

Paul Berché

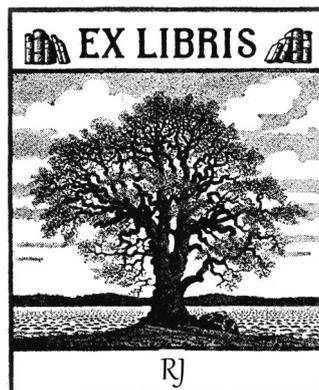
# PRATIQUE ET THÉORIE DE LA TSF

Treizième édition

Janvier 1949

LIBRAIRIE DE LA RADIO

Numérisé en Mai 2025 par F1CJL , 400dpi



## PREFACE DE PAUL BERCHE

---

*Les ouvrages didactiques de T.S.F. semblent pouvoir se partager en deux groupes correspondant à deux conceptions différentes.*

*Les uns, qui s'adressent à la masse de plus en plus grossie des personnes qui s'adonnent à la T.S.F. pour leur plaisir, dénie par principe à leur lecteur toute connaissance scientifique et, supprimant tout langage mathématique, se contentent de vagues et brumeuses approximations. Sous prétexte qu'ils s'adressent à « des gens du monde », ils présupposent que ces derniers n'ont même pas leur certificat d'études primaires, et ils croient faire œuvre de vulgarisation, alors qu'ils arrivent simplement à embrouiller à jamais les idées claires que tout amateur de T.S.F. pourrait avoir si on faisait appel à ses connaissances d'ordre général.*

*A combien d'ouvrages de cette nature, dite de vulgarisation, a donné lieu la fameuse théorie de la relativité d'Einstein, si déformée par ses thuriféraires que le grand savant lui-même leur a dénié toute valeur !*

*Un autre groupe d'ouvrages de T.S.F., professant ex cathedra devant un auditoire averti, s'adresse à une minorité et, excluant le côté pratique, se lance dans la théorie pure, à grand renfort d'intégrales et d'équations différentielles.*

*Sans doute, en pareille matière, les mathématiques supérieures sont-elles indispensables pour étudier complètement les phénomènes radioélectriques. Mais expliquer et comprendre sont deux choses, et utiliser en est une troisième. Il n'est pas indispensable d'examiner à fond, et en épuisant la rigueur du raisonnement mathématique, les phénomènes radioélectriques. C'est l'affaire d'une élite qui peut se complaire dans ces hautes spéculations, dont n'ont pas cure ceux qui veulent simplement avoir des explications rationnelles et utiliser les dernières conquêtes de la science, même de la science pure. Pour en revenir à Einstein, il est possible de comprendre sa théorie, mais encore faut-il avoir des notions de mathématiques. Il en est de même de la T.S.F.*

*Ne croyez pas, cependant, que ces notions indispensables dépassent les connaissances et le désir d'apprendre de tout amateur digne de ce nom, et si le mot de mathématiques vous gêne en la circonstance, nous parlerons simplement de calculs. Ce sont, en effet, des calculs très simples qui vont intervenir dans les pages de cet ouvrage ; encore seront-ils réduits au minimum. Mais sachez bien que nul n'est parvenu à calculer la résistance d'un rhéostat sans passer par l'intermédiaire de formules et de chiffres.*

*Cet ouvrage s'adresse donc à tous ceux — et ils constituent l'immense majorité des amateurs de T.S.F. — qui ne rechignant pas a priori devant une addition ou une multiplication, ou même devant une équation du premier degré, ne se trouvent pas pleinement satisfaits par un vulgaire ouvrage de vulgarisation. Encore une fois, le calcul aura la place la plus restreinte possible, et toute théorie qui échappe à une exposition élémentaire sera laissée de côté. On ne trouvera pas, par exemple, dans cet ouvrage, la théorie de Fourier sur la décomposition d'une vibration composée en vibrations simples élémentaires. Nous ne chercherons pas à utiliser la notion de dérivée, ni celle de fonction hyperbolique, pourtant si pratiques dans le calcul des circuits traversés par un courant alternatif.*

*M. Marcel Prévost, dans son discours de réception à l'Académie Française de l'illustre mathématicien Picard, a exposé avec infiniment d'esprit et de justesse le rôle des mathématiques dans le développement d'une intelligence moderne. Selon l'auteur des Lettres à Françoise, il ne peut plus être de mode de se vanter de ne pas avoir l'esprit mathématique et, dans un avenir prochain, il faudra cacher comme une tare cette lacune de son intelligence.*

*Les amateurs de T.S.F., qui sont toujours à l'avant-garde du progrès, ne peuvent pas ne pas donner raison à cette vue d'avenir.*

*C'est à ces derniers que nous nous adressons en leur donnant l'assurance que, dans cet ouvrage, le côté pratique du sujet n'a pas été un seul instant perdu de vue, le raisonnement et le calcul n'ayant précisément pour but que de conduire à des réalisations.*

PAUL BERCHE.

Garches, 15 septembre 1927.

---

## PREFACE

---

*J'ai conscience que ces quelques lignes n'ajouteront rien à la valeur d'un ouvrage dont l'éloge n'est plus à faire. Mais l'insistance cordiale de l'Editeur, qui me présente cette tâche comme un noble devoir, ne me permet pas de m'y dérober. D'autant moins que, comme Paul Berché, j'ai le triste privilège d'appartenir à la vieille garde de la T.S.F., à cette légion d'anciens qui figurera bientôt au musée de la Radio !*

*Pratique et Théorie de la T.S.F., c'est un peu le « livre » de sa vie, un livre de chevet pour nombre de générations de radioélectriciens, amateurs ou professionnels. La radiodiffusion remonte déjà à l'« après-guerre »... de l'autre guerre ! C'est de 1926 à 1928 que fut élaborée la première édition de cet ouvrage fondamental. Son succès fut remarquable et durable, car les éditions, revues, corrigées et augmentées n'ont cessé de se succéder à un rythme accéléré. Vingt ans ont passé sans altérer la valeur de cette « somme » qui, record remarquable, ne compte pas moins de douze éditions et dont la treizième nous est actuellement présentée.*

*Paul Berché, que nous avons bien connu, a consacré à ce livre le meilleur de son activité. Ce qui ne l'empêchait, d'ailleurs pas, d'apporter à L'Antenne et au Q.S.T. Français une collaboration pleine de verve et de remarques pertinentes.*

*C'était un puriste qui tenait à ses idées et savait les défendre avec esprit. Il a marqué son œuvre des termes de tétraode, pentaode, hexaode et heptaode, tombés depuis en désuétude.*

*C'était aussi un technicien de valeur, enlevé prématurément à l'affection des siens et à la Radio.*

*Quoi qu'il en soit, son œuvre subsiste. Mais, comme la Radio est une création continue, qui évolue même avec une certaine rapidité, il n'a pas échappé aux éditeurs qu'on ne pouvait donner une treizième édition de cet ouvrage sans le refondre entièrement, pour le compléter et le rajeunir.*

*Ils ont fait appel, pour cette tâche délicate, à un auteur qualifié, doublé d'un radiotechnicien averti : F. Juster, qui, depuis de nombreuses années, a déjà fait ses preuves dans la presse radio-électrique.*

*Dans ces conditions, la XIII<sup>e</sup> édition de l'ouvrage de Paul Berché se présente sous les meilleurs auspices. Remise à jour de fond en comble, contenant d'importants développements sur toutes les techniques nouvelles, notamment la télévision, cette édition ne manquera pas de remporter le vif succès qu'elle mérite.*

Michel ADAM,  
Ingénieur E.S.E.

## AVANT-PROPOS

---

*Les Editions de la Librairie de la Radio nous ayant fait l'honneur de nous confier la revision générale de « Pratique et Théorie de la T. S. F. », de notre grand et regretté ami Paul Berché, nous avons effectué ce travail dans l'esprit suivant :*

*1° Respecter dans toute la mesure possible les textes originaux qui ont assuré à « Pratique et Théorie de la T. S. F. » le plus grand succès de librairie connu en France en matière d'ouvrages de radioélectricité.*

*2° Supprimer les textes qui, malgré leur intérêt, ne traitaient plus de questions actuelles, comme par exemple ceux qui se rapportent à des lampes disparues.*

*3° Ajouter des textes nouveaux concernant les progrès de la technique radioélectrique depuis la parution de la dernière édition.*

*4° Rédiger un exposé succinct, mais pratique, sur la télévision qui, étant donné ses rapides progrès et la vogue dont elle jouit parmi les techniciens et amateurs, ne saurait être négligée dans un ouvrage de classe internationale comme « Pratique et Théorie de la T. S. F. ».*

*Parmi les textes que nous avons ajoutés, nous citerons plus particulièrement ceux qui sont relatifs aux nouveaux montages à triodes-hexodes, aux nouvelles lampes Rimlock, aux tubes américains miniatures, aux amplificateurs à haute fidélité, etc.*

*Un chapitre spécial permettra à nos lecteurs de se familiariser avec le calcul imaginaire et ses applications à l'étude de circuits simples, comportant des résistances, capacités et selfs.*

*Nous avons toutefois conservé à l'ouvrage son niveau passé et n'avons pas modifié les exposés si clairs de Paul Berché, qui a su exposer magistralement la plupart des sujets sans avoir recours aux mathématiques.*

*A la télévision, nous avons consacré de nombreux textes intercalés dans différents chapitres. Nous avons aussi consacré quelques paragraphes aux amplificateurs, aux antennes, aux oscillateurs, aux détecteurs de télévision. Nous avons traité également des récepteurs d'image à amplification directe et à changement de fréquence. Un livre spécial — le livre XX — expose d'ailleurs les principes élémentaires qui régissent cette technique et donne la description de deux récepteurs : l'une avec tube à déviation électrostatique, l'autre avec tube moderne à déviation magnétique.*

*D'autre part, nous avons évidemment voulu faire une place à la modulation de fréquence ; mais nous avons estimé qu'il n'était pas possible d'en parler d'une façon approfondie sans augmenter considérablement le nombre des pages, déjà copieux ! Aussi nous sommes-nous borné à esquisser les grandes lignes de la question, qui est loin d'avoir pris actuellement en France la même ampleur qu'aux U. S. A.*

*Nous avons, par contre, supprimé les chapitres traitant de l'émission d'amateur. Il est en effet impossible aujourd'hui de donner en quelques dizaines de pages des indications suffisantes sur ce sujet particulier, qui nécessiterait à lui seul de longs développements. Les lecteurs qui voudraient, après assimilation du présent ouvrage, s'initier aux mystères de l'émission d'amateur, trouveront toutes précisions dans deux livres édités récemment par la Librairie de la Radio (celui de notre excellent collègue Roger-A. Raffin-Roanne et celui de deux OM bien connus : Fernand Huré F3RH et Robert Piat F3XY).*

*Enfin — et nous nous excusons de revenir encore sur ce point — nos lecteurs trouveront dans leur journal préféré, « Le Haut-Parleur », un « Cours de télévision » rédigé par le signataire de ces lignes, cours qui complétera les notions incluses dans le livre XX.*

*Nous espérons que cette XIII<sup>e</sup> édition de « Pratique et Théorie de la T. S. F. » sera accueillie avec la même faveur que les précédentes par les techniciens, amateurs et étudiants.*

*Avant de terminer, nous exprimons toute notre gratitude à notre ami Edouard Jouanneau, Rédacteur en Chef du « Haut-Parleur », qui, par ses judicieux conseils, nous a permis de mener cette tâche à bonne fin. De nombreux textes nouveaux ont été inclus dans cet ouvrage grâce aux idées constructives, à la riche documentation et aux excellentes méthodes didactiques dont M. Jouanneau nous a fait profiter.*

**F. JUSTER.**

---

NOTE  
CONCERNANT LA CLASSIFICATION  
ET LES FIGURES

---

L'ouvrage est divisé en livres, chapitres et paragraphes.

Les livres sont, dans cette édition, au nombre de vingt et un, numérotés en chiffres romains de I à XXI. Les paragraphes sont indiqués en chiffres arabes, et leur numérotation se poursuit jusqu'à la fin du livre correspondant, sans tenir compte des chapitres.

Dans chaque paragraphe, les figures sont caractérisées par trois nombres, par exemple :

Fig. XIV-7-1

Le premier nombre indique le livre ; le second précise le paragraphe, et le troisième est le numéro d'ordre de la figure.

# LIVRE PREMIER

## Introduction à l'étude des mouvements vibratoires

### QUELQUES COMPLEMENTS DE MATHEMATIQUES

#### § 1. — Un peu de trigonométrie élémentaire. Sinus, cosinus et tangente.

Que l'on veuille représenter les ondulations de la surface d'un bassin plein d'eau dans lequel on laisse tomber une pierre, ou que l'on veuille expliquer une certaine propriété des ondes électromagnétiques, on est amené à dessiner une courbe du genre de celle de la figure I-1-1. Cette courbe, dans sa forme idéale, est une *sinusoïde* ; elle représente graphiquement les variations du *sinus* d'un angle quand cet angle varie de zéro à l'infini. En faisant subir à l'axe vertical  $oy$  un déplacement convenable parallèlement à lui-même, on obtient la représentation graphique du *cosinus*. Nous reviendrons d'ailleurs sur ce point tout à l'heure.

Quelque rébarbatifs que puissent sembler ces termes au néophyte, il est indispensable que l'amateur sache ce que l'on entend par *sinus*, *cosinus* et incidemment par *tangente* d'un angle, et qu'il soit fixé sur la véritable signification de l'expression *loi sinusoïdale*, expression qui reviendra à maintes reprises sous notre plume. Les quelques pages toutes théoriques qui vont suivre faciliteront grandement la compréhension des phénomènes dont il sera question au cours de ces leçons. C'est là, n'est-ce pas ? une excuse parfaitement valable à l'aridité apparente des premiers chapitres.

Considérons donc un cercle de centre  $O$  et de rayon  $R$  (fig. I-1-2). Disposons dans ce cercle deux diamètres perpendiculaires  $AA'$  et  $BB'$  dont l'un,  $AA'$ , est horizontal. Nous convenons de mesurer les angles du sommet  $O$  à partir de  $OA$ , en sens inverse du mouvement des aiguilles d'une montre. Ce sens est appelé *sens positif trigonométrique*. C'est le sens indiqué par la flèche de la figure I-1-2. Ainsi, la figure I-1-2 comporte entre autres l'angle  $AON$  qui est positif et l'angle  $AON'$  qui est négatif.

Les angles se mesurent en degrés, en grades ou en radians.

La circonférence contient 360 degrés ; on peut mesurer un angle en degrés à l'aide des instruments appelés *rapporateurs* et qui sont contenus dans toutes les boîtes de compas. Le degré ( $^{\circ}$ ) se subdivise, comme chacun sait, en minutes ( $'$ ) et secondes ( $''$ ) ; il y a 60 minutes dans 1 degré et 60 secondes dans 1 minute.

On a reproché au degré de n'être pas une unité décimale et on a préconisé le *grade*. Il y a 100 grades dans un angle droit. Par conséquent, la *circonfé-*

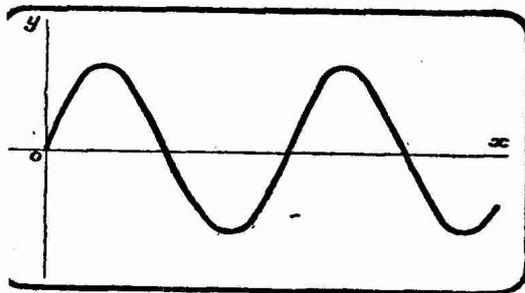


FIG. I-1-1. — La sinusoïde représente la variation du sinus d'un angle quand cet angle varie de zéro à l'infini.

rence contient 400 grades. Le grade se subdivise en dixièmes, en centièmes de grade, etc. (décigrades, centigrades, etc.).

La notion de *radian*, purement mathématique, est un peu moins habituelle. Portons le long de la circonférence et à partir de A une longueur AM égale au

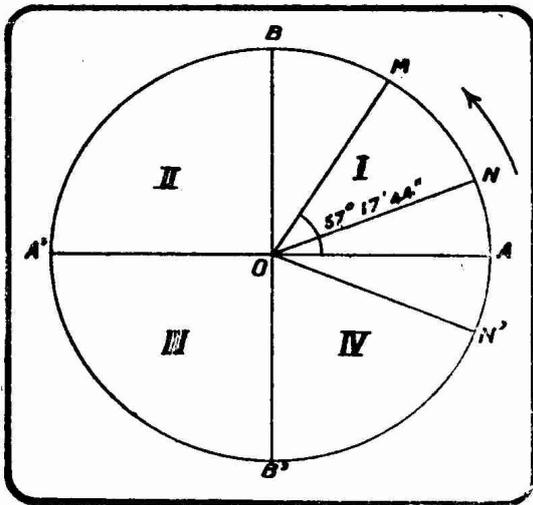


FIG. I-1-2. — Définition du radian. Si l'arc AM a une longueur égale au rayon OA, l'angle AOM est, par définition, égal à 1 radian.

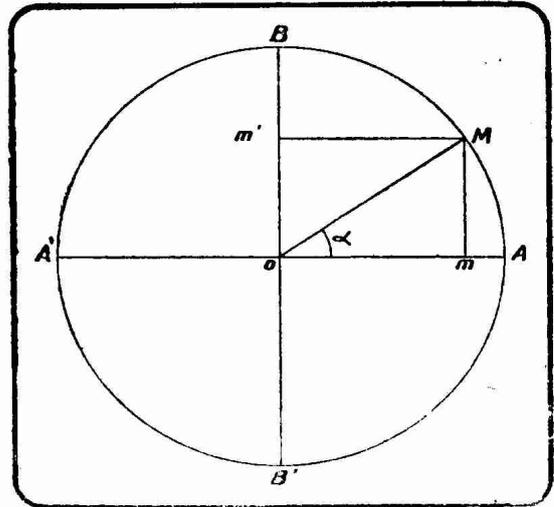


FIG. I-1-3. — Le cercle trigonométrique :  $OA = 1$ . La projection Om représente le cosinus de l'angle  $\alpha$ . La projection Om' représente le sinus de l'angle  $\alpha$ .

rayon R de cette circonférence. On obtient ainsi sur la circonférence le point M. Joignons M au centre O (fig. I-1-2) ; l'angle AOM est par définition égal à un *radian*. La valeur de cet angle est le même quel que soit le rayon de la circonférence ; on a : 1 radian =  $57^{\circ} 17' 44''$ .

