les antennes, les pertes par rayonnement, c'est-à-dire par réémission d'une partie de l'énergie recueillie; et les pertes dans la prise de terre.

Pour constituer un cadre de bonne qualité, on emploiera un fil divisé et isolé par une couche de soie, les spires étant bien écartées les unes des autres, de façon à réduire la capacité répartie. On évitera d'utiliser un fil torsadé pour la connexion au poste.

Si l'on veut, pour couvrir différentes gammes, avoir recours à plusieurs enroulements, on fera en sorte qu'ils soient toujours connectés. Un enroulement, même coupé à ses deux extrémités, peut introduire des pertes s'il est voisin de spires parcourues par un courant HF.

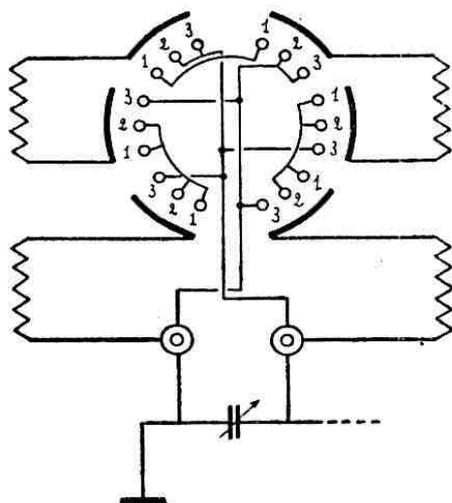


Fig. 182.

La figure 182 montre comment on peut utiliser un cadre à quatre enroulements identiques groupés successivement en série (position 1), en deux séries parallèles (position 2), en parallèle (position 3). La self du cadre prend alors des valeurs qui sont entre elles comme les nombres respectifs : 16, 4 et 1 et l'on peut ainsi, avec un même condensateur, accorder le cadre sur des longueurs d'onde qui sont entre elles comme 4, 2 et 1. Le

système pourra, par ex., couvrir dans la position 1, la gamme 2.000 — 800 m. et, dans la position 3, la gamme 500 — 200 m.

Le circuit résonant formé par le cadre et le condensateur

d'accord est intercalé en bouchon entre grille et cathode d'une lampe amplificatrice HF.

La sensibilité des récepteurs est actuellement telle que l'on n'a pas besoin d'établir pour la réception d'un émetteur de longueur d'onde donnée, une antenne donnant le rendement maximum. Il est très rare qu'on accorde l'antenne sur la fréquence à recevoir. On utilise en général des antennes courtes. A l'entrée d'un poste très sensible, il n'est d'ailleurs pas souhaitable de recueillir des F. E. M. trop grandes.

*Il est cependant nécessaire d'établir les antennes, même courtes, suivant des règles bien déterminées, d'ailleurs très simples.*

A la campagne, on utilise en général une *antenne en L renversé* (fig. 183) comportant un ou plusieurs brins de fils horizontaux et une descente verticale.

En ville on utilise soit des *antennes intérieures* soit, mieux, des **antennes antiparasites**, étudiées au chapitre suivant (par. 197).

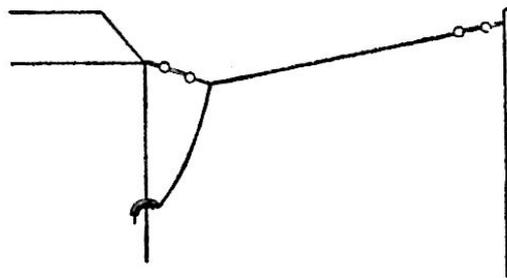


Fig. 183.

Pour réaliser une bonne antenne, on utilise un fil divisé, de bonne résistance mécanique si nécessaire. Les connexions entre les diverses portions successives sont réalisées *par soudure*. L'antenne est soigneusement *isolée à l'extrémité* (ou à ses extrémités), c'est-à-dire qu'elle est accrochée par l'intermédiaire d'un isolateur de bonne qualité (pyrex, ébonite, etc.).

Partout où elle ne risque pas d'entrer en contact avec un conducteur relié au sol, *elle est de préférence en fil nu*. Il faut naturellement éviter tout contact de ce fil avec les branches d'arbre, les murs, etc.

L'entrée dans l'immeuble est réalisée à travers un isolant de bonne qualité (pipe en porcelaine, carreau percé...) en prenant garde aux pertes au sol que pourrait provoquer la pluie, aux ruptures d'isolants que pourrait entraîner la fatigue mécanique

Dans l'immeuble, l'antenne doit être tenue *loin des murs*, toujours au moyen de bons isolateurs. Si l'on ne peut éviter qu'elle soit appliquée aux cloisons, il faudra que la partie correspondante soit garnie d'un bon isolant.

Il est enfin souhaitable que, près du poste, l'antenne soit sous gaine métallique réunie au sol (par. 197) afin d'éviter la réaction des circuits du poste sur l'antenne, d'où peut, parfois, résulter un accrochage.

*La prise de terre doit être aussi soignée que l'antenne.*

La connexion entre le poste et la terre doit être *aussi courte que possible*.

Une bonne prise de terre est constituée par une plaque ou une *toile métallique d'assez grande surface* (1 m<sup>2</sup> par exemple) en contact avec *un sol humide*.

Quand on ne peut vraiment pas faire autrement, on peut se contenter à la rigueur d'utiliser une canalisation d'eau sur laquelle le branchement est réalisé après décapage, par serrage énergique ou soudure.

Une canalisation de gaz est une terre beaucoup moins recommandable à moins d'en court-circuiter électriquement un par un tous les joints. Une canalisation de chauffage central n'est

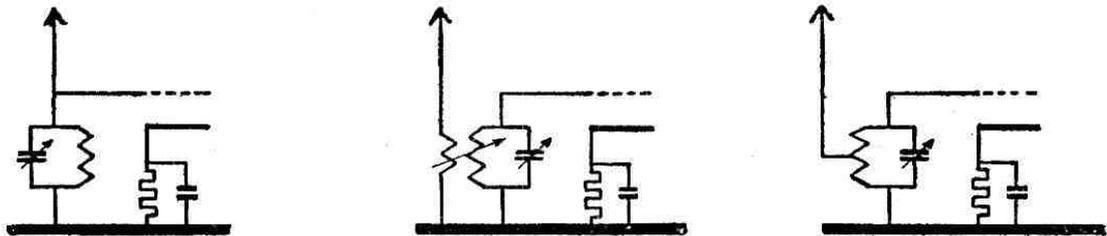


Fig. 184

pas une prise de terre. C'est tout au plus un mauvais contre-poids.

La figure 184 représente divers modes de liaison entre l'antenne et le premier circuit accordé du poste.

Une antenne extérieure non utilisée, doit être reliée au sol sinon directement, du moins par l'intermédiaire d'un parafoudre.

## CHAPITRE XXXIV

### PARASITES. ANTENNES ANTIPARASITES

#### 193. DÉFINITION ET CARACTÈRES DES PARASITES.

*Les parasites sont des perturbations électriques capables de se propager par rayonnement comme les ondes créées par les émetteurs radioélectriques.*

Ces perturbations ont le caractère d'une décharge HF très amortie (par. 176, figure 164). En général, même cette décharge, extrêmement brève, est **apériodique**, c'est-à-dire qu'elle n'est pas alternative.

Soa action sur un circuit résonant a pour effet de lancer ce circuit en oscillation sur la fréquence qui lui est propre, quelle qu'elle soit. Le courant alternatif HF qui prend ainsi naissance s'amortit suivant la loi propre au circuit, c'est-à-dire d'autant moins vite que ce circuit est moins résistant (par. 176).