Un angle s'exprime en radians de la manière simple suivante. Soit AON un angle (fig. I-1-2) ; sa mesure en radians est donnée par le quotient de la longueur de l'arc AN par le rayon de la circonférence :

$$AON = \frac{\text{arc AN}}{R}$$

La circonférence totale ayant une longueur de  $2\pi R$  (la lettre grecque  $\pi$  (pi) étant le nombre constant 3,1416), il en résulte que ladite circonférence contient

$$\frac{2\pi R}{R} \text{ radians, c'est-à-dire } 2\pi \text{ radians.}$$

R

Les artilleurs utilisent le millième de radian qu'ils appellent le *millième*. C'est l'angle sous lequel on voit 1 mètre à 1.000 mètres. Nous nous contentons de le signaler pour compléter la série des unités d'angle : le quart de la circonférence contient pratiquement 1.600 millièmes (1).

Nos deux diamètres de tout à l'heure partagent la circonférence en quatre *quadrants* que nous numérotions respectivement I, II, III, IV en tournant dans le sens positif défini plus haut. On a donc :

$$1 \text{ quadrant} = 90 \text{ degrés} = 100 \text{ grades} = 1.600 \text{ millièmes} = \frac{\pi}{2} \text{ radian (2).}$$

(1) C'est ce que l'on appelle l'étalonnage pratique du millième. Théoriquement, il y a 1.570 millièmes dans le quart de la circonférence.

(2)  $\frac{\pi}{2} = 1,57$ .

Dans les formules trigonométriques qui vont suivre, on exprime les angles en radians. Dans les applications numériques, on retourne souvent aux degrés.

Reprenons notre cercle de la figure I-1-2, mais supposons que le rayon soit égal à l'unité,  $OA = 1$ . Nous réalisons ce que l'on appelle le *cercle trigonométrique*.

Soit M un point quelconque de la circonférence trigonométrique, situé dans le premier quadrant, c'est-à-dire entre A et B (fig. I-1-3). Désignons l'angle AOM par la lettre grecque  $\alpha$  (*alpha*). Projetons M sur OA ; cela veut dire que l'on abaisse de M la perpendiculaire Mm sur OA.

Par définition, le *sinus* de l'angle  $\alpha$  est égal à mM et cela s'écrit :

$$\sin \alpha = mM$$

Le *cosinus* de l'angle  $\alpha$ , d'autre part, est, par définition encore, égal à Om et l'on écrit :

$$\cos \alpha = Om$$

En projetant M sur OB en m', on a :

$$\sin \alpha = Om' \quad \text{et} \quad \cos \alpha = m'M$$

Si nous avons considéré un cercle de rayon OA différent de 1 ( $OA = R$ ), on aurait eu :

$$\sin \alpha = \frac{mM}{R} = \frac{Om'}{R} \quad \Bigg| \quad \cos \alpha = \frac{Om}{R} = \frac{m'M}{R}$$

Le sinus et le cosinus sont des *rappports constants*, pour un angle donné, quel que soit le rayon du cercle.

**REMARQUE IMPORTANTE.** — Pour des angles  $\alpha$  très petits, on peut confondre le sinus de l'angle avec l'arc correspondant, autrement dit écrire  $AM = Mm$ .

On convient de compter les longueurs sur AA' et BB' à partir de O, positivement de O vers A et de O vers B, négativement (1) de O vers A' et de O vers B'. Ainsi,  $OA = +1$ ,  $OA' = -1$ ,  $OB = +1$ ,  $OB' = -1$ .

Le simple examen de la figure I-1-3 permet de se rendre compte que lorsque M parcourt la circonférence, le sinus et le cosinus varient entre  $-1$  et  $+1$  puisque les projections m' et m se déplacent respectivement entre B et B' et entre A et A'.

Voici quelques valeurs de sinus et de cosinus d'angles du premier quadrant (2), ces valeurs sont par conséquent toutes positives :

$\sin \frac{\pi}{6} = \sin 30^\circ = 0,5$	$\sin \frac{\pi}{4} = \sin 45^\circ = \frac{\sqrt{2}}{2} = 0,7$
$\sin \frac{\pi}{3} = \sin 60^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2} = 0,86$	$\sin \frac{\pi}{2} = \sin 90^\circ = 1$
$\cos \frac{\pi}{6} = \cos 30^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2} = 0,86$	$\cos \frac{\pi}{4} = \cos 45^\circ = \frac{\sqrt{2}}{2} = 0,7$
$\cos \frac{\pi}{3} = \cos 60^\circ = 0,5$	$\cos \frac{\pi}{2} = \cos 90^\circ = 0$

(1) Nous supposons notre lecteur familiarisé avec la notion de **nombre négatif**, notion tout à fait courante pratiquement grâce au thermomètre. Tout le monde sait, en effet, ce que signifie une température de  $-3$  ou de  $+4$ . Dans le cas qui nous occupe ici, AA' et BB' ont des échelles comparables à celles de thermomètres dont les zéros coïncideraient en O.

(2) Pour un angle du deuxième, du troisième ou du quatrième quadrant, il suffit de prendre le symétrique de M par rapport à BB' (deuxième quadrant), à O (troisième quadrant) ou à AA' (quatrième quadrant) pour tomber sur un angle du premier quadrant ayant même valeur absolue (valeur abstraction faite du signe) de sinus ou de cosinus.

Il existe dans les formulaires des tables donnant les sinus et cosinus des angles de 0 à 90° de 10 minutes en 10 minutes.

Il est bon de connaître quelques relations classiques entre sinus et cosinus, relations dont la connaissance facilite les calculs en maintes circonstances.

1° Le sinus de l'angle  $-\alpha$  est égal à  $-\sin \alpha$  ; cela s'écrit :

$$\sin(-\alpha) = -\sin \alpha$$

2° Le sinus d'un angle est égal au cosinus du complément :

$$\sin \alpha = \cos \left( \frac{\pi}{2} - \alpha \right)$$

3° Le cosinus de l'angle  $-\alpha$  est égal au cosinus de l'angle  $\alpha$  :

$$\cos(-\alpha) = \cos \alpha$$

4° La somme des carrés du sinus et du cosinus d'un angle est égale à l'unité (relation fondamentale) :

$$\sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha = 1$$

5° Les relations suivantes permettent de transformer un sinus en un cosinus et inversement, affectés du signe + ou du signe - ; elles permettent également de ramener les lignes trigonométriques d'angles supérieurs à  $\frac{\pi}{2}$  à des lignes

trigonométriques d'angles  $\alpha$  inférieurs à  $\frac{\pi}{2}$ .

$$\cos \alpha = \sin \left( \frac{\pi}{2} + \alpha \right)$$

$$\sin \alpha = -\cos \left( \frac{\pi}{2} + \alpha \right)$$

$\frac{\pi}{2} + \alpha$  est un angle correspondant à un point M du deuxième quadrant (1).

$$\cos \alpha = -\cos(\pi + \alpha)$$

$$\sin \alpha = -\sin(\pi + \alpha)$$

$\pi + \alpha$  est un angle correspondant à un point M du troisième quadrant.

$$\cos \alpha = -\sin \left( \frac{3\pi}{2} + \alpha \right)$$

$$\sin \alpha = \cos \left( \frac{3\pi}{2} + \alpha \right)$$

$\frac{3\pi}{2} + \alpha$  est un angle correspondant à un point M du quatrième quadrant.

Toutes les relations qui précèdent sont évidentes au simple examen du cercle trigonométrique, clef de bien des problèmes de définition d'angles et de lignes trigonométriques de ces angles.

6° Lorsque nous étudierons le courant triphasé, nous aurons besoin de connaître la relation :

$$\sin(a - b) = \sin a \cos b - \cos a \sin b$$

(1) Nous supposons donc que  $\alpha$  est un angle inférieur à  $\frac{\pi}{2}$ . Les formules sont vraies, d'ailleurs, quel que soit  $\alpha$ .

qui permet de traduire le sinus d'une différence d'angles en une différence des produits des sinus et des cosinus de ces angles.

7° Nous aurons l'occasion d'appliquer la formule dite de multiplication des sinus qui permet de transformer un produit de sinus en une différence de cosinus :

$$\sin a \cdot \sin b = 0,5 \cos (a - b) - 0,5 \cos (a + b)$$

Nous ne démontrons pas ces deux dernières relations, car ces démonstrations sortiraient du cadre que nous nous sommes tracé.

Essayons d'établir la courbe de variation du sinus lorsque le point M parcourt la circonférence du cercle trigonométrique, c'est-à-dire, pour utiliser un langage mathématique, représentons graphiquement la variation du sinus d'un angle en fonction de cet angle.

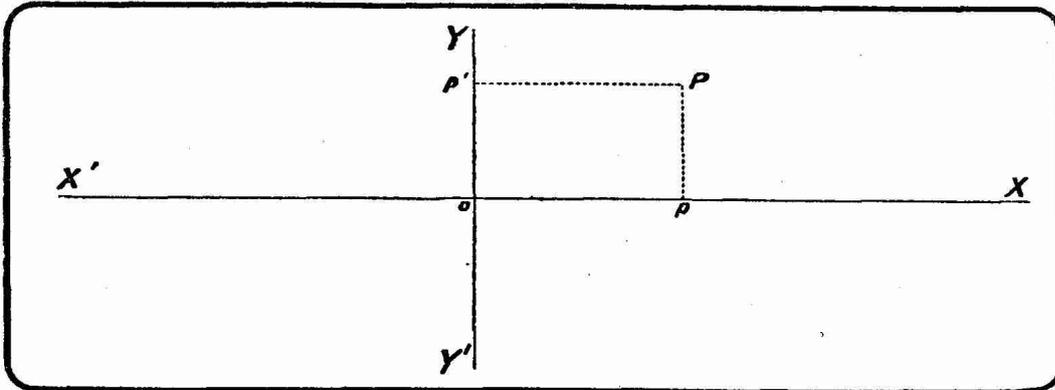


FIG. I-1-4. — Représentation graphique d'un point P d'abscisse Op et d'ordonnée Op'. Les axes de coordonnées XX' et YY' sont rectangulaires.

Tout le monde sait ce qu'est une représentation graphique. Les journaux ont reproduit, lors des crises de notre change, des courbes donnant la valeur du franc à diverses époques, ce qui revient à représenter graphiquement la variation du franc en fonction du temps.

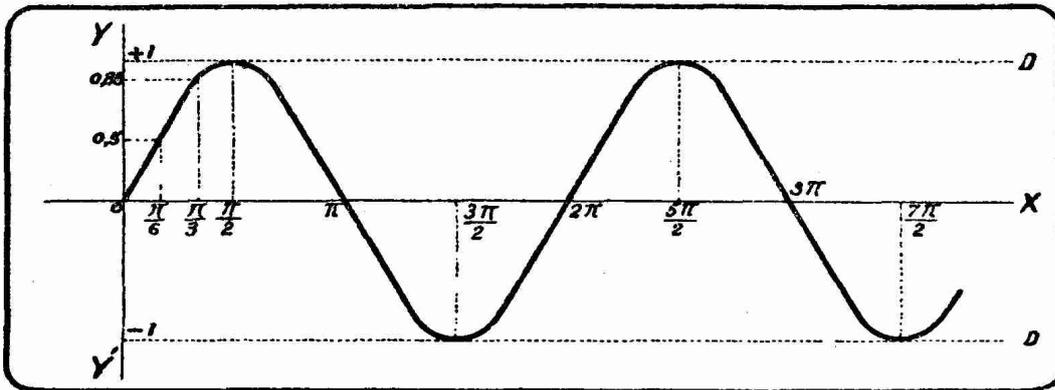


FIG. I-1-5. — Représentation graphique des variations du sinus d'un angle. Les sinus sont portés en ordonnées (sur YY'), les angles en abscisses (sur OX).

Toute représentation graphique dans le système cartésien qui seul nous intéresse ici s'effectue suivant le même rite. On trace deux axes rectangulaires X'OX, Y'OY (fig. I-1-4) que l'on appelle axes de coordonnées. XX' est l'axe des abscisses, YY' l'axe des ordonnées. Les longueurs sont comptées positivement de O vers X et de O vers Y, négativement de O vers X' et de O vers Y' suivant les échelles choisies arbitrairement d'après l'encombrement dont on dispose.

Tout point P du plan est défini, dans sa position par rapport aux axes  $XX'$   $YY'$ , par son abscisse  $Op$  et son ordonnée  $Op'$ . Suivant les signes (+ ou -) des coordonnées de P, ce point se trouve dans un des angles droits  $XOY$ ,  $XOY'$ ,  $X'OY'$  et  $Y'OX$ .

Cela posé, revenons à la représentation graphique du sinus. Traçons nos deux axes  $OX$  et  $OY$  (fig. I-1-5). Sur  $OX$ , que nous baptisons axe des angles, nous portons les valeurs de l'angle  $\alpha$  exprimé en radians, de  $\frac{\pi}{2}$  en  $\frac{\pi}{2}$ . On a ainsi sur  $OX$  les divisions équidistantes  $\frac{\pi}{2}$ ,  $\pi$ ,  $\frac{3\pi}{2}$ ,  $2\pi$ ,  $\frac{5\pi}{2}$ ,  $3\pi$ ,  $\frac{7\pi}{2}$ , etc.

Arrêtons-nous pour une petite remarque. On pourrait être étonné de nous voir considérer des angles plus grands que  $2\pi$ , puisque lorsque  $\alpha = 2\pi$ , le

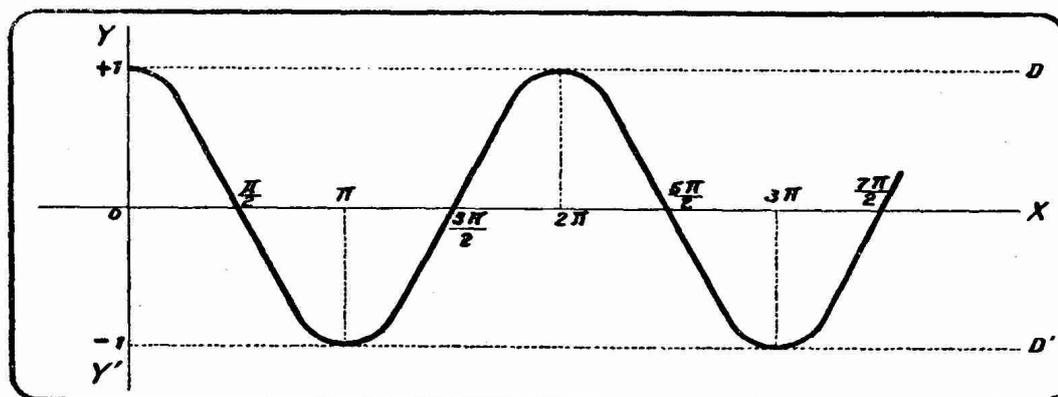


FIG. I-1-6. — Représentation graphique du cosinus d'un angle. Les cosinus sont portés sur  $YY'$ , les angles sur  $OX$ .

point M de la figure I-1-3 est revenu en A. Mais si le mouvement de M se poursuit, il est logique de continuer à compter les angles au delà de  $2\pi$ .

Sur  $Y'OY$ , que nous baptisons axe des sinus, nous portons les valeurs du sinus de l'angle  $\alpha$ ; ces valeurs, nous le savons, sont comprises entre  $-1$  et  $+1$ . La courbe sera donc située entre les droites  $D$  et  $D'$  parallèles à  $OX$  et situées à une distance 1 de  $OX$ . En nous reportant aux valeurs données tout à l'heure pour le sinus, on tombe sur la courbe de la figure I-1-5. C'est la *sinusoïde*. Elle permet d'embrasser d'un coup d'œil les variations du sinus d'un angle quand cet angle varie.

Cette sinusoïde se prolonge à gauche de  $O$ , c'est-à-dire pour des valeurs de l'angle  $\alpha$  négatives. Ces angles  $\alpha$  négatifs correspondent à un point M se déplaçant sur le cercle trigonométrique à partir de A dans le sens des aiguilles d'une montre (sens négatif).

La courbe obtenue de cette manière représente les variations de la fonction

$$y = \sin x$$

lorsque  $x$  varie de  $-\infty$  (1) à  $+\infty$  (2). Telle est la signification mathématique exacte de la courbe de la figure I-1-5 supposée indéfinie à droite et à gauche  $O$ .

Si nous avons voulu représenter les variations du cosinus en fonction de l'angle, nous serions tombés sur la courbe de la figure I-1-6. Cette courbe ne diffère de celle de la figure I-1-5 qu'en ce qui concerne la position de l'origine des angles. La courbe des cosinus est *décalée* par rapport à celle des sinus.

(1) Valeurs négatives infiniment grandes en valeur absolue.

(2) Valeurs positives infiniment grandes en valeur absolue. L'infini en mathématique s'écrit sous la forme d'un huit couché:  $\infty$ . Dans le cas présent,  $x$  varie donc de  $-\infty$  à  $+\infty$ .

Reste à définir la tangente d'un angle.

On appelle ainsi le rapport du sinus de l'angle à son cosinus et l'on écrit :

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\sin \alpha}{\cos \alpha}$$

Reprenons le cercle trigonométrique et menons la tangente au cercle en A, c'est-à-dire élevons la perpendiculaire AT en A à OA (fig. I-1-7). Sur la droite TT', nous comptons les longueurs à partir de A, positivement au-dessus, négativement au-dessous (1).

Soit M un point du cercle définissant l'angle AOM =  $\alpha$ . Prolongeons OM jusqu'en t sur AT, on a :

$$\operatorname{tg} \alpha = At$$

Si notre cercle avait un rayon différent de 1, égal à R par exemple, on aurait :

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{At}{R}$$

REMARQUE IMPORTANTE. — Pour des angles  $\alpha$  très petits, on peut confondre la tangente de l'angle avec l'arc correspondant, autrement dit écrire  $AM = At$ .

L'équation de définition de la tangente, ainsi d'ailleurs que le simple examen de la figure I-1-7, montrent que la tangente peut prendre toutes les valeurs positives et négatives de zéro à l'infini ; elle n'est donc pas limitée entre  $-1$  et  $+1$  comme le sinus et le cosinus. La courbe de variation de la tangente n'a ainsi pas de ressemblance immédiate avec celles des figures I-1-5 et I-1-6.

La tangente est positive lorsque M est dans le premier et le troisième quadrants, négative lorsque M est dans le second et le quatrième quadrants.

Il existe des tables donnant les valeurs de la tangente, pour des angles compris entre 0 et 90 degrés.

Voici, pour en terminer avec la tangente, quelques relations élémentaires intéressant cette ligne trigonométrique :

$$\operatorname{tg} \alpha = -\operatorname{tg}(-\alpha)$$

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\sin \alpha}{\sqrt{1 - \sin^2 \alpha}} = \frac{\sqrt{1 - \cos^2 \alpha}}{\cos \alpha}$$

$$\operatorname{tg} \left( \frac{\pi}{2} + \alpha \right) = -\frac{1}{\operatorname{tg} \alpha}$$

$$\operatorname{tg}(\pi + \alpha) = \operatorname{tg} \alpha$$

$$\operatorname{tg} \left( \frac{3\pi}{2} + \alpha \right) = -\frac{1}{\operatorname{tg} \alpha}$$

L'inverse de la tangente s'appelle la *cotangente* et l'on écrit :

$$\operatorname{cotg} \alpha = \frac{1}{\operatorname{tg} \alpha}$$

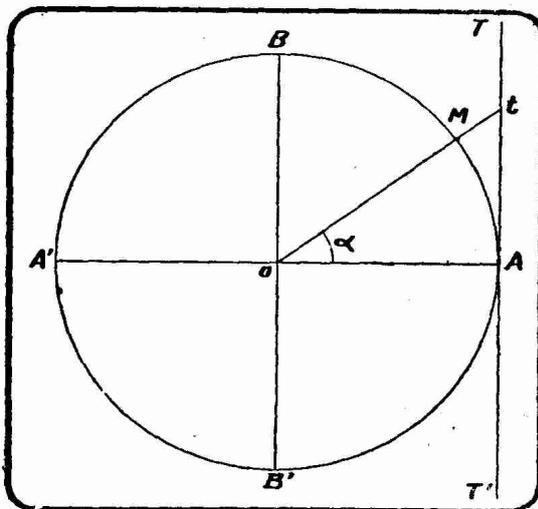


FIG. I-1-7. — Cercle trigonométrique montrant la définition graphique de la tangente d'un angle  $\alpha$ . La tangente de  $\alpha$  est égale à At.

(1) Absolument comme si TT', pour reprendre notre comparaison de tout à l'heure, était la tige d'un thermomètre dont le zéro serait en A.

Pour des angles  $\alpha$  voisins de  $\frac{\pi}{2}$ , on peut confondre  $\cotg \alpha$  et  $\cos \alpha$ . Nous aurons à utiliser cette notion de cotangente lorsque nous parlerons des pertes dans les diélectriques des condensateurs.

## § 2. — Mouvement vibratoire simple. Représentation graphique. Equation.

Prenons un disque vertical de rayon  $a$  ; soit  $xx'$  un axe passant par le centre du disque et perpendiculaire à son plan (fig. I-2-1). Cet axe sera par conséquent horizontal. Nous supposons que le disque est animé d'un mouvement de rotation uniforme autour de son axe  $xx'$  dans le sens trigonométrique positif.

Imaginons que le bord du disque comporte un petit index  $m$  le dépassant légèrement. Lorsque le disque tournera, l'index  $m$  semblera se déplacer de  $D'$  en  $D$  et de  $D$  en  $D'$ . On aura de cette façon réalisé un mouvement vibratoire d'un point  $m$  entre deux points  $DD'$  qui sont fixes puisqu'ils font partie du contour apparent du disque :  $m$  oscille autour de  $xx'$  entre  $D$  et  $D'$ .

Nous pouvons déterminer la courbe représentative du mouvement de l'index  $m$  en cherchant la loi de variation de la distance apparente de  $m$  à l'axe  $xx'$ .

Sur la figure I-2-1, le rectangle étroit  $DD'$  de longueur  $2a$  représente le disque vu de côté, le cercle de centre  $X_1$ , et le rayon  $a$  représente ce disque vu de face. Etudier la distance apparente de  $m$  à la droite  $xx'$  revient à étudier la distance de  $M$  au diamètre  $AA'$ , c'est-à-dire la longueur  $Mm'$ , lorsque  $M$  parcourt la circonférence de centre  $X_1$ . Nous appellerons provisoirement  $Mm'$  l'écart de l'index  $m$ .

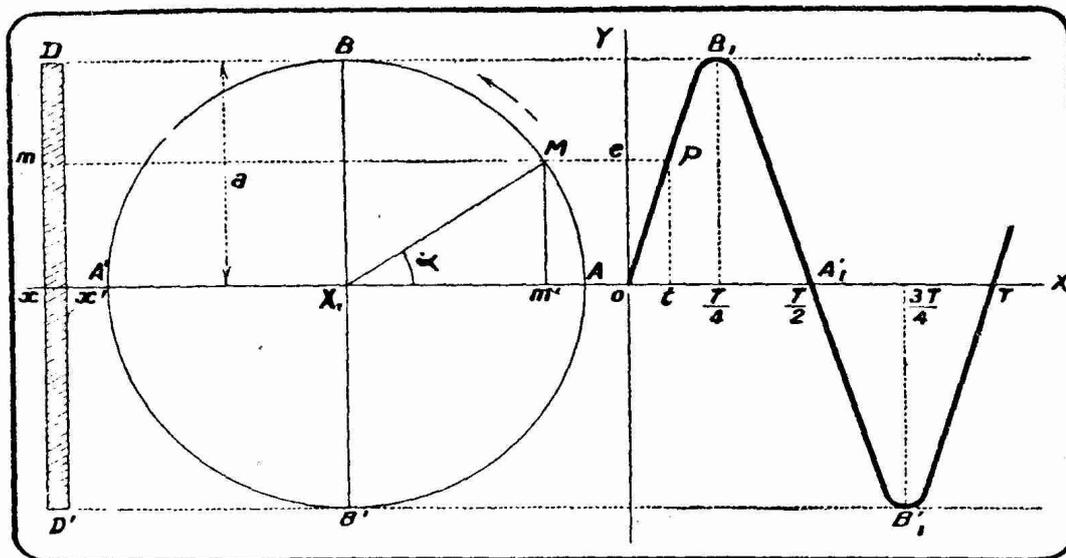


FIG. I-2-1. — Représentation graphique de la variation de l'écart  $m'M$  d'un index fixé sur le bord d'un disque animé d'un mouvement de rotation uniforme.  $DD'$  est le disque vu par sa tranche. Le cercle de centre  $X_1$  est le disque vu de face.

Soit  $OY$  l'axe sur lequel nous portons les distances de  $M$  à  $AA'$ , autrement dit les écarts de  $m$ .  $OX$  est l'axe des temps.

Désignons par  $T$  le temps mis par l'index pour partir de  $A$  et revenir en  $A$ , c'est-à-dire le temps mis par l'index pour effectuer un tour complet de la circonférence.  $T$  est le temps d'une révolution, c'est la période du mouvement vibratoire de l'index.

Portons sur l'axe  $OX$  une longueur  $OT$  égale à la période d'après l'échelle choisie sur  $OX$ . Nous repérons sur  $OX$  entre  $O$  et  $T$  les points correspondants à  $T/4$ ,  $T/2$ ,  $3T/4$ .

Supposons qu'au temps  $t = 0$  l'index soit en A, c'est-à-dire supposons que l'index parte de A. Lorsqu'il sera en M il se sera écoulé un temps  $t$ , inférieur dans le cas de la figure à  $T/4$ , et que nous pouvons déterminer connaissant la vitesse angulaire du disque qui entraîne l'index. Nous pouvons repérer le point  $t$  sur l'axe des temps. Lorsque l'index est en M son écart est  $Mm'$ ; portons cette distance sur OY, soit  $e$  le point trouvé. Les coordonnées  $Ot$  et  $Oe$  définissent un point P de la courbe cherchée. On obtient d'une manière analogue les différents points de la courbe et en particulier les points  $B_1, A_1, B'_1$  qui correspondent aux passages de l'index en B, A' et B' aux temps  $T/4, T/2, 3T/4$ . On a ainsi déterminé par points la courbe de la figure I-2-1. Si le mouvement de l'index se poursuit lorsqu'il est revenu en A, la courbe se prolonge, en se répétant, vers la droite. Cette courbe est une sinusoïde. *L'écart de l'index varie suivant une loi sinusoïdale.*

La partie  $OB_1A_1$  s'appelle *l'alternance positive* de la courbe  $OB_1A_1B'_1T$ , etc.; la partie  $A_1B'_1T$  *l'alternance négative*. L'alternance est en somme la variation de la quantité sinusoïdale pendant une demi-période.

Cherchons l'équation de la courbe de la figure 8, c'est-à-dire la relation qui, à chaque instant, lie l'écart  $e$  au temps  $t$ .

L'écart  $e$  du point M correspondant à un angle  $\alpha$  est :

$$(1) \quad e = Mm' = a \sin \alpha$$

puisque nous avons affaire à un cercle de rayon  $a$  différent de 1.

Nous avons vu que l'angle  $\alpha$  est donné en radians par la relation

$$\alpha = \frac{\text{arc AM}}{a}$$

L'espace parcouru par M, c'est-à-dire par l'index, pendant le temps  $t$ , est l'arc AM; pendant le temps  $T$ , c'est-à-dire pendant le temps d'une révolution de l'index, l'espace parcouru est la circonférence complète, c'est-à-dire l'arc  $2\pi a$ . Or, nous avons affaire à un mouvement de rotation *uniforme*; cela veut dire que les espaces parcourus sont proportionnels aux temps employés à les parcourir; on a donc :

$$\frac{\text{arc AM}}{2\pi a} = \frac{t}{T}$$

d'où :

$$\frac{\text{arc AM}}{a} = \frac{2\pi t}{T}$$

Le premier membre de cette relation est égal, nous venons de le voir, à  $\alpha$ ; par conséquent,

$$\alpha = \frac{2\pi t}{T}$$

En portant cette valeur de  $\alpha$  dans l'équation (1), on trouve immédiatement :

$$(2) \quad e = a \sin \frac{2\pi t}{T}$$

qui est l'équation du mouvement cherché. L'écart  $e$  est une fonction sinusoïdale du temps. Quand  $t$  augmente indéfiniment,  $e$  varie entre  $-a$  et  $+a$ .

REMARQUE. — Si, au lieu d'étudier la variation de l'écart  $Mm'$ , nous avons considéré l'écart  $X_1m'$ , nous aurions trouvé :

$$e = a \cos \frac{2\pi t}{T}$$

Cette équation ne diffère de l'équation (2) que par le choix de l'origine des temps.

L'équation (2) est très importante (1); c'est l'équation de base de l'étude

(1) On l'appelle « fonction harmonique » ou « fonction sinusoïdale ».

des mouvements vibratoires simples. Nous aurons l'occasion de la retrouver en particulier lorsque nous étudierons les courants alternatifs. En attendant, elle va nous permettre de donner des définitions fondamentales :

$e$ , que nous avons appelé écart, s'appelle classiquement l'*élongation*.

$a$  est la valeur maximum de l'élongation, c'est l'*amplitude*. Cette valeur maximum est atteinte pour des temps  $t$  égaux à des multiples impairs de  $T/4$  ( $T/4, 3T/4, 5T/4$ ). Nous considérons les valeurs maxima en valeur absolue bien entendu.

$T$  a été défini plus haut, c'est la *période* ou durée d'une oscillation. Le nombre de périodes par seconde, et par conséquent le nombre d'oscillations par seconde, s'appelle la *fréquence* et l'on a :

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

Les Anglo-Saxons et, sous leur influence, tous les organismes internationaux consacrés à la radiotélégraphie et à la radiotéléphonie, appellent *cycle par seconde* (ou plus brièvement *cycle*) la fréquence d'une période par seconde. Sont couramment utilisés les multiples : le *kilocycle par seconde* (ou plus brièvement *kilocycle*), qui vaut 1.000 cycles et le *mégacycle par seconde* (ou plus brièvement *mégacycle*), qui vaut 1.000.000 de cycles. Les symboles les plus habituellement adoptés sont : pour le cycle par seconde, c/s, pour le kilocycle par seconde, kc/s, pour le mégacycle par seconde, Mc/s. Les périodes des oscillations de haute fréquence, utilisées en T.S.F., étant très petites et les fréquences très élevées, l'emploi des multiples du cycle permet des écritures plus simples.

Les Allemands, les Russes, les Scandinaves utilisent, au lieu du cycle, le *hertz* qui a la même définition (1 période par seconde). Les multiples usuels sont le *kilohertz* et la *mégahertz*. Malgré diverses propositions, la Commission Electrotechnique Internationale n'a pas encore adopté le hertz et ses multiples.

On désigne souvent la quantité  $\frac{2\pi}{T}$  ou  $2\pi f$  par la lettre grecque  $\omega$  (oméga).

$\omega$  est la *pulsation* du mouvement vibratoire (1). La pulsation joue un rôle important dans les calculs relatifs aux courants alternatifs, ainsi que nous le verrons plus tard.  $\omega$  s'exprime en radians par seconde.

On a donc :

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

L'équation (2) s'écrit aussi par conséquent :

$$(3) \quad e = a \sin \omega t$$

$\omega t$  s'appelle la *phase* au temps  $t$  de l'élongation  $e$ . Pendant une période, la phase croît de  $2n\pi$  à  $2(n+1)\pi$ ,  $n$  étant un nombre entier. Dans les équations (2) et (3), on dit que l'on a pris la phase du mouvement pour origine.

Si l'on avait pris pour origine un temps  $t$  différent de zéro, égal à  $\theta$  (théta) par exemple, on aurait à remplacer dans (3) le temps  $t$  par :

$$t - \theta$$

d'où :

$$(4) \quad e = a \sin \omega (t - \theta)$$

Cela revient à déplacer l'axe OY de la figure 8 de la quantité  $\theta$  vers la droite.

Voici une autre interprétation de l'équation (4), interprétation qui va nous familiariser avec la notion de différence de phase.

L'équation (4) représente le mouvement de l'index d'un *deuxième* disque de

(1) On remarquera que  $\omega$  est la vitesse du mouvement de rotation du disque de la figure I-2-1.

même rayon que le premier et animé d'un mouvement de rotation de même vitesse angulaire (même  $\omega$ ), mais entrant en mouvement un temps  $\theta$  après le premier.  $\theta$  s'appelle alors le *retard* du mouvement du deuxième disque sur le premier (1). Les maxima et minima de (4) se produisent un temps  $\theta$  après ceux de (3).

Si le deuxième disque avait été mis en mouvement un temps  $\theta$  avant le premier,  $\theta$  serait l'*avance* du mouvement du deuxième disque sur le premier et l'équation (4) deviendrait, en prenant toujours la phase du premier mouvement pour origine :

$$(5) \quad e = a \sin \omega (t + \theta)$$

Si nous posons :

$$\omega\theta = \varphi$$

$\varphi$  étant la lettre grecque phi, l'équation (4) s'écrit (cas d'un retard) :

$$(6) \quad e = a \sin (\omega t - \varphi)$$

et l'équation (5), de son côté (cas d'une avance), devient :

$$(7) \quad e = a \sin (\omega t + \varphi)$$

$\omega$  est la *différence de phase* entre les deux mouvements. On dit aussi *déphasage* (2). Quoique, en pratique, le mot *décalage* soit synonyme absolu de déphasage, il est préférable, à notre sens, de réserver décalage pour la quantité  $\theta$  (3).

Les mouvements vibratoires des index sont dits *déphasés*.

Si les mouvements avaient débuté ensemble, ils seraient dits en *phase*. Il y a un *décalage en avant* ou *décalage en arrière* suivant qu'il y a avance ou retard.

On ne considère que les valeurs de  $\varphi$  comprises, en valeur absolue, entre 0 et  $\pi$ . Un retard plus grand que  $\pi$  se ramène en effet à une avance plus petite que  $\pi$ . Un retard de  $\frac{3\pi}{2}$  équivaut par exemple à une avance de  $\frac{\pi}{2}$ .

REMARQUE. — De la relation  $\omega\theta = \varphi$ , on déduit évidemment  $\theta = \frac{\varphi}{\omega} T$ . Le décalage dans le temps  $\theta$  est donc égal à la fraction de circonférence qui mesure le déphasage multiplié par la période T.

Ainsi, un retard  $\theta$  d'un quart de période correspond à un déphasage  $\varphi$  égal à  $\frac{\pi}{2}$ , un retard  $\theta$  d'un huitième de période correspond à un déphasage  $\varphi$  égal à  $\frac{\pi}{4}$ , etc.

Le tableau de la page 24 donne tous renseignements utiles.

Pour mieux fixer les idées, donnons un exemple. Supposons que notre disque DD' ait 10 cm. de rayon ( $a = 10$ ) et que sa vitesse de rotation soit de 3.000 tours par minute. La durée d'une révolution, c'est-à-dire d'un tour du disque, est égale à 1/50 de seconde. On a donc :

$$T = \frac{1}{50} \quad \text{et} \quad f = 50$$

d'où :

$$\omega = 100\pi = 314,16 \text{ radians par seconde.}$$

(1) Les deux index sont supposés avoir une élongation nulle avant la première mise en mouvement.

(2)  $\varphi$  est un angle ; dans le cas d'un retard du deuxième disque sur le premier, c'est la valeur de l'angle  $\alpha$  défini figure I-2-1, au moment de la mise en mouvement du deuxième disque.  $\omega$ , comme  $\alpha$ , se compte en radians.

(3)  $\theta$  est un temps. Il s'exprime en fractions de seconde.

$\varphi$		$\theta$
en radians	en degrés	en fraction de T
$\frac{\pi}{6}$	30	$\frac{1}{12}$
$\frac{\pi}{4}$	45	$\frac{1}{8}$
$\frac{\pi}{3}$	60	$\frac{1}{6}$
$\frac{\pi}{2}$	90	$\frac{1}{4}$
$\frac{2\pi}{3}$	120	$\frac{1}{3}$
$\frac{3\pi}{4}$	135	$\frac{3}{8}$
$\frac{5\pi}{6}$	150	$\frac{5}{12}$
$\pi$	180	$\frac{1}{2}$

La relation donnant la position de l'index  $m$  par rapport à l'axe  $xx'$  au temps  $t$  est :

$$e = 10 \sin 100\pi t$$

Supposons un deuxième disque de 10 cm <sup>(1)</sup> tournant à 3.000 tours également, mais mis en mouvement 5/2.000 de seconde après le premier. Le mouvement oscillatoire de l'index du deuxième disque est en retard de  $\theta = 5/2.000$ . La différence de phase  $\varphi$  du deuxième mouvement est :

$$\varphi = \theta\omega = \frac{5}{2.000} 100\pi = \frac{\pi}{4}$$

Le déphasage en arrière du deuxième index par rapport au premier est de  $\frac{\pi}{4}$ .