Les tensions qui en résultent sont amplifiées à travers tout le poste, et on ne peut rien faire, dans le récepteur, pour l'éviter, puisque leur fréquence est précisément la fréquence propre du circuit d'entrée.

Les décharges parasites se succèdent avec un rythme et une répartition d'intensité quelconques. Il en résulte, dans le haut-parleur des bruits de caractères divers.

#### 194. PARASITES NATURELS ET PARASITES ARTIFICIELS.

On distingue deux catégories de parasites, les uns naturels, les autres artificiels, ou, comme l'on dit, d'origine industrielle.

Contrairement à une opinion répandue, les premiers ne sont pas liés uniquement aux décharges orageuses. Certains ont pour cause, par ex., le mouvement relatif de différentes couches d'air qui ne sont pas à la même température. En hiver, on

observe en France des décharges parasites fortes et espacées (clicks) annonçant l'arrivée d'un fond froid. En été, on observe, surtout l'après-midi, des perturbations de caractère plus permanent (grinders) qui paraissent liés aux courants ascendants d'air chaud.

Contre les parasites naturels, on ne peut, dans l'état actuel de la technique, sensiblement rien faire, sinon augmenter la puissance des émetteurs et la sélectivité des récepteurs.

### 193. ORIGINE ET PROPAGATION DES PARASITES ARTIFICIELS.

*Certains appareils sont de véritables générateurs de courants HF.*

Ce sont, par ex., les appareils médicaux pour traitement par effluve, les tubes à rayons X de vieux modèle, alimentés avec une bobine d'induction, les installations de diathermie ou de traitement par courants haute fréquence.

Dans la même catégorie, il faut ranger les appareils pour précipitation électrique des fumées, les circuits de bougies de moteurs à explosion.

*D'autre part, tout passage d'un régime à un autre dans un circuit quelconque s'accompagne d'une oscillation propre, amortie, du circuit.*

Cette oscillation apparaît, par ex., toutes les fois qu'on manœuvre un interrupteur.

Si cet interrupteur fonctionne constamment (sonneries, redresseurs à lame vibrante, relais pour thermostat) la perturbation existe de façon permanente.

De petites variations de régime, entraînant l'émission de perturbations parasites, peuvent également se produire de façon continue, par suite de l'existence d'un contact ou d'un isolement défectueux.

*Exemples :* Interrupteurs n'ayant pas à fonctionner souvent mais qui, fermés, n'établissent pas un bon contact.

Connexions par serrage mal réalisées (prises de courants par ex.).

Moteurs à collecteur mal entretenu, ou dont les balais sont mal réglés.

Prises de contact par galet sur fil ou sur trolley.

Isolateurs mal calculés pour lignes haute tension.

Il peut enfin y avoir dans certains appareils (redresseurs à vapeur de mercure, tubes à enseignes lumineuses), production d'oscillations entretenues.

*La propagation s'effectue soit par rayonnement direct à travers l'air et les isolateurs, soit par conduction le long des lignes.*

Le rayonnement est particulièrement intense à partir des systèmes de grandes dimensions, comparables à une antenne ou à un grand cadre.

*Exemples :* Lignes à haute tension, lignes de tramway à trolley, circuits d'ascenseurs.

La propagation le long des conducteurs présente les caractères suivants :

1° Il peut y avoir passage de la perturbation d'un réseau à un autre : *a)* par induction ou capacité si certains de ces conducteurs de ces réseaux sont très voisins; *b)* par rayonnement si, sans être très voisins, ils sont cependant assez proches.

*Exemple :* En plaçant un « bouchon antiparasite » sur le compteur d'un appartement A on n'évite pas que l'installation d'un appartement B rayonne des parasites sur celle de A.

2° Le long d'une ligne, le courant HF constituant la perturbation peut aller par l'un des fils pour revenir par l'autre, ou bien il peut trouver son chemin aller par les deux fils, le retour s'effectuant par le sol (fig. 185).

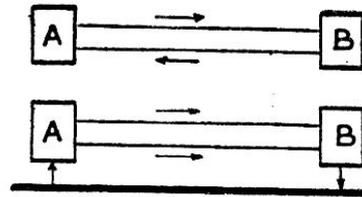


Fig. 185.

## 196. RECHERCHE ET SUPPRESSION DES PARASITES.

La recherche de la source de parasites s'effectue de loin au moyen d'un cadre associé à un récepteur portatif.

Les résultats sont parfois difficiles à interpréter, parce que, si la cause est localisée (interrupteur défectueux, par ex.), l'effet ne l'est pas (l'oscillation existe, plus ou moins intense, en

tout point d'un circuit, et le rayonnement a lieu à partir de tous ces points).

On peut suivre une canalisation au moyen d'une bobine exploratrice, convenablement isolée s'il y a lieu.

La longueur d'onde sur laquelle on perçoit le parasite avec le maximum d'intensité, les caractères acoustiques de la perturbation, etc., peuvent donner des renseignements utiles sur la nature de la source.

*Exemple* : Les circuits d'allumage des moteurs à explosion perturbent la gamme de 40 à 30 m., les petits moteurs celle de 25 à 250 m., les tramways celle de 250 à 3.000 m., les limites indiquées étant approximatives.

Les mauvais contacts entraînent des crachements bien connus. Les régulateurs de température donnent une succession de claquements secs ou bien encore une sorte de grattement intermittent. Le bruit d'un petit moteur qui démarre est facile à reconnaître, etc.

**La lutte contre les parasites doit avoir lieu en principe à la source même.**

On peut :

1° *Remplacer l'appareil par un autre.*

Par ex. remplacer un moteur à collecteur par un moteur à bagues ou, mieux encore, par un moteur à cage d'écureuil.

2° *Réaliser un bon état de fonctionnement.*

Par ex. veiller à la propreté des interrupteurs, des collecteurs; obtenir un bon serrage des vis de contact, une friction énergique entre les deux parties d'une prise de courant.

3° *Modifier les constantes des circuits.*

Par ex. intercaler une résistance de quelques dizaines de milliers d'ohms en série avec les bougies d'un moteur à explosion.

4° *Constituer des circuits spéciaux courts et compacts, rayonnant donc très peu où se trouvera localisée l'oscillation HF.*

La figure 186 montre comment peuvent être réalisés ces circuits. La source de parasites S est, par ex., un interrupteur ou l'induit d'un moteur à collecteur. Cette source est court-circuitée pour la haute fréquence par les condensateurs C (0,1 à

2  $\mu$ F, par ex.). Les résistances R (quelques dizaines d'ohms, par ex.) donnent au circuit ainsi constitué un amortissement suffisant. Les selfs de choc L (0,1 à 10 mH, par ex.) s'opposent au départ des courants HF parasites vers le réseau. La connexion à la masse et au sol supprime tout effet d'antenne.

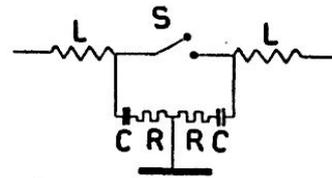


Fig. 186.

Il y a lieu d'adopter des coefficients de sécurité élevés. L'emploi de selfs pour courants intenses, avec faible capacité répartie, est très onéreux. On peut assez souvent se passer de selfs de choc.

5° *Placer l'appareil producteur de parasites et les connexions qui en partent sous blindage* (ex. installations médicales).

Le blindage n'est effectif que s'il est connecté au sol, s'il le faut en plusieurs points. Il ne doit pas présenter d'orifices trop importants.

#### 197. PROTECTION DU RÉCEPTEUR. — ANTENNES ANTIPARASITES.

Il est très difficile de protéger un récepteur contre les parasites. On peut cependant, en observant certaines précautions, obtenir des résultats appréciables.

Les parasites atteignent le récepteur :

1° Par l'alimentation.

2° Par rayonnement direct sur les connexions du poste.

3° *Par le collecteur d'ondes.*

Ce troisième chemin est de beaucoup le plus normal.

On peut réaliser un filtrage HF sur le primaire du transformateur d'alimentation dans le poste même. Si les bobines et les connexions principales sont sous blindage, les F. E. M. recueillies lorsque le collecteur d'ondes est déconnecté peuvent être négligeables.

Reste à faire en sorte que le collecteur d'ondes lui-même subisse le moins possible l'influence des parasites.

En premier lieu, *il ne faut jamais utiliser le secteur comme antenne.*

Si l'on ne veut pas mettre l'antenne sous gaine, il faut *la disposer loin des canalisations électriques.* La même précaution doit être observée pour la connexion de prise de terre.

La meilleure solution consiste à *situer la portion utile de l'antenne dans une région où il y a le moins possible de parasites*, en plaçant tout le reste sous un blindage relié au sol.

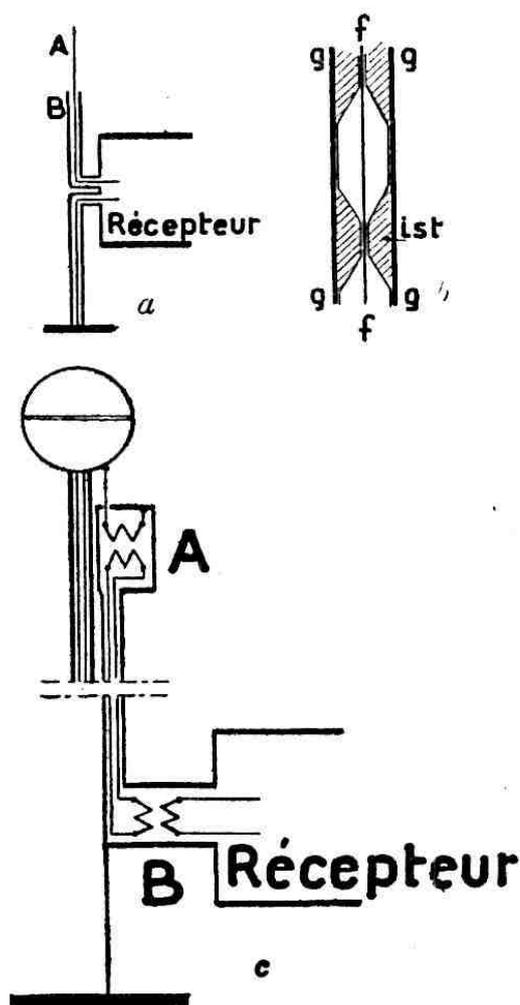


Fig. 187 a b c.

Sur la figure 187 (a) la portion utile de l'antenne est AB. Elle est sur le toit de l'immeuble. La descente d'antenne et la descente de terre sont sous gaine. On remarquera que le fil de connexion à la terre n'est relié à sa gaine qu'en bas.

Le câble utilisé doit comporter très peu d'isolant. Sa capacité répartie doit être faible (afin que les pertes soit réduites).

La figure 187 (b) en montre la coupe. Le fil conducteur *f* est tenu dans l'axe de l'enveloppe par des étranglements de la couche isolante qui, partout ailleurs, n'est pas en contact avec lui.

Lorsque la descente d'antenne est très longue on obtient un meilleur rendement avec un câble à deux conducteurs intérieurs (fig. 187 (c)).

L'antenne comporte alors à la base le primaire d'un transformateur abaisseur de tension A.

Le secondaire débite par l'intermédiaire de la ligne sur le primaire d'un second transformateur B, éleveur de tension, débitant lui-même sur le circuit d'entrée du récepteur.

#### 198. MESURE DE L'INTENSITÉ DES PARASITES. — PROTECTION LÉGALE DE L'AUDITEUR.

Il est difficile de définir l'intensité d'un parasite. Tel perturbateur considéré comme insupportable par un auditeur qui possède un poste très sensible, est complètement ignoré de

son voisin qui se borne à l'écoute des stations locales. Tel dispositif antiparasite, qui satisfait l'un, est considéré par l'autre comme inefficace.

*Il est absolument nécessaire que l'appréciation soit faite avec un appareil parfaitement défini, utilisé dans des conditions déterminées.*

C'est ainsi que les arrêtés ministériels du 31 mars et du 20 avril 1934 précisent :

1° Les caractéristiques du récepteur : l'appareil est totalement blindé, sans couplage HF au secteur. Il est muni d'une antenne en deux brins verticaux de 1 mètre. Sa sélectivité, pour chaque valeur du désaccord, est comprise entre deux limites, données par un tableau. Il comporte un détecteur, linéaire dans toute l'étendue du domaine de mesures, etc.)

2° L'intensité du signal pour lequel on peut raisonnablement exiger la pureté de l'audition.

(Champ de 1 millivolt par mètre, modulation à la fréquence 800 p. p. s. au taux de 30 %.)

3° Le niveau tolérable du parasite par rapport au signal.

L'appareil de mesure est un milliampermètre permettant la lecture de la valeur efficace du courant détecté, après passage à travers un filtre comportant des éléments : selfs, et capacités tels que la courbe de réponse du milliampermètre aux diverses fréquences reproduise fidèlement la courbe de sensibilité de l'oreille.

On tolère que la déviation correspondant à la F. E. M. parasite soit un vingtième de celle qui correspond au signal ci-dessus défini.

L'administration des postes et télégraphes dispose d'un personnel spécialisé et du matériel répondant aux définitions précédentes. C'est à elle qu'il faut s'adresser pour les mesures officielles des perturbations parasites.

Les dispositions légales reconnaissent le fait que la lutte contre les parasites doit avoir lieu à la source même.

## CHAPITRE XXXV

### QUELQUES MOTS SUR LES POSTES « TOUS COURANTS » ET LES POSTES « BATTERIES »

#### 199. POSTES « TOUS COURANTS ».

##### Définition.

Les postes « tous courants » doivent, en principe, pouvoir être alimentés à partir du secteur continu ou alternatif, 110 ou 220 volts.

Nous supposons que la tension dont on dispose est 110 volts. Lorsqu'elle vaut 220 volts, il est facile de la ramener à 110 au moyen d'une résistance  $R_0$ , en série (fig. 188).

(Cette résistance, parcourue par le courant total que consomme le poste, fonctionnant sous 110 volts, doit produire une chute de tension égale à  $220 - 110 = 110$  volts.)

##### Circuit de chauffage.

Dans un poste sur secteur *alternatif*, les filaments sont branchés en parallèle les uns sur les autres, et alimentés à basse tension, 6 volts par exemple. Le courant de chauffage  $I$  est alors de l'ordre de quelques ampères.

Supposons cinq lampes chauffées sous 6 volts et consommant, l'une : 2,6 amp., les autres : 0,6 amp. On a  $I = 5$  amp. La puissance utile de chauffage est donc  $6 \times 5 = 30$  watts.

Si l'on utilisait le même montage et les mêmes lampes, dans un poste destiné à fonctionner sous la tension *continue* 110 volts, il faudrait, puisqu'on ne peut pas utiliser de transformateur, se résoudre à mettre en série avec l'ensemble des filaments, une résistance. Celle-ci serait parcourue par le courant total  $I$  et il devrait s'y produire la chute de tension  $110 - 6 = 104$  volts. La puissance dépensée inutilement serait considérable.