A ce déphasage  $\varphi$  de  $\frac{\pi}{4}$  correspond, d'après le tableau précédent, un

décalage  $\theta$  de  $\frac{1}{8}$  de période. Et, en effet, on a bien  $\frac{\theta}{T} = \frac{5 \times 50}{2.000} = \frac{1}{8}$ .

(1) Le rayon de ce deuxième disque pourrait être différent de 10 cm sans que ce que nous disons des phases soit changé. L'amplitude du mouvement vibratoire n'intervient pas en effet dans l'expression de sa phase.

Le mouvement vibratoire du deuxième index est représenté par l'équation :

$$e = 10 \sin \left( 100\pi t - \frac{\pi}{4} \right)$$

qui permet de calculer la position de cet index à un instant quelconque  $t$ .

**§ 3. — Nombres complexes ou imaginaires.**

*Imaginaires.*

Définissons tout d'abord le symbole  $j$ . On sait extraire la racine carrée d'un nombre positif quelconque  $a$ . On trouve un nombre  $b$  tel que  $b^2 = a$ . Le nombre  $b$  est la racine carrée de  $a$ . Par exemple, si  $a = 64$ , on a  $b = 8$ , car  $8^2 = 64$ .

Si  $a$  est négatif, par exemple  $a = -p$ ,  $p$  étant positif, on se trouve devant l'impossibilité d'extraire la racine carrée de  $a$ . D'autre part, on peut écrire :  $-p = (-1) \cdot p$ .

La racine carrée de  $p$  peut être extraite, et on trouve une quantité  $q$  telle que  $q^2 = p$ .

On aura donc :

$$\sqrt{-p} = \sqrt{(-1) \cdot p} = \sqrt{-1} \sqrt{p} = q \sqrt{-1}$$

et on se trouve en présence de  $\sqrt{-1}$ , qui n'a pas de sens en arithmétique.

On est convenu de désigner  $\sqrt{-1}$  par la lettre  $i$ .

En électricité et radioélectricité, étant donné que  $i$  désigne, en général, un courant, on a adopté à sa place le symbole  $j$ .

$$j = \sqrt{-1}$$

On a par exemple :

$$\sqrt{-49} = \sqrt{(-1) \cdot 49} = j \sqrt{49} = j \cdot 7$$

Voici maintenant les valeurs des diverses puissances de  $j$  :

$$\begin{aligned} j^1 &= j = \sqrt{-1} \\ j^2 &= -1 \\ j^3 &= j \cdot j^2 = -j \\ j^4 &= j^2 \cdot j^2 = +1 \end{aligned}$$

Le tableau suivant donne les valeurs successives des puissances de  $j$ ,  $n$  étant un nombre entier quelconque :

$$\begin{aligned} \sqrt{-1} &= j^1 = j^5 = j^9 = j^{13} = \dots = j^{1+4n} \\ -1 &= j^2 = j^6 = j^{10} = j^{14} = \dots = j^{2+4n} \\ -j &= j^3 = j^7 = j^{11} = j^{15} = \dots = j^{3+4n} \\ +1 &= j^4 = j^8 = j^{12} = j^{16} = \dots = j^{4+4n} \end{aligned}$$

Remarquons que  $n$  peut être aussi négatif.

Par exemple, d'après le tableau ci-dessus, si  $n = -3$ , on aura :

$$\sqrt{-1} = j = \dots = j^{1-12} = j^{-11}$$

$$\text{En effet : } j^{-11} = \frac{1}{j^{11}} = \frac{1}{-j} = \frac{1}{-\sqrt{-1}} = \frac{\sqrt{-1}}{+1} = j$$

Voici, pour quelques puissances négatives de  $j$ , leurs valeurs en fonction de  $j$  :

$$\begin{array}{l|l} j^{-1} = \frac{1}{j} = -j & j^{-3} = \frac{1}{j^3} = \frac{1}{-j} = \frac{j}{1} = j \\ j^{-2} = -1 & j^{-4} = \frac{1}{j^4} = 1 \end{array}$$

En résumé, tous les calculs pourront être faits comme avec les nombres réels, à condition de remplacer  $j$  par  $\sqrt{-1}$  et les puissances de  $j$  par leurs valeurs déduites d'après les règles indiquées ci-dessus.

#### Nombres complexes.

$a$  et  $b$  étant des nombres réels, on désigne sous le nom de nombre complexe ou imaginaire la somme  $a + bj$ .

Si  $a = 0$ , le nombre  $bj$  est également un nombre imaginaire. Si  $b = a$ , il reste un nombre réel, positif ou négatif.

#### Nombre complexe conjugué.

Etant donné  $a + bj$ , le nombre conjugué est  $a - bj$ . Si l'on multiplie ces deux nombres conjugués, on a :

$$(a + bj)(a - bj) = a^2 - b^2j^2 = a^2 + b^2$$

#### Module d'un nombre complexe.

Si  $a + bj$  est ce nombre, son module est, par définition,  $\sqrt{a^2 + b^2}$ .

#### Rapport de deux nombres complexes :

Si l'on a le rapport  $R$  :

$$R = \frac{a + bj}{c + dj}, \text{ en multipliant le numérateur et le dénominateur par la}$$

conjuguée de ce dernier  $c - dj$ , on obtient :

$$R = \frac{(a + bj)(c - dj)}{(c + dj)(c - dj)} = \frac{(ac + db) + j(bc - da)}{c^2 + d^2}$$

qui est de la forme  $A + Bj$ .

On voit que tout rapport de nombres complexes peut être ramené à la forme normale, en utilisant le nombre conjugué du dénominateur.

#### Addition et soustraction.

On appliquera la règle suivante : on additionnera séparément les parties réelles et les parties imaginaires, en considérant  $j$  comme une variable quelconque.

Par exemple, soit à effectuer l'opération suivante :

$$(a + bj) + (c + dj) + (e - fj) - (h - kj)$$

Le résultat de cette opération sera :

$$(a + c + e - h) + j(b + d - f + k)$$

#### Multiplication.

Règle : on procède comme dans le cas des nombres réels et on remplace ensuite les puissances de  $j$  par leurs valeurs.

Soit à effectuer le produit :

$$P = (a + bj)(c + dj)$$

$$\text{On a : } P = ac + j^2bd + j(bc + ad) = (ac - bd) + j(bc + ad)$$

$$\text{Car : } j^2 = -1.$$

#### Division.

Soit à obtenir le quotient :

$$Q = \frac{a + bj}{c + dj}$$

On agira comme indiqué plus haut dans le cas du rapport de deux nombres complexes.

On aura successivement :

$$\frac{a + bj}{c + dj} = \frac{(ac + db) + j(bc - da)}{c^2 + d^2}$$

Posons :  $A = \frac{ac + db}{c^2 + d^2}$        $B = \frac{bc - da}{c^2 + d^2}$

On aura :  $Q = A + Bj$

*Représentation géométrique des nombres complexes (fig I-3-1).*

Considérons deux axes rectangulaires X'X et Y'Y se coupant en O (origine).

Soit un point M tel que ses projections soient P sur X'X et N sur Y'Y, et que l'on ait  $OP = a$  et  $ON = b$ .

Le nombre complexe  $a + bj$  est représenté par le point M. L'axe des X est l'axe des nombres réels, et l'axe des Y est celui des nombres imaginaires.

On applique la règle générale suivante :

Etant donné un nombre complexe (ou imaginaire)  $a + bj$ , on représente ce nombre par le point M, dont les coordonnées sont  $X = a$  et  $Y = b$ .

EXEMPLES. — Pour faciliter la compréhension, nous avons gradué les deux axes.

Dans la fig. I-3-1, le point M représente le nombre imaginaire  $2 + 4j$ .

Soit à représenter  $-3 + 6j$ . On obtiendra le point M'. De même, M'' représentera  $-2 - 2j$  et M''',  $4 - 4j$ .

MODULE. — Il est visible que OM est le module de  $a + bj$ , car on a  $OM = \sqrt{a^2 + b^2}$  pris avec le signe +. Un module est toujours positif.

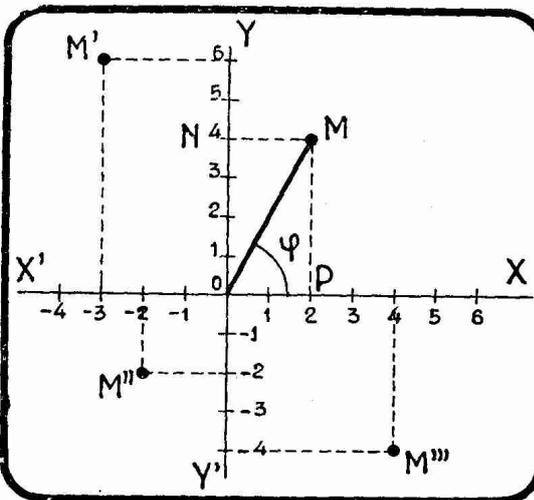


FIG. I-3-1. — Représentation géométrique des nombres complexes.

*Autre forme d'expression des nombres imaginaires.*

Si nous considérons l'angle  $\varphi$  (fig. I-3-1) que fait OM avec OX, nous avons :

$$a = OP = OM \cos \varphi$$

$$b = ON = OM \sin \varphi$$

Désignons OM par  $\rho$ . On voit que  $a$  et  $b$  sont les projections de OM sur les deux axes. On aura :

$$a + bj = \rho (\cos \varphi + j \sin \varphi)$$

C'est la forme trigonométrique du nombre imaginaire  $a + bj$ , dans laquelle :

$$\rho = \sqrt{a^2 + b^2}$$

$$\cos \varphi = \frac{a}{\rho} \quad \sin \varphi = \frac{b}{\rho}$$

L'angle  $\varphi$  est appelé *argument*.

Calculons le produit de deux nombres imaginaires représentés sous cette nouvelle forme :

$$P = \rho (\cos \varphi + j \sin \varphi) \rho' (\cos \varphi' + j \sin \varphi')$$

On aura :

$$P = \rho \rho' [(\cos \varphi \cos \varphi' - \sin \varphi \sin \varphi') + j (\sin \varphi \cos \varphi' + \cos \varphi \sin \varphi')]$$

Suivant la règle apprise en trigonométrie concernant  $\cos (\varphi + \varphi')$  et  $\sin (\varphi + \varphi')$ .

on voit que le terme réel est  $\cos (\varphi + \varphi')$  et le terme imaginaire  $\sin (\varphi + \varphi')$ . On a donc :

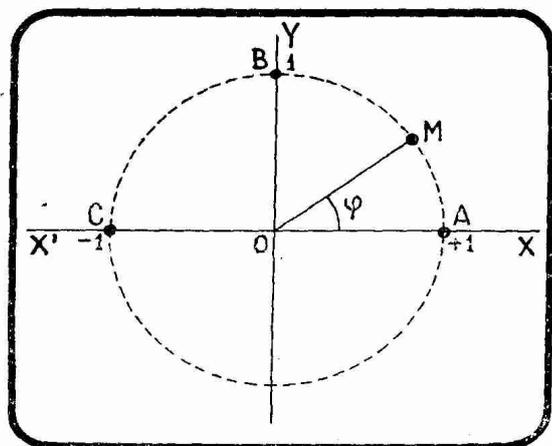


FIG. I-3-2. — Représentation trigonométrique d'un nombre complexe.

$$P = \rho\rho' [\cos (\varphi + \varphi') + j \sin (\varphi + \varphi')]$$

Le module du produit est égal au produit des modules, et l'argument est égal à la somme des arguments des facteurs du produit.

Cette règle est valable pour un nombre quelconque de facteurs.

S'il y a  $n$  facteurs *tous égaux*, on obtient la *formule de Moivre* :

$$(\cos \varphi + j \sin \varphi)^n = \cos n \varphi + j \sin n \varphi$$

Le nombre  $n$  est entier et positif.

**Interprétation du symbole  $j$ .**

Considérons la figure I-3-2. Soit  $OM = 1$  et  $\varphi$  l'angle que fait  $OM$  avec  $OX$ .

Lorsque  $\varphi = 0$ , on a  $OM = OA = + 1$ .

Si  $\varphi = \pi$  ou  $180^\circ$ ,  $OM$  a tourné de  $180^\circ$  et est devenu  $OM = OC = - 1$ , c'est-à-dire  $j^2$ .

On pourra donc concevoir que, pour tourner  $OM$  d'un angle droit, on devra le multiplier par  $j = \sqrt{-1}$  et on fera successivement l'opération sous-indiquée :

Pour un droit : multiplier par  $j$

Pour deux droits : multiplier par  $j^2 = - 1$

Pour trois droits : multiplier par  $j^3 = - j$

Pour quatre droits : multiplier par  $j^4 = + 1$ , et ainsi de suite.

## LIVRE II

---

### Acoustique

---

L'étude de l'acoustique se justifie déjà dans un cours de T. S. F. du simple fait que le but de toute réception est la reproduction d'un son. Mais l'étude des sons va nous permettre de considérer certains états vibratoires particuliers de la matière pondérale et de donner des définitions générales que nous retrouverons en T. S. F. proprement dite.

Euler, dans ses *Lettres à une princesse d'Allemagne sur quelques sujets de physique et de philosophie*, écrit que « le parallèle entre le son et la lumière est si parfait qu'il se soutient même dans les plus petites circonstances ». La phrase de l'illustre mathématicien conserve toute sa vérité en remplaçant « lumière » par « ondes électromagnétiques » ; la lumière n'est-elle pas d'ailleurs une onde électromagnétique ?

L'acoustique a l'énorme avantage d'être d'expérience quotidienne, ce qui facilite considérablement la compréhension des mécanismes généraux dont elle procède, mécanisme que l'on retrouve identiquement en T. S. F.

Nous n'allons pas étudier l'acoustique dans son intégralité, mais seulement dans ses parties qui nous intéressent directement.

#### § 1. — Cause des sons. Définitions. Méthode stroboscopique. Mécanisme de la sensation de son.

Tout le monde sait que l'on produit un son en frappant un corps solide. L'observation montre aisément qu'un corps ainsi frappé et devenant sonore prend un mouvement d'oscillation : il *vibre*. Il suffit, pour s'en rendre grossièrement compte, de placer la main sur une cloche ou un timbre ; la main ressent une impression de frémissement très caractéristique.

Dans cet ordre d'idée, le *diapason* permet de faire des observations plus précises. Nous rappelons qu'un diapason est une barre d'acier <sup>(1)</sup> spécial en forme d'U fixée à une tige T (fig. II-1-1). Pour le faire vibrer, il suffit de lui donner un choc léger. Lorsque le diapason vibre, chaque branche est animée d'un mouvement d'oscillation rapide autour de sa position d'équilibre. Ce déplacement des branches peut être mis en évidence de la façon suivante :

On fixe à l'extrémité d'une des branches du diapason une petite languette flexible *l* recourbée et terminée par une pointe aiguë. Si l'on fait se déplacer d'un mouvement uniforme une plaquette de verre enduite de noir de fumée devant la languette *l*, le diapason ayant été mis en vibration, cette languette *inscrira* son mouvement sur la plaque : on obtiendra une courbe qui montre que l'extrémité *E* de la branche du diapason exécute un mouvement d'oscillation périodique *isochrone*, c'est-à-dire que dans des temps égaux se produisent des déplacements égaux de cette extrémité (fig. II-1-2).

---

(1) On fait également des diapasons en quartz fondu, réputés pour la constance de leur étalonnage.

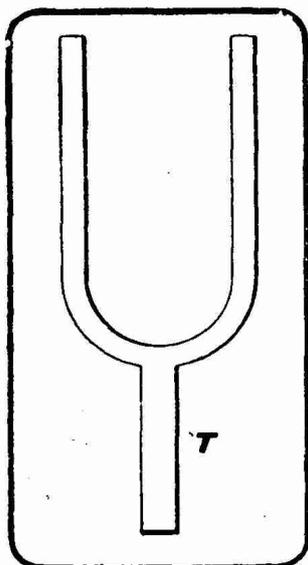


FIG. II-1-1. — Diapason

Ce mouvement de l'extrémité  $E$  est analogue à un mouvement pendulaire. Sa seule particularité est d'être relativement rapide.

Cette identité des mouvements pendulaires et vibratoires se comprend fort bien dans l'expérience suivante. Serrons dans un étau (fig. II-1-3) l'extrémité d'une tige d'acier. Si nous l'écartons de sa position d'équilibre  $e$ , elle exécute de part et d'autre de cette position des oscillations pendulaires que l'on peut suivre des yeux si la tige est assez longue. Si l'on raccourcit progressivement la longueur de la tige dépassant l'étau, l'amplitude des oscillations décroît, mais le nombre des oscillations à la seconde augmente ; bientôt ces oscillations ne sont plus perceptibles à l'œil, mais on *entend* un son d'abord grave, puis aigu et, enfin, le son finit par ne plus être perceptible à l'oreille (*ultra-son*).

Le mouvement vibratoire du point  $E$ , extrémité du diapason de la figure II-1-2, est représenté géométriquement par une sinusoïde d'équation :

$$e = a \sin 2\pi \frac{t}{T}$$

où  $e$  est la distance au temps  $t$  de l'extrémité du diapason à sa position d'équilibre.

Nous retrouvons ici les définitions données, à propos de cette équation, au début de cet ouvrage.

On appelle *vibration* l'oscillation complète. La durée  $T$  d'une vibration ou *période* du mouvement est le temps qui sépare deux passages dans le même sens du mobile vibrant au même point de sa trajectoire. La *fréquence* ou *hauteur* est le nombre de vibrations par seconde ; on a :

$$fT = 1 \text{ s} \quad \text{et} \quad f = \frac{1}{T}$$

$a$  est la distance maximum de l'extrémité du diapason à sa position d'équilibre, c'est l'*amplitude* du mouvement vibratoire.

Notre oreille ne perçoit un son que lorsque la fréquence de l'oscillation est suffisante, sans être cependant trop grande. L'expérience prouve que l'oreille n'est sensible qu'à des oscillations dont la fréquence (on dit de préférence en acoustique *hauteur*) est comprise entre 16 et 30.000 périodes ou vibrations par seconde. Cette limite supérieure de 30.000 n'est pas absolue, elle est parfois ramenée à 10.000 et même au-dessous chez les personnes âgées, c'est une question de sensibilité particulière de l'oreille (1). Nous étudierons plus en détail la question de la sensibilité dans les paragraphes 12 et 13.