Elle serait ici  $104 \times 5 = 520$  watts.

Dans un poste « tous courants », par raison d'économie, on met donc tous les filaments en série, y compris celui de la valve.

Le courant de chauffage est alors le même pour toutes les lampes. Celles-ci sont construites de façon à fonctionner avec un courant de chauffage donné (et non pas une tension donnée).

Comme elles exigent des puissances de chauffage plus ou moins grandes, tandis que le courant de chauffage normal est le même pour toutes, il s'ensuit que les tensions de chauffage peuvent être très différentes. C'est ainsi qu'une valve ou une lampe basse fréquence finale, qui doivent fournir des courants anodiques très intenses, peuvent être caractérisées par des tensions de chauffage d'une dizaine ou d'une vingtaine de volts.

Par exemple un jeu de lampes « tous courants », équivalentes à celles étudiées plus haut, pourra être composé de cinq lampes dont le courant de chauffage a pour intensité : 0,6 amp., tandis que la tension de chauffage vaut, pour quatre d'entre elles : 6 volts et, pour la dernière : 26 volts. (Puissance totale de chauffage : 30 watts.)

Comme tous les filaments sont en série, les tensions aux bornes s'ajoutent. Supposons en série : une valve, une lampe BF alimentées sous 25 volts et quatre lampes alimentées sous 6 volts. La tension totale aux bornes des filaments sera 74 volts. Pour alimenter cet ensemble à partir de la tension 110 volts, il faudra ajouter en série une résistance R (fig. 188) provoquant, pour le courant de chauffage normal I, une chute de tension :  $110 - 74 = 36$  volts.

Si I égale 0,6 amp., nous aurons :  $R = \frac{36}{0,6} = 60$  ohms.

La puissance perdue dans R ne sera que  $36 \times 0,6 = 21,6$  watts. On voit combien est grande l'économie réalisée en utilisant des lampes « tous courants » avec tous les filaments en série.

En général, les filaments sont disposés entre les pôles positif et négatif du secteur dans l'ordre indiqué figure 188. En partant du pôle positif, on trouve : la résistance R, la valve, la lampe basse fréquence, les lampes HF ou MF, et enfin, la détectrice.

A la mise en fonctionnement du poste, les divers conducteurs en série dans le circuit de chauffage sont froids. Leur

résistance est alors inférieure à la valeur normale et, à l'enclenchement, l'intensité du courant prend une valeur dangereuse pour les filaments des diverses lampes. On peut parer à cela en constituant  $R$  au moyen d'une substance dont la résistivité est plus grande à froid qu'à chaud.

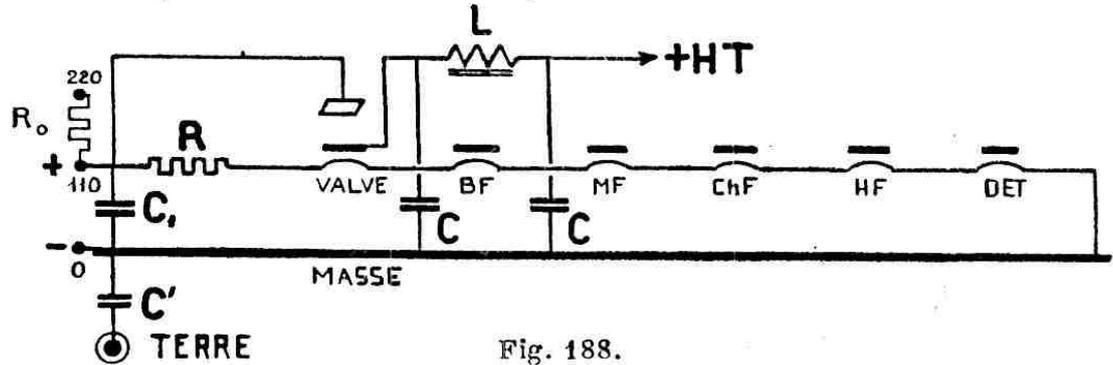


Fig. 188.

### Circuit haute tension.

Comme le poste « tous courants » doit pouvoir fonctionner en alternatif, il faut qu'il comporte un bloc assurant le redressement et le filtrage de la haute tension. Ce bloc comporte (fig. 188) : une valve monoplaque traversée par le courant de la plaque à la cathode et un filtre, constitué par la self  $L$  en série, les condensateurs électrolytiques  $C$  en parallèle.

Pour que le poste fonctionne en continu, *il faut évidemment que la plaque de la valve soit réunie au pôle positif du secteur.* Il est clair qu'en continu la valve ne joue aucun rôle. Par contre, le filtre supprime les petites irrégularités de tension.

Il importe de remarquer que *toutes les lampes, y compris la valve, doivent être à chauffage indirect.* En effet :

1° Evaluons, en suivant sur la figure 188, la différence de potentiel entre la plaque et le filament d'une même lampe (lampe MF par exemple). Elle se compose : *a)* de la tension continue créée entre les deux bornes de sortie du bloc d'alimentation, c.-à-d. entre la plaque de la lampe et la masse; *b)* de la d. d. p. existant entre cette masse et le filament de la lampe. Cette dernière d. d. p. correspond à la chute de tension le long du circuit de chauffage lequel, en alternatif, est parcouru par du courant non redressé.

Si donc les lampes étaient à chauffage direct, la tension

entre plaque et cathode de celles-ci comporterait un terme alternatif. Il en résulterait un ronflement.

2° Supposons les lampes à chauffage indirect ainsi qu'il se doit; mais la valve à chauffage direct. (Sur la figure 188, confondre la cathode et le filament de la valve.) La valve serait alors court-circuitée par la résistance R. Il n'y aurait donc plus redressement de la haute tension. Les plaques seraient alimentées en alternatif.

On remarquera qu'entre le filament et la cathode des diverses lampes, la d. d. p. peut prendre d'assez grandes valeurs. Les lampes « tous courants » sont construites en conséquence.

### Polarisation.

La polarisation grille des lampes peut être réalisée comme dans les postes sur secteur alternatif. Pour ne rien perdre de la haute tension, qui est relativement faible, on polarise chaque lampe individuellement et automatiquement par son propre courant anodique (§ 120 C).

### Terre.

Il est commode pour le câblage, de réunir le pôle négatif du secteur à la masse du châssis. Mais alors, *il ne faut pas connecter la masse du châssis directement au sol*<sup>1</sup>. On doit réaliser cette liaison à travers un condensateur C' (0,1  $\mu$ F par ex.).

Le condensateur C<sub>1</sub>, entre les deux pôles du secteur, permet de faire disparaître, lors de l'alimentation en alternatif, un ronflement qui pourrait résulter de la dissymétrie de distribution des filaments par rapport à la prise de terre.

## 200. POSTES ALIMENTÉS PAR BATTERIES.

La préoccupation principale dans la conception d'un poste récepteur destiné à être alimenté au moyen de batteries est d'obtenir *une consommation de courant aussi réduite que pos-*

1. On ne doit jamais établir de connexion entre un fil de distribution électrique et le sol. On risque, en le faisant, de provoquer des courts-circuits (si, par hasard, un autre fil de la même distribution vient en contact avec la terre) ou des accidents très graves (si une personne non isolée du sol vient à toucher cet autre fil).

sible, afin d'éviter l'usure trop rapide des piles ou la recharge trop fréquente des accumulateurs.

En ce qui concerne la puissance consommée sous forme de courant anodique, on peut trouver intérêt à l'emploi d'un étage final fonctionnant en classe B (par. 156).

En ce qui concerne la puissance de chauffage, il faut, pour la réduire, utiliser des lampes à chauffage direct.

Il est alors impossible d'utiliser la polarisation individuelle des lampes par leur courant anodique.

On le voit très nettement sur la figure 189. Les lampes  $L_1$

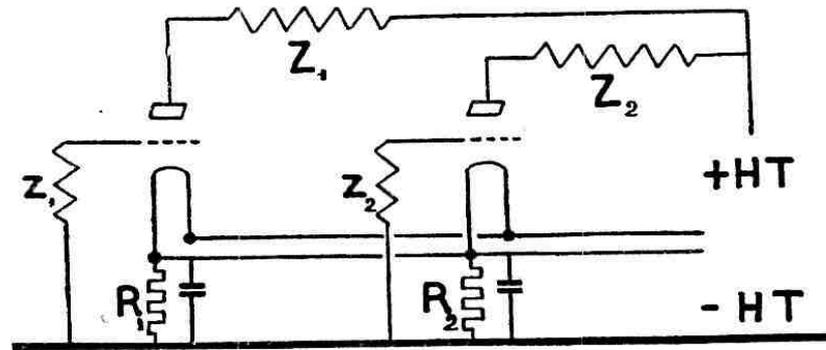


Fig. 189.

et  $L_2$  sont à chauffage direct. Leurs filaments sont en parallèle. Si l'on utilisait, pour polariser les grilles  $G_1$  et  $G_2$ , les résistances de cathode  $R_1$  et  $R_2$ , les deux grilles seraient au même potentiel moyen. Il y aurait en outre à craindre une certaine réaction entre les lampes.

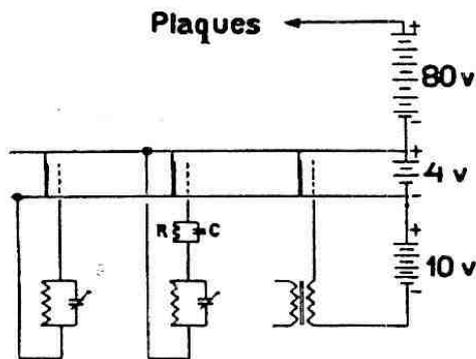


Fig. 190.

Dans les anciens postes à batteries on se bornait à polariser la lampe finale. Les circuits grille des autres lampes étaient ramenés au pôle négatif de la batterie de chauffage, sauf celui de la détectrice, pour lequel le retour s'effectuait : soit sur pile dans le cas de la détection plaque, soit au pôle positif du filament dans le cas de la détection grille (fig. 190).

La figure 191 montre, à titre d'exemple, comment sont ob-

tenues les polarisations grille d'un récepteur de conception moderne alimenté par batteries.

Du pôle positif de la source haute tension, on va aux plaques et écrans des lampes, dont on sort par les connexions de chauffage, dont l'une est à la masse. Les courants alternatifs HF retournent alors au pôle positif de la haute tension à travers le condensateur C (0,5  $\mu$ F par ex.).

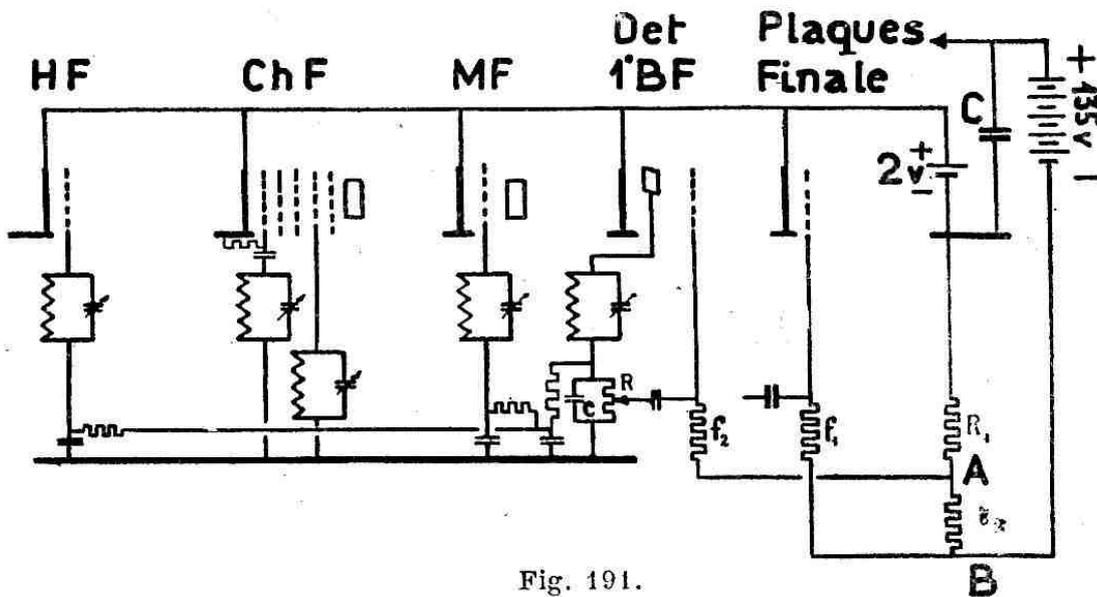


Fig. 191.

Le courant anodique continu total retourne au pôle négatif de la source haute tension par les résistances  $R_1$  et  $R_2$  ( $R_1 = 100$  ohms,  $R_2 = 200$  ohms par ex.). Il se produit donc entre la masse et les points respectifs A et B une chute de tension.

Au point B est réalisé le retour de grille de la lampe finale, au point A, celui de la lampe d'attaque ( $f_1$ ,  $f_2$ , sont des résistances de fuite).

La diode détectrice n'est pas polarisée : le bloc détecteur RC est relié à la masse.

Les lampes MF et HF sont sous contrôle automatique d'amplification. En absence de tension HF appliquée à la détectrice, leurs grilles de commande sont à la masse.

La grille de commande de l'octode est à la masse. La grille oscillatrice est autopolarisée par le courant moyen que débite cette électrode.

TABLEAU I

Donnant, en mA, le courant maximum admissible dans une résistance R ohms, pouvant dissiper W watts.

R ↓ Ohms	W →							
	0,25	0,50	1	2	5	10	20	50   watts
1	500	710	1000	1400	2200	3200	4500	7100 mA
10	160	220	320	450	710	1000	1400	2200
100	50	71	100	140	220	320	450	710
200	35	50	71	100	160	220	320	500
500	22	32	45	63	100	140	200	320
1.000	16	22	32	45	71	100	140	220
2.000	11	16	22	32	50	71	100	160
5 000	7,1	10	14	20	32	45	63	100
10.000	5	7,1	10	14	22	32	45	71
20.000	3,5	5	7,1	10	16	22	32	50
50 000	2,2	3,2	4,5	6,3	10	14	20	32
100.000	1,6	2,2	3,2	4,5	7,1	10	14	22
200.000	1,1	1,6	2,2	3,2	5	7,1	10	16
500.000	0,7	1	1,4	2	3,2	4,5	6,3	10
1.000.000	0,5	0,7	1	1,4	2,2	3,2	4,5	7,1

TABLEAU II

Donnant la réactance S de diverses selfs en fonction de la fréquence.

Selfs en microhenry : lecture directe de la réactance en ohm.

Selfs en millihenry : multiplier la valeur indiquée par 1.000.