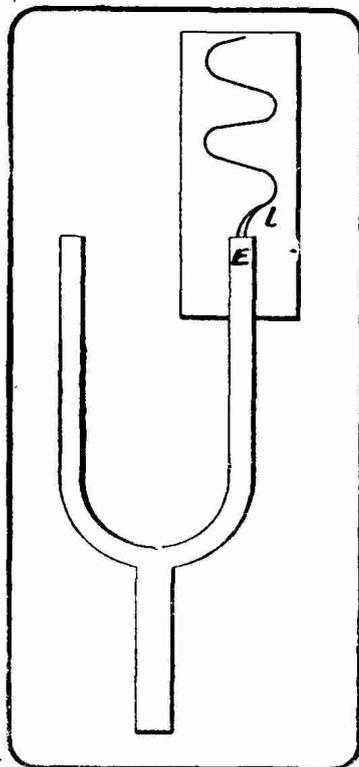


FIG. II-1-2. — Méthode d'inscription des vibrations de l'extrémité d'une branche de diapason.

(1) Wollaston a remarqué que certaines personnes n'entendent pas le cri très aigu du grillon.

On a observé que certains ultra-sons, ayant des fréquences de l'ordre de 50.000 périodes par seconde, produisent sur l'organisme humain une sensation de malaise indéfinissable. Si dans une salle de spectacle, on produisait des vibrations de cette hauteur, le public serait saisi de l'envie irrésistible de quitter au plus vite l'établissement sans pouvoir expliquer la cause de son départ. Une sensation de ce genre peut s'observer facilement dans un hall de gare lorsqu'une locomotive laisse fuser sa vapeur, produisant ainsi un son très aigu dont les harmoniques provoquent le curieux effet physiologique que nous venons de signaler.

Dans les pianos qui utilisent les vibrations de fils tendus, on ne descend pas au-dessous du  $la_{-2}$  (27 vibrations à la seconde) et on ne monte pas au-dessus du  $la_3$  (3.480 vibrations à la seconde). Chaque note musicale correspond à une fréquence déterminée ; par exemple, le  $la_3$  est le son produit par 435 vibrations à la seconde ( $f = 435$ ) ; le  $la_4$  a une hauteur, c'est-à-dire une fréquence, de 870, etc. Les *intervalles musicaux* permettent de calculer la fréquence d'une note quelconque en partant du  $la_3$  qui est pris comme son initial (la normal). En France, on adopte pour le  $la_3$  435 vibrations à la seconde (2<sup>e</sup> corde du violon vibrant dans toute sa longueur, la de l'octave moyen du piano). A l'étranger, on adopte pour ce  $la$  des nombres de vibrations un peu différents : 420 à 450 (1). L'important est que le nombre de vibrations du  $la_3$  soit fixé.

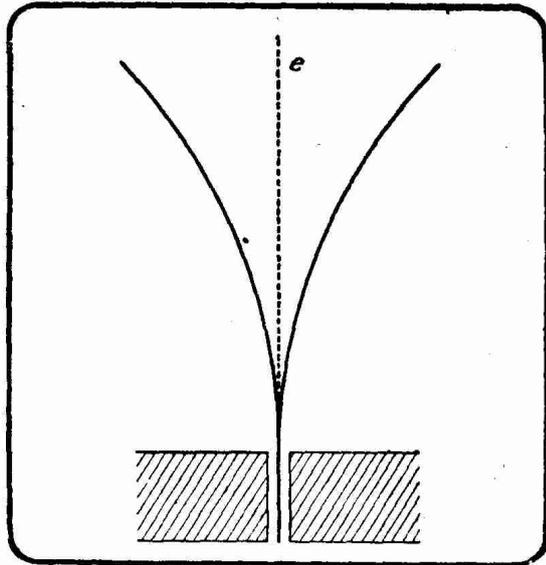


FIG. II-1-3. — Vibration, autour de sa position d'équilibre  $e$ , d'une tige d'acier maintenue par une de ses extrémités dans un étau.

Le son le plus aigu de l'orchestre est le *ré* ( $f = 4.642$ ) de la petite flûte. Nous reviendrons en détail sur les fréquences des instruments de musique dans le paragraphe 11.

NOTE SUR LES INTERVALLES MUSICAUX. — L'intervalle de deux sons est le rapport des nombres de vibrations par seconde qui les produisent. On distingue huit intervalles :

l'unisson	intervalle égal à 1
la seconde	— 9/8
la tierce	— 5/4
la quarte	— 4/3
la quinte	— 3/2
la sixte	— 5/3
la septième	— 15/8
l'octave	— 2

On appelle *gamme naturelle* ou *diatonique* la suite des notes présentant avec la première des rapports représentés par la série des intervalles précédemment définis.

Notes .....	ut	ré	mi	fa	sol	la	si	ut
		9/8	5/4	4/3	3/2	5/3	15/8	
Valeur de l'intervalle .....	1	ou	ou	ou	ou	ou	ou	2
		1,125	1,250	1,333	1,5	1,666	1,875	

On utilise en musique, outre les notes précédentes, d'autres notes que l'on appelle les *dièses* et les *bémols*. Diéser une note c'est la remplacer par une autre dont l'intervalle à ladite note soit de 25/24, cela revient donc à multiplier la fréquence de la note par 25/24. Bémoliser une note c'est la remplacer par une autre dont l'intervalle à ladite note soit de 24/25, cela revient donc à multiplier la fréquence de la note par 24/25. La théorie élémentaire de la musique montre que l'emploi des dièses et des bémols est nécessaire pour retrouver, à partir d'une note autre que l'*ut*, la suite des intervalles musicaux de la gamme.

Dans une octave on peut donc placer 21 sons différents : les 7 notes de la gamme naturelle, leurs 7 dièses et leurs 7 bémols. Ces sons peuvent être produits par la voix et certains instruments de musique comme le violon.

Mais dans les instruments à notes fixes comme le piano, la réalisation d'une gamme à 21 notes se heurterait à des difficultés très grandes, c'est ainsi que l'on a été conduit à partager l'octave en 12 intervalles égaux appelés *tempéraments*. On a obtenu ainsi la *gamme tempérée* qui est une gamme naturelle simplifiée. Voici d'ailleurs les valeurs des intervalles de cette gamme tempérée :

(1) Helmholtz adopte pour le  $la_3$  440, conformément aux décisions d'un Congrès allemand de 1834.

Notes ...	ut	ut d ré b	ré	ré d mi b	mi	fa	fa d sol b	sol	sol d la b	la	si b la d	si	ut
Valeur de l'intervalle.	1	1,059	1,122	1,189	1,260	1,335	1,414	1,498	1,587	1,682	1,782	1,888	2

Ce tableau permet de calculer les fréquences des notes des divers octaves connaissant la fréquence d'une note initiale qui est, nous l'avons dit, le  $la_3$ . Le Congrès International de Vienne de 1885 a entériné les propositions de la Commission française de 1858-1859 et a adopté pour le  $la_3$  (deuxième corde du violon) 435 périodes à la seconde. Cela conduit à donner aux notes comprises entre  $ut_{-2}$  et  $si_7$  les fréquences du tableau ci-dessous :

NOTES	$ut_{-2}$ à $si_{-2}$	$ut_{-1}$ à $si_{-1}$	$ut_1$ à $si_1$	$ut_2$ à $si_2$	$ut_3$ à $si_3$	$ut_4$ à $si_4$	$ut_5$ à $si_5$	$ut_6$ à $si_6$	$ut_7$ à $si_7$
ut	16,16	32,32	64,65	129,31	258,62	517,24	1034,48	2068,96	4137,92
ré	18,13	36,27	72,54	145,08	290,17	580,34	1160,68	2321,36	4642,72
mi	20,366	40,73	81,46	162,93	325,86	651,72	1203,44	2406,88	4813,76
fa	21,57	43,15	86,31	172,625	345,25	690,50	1381	2762	5524
sol	24,213	48,426	96,852	193,705	387,41	774,82	1549,64	3099,28	6198,56
la	27,1875	54,375	108,75	217,5	435	870	1740	3480	6960
si	30,517	61,034	122,067	244,135	488,27	976,34	1952,68	3905,36	7810,72

Il est bon de savoir que certains théoriciens de la musique considèrent comme « vibration » la moitié d'une période, c'est-à-dire la moitié d'une oscillation complète (alternance). Cette pratique conduit à donner au  $la_3$  870 vibrations par seconde au lieu de 435.

Les physiciens adoptent pour le  $la_3$  432 périodes à la seconde. Il en résulte que les fréquences des  $ut$  sont exprimées par la suite des puissances de 2 : 16, 32, 64, 128, 256, 512, 1024, 2048, 4096, etc.

Une méthode, connue en physique sous le nom de *méthode stroboscopique* <sup>(1)</sup>, permet de *regarder* le mouvement vibratoire de la matière pondérale, d'étudier par conséquent un corps vibrant à un moment quelconque de sa vibration, et cela grâce aux deux particularités suivantes :

1° La méthode stroboscopique permet d'obtenir d'un objet mobile une image immobile. Soit un diapason dont une des branches vibre de  $m_1$  à  $m_2$  (fig. II-1-4). Prenons la position  $m'$  ; projetons sur un écran l'image du diapason éclairé par

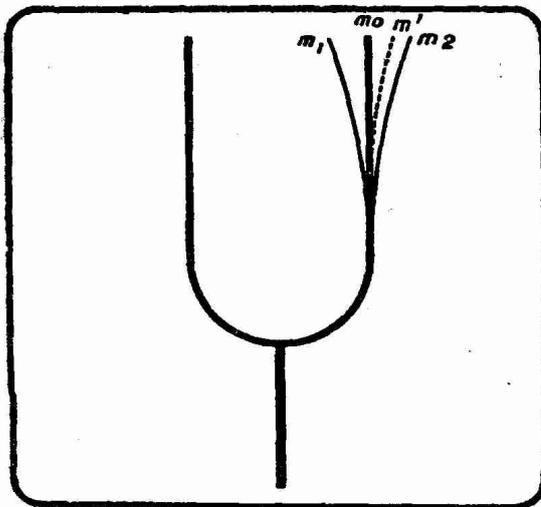


FIG. II-1-4. — Vibration d'une branche de diapason entre  $m_1$  et  $m_2$  de part et d'autre de sa position d'équilibre.

une source discontinue. Nous nous arrangerons de manière à n'éclairer le diapason que lorsque la branche passe par la position  $m'$ . On aperçoit sur l'écran la branche du diapason *immobile* dans la position  $m'$ . Il faut alors que l'éclairage soit *synchrone* du mouvement vibratoire, autrement dit : la période des éclats lumineux doit être égale à la période de vibration du diapason ou à un multiple de cette période.

2° La méthode stroboscopique permet en outre d'obtenir d'un mobile se déplaçant avec une vitesse  $V$  une image se déplaçant avec une vitesse très petite  $v$  de même sens ou de sens contraire. Eclairons la branche, mais au lieu de l'éclairer au bout d'une période ou d'un multiple de cette période, nous l'éclairerons un peu avant, au bout d'un temps  $T - \epsilon$  ; si la branche se déplace vers la gauche, on verra son image se

(1) Du grec « strobos », tournoiement, et « scopein », observer.

déplacer vers la droite. Si les éclats sont faits à des temps  $T + \epsilon$ , l'image de la branche se déplacera dans le sens même du déplacement réel de la branche (1). En réglant convenablement la période des éclats, on peut voir la branche se déplacer *lentement* de part et d'autre de sa position d'équilibre  $m_0$  ; ce déplacement est d'autant plus lent que la période des éclats est plus voisine de la période du mouvement à étudier.

La *méthode stroboscopique* est une *méthode générale* applicable à tous les phénomènes périodiques (2). Elle permet d'obtenir, en partant de deux phénomènes à fréquence élevée, un troisième phénomène à fréquence beaucoup plus basse. Nous retrouverons le principe de cette méthode en T.S.F. dans les hétérodynes, les autodynes et les changeurs de fréquence en général.

L'air sert de véhicule aux sons. Dans l'expérience de la tige d'acier serrée dans l'étau, la tige communique son mouvement d'oscillation à l'air qui est directement en contact avec elle ; les *perturbations* se transmettent de proche en proche aux couches d'air successives jusqu'à l'oreille de l'observateur. Si la tige vibre dans une cloche où l'on a fait le vide, aucun son ne se produit, puisque l'air, véhicule des sons, manque.

L'oreille est l'organe récepteur des sons. L'oreille comprend le *tympan*, membrane très fine tendue au fond du conduit auditif. Ce tympan est en contact avec le mécanisme délicat de l'oreille moyenne (marteau, enclume, os lenticulaire, étrier) qui sert de renforçateur. Cette oreille moyenne communique à son tour avec l'oreille interne (labyrinthe) comportant la partie sensible du récepteur : les extrémités nerveuses (cellules ciliées de l'arcade de Corti, au nombre d'une vingtaine de mille) qui, elles, sont en liaison par le nerf auditif avec les centres nerveux de perception.

Les vibrations de l'air se communiquent donc au tympan qui les reproduit fidèlement. Du tympan les vibrations sont transmises au cerveau : il y a *sensation de son*.

Le son est donc une sensation produite par certains mouvements vibratoires de l'air dont les fréquences sont comprises entre des limites bien déterminées.

*En dehors de notre organisme, il n'y a pas de son, il n'y a que le mouvement vibratoire des corps solides, liquides ou gazeux.*

## § 2. — Notion d'onde. Propagation d'une onde sonore.

### Représentation de la propagation.

Une perturbation quelconque, produite en un point d'un milieu élastique, se propage, se transmet de proche en proche dans ce milieu sous le nom d'*onde*.

Un exemple classique d'onde est celui de la pierre tombant dans une eau tranquille. Cet exemple est un de ceux qui font le mieux saisir le phénomène de propagation des ondes sonores. La déformation produite sur la surface de l'eau se propage, en forme de petite vague, d'une manière parfaitement visible. Supposons que nous laissions tomber dans l'eau à intervalles réguliers une série de pierres ; ces chutes successives déterminent un *train d'ondes* se propageant toutes avec la même vitesse  $V$ , que l'on appelle *vitesse de propagation de l'onde*. Nous disons « avec la même vitesse », puisque l'on voit les ondes successives se poursuivre sans s'atteindre. Ces ondes sont obtenues par suite d'une *transformation de l'énergie* de la pierre au moment de son entrée dans l'eau. L'onde constitue ainsi un transport de cette énergie puisque de proche en proche, elle transmet la perturbation, l'oscillation produite par la rencontre de la pierre avec la surface liquide. Il y a transport d'énergie et non transport de matière : l'eau ne se déplace pas dans le sens de la propagation.

(1) C'est un phénomène stroboscopique qui explique l'illusion habituelle des vues cinématographiques dans lesquelles il arrive fréquemment qu'une roue de voiture paraît tourner dans le sens contraire de celui que lui assigne logiquement le sens de déplacement du véhicule.

(2) Voir § 6, 2°, pages 39 à 41.

Les ondes sonores sont produites par des successions de phénomènes tout à fait analogues ; mais ici, le milieu qui sert de support au déplacement de la perturbation n'est plus la surface de l'eau, mais l'air. Dans le cas de la pierre tombant dans l'eau et dans le cas du diapason vibrant, la propagation ne présente pas tout à fait le même caractère. Les vibrations de la surface de l'eau se

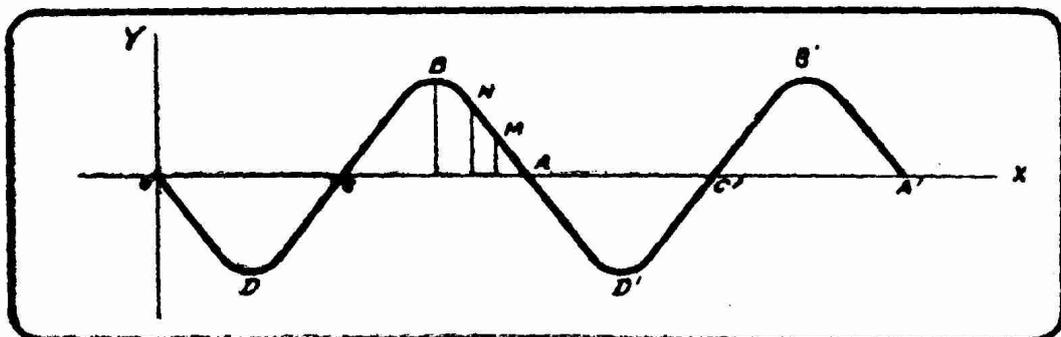


FIG. II-2-1. — Propagation d'une perturbation dans la direction  $OX$ . La perturbation prend naissance en  $O$ . Variation de la perturbation dans l'espace.

font en effet perpendiculairement à la direction de propagation <sup>(1)</sup>, celles de l'air parallèlement à cette direction <sup>(2)</sup> (dilatation et compression des couches d'air successives). Il n'en est pas moins vrai que, dans les deux cas, il y a propagation d'une perturbation de proche en proche, propagation se faisant suivant le même mécanisme général.

Une onde sonore est donc produite par une perturbation brusque de la pression de l'air en un point ; par exemple, décharge d'une arme à feu.

Si nous considérons le cas d'une branche de diapason vibrant, chaque vibration produit une onde sonore par suite de la compression et de la dilatation de la couche d'air en contact avec le diapason ; ces compressions et dilatations, ces variations de pression, se propagent de proche en proche. La série des vibrations du diapason produit un *train d'ondes*. LA PROPAGATION DU SON PREND

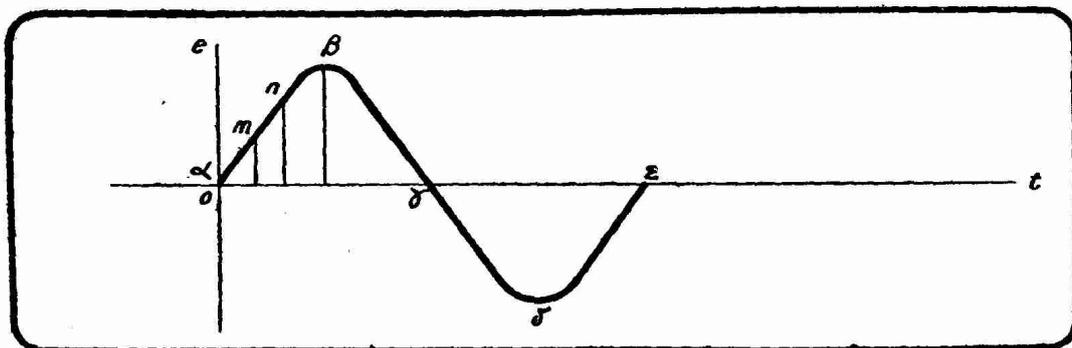


FIG. II-2-2. — Représentation de la perturbation (variation de pression dans le cas considéré) dont on étudie la propagation. Variation de la perturbation dans le temps.

AINSI L'ASPECT D'UNE MODIFICATION, D'UNE VARIATION PÉRIODIQUE DE LA PRESSION DE L'AIR DANS LA DIRECTION DE LADITE PROPAGATION.

Etudions de plus près la propagation des ondes.

On dit qu'une perturbation se propage dans une direction  $OX$  (fig. II-2-1) lorsque cette perturbation est répétée successivement par les différents points de  $OX$ .

(1) Vibrations transversales.  
(2) Vibrations longitudinales.

Si nous produisons des variations de pression en O et si ces variations se propagent, chaque point de OX les répète à son tour. Donc, chaque point de OX prend le même mouvement vibratoire que le point O, mais toutes les vibrations ne se produisent pas en même temps, elles ne sont pas simultanées.

Le mouvement vibratoire (ici variations de pression) de O peut être représenté par une sinusoïde ; nous avons établi cela au début de cet ouvrage. Soit  $\alpha\beta\gamma\delta\epsilon$  cette sinusoïde (fig. II-2-2). Rappelons que pour construire cette sinusoïde, on a porté en abscisses les temps et en ordonnées les elongations  $e$ . Le point O subit la suite des variations de pression représentées par les ordonnées des points  $m, n, \beta$ , etc. Ces variations se propagent successivement avec la vitesse  $V$  qui est la *vitesse de propagation* de l'onde dans le milieu considéré, Dans le cas présent, ce milieu est l'air.

Au bout du temps  $T$ , durée d'une oscillation complète de O, la perturbation initiale est parvenue en un point A sur OX (fig. II-2-1), point A défini par

$$OA = VT \text{ ou } OA = \frac{V}{f}, \text{ } f \text{ étant la fréquence (nombre de vibrations en une}$$

seconde) et la  $V$  la vitesse de propagation. A ce moment, la perturbation  $m$ , qui est partie de O *après* la perturbation initiale, n'est évidemment pas encore en A, elle est en M. De même la perturbation  $n$  se trouve en N, la perturbation  $\beta$  en B, etc. La première vibration du point O a donc produit entre O et A une série de variations de pression correspondant à la sinusoïde ODCBA de la figure II-2-1.

La seconde vibration du point O, qui dure également  $T$  secondes, produit entre O et A la même succession d'états vibratoires ; mais, dans le même intervalle, toute la première onde s'est déplacée de la même longueur  $VT$ . Le point A est venu en A', la sinusoïde ODCBA est venue en AD'C'B'A'.

En continuant le raisonnement à l'infini, on voit que la propagation suivant OX peut se représenter par une sinusoïde indéfinie se déplaçant *parallèlement à elle-même* de O vers X avec la vitesse  $V$  de propagation.

### § 3. — Définition de la longueur d'onde.

On appelle *longueur d'onde* et l'on désigne par la lettre grecque  $\lambda$  (*lambda*) la distance à laquelle est transmise une perturbation pendant la durée d'une vibration, c'est-à-dire pendant une période.

La durée de vibration est  $T$  ; dans le temps  $T$ , la perturbation parcourt un espace  $VT$ ,  $V$  étant la vitesse de propagation <sup>(1)</sup>, on a donc :

$$\lambda = VT$$

relation fondamentale de la théorie des ondes, qu'il s'agisse d'ondes sonores ou

d'ondes électromagnétiques. Comme  $T = \frac{1}{f}$ , on a de même  $\lambda = \frac{V}{f}$ .

La longueur d'onde est matérialisée figure II-2-1 par la longueur OA.

Nous avons vu tout à l'heure que les ondes sonores correspondent à des fréquences comprises entre 16 et 30.000 périodes par seconde. La formule précédente nous permet de traduire ces nombres de vibrations en longueurs d'onde et l'on voit ainsi que les longueurs d'onde des ondes sonores sont à 0° ( $V = 330$  m./sec.) comprises entre 20 mètres et 1 centimètre. En particulier, le *la* normal, bien connu des musiciens, correspond, à 0°, à une longueur d'onde de 0,76 m <sup>(2)</sup>.

(1) Devons-nous rappeler que la vitesse est le quotient de l'espace parcouru par le temps mis à le parcourir ?

(2) Il s'agit ici d'ondes sonores et non d'ondes électromagnétiques, cela dit pour éviter toute confusion dans l'esprit de nos lecteurs.

## § 4. — Vitesse de propagation du son.

La vitesse de propagation du son est indépendante de la fréquence (hauteur) du son transmis. C'est cette propriété qui rend possible les auditions musicales ; il faut, en effet, pour ces auditions, que les différentes notes, qui sont des sons de fréquences différentes, mettent le même temps pour se propager de l'instrument aux oreilles des auditeurs. Elle est uniforme, c'est-à-dire qu'elle conserve la même valeur pendant toute la propagation d'un point à un autre.

Dans l'air, cette vitesse est de 330 mètres à la seconde à une température de 0° et 341 mètres à la seconde à une température de 16° (1).

La vitesse du son  $V_t$  dans l'air à la température de  $t^\circ$  centésimaux est donnée par la relation :

$$V_t = V_0 \sqrt{1 + 0,003707 t - 1,256 t^2 \cdot 10^{-7}}$$

$V_0$  étant la vitesse de propagation du son à 0° dans l'air. En gros, on peut dire que la vitesse du son dans l'air croît avec la température à raison de 60 centimètres par degré centésimal.

La fréquence  $f$  étant une constante, la longueur  $\lambda$  d'une onde sonore varie donc avec la température puisque la vitesse de propagation varie. Cela résulte

$$\text{de la relation } \lambda = \frac{V}{f}.$$

La vitesse du son dans l'air est indépendante de la pression atmosphérique, mais dépend de l'état hygrométrique.

Le son met donc un temps appréciable à se propager. La vitesse de la lumière, et en général la vitesse des ondes électromagnétiques, est de 300.000 kilomètres à la seconde. De cette énorme différence entre les vitesses du son et de la lumière résultent les observations classiques mettant en évidence la vitesse relativement lente du son. On voit, par exemple, l'éclair avant d'avoir entendu le tonnerre : il s'écoule parfois plusieurs secondes entre les deux perceptions.

Cette différence entre les vitesses du son et de la lumière est utilisée dans la plupart des mesures classiques de la vitesse du son dans l'air : on enregistre « à la vue » le départ d'un coup de canon et « à l'oreille » l'arrivée du son ainsi produit.

Le son ne se propage pas seulement dans l'air en particulier et les gaz en général, mais encore dans les liquides et les solides.

Le son se propage dans l'eau douce avec la vitesse de 1.435 m./sec. Cette vitesse a été déterminée par les savants genevois Colladon et Sturm dans des expériences célèbres faites en 1826 sur le lac de Genève sur une distance de 14 kilomètres.

Pendant la guerre de 1914-1918, le physicien anglais Bragg a déterminé pour les besoins de l'écoute sous-marine, la vitesse de propagation du son dans l'eau de mer ; il a trouvé 1.512 m/s.

Le son se propage dans les corps solides. Dans la fonte en particulier, on a  $V = 3.214$  m/s ; pour les aciers bien trempés,  $V = 5.000$  m/s.

Le tableau ci-après donne quelques vitesses de propagation du son dans diverses substances. La colonne « densités » a pour objet de permettre l'application d'une relation que nous rencontrerons dans le paragraphe 11 du présent livre, page 51.

(1) La première détermination précise de la vitesse du son dans l'air a été réalisée dans la région parisienne (Montlhéry, Montmartre, Observatoire) par Cassini et Lacaille en 1737. On trouva 333 mètres à la seconde à 0°. Ces expériences, reprises en 1822 par le Bureau des Longitudes à la demande de Laplace, donnèrent 331,15 m/s à 0°. Enfin Regnault effectua en 1864 au camp de Satory des expériences d'une précision remarquable (enregistrement automatique du départ et de l'arrivée du son) qui donnèrent les valeurs du texte, toujours admises aujourd'hui.

	Vitesse de propagation du son en mètres/seconde	Densité en grammes/cm <sup>3</sup>
Aluminium .....	5105	2,7
Air (à 16°) .....	341	0,00120
Brique .....	3652	2
Cuivre .....	3560	8,9
Liège .....	430 à 530	0,24
Ebonite .....	1573	1,2
Granit .....	3950	2,7
Fer et acier .....	5000	7,9
Caoutchouc .....	50	1,4
Ardoise .....	4510	2,7
Sapin .....	5256	0,45
Frêne .....	4670	0,55
Hêtre .....	3340	0,65
Acajou .....	4135	0,60
Erable .....	4110	0,55
Chêne .....	3381	0,65
Peuplier .....	4280	0,40
Noyer .....	4781	0,55
Orme .....	4120	0,55

### § 5. — Réflexion des ondes sonores.

Lorsque les ondes sonores rencontrent un obstacle important (mur, falaises, etc.), ces ondes donnent naissance à d'autres ondes que l'on appelle *ondes réfléchies*. La réflexion des ondes sonores est mise en évidence par le phénomène de l'*écho*. Lorsque l'on se place à une trentaine de mètres d'un mur ou d'une falaise et que l'on pousse un cri, ce cri est répété. Analysons le mécanisme du phénomène.

Le cri produit une onde qui se propage jusqu'à l'obstacle sur lequel elle se réfléchit, tout comme un rayon lumineux se réfléchit sur une glace. L'onde sonore revient vers l'observateur qui perçoit à nouveau le cri qu'il a poussé au bout d'un temps égal à  $\frac{2d}{V}$ ,  $d$  étant la distance de l'expérimentateur à l'obstacle

considéré et  $V$  la vitesse du son. Si l'on suppose que la vitesse du son est de 340 mètres à la seconde et que l'on se place à 170 mètres d'une haute falaise, le temps qui s'écoulera entre l'émission du cri et l'audition de l'écho sera de 1 seconde. Pendant cette seconde, on peut facilement émettre cinq syllabes brèves. Dans ces conditions, il est possible d'obtenir un écho net pour des mots courts. Si l'on se trouve à moins de 17 mètres de la falaise ou du mur, il n'y a à proprement parler pas d'écho, puisque l'onde réfléchie revient à l'expérimentateur en moins de  $\frac{1}{10}$  de seconde, c'est-à-dire *avant* que l'émission du son ne soit terminée ; dans ce cas, l'écho prolonge le son en le renforçant (résonance des grandes salles).

### § 6. — Interférences des ondes. Battements.

On appelle *interférence* la superposition de deux ou plusieurs ondes dans le milieu où elles se propagent.

Dans la vie courante, les sons sont émis en grand nombre. Beaucoup viennent impressionner le tympan qui prend un mouvement complexe dans lequel nous parvenons néanmoins à identifier plusieurs sons distincts.

Nous allons examiner deux cas particuliers où la superposition de deux ondes produit des effets remarquables.

Interférence de deux ondes ayant même fréquence.

Interférence de deux ondes ayant des fréquences légèrement différentes.

1° *Interférence de deux ondes ayant même fréquence.*

Soit un point O où prennent naissance deux systèmes d'ondes sonores identiques (fig. II-6-1) ; mais supposons que le second de ces systèmes commence à vibrer une demi-période après le premier. Les deux ondes sont déphasées de  $\pi$ . Si nous supposons que les deux mouvements se propagent suivant OX, nous aurons deux sinusoïdes représentant l'état vibratoire dans cette direction. La sinusoïde en trait plein représente l'état déterminé par le premier système d'ondes, la sinusoïde en trait mixte représente l'état déterminé par le second système d'ondes au même instant.

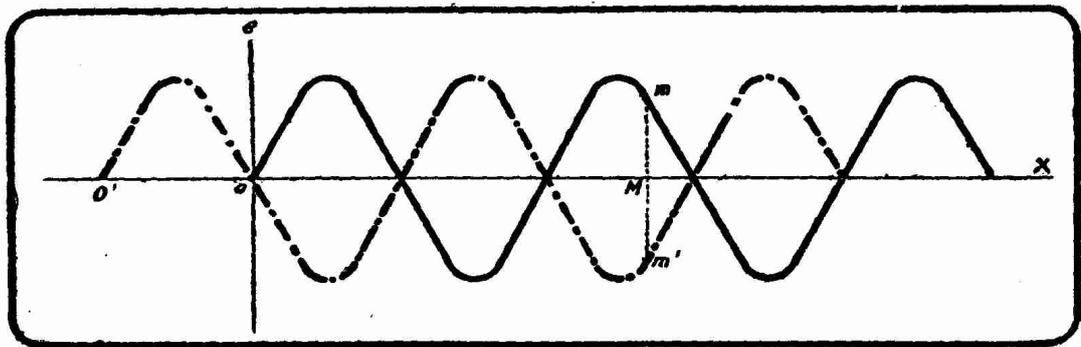


FIG. II-6-1. — *Interférence de deux ondes ayant même fréquence. Il y a constamment silence ou constamment renforcement suivant la parité de la différence de marche des deux ondes.*

L'élongation en un point quelconque M de l'axe OX est à chaque instant égale à la somme de deux élongations égales et de signes contraires :  $Mm = Mm'$ . L'élongation de M est donc nulle. *La superposition, l'interférence de nos deux systèmes d'ondes produit donc du silence.*

Dans le cas ci-dessus, nous avons une *différence de marche* entre les deux systèmes d'ondes égale à une demi-longueur d'onde. Si cette différence de marche était égale à un nombre impair de demi-longueurs d'onde, on aurait eu la même représentation graphique que celle de la figure II-6-1, et on en déduit qu'il y aurait eu silence.

*Il y a silence lorsque la différence de marche entre les deux systèmes est de :*

$$(2k + 1) \frac{\lambda}{2}$$

*k étant un nombre entier.*

Par des raisonnements analogues, on arrive à la conclusion qu'il y a *renforcement* lorsque la différence de marche est de :

$$2k \frac{\lambda}{2}$$

REMARQUE. — Supposer que les deux mouvements vibratoires commencent en O à des moments différents revient à dire que ces deux mouvements commencent au même moment en des points différents O et O'. La *différence de marche* est la distance entre les deux origines O et O'. Ainsi la différence de marche est dans l'espace ce que le retard ou l'avance est dans le temps (temps  $\theta$  du premier chapitre) ;  $\delta$  étant la différence de marche et V la vitesse de propagation, on a la relation :

$$\delta = V \theta$$

Pour avoir la relation entre la différence de phase et la différence de marche, il faut nous souvenir que cette différence de phase  $\varphi$  est liée à  $\theta$  et à la pulsation  $\omega$  par :

$$\theta = \frac{\varphi}{\omega}$$

d'où l'on déduit :

$$\varphi = \frac{2 \pi \delta}{TV}$$

T étant la période.

Le phénomène d'extinction permanente ou de renforcement permanent n'est pas propre à l'acoustique, on retrouve un phénomène analogue en optique dans les expériences classiques des anneaux de Newton.

2° *Interférence de deux ondes ayant des fréquences légèrement différentes.*

Au lieu d'un silence ou d'un renforcement permanent du son, il se produit des successions de renforcements et d'extinctions du son ; on donne à cette suite de renforcements le nom de *battements*.

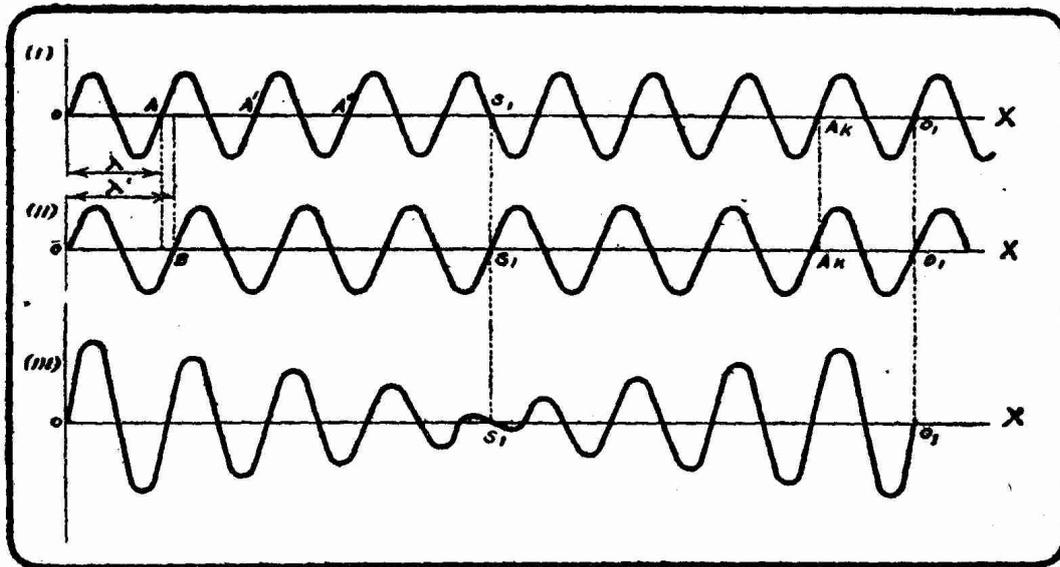


FIG. II-6-2. — Production de battements (III) par interférence entre deux ondes (I) et (II) ayant des fréquences différentes.

L'étude mathématique complète de la question est impossible ici, car elle est particulièrement délicate. Contentons-nous de donner un aperçu élémentaire du mécanisme et de signaler son importance.

Supposons que dans la direction OX se propagent deux systèmes d'ondes que nous représentons, « figées » au temps  $t$ , par les sinusoides de la fig. II-6-2, sinusoides que nous n'avons pas tracées sur le même axe pour la clarté du dessin. Soit  $f$  la fréquence du premier système (sinusoïde I),  $f'$  celle du second (sinusoïde II).