Selfs en henry : multiplier la valeur indiquée par 1.000.000.

Self L	Fréquence N							
	← En p. p. s →				← En kc →			
	50	100	1.000	10.000	100	300	1.000	10.000
3	0,001	0,002	0,019	0,188	1,88	5,65	18,8	188
10	0,003	0,006	0,063	0,628	6,28	18,8	62,8	628
30	0,009	0,019	0,188	1,88	18,8	56,5	188	1.880
100	0,031	0,063	0,628	6,28	62,8	188	628	6.280
300	0,094	0,188	1,88	18,8	188	565	1880	18.800
1000	0,314	0,628	6,28	62,8	628	1880	6280	62.800

TABLEAU III

Donnant la réactance  $X_c$  de diverses capacités en fonction de la fréquence.

Capacités en microfarad : lecture directe en ohm.

Capacités en millième de microfarad : multiplier la valeur indiquée par 1.000.

Capacité C	Fréquence N							
	← En p. p. s →				← En kc →			
	50	100	1.000	10.000	100	300	1.000	10.000
0,1	31.800	15.900	1590	159	15,9	5,3	1,59	0,159
0,3	10.500	5.300	530	53	5,3	1,77	0,53	0,053
1	3.180	1.590	159	15,9	1,59	0,53	0,159	0,016
3	1.050	530	53	5,3	0,53	0,177	0,053	0,005
10	318	159	15,9	1,59	0,159	0,053	0,016	0,002
30	105	53	5,3	0,53	0,053	0,018	0,005	—

TABLEAU IV

Donnant, pour diverses valeurs de la self L (en  $\mu H$ ) et de la capacité C (en  $m\mu F$ ), la fréquence de résonance N (en kc).

L	C										
	0,01	0,05	0,10	0,20	0,30	0,35	0,40	0,45	0,50	0,75	1
10	15900	7120	5030	3560	2900	2690	2510	2370	2245	1835	1590
25	10100	4500	3180	2245	1835	1700	1590	1500	1420	1180	1010
50	7100	3180	2245	1590	1295	1200	1120	1060	1010	820	710
75	5800	2600	1835	1295	1060	985	915	865	820	670	580
100	5030	2245	1590	1120	917	850	795	750	712	580	503
200	3560	1590	1125	795	650	602	562	530	503	410	356
500	2245	1010	712	503	410	380	356	335	318	260	225
1000	1590	712	503	356	290	269	251	237	225	183	159
3000	918	410	290	205	168	156	145	137	130	106	92
10000	503	225	159	112	92	85	79,5	75	71	58	50,5

TABLEAU V

Donnant la correspondance entre les fréquences N (en kc) et les longueurs d'onde (en mètre).

Lecture directe entre 150 et 1.500 kc.

Pour les autres fréquences, se souvenir que lorsqu'on multiplie la fréquence par 10, par ex., on divise par 10 la longueur d'onde et inversement.

Le tableau donne quelques points de repère, à l'extérieur de la gamme 150-1.500 kc.

N	$\lambda$	N	$\lambda$	N	$\lambda$	N	$\lambda$
15	20.000	490	612	850	354	1.210	248
50	6.000	500	600	860	349	1.220	246
150	2.000	510	588	870	345	1.230	244
160	1.875	520	577	880	341	1.240	242
170	1.765	530	566	890	337	1.250	240
180	1.665	540	555	900	333	1.260	238
190	1.580	550	545	910	330	1.270	236
200	1.500	560	535	920	326	1.280	234
210	1.430	570	526	930	323	1.290	232
220	1.360	580	517	940	319	1.300	330,5
230	1.300	590	508	950	316	1.310	228,5
240	1.250	600	500	960	312	1.320	227
250	1.200	610	492	970	309	1.330	226
260	1.150	620	484	980	306	1.340	224,5
270	1.110	630	476	990	303	1.350	223
280	1.070	640	469	1.000	300	1.360	220,5
290	1.035	650	462	1.010	297	1.370	219
300	1.000	660	455	1.020	294	1.380	217,5
310	968	670	448	1.030	291	1.390	216
320	938	680	442	1.040	288	1.400	214
330	910	690	436	1.050	286	1.410	212,5
340	883	700	430	1.060	283	1.420	211
350	857	710	424	1.070	280	1.430	210
360	833	720	418	1.080	278	1.440	208,5
370	811	730	412	1.090	275	1.450	207
380	790	740	406	1.100	273	1.460	205,5
390	770	750	400	1.110	270	1.470	204
400	750	760	395	1.120	268	1.480	202,5
410	732	770	390	1.130	266	1.490	201,5
420	714	780	385	1.140	263	1.500	200
430	698	790	380	1.150	261	5.000	60
440	682	800	375	1.160	258	15.000	20
450	667	810	370	1.170	256	50.000	6
460	652	820	366	1.180	254	150.000	2
470	638	830	362	1.190	252	500.000	0,60
480	625	840	358	1.200	250	1.500.000	0,20

TABLEAU VI

Donnant l'intervalle de sélectivité  $\alpha$  (en kc) et la constante de temps  $\theta$  (en microseconde) pour le circuit résonant de résistance R (ohms) comportant la self L (en  $\mu$ H).

Etant donnés  $\alpha$ , ou  $\theta$ ; et L; on lit R.

$\alpha \downarrow$	$\theta \downarrow$	L $\rightarrow$	10	25	50	75	100	200	500	1.000	10.000
0,8	200		0,10	0,25	0,5	0,75	1	2	5	10	100
1,6	100		0,20	0,50	1	1,5	2	4	10	20	200
3,2	50		0,40	1	2	3	4	8	20	40	400
8	20		1	2,5	5	7,5	10	20	50	100	1.000
16	10		2	5	10	15	20	40	100	200	2.000

TABLEAU VII

Donnant, pour la fréquence N (en kc), la surtension  $s$  d'une self faisant partie d'un circuit résonant de constante de temps  $\theta$  (en microseconde).

$\theta \downarrow$	N $\rightarrow$	50	100	200	500	1.000	1.500	10.000
200		31,4	62,8	126	314	628	942	6.280
100		15,7	31,4	62,8	157	314	471	3.140
50		7,85	15,7	31,4	78,5	157	235	1.570
20		3,14	6,28	12,6	31,4	62,8	94,2	628
10		1,57	3,14	6,28	15,7	31,4	47,1	314
1		0,16	0,31	0,63	1,57	3,14	4,71	31,4

TABLEAU VIII

Permettant l'expression des sélectivités en décibels.

Nous avons défini, au § 127, la sélectivité, comme le rapport de deux tensions et nous avons vu que, pour une suite de systèmes sélectifs tels que chacun d'eux agisse sur le suivant, sans réaction, la sélectivité de l'ensemble est égale au produit des sélectivités de chacun des systèmes.

Si l'on exprime les sélectivités en décibels, la sélectivité de l'ensemble est, cette fois, égale à la somme des sélectivités de chacun des systèmes, ce qui rend les calculs plus faciles.

Colonne I : sélectivité  $x$ .

Colonne II : expression de cette sélectivité en décibel ( $db$ ).