Chaque point de O va donc avoir, à l'instant  $t$  considéré, une elongation égale à la somme des elongations correspondant aux deux systèmes d'ondes I et II. Si les oscillations concordent au départ en O, il n'en est plus de même, au même instant, en un autre point de OX. La courbe résultante III va donc présenter des elongations inégales ayant des valeurs maxima et minima se reproduisant régulièrement.

Nous avons figuré l'onde (I) ayant une longueur d'onde  $\lambda$  inférieure à la longueur d'onde  $\lambda'$  de l'onde (II). Il y a, dans notre hypothèse, concordance à l'origine, les ondes sont à cet endroit et au temps  $t$  en phase. On peut écrire :

$$\lambda' = \lambda + \varepsilon$$

Exprimons  $\varepsilon$  en fonction de  $\lambda$ , soit :

$$\varepsilon = \frac{\lambda}{k}$$

On a alors :

$$(1) \quad \lambda' = \lambda + \frac{\lambda}{k}$$

ce qui s'écrit aussi :

$$(2) \quad (k + 1) \lambda = k \lambda'$$

A une longueur d'onde de  $O$ , c'est-à-dire en un point  $A$  tel que  $OA = \lambda$ , la différence de marche entre les deux ondes (I) et (II) est :

$$\frac{\lambda}{k}$$

A deux longueurs d'onde de  $O$ , c'est-à-dire en  $A'$  ( $OA' = 2\lambda$ ), la différence de marche est :

$$\frac{2\lambda}{k}$$

A  $n$  longueur d'onde de  $O$ , c'est-à-dire en  $A_n$  ( $OA_n = n\lambda$ ), la différence de marche est :

$$\frac{n\lambda}{k}$$

La différence de marche est égale à  $\lambda$  lorsque  $n = k$ , c'est-à-dire en un point  $A_k$  tel que  $OA_k = k\lambda$ .

Le point  $O_1$  de  $OX$  où les deux ondes retrouvent la différence de phase qu'elles présentaient en  $O$ , différence de phase que la figure II-6-2 suppose nulle, est à la distance  $\lambda$  de  $A_k$ , puisque en  $A_k$  l'onde (II) se trouve décalée de  $\lambda$  en avant ; on a donc :

$$OO_1 = k\lambda + \lambda = (k + 1) \lambda'$$

$O_1$  est déterminé puisque  $k$  est une donnée du problème.

Il y a donc concordance et par suite renforcement du son en des points  $O, O_1, O_2, O_3$ , etc., de  $OX$ , tels que :

$$OO_1 = O_1O_2 = O_2O_3 = \dots = (k + 1) \lambda$$

On verrait de même qu'il y a extinction en des points  $S_1, S_2, \dots$ , tels que :

$$OS_1 = (k + 1) \frac{\lambda}{2}$$

$$OS_2 = 3 (k + 1) \frac{\lambda}{2}$$

$$OS_3 = 5 (k + 1) \frac{\lambda}{2}$$

.....

Lorsque  $t$  varie, pour représenter les divers états vibratoires par lesquels passent les différents points de  $O$ , il suffit de déplacer la courbe III parallèlement à elle-même dans la direction  $OX$ .

Il y aura donc successivement en un point quelconque de  $OX$ ,  $O_1$  par exemple, des périodes de repos et de vibration maximum. *L'oreille placée en  $O_1$  percevra par conséquent des successions de silence et de son : ce sont des battements.*

Les renforcements et extinctions se déplacent le long de  $OX$  avec la vitesse de propagation  $V$ ; le nombre des renforcements qui passent en une seconde en  $O_1$ , autrement dit la *fréquence* des renforcements, est :

$$F = \frac{V}{(k + 1) \lambda} = \frac{V}{k \lambda'}$$

puisque les renforcements sont séparés sur OX par une distance  $(k + 1) \lambda$  ou  $k\lambda'$  [voir relation (2)].

De la relation (1) de tout à l'heure, on tire :

$$\frac{\lambda' - \lambda}{\lambda} = \frac{1}{k}$$

On a donc :

$$F = \frac{V}{k\lambda'} = V \frac{\lambda' - \lambda}{\lambda\lambda'}$$

Mais

$$V \frac{\lambda' - \lambda}{\lambda\lambda'} = V \left( \frac{1}{\lambda} - \frac{1}{\lambda'} \right) = \frac{V}{\lambda} - \frac{V}{\lambda'}$$

Or, on sait que par définition :

$$f = \frac{V}{\lambda} \quad \text{et} \quad f' = \frac{V}{\lambda'}$$

donc

$$F = f - f'$$

On en déduit l'énoncé capital suivant :

*Le nombre des renforcements par seconde, c'est-à-dire la fréquence des battements, est égal à la différence des fréquences des deux systèmes d'ondes.*

Si nos deux sons ont des fréquences de 435 et 439 par exemple, les battements se produiront à la fréquence de 4 par seconde.

Les battements, que l'on rencontre dans tous les phénomènes vibratoires [en particulier optique <sup>(1)</sup> et oscillations électriques <sup>(2)</sup>] et qui constituent le principe de la méthode stroboscopique, peuvent s'observer en acoustique de la manière suivante : On prend deux diapasons montés sur leurs caisses de résonance et donnant la même note. Pratiquement, les hauteurs (fréquences) des sons produits par de tels diapasons ne sont pas exactement semblables, il y a entre elles une petite différence de 3 ou 4 vibrations ; cette différence produit, lorsque l'on fait vibrer simultanément les deux diapasons, des battements à la fréquence de 3 ou 4 renforcements à la seconde ; on *entend* par conséquent une suite de renforcements et de silences.

Lorsqu'en acoustique le nombre des renforcements est supérieur à 16 à la seconde, il y a production d'un son appelé *son résultant*.

Voilà, à notre sens, ce que l'on peut dire de plus simple sur la théorie approchée <sup>(3)</sup> des battements. La théorie complète et exacte exige, nous le répétons, de longs et délicats développements mathématiques qui ne seraient pas à leur place dans cet ouvrage élémentaire.

## § 7. — Interférence d'une onde directe et d'une onde réfléchie.

### Ondes stationnaires.

Nous allons exprimer dans ce paragraphe l'interférence d'une onde directe et de l'onde réfléchie qui lui correspond, c'est-à-dire de deux ondes de même période se propageant en sens contraire.

Supposons qu'un système d'ondes émis de O se propage dans la direction OX et rencontre en B un obstacle rigide sur lequel l'onde se réfléchit *en changeant de signe* de manière que le point B, dont la vibration est impossible puisqu'il

(1) Interférence à grande différence de marche observée avec les deux raies du sodium dans l'expérience des anneaux de Newton (anneaux en chicane).

(2) Réception à l'hétérodyne en T.S.F., hétérodynage des ondes porteuses de deux émissions voisines en fréquences, etc.

(3) Approximation dont l'amateur peut se contenter en pratique et que nous utiliserons au moment de la discussion des changeurs de fréquence.

fait partie de l'obstacle, reste au repos. On a donc la représentation de la figure II-7-1, dans laquelle la sinusoïde en trait plein représente l'onde directe et la sinusoïde en trait mixte l'onde réfléchie. Nous avons ainsi affaire à deux ondes de même période se propageant en sens contraires.

Au moment de la réflexion, l'onde change de signe quant à ses ordonnées (élongations) ; l'onde réfléchie est donc modifiée exactement comme si, au moment de la réflexion, elle avait parcouru une demi-longueur d'onde supplémentaire  $\frac{\lambda}{2}$ .

Considérons un point A situé à une distance  $x$  de B. En ce point, deux ondes se rencontrent. Cherchons la différence de marche en A de l'onde incidente (onde directe) et de l'onde réfléchie. L'onde incidente a parcouru le chemin OA et l'onde réfléchie le chemin OBA. De plus, comme il y a réflexion avec changement de signe, nous avons vu que l'onde réfléchie a subi en somme un déplacement supplémentaire de  $\frac{\lambda}{2}$ . Tout se passe comme si cette onde réfléchie avait parcouru le chemin  $OBA + \frac{\lambda}{2}$ .

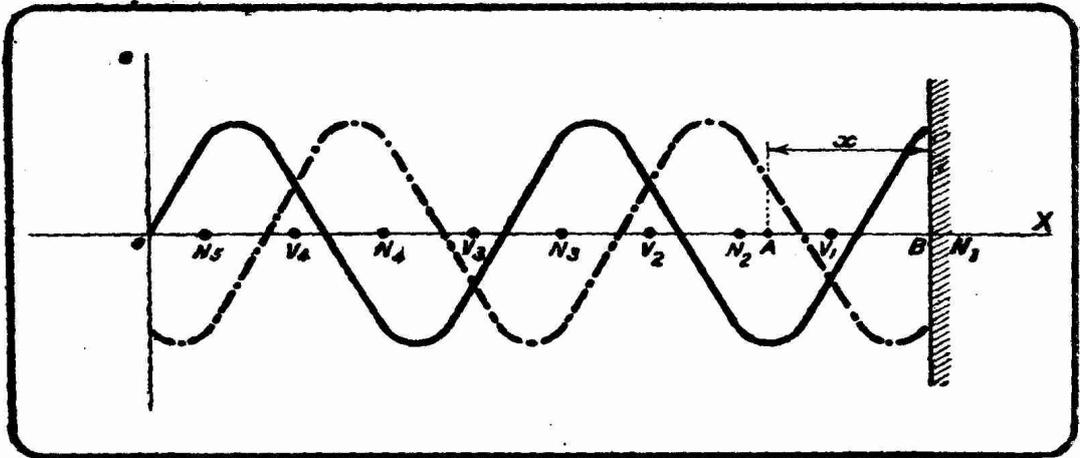


FIG. II-7-1. — Réflexion d'une onde. L'interférence entre l'onde directe et l'onde réfléchie produit des ondes stationnaires.

Le chemin  $c$  parcouru par l'onde directe est :

$$c = OA = OB - BA = OB - x$$

Le chemin  $c'$  parcouru par l'onde réfléchie est de son côté :

$$c' = OBA + \frac{\lambda}{2} = OB + x + \frac{\lambda}{2}$$

La différence de marche entre les deux ondes en un point situé à une distance  $x$  de l'obstacle est donc :

$$d = c' - c$$

c'est-à-dire :

$$d = OB + x + \frac{\lambda}{2} - (OB - x)$$

d'où :

$$d = 2x + \frac{\lambda}{2}$$

Comme nous sommes en présence de deux ondes de même période, nous

allons utiliser les conclusions auxquelles nous sommes arrivés au début du paragraphe 6 :

Là où la différence de marche  $d$  est égale à un nombre pair de fois  $\frac{\lambda}{2}$

il y a concordance des ondes et par conséquent mouvement vibratoire maximum. Ces maxima se produisent donc aux points pour lesquels

$$2x + \frac{\lambda}{2} = 2n \frac{\lambda}{2}$$

c'est-à-dire :

$$x = (2n - 1) \frac{\lambda}{4}$$

$n$  étant un nombre entier (1, 2, 3, 4, etc.).

Ces points sont appelés *ventres* de vibrations. Ainsi, dans le cas de la figure II-7-1, il y a des ventres aux points  $V_1, V_2, V_3$ , etc., points distants de B

respectivement de  $\frac{\lambda}{4}, \frac{3\lambda}{4}, \frac{5\lambda}{4}$ , etc.

Au contraire, là où la différence de marche  $d$  est égale à un nombre impair de longueurs d'ondes, il y a opposition des ondes et par conséquent mouvement vibratoire nul. Ces annulations se produisent donc aux points pour lesquels

$$2x + \frac{\lambda}{2} = (2n + 1) \frac{\lambda}{2}$$

c'est-à-dire :

$$x = 2n \frac{\lambda}{4}$$

Ces points sont appelés *nœuds* de vibration. Dans le cas de la figure II-7-1, il y a des nœuds aux points  $N_1, N_2, N_3$ , etc., distants de B respectivement des

quantités  $0, \frac{2\lambda}{4}, \frac{4\lambda}{4}$ , etc.

On voit qu'entre un nœud et un ventre, il y a une distance égale à  $\frac{\lambda}{4}$ .

Entre deux nœuds ou deux ventres successifs, il y a une distance égale à  $\frac{\lambda}{2}$ .

En résumé : par suite de la réflexion et de la composition des deux ondes, il s'établit entre O et B un état vibratoire particulier ; les états vibratoires de la direction OX sont différents d'un point à un autre au même instant et d'amplitude constante en un point donné, ils s'échelonnent de l'état de repos (nœuds) à l'état de vibration maximum (ventres). On dit qu'entre O et B se produisent des *ondes stationnaires*.

L'oreille placée en un point quelconque de OX (1) n'entendra pas une succession

de renforcements et de silences comme dans le cas de la figure II-6-2 par

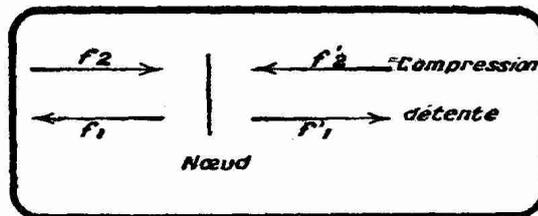


FIG. II-7-2. — Etat vibratoire en un nœud.

(1) L'oreille n'est pas placée directement sur OX, car la tête de l'observateur formant écran pourrait contrarier le phénomène de formation des ondes stationnaires. L'exploration acoustique se fait à l'aide d'un tube dont une extrémité est fixée contre l'oreille et l'autre explore les ventres et les nœuds.

exemple, mais elle entendra un son d'autant plus intense qu'elle sera plus près d'un nœud et d'autant moins fort qu'elle sera plus rapprochée d'un ventre. C'est l'expérience de Savart. Dans le cas des ondes sonores, il y a, nous l'avons vu, vibration parallèlement à la direction de propagation. Aux nœuds de vibration, il y a donc détente puis compression de l'air, c'est-à-dire *variation de pression*, suivant que, de part et d'autre du nœud, les molécules se déplacent suivant  $f_1 f_1$  ou  $f_2 f_2$  (fig. II-7-2). Aux ventres, au contraire, le gaz reste constamment à la pression atmosphérique. Par conséquent, aux ventres, l'oreille ne perçoit rien, les deux faces du tympan restant à la même pression par le canal auditif externe et le nez ; aux nœuds, on entend les vibrations.

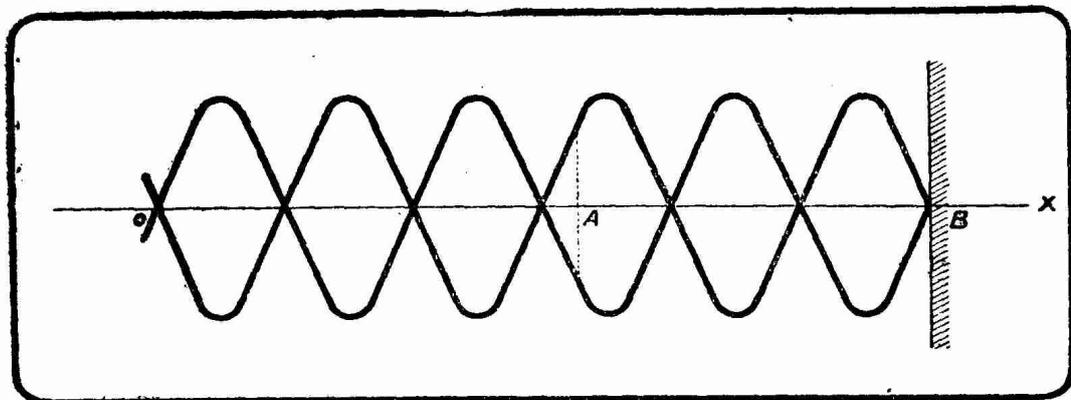


FIG. II-7-3. — Représentation graphique d'un système d'ondes stationnaires mettant en évidence les nœuds et les ventres.

La figure II-7-3 donne la représentation graphique des ondes stationnaires. Chaque ordonnée de la courbe, correspondant à un point quelconque A de l'axe OX, indique l'élongation maximum atteinte dans un sens et dans l'autre par ce point dans son mouvement vibratoire.

Les ondes stationnaires se produisent dans les vibrations des tuyaux, des cordes et, en général, de tous les corps sonores.

On retrouve ce phénomène des ondes stationnaires en optique (photographie des couleurs) et en électricité (propagation d'un ébranlement électrique le long d'un conducteur, vibration des antennes). La mise en évidence des ondes stationnaires, qui se fait en acoustique par l'oreille, se fait en optique par la plaque photographique (impression aux ventres) et en électricité par une ampoule à gaz raréfié qui s'illumine aux ventres de tension.

### § 8. — Les tuyaux sonores.

Tout instrument à vent est un tuyau sonore (flûte, piston, clarinette, cor, etc.). L'orgue est composé de toute une série de tuyaux sonores de longueurs différentes.

Il y a des tuyaux ouverts et des tuyaux fermés. Un tuyau ouvert est ouvert à ses deux extrémités (fig. II-8-1), un tuyau fermé est ouvert à l'une de ses extrémités et fermé à l'autre (fig. II-8-2).

Nous nous intéresserons surtout ici aux tuyaux fermés, car, en T.S.F., dans le cas général d'une antenne reliée à la terre par une self de valeur quelconque, il y a production le long de cette antenne d'un système d'ondes stationnaires électriques et ladite antenne se comporte à certains points de vue comme un tuyau fermé.

L'expérience suivante, facile à réaliser par chacun avec un matériel simple, montre que ce sont les ondes sonores émises à l'embouchure d'un tuyau qui le font résonner.

Supposons que l'on dispose d'un diapason donnant le  $la_3$ , dit *la normal*

(435 vibrations à la seconde). Si l'on place un tel diapason en état de vibration à l'entrée (1) d'une éprouvette garnie d'eau de manière à présenter une hauteur libre au-dessus de l'eau de 19,5 cm. (fig. II-8-3), on entend fortement le son de ce diapason, parce qu'il est répété, renforcé, par le tuyau qui se trouve, comme nous nous en rendrons compte tout à l'heure, *accordé, en résonance* avec l'onde sonore ayant pour longueur d'onde quatre fois la hauteur 19,5 cm., c'est-à-dire 78 cm. En supposant que nous opérons à une température de 16°, cela donne une vitesse de propagation du son de 340 m/s ; dans ces conditions, la longueur d'onde de 78 cm correspond à 435 vibrations à la seconde, c'est-à-dire au  $la_3$ . Le tuyau accordé sur le  $la_3$  n'entre en résonance que pour cette note, il resterait à peu près silencieux si l'on présentait à son embouchure un autre diapason donnant par exemple le  $ré_2$ . C'est là un fait capital dont nous retrouverons l'analogie en T.S.F.