$x$	$db$	$x$	$db$	$x$	$db$	$x$	$db$
1	0	10	20	100	40	1000	60
1,3	2,3	13	22,3	130	42,3	1300	62,3
1,6	4,1	16	24,1	160	44,1	1600	64,1
2	6,0	20	26,0	200	46,0	2000	66,0
2,5	8,0	25	28,0	250	48,0	2500	68,0
3	9,5	30	29,5	300	49,5	3000	69,5
4	12,0	40	32,0	400	52,0	4000	72,0
5	14,0	50	34,0	500	54,0	5000	74,0
6	15,6	60	35,6	600	55,6	6000	75,6
7	16,9	70	36,9	700	56,9	7000	76,9
8	18,1	80	38,1	800	58,1	8000	78,1
9	19,1	90	39,1	900	59,1	9000	79,1

*Remarque I.* — Toutes les fois que la sélectivité est multipliée par 10, son expression en décibel augmente de 20.

*Remarque II.* — La sélectivité est ici le rapport de deux tensions ou de deux courants. S'il s'agissait du rapport de deux puissances (mesures au wattmètre), il faudrait diviser par deux toutes les valeurs indiquées.

*Exemple numérique :* Suite de trois circuits présentant pour la même fréquence, les sélectivités respectives : 2,5; 10; et 8; dont les valeurs en décibels sont 8; 20; et 18,1.

La sélectivité de l'ensemble vaut, en  $db$  :  $8 + 20 + 18,1 = 46,1$ , ce qui correspond à un rapport de tensions égal à 200;

C'est bien  $2,5 \times 10 \times 8 = 200$ ; mais le calcul a été plus facile.

CODE DE COULEURS POUR LES RÉSISTANCES

La valeur, en ohm, des résistances non bobinées est indiquée par trois couleurs.

Celle du corps donne le premier chiffre.

Celle du bout donne le second chiffre.

Celle du point donne les zéros qui suivent.

Couleur.	Corps.	Bout.	Point.
Noir,	0	0	
Brun,	1	1	0
Rouge,	2	2	00
Orangé,	3	3	000
Jaune,	4	4	0000
Vert,	5	5	00000
Bleu,	6	6	000000
Violet,	7	7	0000000
Gris,	8	8	etc.
Blanc,	9	9	

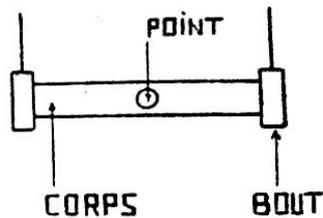
Exemple : Corps : vert; Bout : noir; Point : jaune.

Premier chiffre : 5.

Second chiffre : 0.

Zéros qui suivent : 0000.

Valeur de la résistance : 500.000 ohms.



## TABLE ALPHABÉTIQUE

---

Les questions dont la place dans l'ouvrage est évidente d'après la table générale ne figurent pas ici.

Les numéros indiqués ci-dessous sont ceux des paragraphes.

**Accrochage**, 173, 181.

**Alignement** d'un circuit résonant, 86; — moyenne fréquence, 141.  
— d'un superhétérodyne, 187.

**Alimentation**. Bloc d' —, 107, 108; — des lampes, 120; — tous courants, 199; — batterie, 200.

**Ampère**, 9.

**Ampèremètre**. Définition, usage, 9; shunt, 25; à cadre, 50; à fer doux, 52, 67; thermique, 65; à couple, 67; électrodynamique, 67; à redresseur, 109.

**Amplification**. Chap. XXVI et XXVII; coefficient d' — d'une lampe, 115; pouvoir amplificateur d'un étage, 145, 149.

Réglage d' — manuel, 151; automatique, chap. XXIX.

Classe : A, 152; B, 155.

**Amplitude**, 58.

**Antenne**. Chap. XXXIII; antiparasite, 197.

**Antifading**, 126; chap. XXIX.

**Autodyne**, 174.

**A. V. C.**, 126; chap. XXIX.

**Bandes latérales**, 128.

**Battements**, 128.

**Blindages**. Rôle, 71, 175; pertes, désaccords, 132, 139.

**Bobines**. Champ, flux, faces, 42; selfs, 75, usuelles, 75.

**Cadre**, 190, 191, 192. Self, 75.

**Calorie**, 5.

**Capacité**, voir condensateurs; — répartie, 132, 133, 189.

**Cathodique** (indicateur, œil ou trèfle), 170.

**Cathodyne** (montage), 155.

- Champ** magnétique, 40; électrique, 100; électromagnétique, 122.
- Charge électrique**, 10, chap. XIX; — d'un condensateur, 37, 99.
- Chauffage** direct, indirect, 102, 120, 199, 200.
- Circuit** — *bouchon*, 88.  
 — *résonant* : définition, 84; fréquence propre, 85, 176, 177; tableau IV; étalonnage, 86; sensibilité, surtension, sélectivité, constante de temps; chap. XXIV, tableau VI et VII.  
 — *s dérivés*, 24.  
 — *s magnétiques*, 46.
- Commutation** (exemple), 188.
- Condensateurs**. Chap VI; en courant alternatif, 82.  
 Réactance, impédance, 83; tableau III.  
 Mesures des capacités au balistique, 33; en alternatif, 82; par résonance, 86.  
 — de découplage, 36, 175; ajustables, 36; variables, 36; électrolytiques, 36, 107.  
 Pertes dans les —, 132, 133.
- Constante de temps** d'un système résistance, capacité, 37; d'un circuit résonant, 134, 176; tableau VI.
- Conversion**, voir changement de fréquence.
- Coulomb**, 10.
- Couplage** des générateurs, 32; par induction, 138; divers, 142; mixtes, 143.
- Cupoxyde**, 108.
- Cycle**, kilo —; méga —, 58.
- Décibel**, tableau VIII.
- Découplage**, 175.
- Détection**. Définition, 125; chapitre XXVIII.  
 Détectrice à réaction, 174.  
 Première détection dans les superhétérodynes : voir changement de fréquence.
- Distorsion**, 94, 127, 152, 156.
- Efficace** (courant, tension), 65, 66.
- Energie**. Définition, 4; — d'un condensateur chargé, 38; — d'une self parcourue par un courant, 76.
- Etalonnage**. Voir alignement.
- Farad**, 34.
- F. E. M.** d'un générateur, 12; — induite, 56; — induite au secondaire, 70, 90; — de self induction, 79.
- Filtre** d'alimentation, 106, 107. — M. F., 140, 141, 149.
- Foucault** (courants de), 71.

**Fréquence.** Définition, 58; basses —, — musicales, 92; hautes —, 121; moyenne —, 126, 186; — de résonance, 85; tableau IV; — et longueur d'onde, 123; tableau V.

**Fusibles,** 20.

**Gauss,** 40.

**Générateurs.** Pôles, 6; F. E. M., 12; résistance interne, 22; couplage, 32; — de courant alternatif, 57; — de courant musical : chap. XVIII; — de courant H. F., chap. XXXI.

**Haut-parleurs dynamiques,** circuit magnétique, excitation, 46, 107; actions subies en continu, 51; en alternatif, 63; branchement, 107, 152.

— Magnétiques : constitution et actions subies en continu, 53; en alternatif, 63; branchement, 152.

**Harmoniques.** Définition, 61; — d'un son, 93; — d'une hétérodyne, 181.

**Henry,** 69, 73.

**Hétérodyne,** 179, 180, 181.

**Hystérésis magnétique,** 47, 90; diélectrique, 132, 133.

**Impédance** d'une self, 81; d'une capacité, 83; d'un système self, capacité, 85; d'un circuit bouchon à la résonance, 88.

**Indicateurs visuels,** 170.

**Induction.** Champ et induction à l'intérieur d'un aimant, 46; F. E. M. d' — 54, 55, 56; — entre deux circuits : chap. XIII. Coefficient d'induction mutuelle, 69; self — — : voir self. Couplage par —, 138 et suivants.

**Isolants.** Résistivité, 21; pertes, 132, 133, 192.

**Joule.** Unité de travail, 2; loi de —, 16.

**Lampes.** Diode : chap. XX et chap. XXVIII. Triode : chap. XXI. Ecran, 118. Pentode, 119; à pente variable ou sélectode, 151; binode, 161. Bigrille, 184; octode et heptode, 184; de silence, 169.

Caractéristiques, 112, 113; résistance interne, coefficient d'amplification, 113.

En parallèle, 154; en push-pull, 155, 156.

**Maxwell,** 43.

**Microphone,** 95.

**Modulation,** 124.

**Monoréglage,** 187.

**Musicalité,** 127, 128, 136, 141.

**Ohm**, unité de résistance, 16; loi d' —, 17.

**Ohmmètre**, 30.

**Onde**. Longueur d' —, 122, 123; tableau V; — porteuse, 128.

**Opposition** entre deux générateurs de courant continu, 32; entre deux alternateurs, 59, 60.

**Oscillations** amorties, 178; entretenues, 179.

**Oscillographes**, 63.

**Période**, 58.

**Perméabilité**, 46.

**Pertes** par hystérésis, 47, 90; par courants de Foucault, 71, 90, 139.  
Haute fréquence, 132, 133, 192.

**Phase**, 59, 60.

**Pick-up**, 95, fig. 135 a.

**Polarisation grille**. Définition, 111, 114; obtention, 107, 120; d'une oscillatrice, 181.

**Pont de Wheatstone**, 31.

**Potentiomètre**, 29; d'écran, 29, 107, 120; de réglage d'amplification, 151; de détection, 161.

**Présélecteur**, 143, 186.

**Puissance**. Définition, 3, 5; admissible dans une résistance, 20; tableau I; en alternatif, 89; amplification de —; chap. XXVII.

**Quadrature**, 59.

**Quantité d'électricité**, 10.

**Radiocontrôleur**, 27.

**Rayonnement**, 122.

**Réactance** d'une self, 81; tableau II; d'une capacité, 83, tableau III; d'un système self, capacité, 85.

**Récepteur**. Constitution générale, 126; — tous courants, 199; — sur batteries, 200.

**Redresseurs par contact**, 108.

• **Réglage d'accord**, 86; d'un superhétérodyne, 185; mono- —, 187; d'amplification, manuel, 151; automatique, chap. XXIX; de tonalité, 157; silencieux, 169, 170.

**Rémanent** (magnétisme), 47.

**Résistance**. Définition, unité, 16; mesure, 30, 31: — haute fréquence, 132, 133; — interne des générateurs, 22; des lampes, 115.

**Résistivité**, 21.

**Résonance**. Définition, 83; applications, 86, 126; signification physique, 177.

Fréquence de résonance : voir fréquence.

Courbe de — d'un circuit, 85, 131, 135.

de deux circuits couplés, 141.

Antirésonance, 88.

**Résonateurs mécaniques**, 177.

**Saturation** d'un noyau de fer, 45; d'une valve, d'une lampe, 103; de détection, 162.

**Sélectivité**. Définition, mesure 127; valeur en décibel : tableau VIII.

Relation avec musicalité, 128, 136.

— d'un circuit résonant, 131, 135.

— d'une suite de circuits sans réaction, 137.

Intervalle de —, 134, tableau VI.

Courbe de — d'un circuit unique, 127, 135.

de deux circuits couplés, 141.

— variable 141.

— d'un superhétérodyne, 185.

**Self-induction**. Chap. XIV.

Influence en alternatif, 78, 79, 80.

Réactance, impédance, 81; tableau II; mesure 86.

**Shunt**, 25.

**Sinusoïdale** (vibration, tension), 61.

**Superhétérodyne**, voir changement de fréquence.

**Surtension**, 87, 130, tableau VII.

**Téléphonique**. Ecouteur, 46, 53, 63. Fréquences, 92.

**Tonalité**. (Réglage de), 157.

**Transformateur**. Principe, 68, 90; — d'alimentation, chap. XVII, — HF, 149; — MF, 149, — BF, 150; — de modulation ou de sortie, 51, 152.

**Volt**, 12, 13, 14.

**Voltmètre**. Définition, 15; principe, 26; usage, 15, 28; à cadre, 50; à fer doux, 52; thermique, 66; à redresseur, 109; amplificateur ou thermionique, 86 (note en bas de page 108).

**Watt**, 3.

# TABLE GÉNÉRALE DES MATIÈRES

---

PRÉFACE .....	5
NOTATIONS ET ABRÉVIATIONS .....	7
CHAPITRES :	
CHAPITRE PREMIER. — Travail. Puissance. Energie .....	9
— II. — Courant continu. Sens et intensité .....	13
— III. — Force électromotrice et différence de potentiel.....	18
— IV. — Effet Joule. Résistance. Loi d'Ohm .....	22
— V. — Conducteurs en dérivation. Applications .....	29
— VI. — Condensateurs. Capacité.....	42
— VII. — Champ et flux magnétiques.....	50
— VIII. — Propriétés magnétiques du fer .....	58
— IX. — Action des champs sur les courants.....	63
— X. — Courants induits. Alternateurs... ..	67
— XI. — Courants alternatifs. Définition .....	71
— XII. — Courant alternatif. Ses effets. Mesures en alternatif.	77
— XIII. — Induction entre deux circuits.....	83
— XIV. — Self-induction .....	88
— XV. — Courant alternatif .....	
Circuits comprenant résistance avec self ou capacité..	93
— XVI. — Courant alternatif .....	
Circuit résonant et circuit bouchon. Puissance .....	103
— XVII. — Transformateurs à noyau de fer pour fréquences in-	
dustrielles .....	115
— XVIII. — Quelques mots d'électroacoustique.....	
Générateurs de fréquence musicale .....	119
— XIX. — Notion de charge et de champ électrique.....	124
— XX. — Emission thermoélectronique. Diode ou valve.....	
Redressement et filtrage du courant alternatif.....	128
— XXI. — Lampe triode .. ..	140
— XXII. — Lampes à grilles multiples .....	148
— XXIII. — Principes fondamentaux de la transmission radioélec-	
trique .....	155
— XXIV. — Qualités d'un circuit résonant en temps que récepteur.	168
— XXV. — Circuits couplés.....	181
— XXVI. — Amplification en tension.....	193
— XXVII. — Amplification de puissance .....	205
— XXVIII. — Détection .. ..	216
— XXIX. — Régulation automatique d'amplification .....	226
— XXX. — Réaction. Accrochage. Découplages.....	237
— XXXI. — Générateurs haute fréquence.....	245
— XXXII. — Changement de fréquence .....	254
— XXXIII. — Collecteurs d'ondes .....	272

## TABLE GÉNÉRALE DES MATIÈRES

—	XXXIV. — Parasites. Antennes antiparasites .....	279
—	XXXV. — Quelques mots sur les postes « tous courants » et sur les postes batteries .....	286
TABLEAUX :		
TABLEAU I.	— Courant admissible dans une résistance dissipant une puissance déterminée .....	292
— II.	— Réactance des selfs .....	292
— III.	— Réactance des capacités .....	293
— IV.	— Fréquences de résonance .....	293
— V.	— Relation entre fréquence et longueur d'onde .....	294
— VI.	— Intervalle de sélectivité et constante de temps .....	295
— VII.	— Surtension .....	295
— VIII.	— Conversion des sélectivités en décibels .....	296
CODE DES COULEURS POUR LES RÉISTANCES .....		297
TABLE ALPHABÉTIQUE .....		298