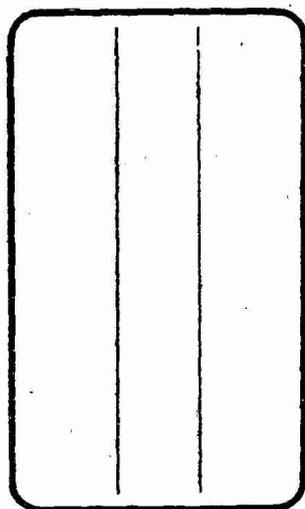


FIG. II-8-1. — Tuyau ouvert.

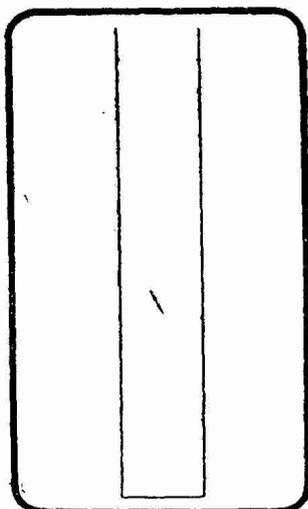


FIG. II-8-2. — Tuyau fermé.

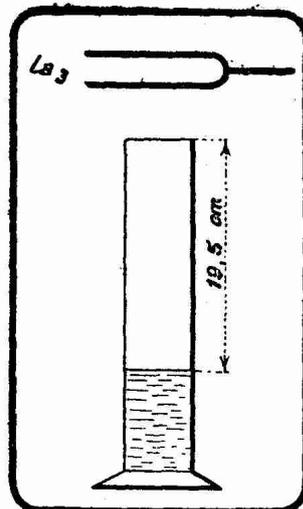


FIG. II-8-3. — Tuyau fermé en résonance sur le  $la_3$ .

Dans un tuyau vibrant, des expériences, sur la nature desquelles nous passerons, permettent de déceler l'existence d'ondes stationnaires (nœuds et ventres). Dans le cas d'un tuyau fermé, la présence d'un tel système d'ondes est évidente *a priori*, puisque nous avons des ondes rencontrant un obstacle, le fond du tuyau, et se réfléchissant sur lui. Les vibrations des tuyaux sont des vibrations longitudinales (variation de pression des diverses couches d'air perpendiculaires à l'axe du tuyau).

Soit un tuyau fermé de longueur  $L$  (fig. II-8-4). Lorsque l'on provoque des vibrations à l'entrée de ce tuyau, il devient le siège d'ondes stationnaires. Comme le fond du tuyau est rigide, ce fond correspond fatalement à un nœud, tout comme correspondait à un nœud le point B de la figure II-7-1. D'autre part, l'embouchure correspond à un ventre, puisque des expériences simples peuvent y déceler une forte agitation de l'air.

Entre le nœud du fond et le ventre de l'embouchure, il y a place :

- pour un autre nœud et un autre ventre (fig. II-8-5),
- pour deux autres nœuds et deux autres ventres (fig. II-8-6), etc.

A chacune de ces répartitions de nœuds et de ventres correspond un son différent ayant une longueur d'onde et par suite une hauteur distinctes.

La répartition de la figure II-8-4 correspond à ce que l'on appelle le son *fon-*

(1) Nous attaquons ici notre tuyau en faisant vibrer l'air de son embouchure à l'aide d'un diapason. Il y a d'autres méthodes d'attaque. En particulier dans le cas des tuyaux d'orgue, du flageolet, du sifflet, on fait vibrer l'air à l'embouchure en brisant un jet d'air comprimé contre l'arête aiguë d'une lame taillée en biseau appelée « lèvres ».

damental ou premier harmonique. Les répartitions des figures II-8-5 et II-8-6 donnent des harmoniques.

Nous avons vu précédemment que dans tout système d'ondes stationnaires, la distance entre un nœud et le ventre suivant était de  $\frac{\lambda}{4}$ .

Appelons  $\lambda_3$  la longueur d'onde du son donné par le tuyau dans le cas de la répartition de la figure II-8-4, on a :

$$L = \frac{\lambda_3}{4}$$

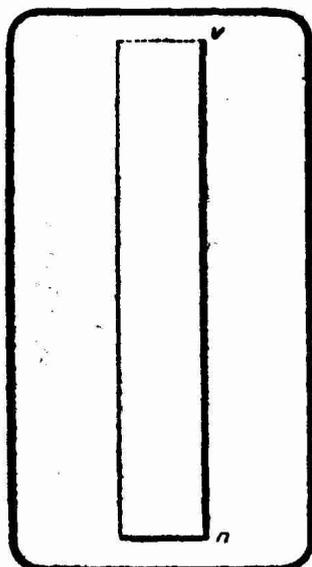


FIG. II-8-4. — Tuyau fermé donnant le son fondamental (harmonique 1) : un ventre et un nœud.

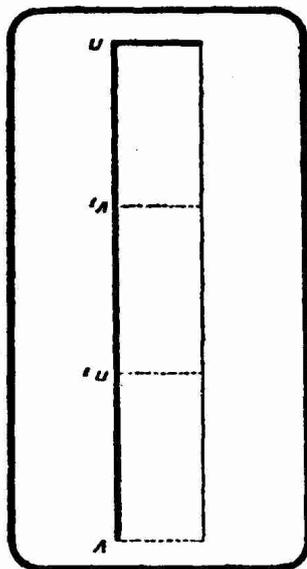


FIG. II-8-5. — Tuyau fermé donnant l'harmonique 3 : deux ventres et deux nœuds.

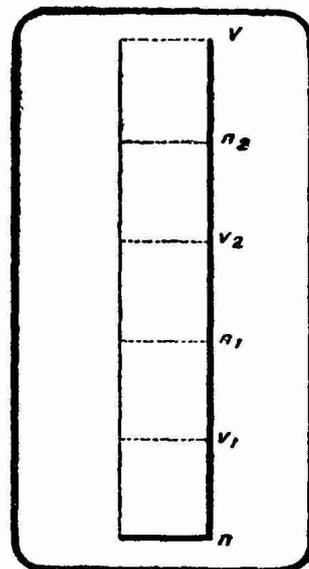


FIG. II-8-6. — Tuyau fermé donnant l'harmonique 5 : trois ventres et trois nœuds.

Si de même nous appelons  $\lambda_5$  la longueur d'onde du son donné par la répartition de la figure II-8-5, on aura :

$$L = \frac{3\lambda_5}{4}$$

En appelant  $\lambda_5$  la longueur d'onde du son correspondant à la répartition de la figure II-8-6, il vient :

$$L = \frac{5\lambda_5}{4}$$

et ainsi de suite.

En général, le tuyau fermé rend le son de longueur d'onde  $\lambda_{(2n-1)}$  pour lequel on a :

$$(1) \quad L = (2n - 1) \frac{\lambda_{(2n-1)}}{4}$$

$n$  étant un nombre variant de 1 à l'infini et donnant par conséquent toute la série des répartitions possibles de nœuds et de ventres.

D'après la formule classique  $\lambda = \frac{V}{f}$ , on a :

$$\lambda_{(2n-1)} = \frac{V}{f_{(2n-1)}}$$

$f_{(2n-1)}$  est la fréquence (hauteur) du son ayant pour longueur d'onde  $\lambda_{(2n-1)}$ .

En portant cette valeur  $\lambda_{(2n-1)}$  dans la relation (1), il vient :

$$L = (2n - 1) \frac{V}{4 f_{(2n-1)}}$$

d'où la formule dite des tuyaux fermés

$$f_{(2n-1)} = (2n - 1) \frac{V}{4L}$$

Nous en déduisons les lois des tuyaux fermés :

1° Un tuyau fermé donne un premier son de fréquence  $f = \frac{V}{4L}$  que l'on

appelle son fondamental ou premier harmonique ; puis des sons de fréquences  $3f, 5f, \text{etc.}$ , qui sont les harmoniques impairs de ce son fondamental.

2° La hauteur du son fondamental d'un tuyau fermé varie en raison inverse de sa longueur. Le son fondamental d'un tel tuyau, l'onde fondamentale de ce tuyau, a pour longueur quatre fois la longueur géométrique  $L$  du tuyau.

On dit : un tuyau fermé est accordé sur une onde égale à quatre fois sa longueur géométrique.

Par des raisonnements absolument analogues, on trouverait la relation dite des tuyaux ouverts :

$$f_n = 2n \frac{V}{4L}$$

qui donne les lois des tuyaux ouverts, lois qu'un amateur doit connaître :

1° Un tuyau ouvert donne un premier son de fréquence  $f = \frac{V}{2L}$  qui est

le son fondamental ou premier harmonique ; puis des sons de fréquences  $2f, 3f, 4f, \text{etc.}$ , c'est-à-dire la série complète des harmoniques.

2° La hauteur du son fondamental d'un tuyau ouvert varie en raison inverse de sa longueur. Le son fondamental d'un tuyau ouvert a pour longueur d'onde le double de la longueur géométrique du tuyau.

On déduit de cette dernière loi : un tuyau ouvert a le même son fondamental qu'un tuyau fermé de longueur moitié.

Nous avons rencontré dans ce paragraphe des définitions importantes. Il a été, en particulier, question de la *résonance d'un tuyau*. Ce phénomène de la résonance est général : tout corps présentant un état vibratoire peut transférer une partie de son énergie vibratoire à un deuxième corps pouvant osciller avec la même fréquence, c'est-à-dire *accordé* sur le premier. Nous retrouverons cette notion de résonance en électricité et en T.S.F., où elle est à la base de la réception.

REMARQUE. — Ce que nous venons de dire des tuyaux ouverts s'applique aux *cordes vibrantes*, avec les différences : 1° que les cordes vibrent transversalement et non longitudinalement ; 2° que dans les diverses répartitions de nœuds et de ventres, elles présentent des nœuds aux extrémités et non des ventres, et 3° que l'onde fondamentale dépend de la tension et de la masse de la corde.

### § 9. — Sons composés <sup>(1)</sup>.

Les sons simples, c'est-à-dire les sons correspondant à une pure sinusoïde, sont rares. On peut signaler comme sons simples ceux donnés dans certaines

(1) Un son auquel aucune fréquence musicale ne peut être assignée est un « bruit ». Les sons produits par des applaudissements, le froissement d'une feuille de papier, une machine à écrire en fonctionnement sont des bruits. Les bruits sont des associations très complexes de fréquences s'étendant sur une gamme beaucoup plus grande que les fréquences qui constituent les sons musicaux. Ils se caractérisent également par un amortissement beaucoup plus grand que les sons musicaux.

circonstances par les diapasons, les tuyaux d'orgue. Mais, dans la grande majorité des cas, un son n'est pas simple, il est *composé*. On appelle son composé un son résultant de la superposition de plusieurs sons simples.

La figure II-9-1 montre, dans cet ordre d'idées, la courbe de variation (trait plein) correspondant à un son composé d'une fondamentale de fréquence  $f$  (trait mixte) et de l'harmonique  $2f$  (trait ponctué). La courbe résultante est, on le voit, périodique (elle a la fréquence de la fondamentale), mais elle n'est pas sinusoïdale. Sa forme varie suivant l'amplitude des harmoniques. La figure II-9-2 montre ainsi l'influence d'un harmonique  $2f$  dont l'amplitude, au lieu d'être la moitié de celle de la fondamentale, en est les trois quarts.

Nous avons vu qu'un tuyau ouvert peut donner un son fondamental *ou* une série d'harmoniques. Bien mieux, un tel tuyau peut donner simultanément le son fondamental *et* quelques-uns des harmoniques.

Suivant le point de vue auquel on se place, le nombre et l'intensité des harmoniques qui forment un son composé sont considérés comme des défauts ou des qualités.

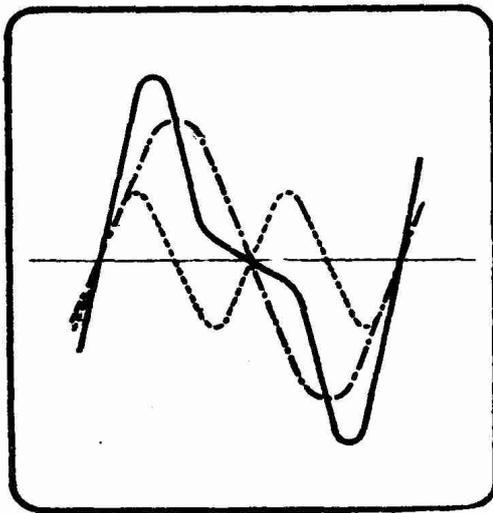


FIG. II-9-1. — Représentation graphique (trait plein) d'un son composé constitué par un fondamental (trait mixte) et par l'harmonique 2 (trait ponctué) d'amplitude  $1/2$ .

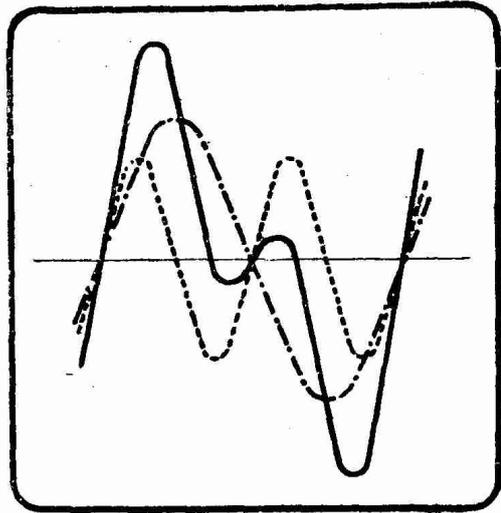


FIG. II-9-2. — Représentation graphique (trait plein) d'un son composé constitué par un fondamental (trait mixte) et par l'harmonique 2 (trait ponctué) d'amplitude  $3/4$ .

Les harmoniques jouent en musique <sup>(1)</sup> un rôle capital ; c'est le *dosage* des harmoniques accompagnant un son fondamental qui détermine ce que l'on appelle le timbre du son résultant. Par exemple, deux violons donnant la même note n'auront pas le même timbre. Ce sont les qualités du timbre qui font qu'un Stradivarius ou un Amati diffère d'un violon ordinaire.

Ce que nous venons de dire des violons peut se répéter au sujet des pianos et en général de tous les instruments de musique.

Tout ce qui précède concernant les harmoniques s'applique sans grande modification aux harmoniques qui accompagnent les émissions radiotélégraphiques et radiotéléphoniques ; on cherche alors à éviter la formation des harmoniques, de manière à ne pas encombrer inutilement l'éther.

(1) Ce que les violonistes et violoncellistes appellent « harmoniques » sont des vibrations des cordes de leurs instruments correspondant à une répartition de nœuds et de ventres plus compliquée que la répartition donnant le son fondamental (nœuds aux extrémités, ventre au milieu). Ces répartitions diverses sont produites par la création d'un nœud en un point de la corde différent de ses extrémités : pour ce faire, l'artiste pose simplement son doigt sur la corde sans l'appuyer contre le manche. La corde donne ainsi une note dont la fréquence est, suivant le point où le doigt touche la corde, deux, trois, quatre, cinq fois celle de la note qu'elle donne en vibrant « librement » sur toute sa longueur. Le mot harmonique est donc pris en musique avec le sens qu'il a en physique : vibration de fréquence multiple d'une vibration de base dite fondamentale.

Nos lecteurs peuvent dès maintenant se rendre compte qu'une antenne d'émission reliée à la terre, antenne qui vibre <sup>(1)</sup> à la manière d'un tuyau fermé, ne peut donner que l'onde fondamentale et des harmoniques impaires et d'autre part que les harmoniques ont des longueurs d'onde *inférieures* à celle de ladite onde fondamentale.

### § 10. — La voix humaine et les instruments de musique.

La retransmission de la voie humaine et de la musique étant le but que se propose la radiotéléphonie, quelques considérations sur la fréquence des sons produits par nos cordes vocales et les principaux instruments de musique peuvent être utiles.

La voix chantée d'homme s'étend du  $la_1$  au  $la_3$ ; la voix chantée de femme, de  $mi_2$  à  $ut_5$ ; par conséquent, les notes comprises entre  $mi_2$  et  $la_3$  sont communes aux deux sexes.

Voici les échelles musicales moyennes que recouvrent les diverses voix, avec les hauteurs des notes limites exprimées en nombre de périodes par

seconde <sup>(2)</sup> ( $f = \frac{1}{T}$ , T étant la durée d'une vibration complète) :

Basse,	de $mi_1$ (f = 81) à $ré_3$ (f = 290).
Baryton,	de $la_1$ (f = 108) à $fa_3$ (f = 345).
Ténor,	de $ré_2$ (f = 145) à $si_3$ (f = 488).
Contralto,	de $sol_2$ (f = 193) à $fa_4$ (f = 690).
Mezzo-soprano,	de $si_2$ (f = 244) à $la_4$ (f = 870).
Soprano,	de $ut_3$ (f = 258) à $ut_5$ (f = 1.034).

La voix humaine peut ainsi couvrir l'intervalle de  $mi_1$  (81 périodes par seconde) à  $ut_5$  (1.034 périodes par seconde). Ces limites ne sont pas absolues, en ce sens que certaines basses peuvent descendre jusqu'au  $fa_1$  (f = 43) et que des femmes ou des enfants peuvent donner le  $fa_5$  (f = 1.381). D'après W.-A. Mozart, une artiste de son temps, la Bastardella, aurait été capable de donner l' $ut_6$  (f = 2.068).

La voix parlée de chaque personne correspond à des sons fondamentaux graves ou aigus (voix d'homme ou de femme). Ces sons ne sont pas tous émis sur la même note, mais ils varient très peu en hauteur chez le même individu, n'embrassant qu'un demi-octave environ. Cette échelle de la voix parlée peut s'étendre légèrement dans certaines langues.

En général la fréquence de la voix parlée d'homme se place entre 100 et 160 périodes par seconde, celle de la voix parlée de femme entre 200 et 320 périodes par seconde.

La voix humaine est riche en harmoniques; la cavité bucco-pharyngienne en se déformant (action des joues, de la langue et des lèvres) *dose* littéralement les harmoniques des sons produits par la vibration des cordes vocales <sup>(3)</sup>. C'est un mécanisme de ce genre qui préside à la formation des voyelles; les voyelles diffèrent entre elles par les harmoniques qu'elles contiennent, le dosage des harmoniques se faisant automatiquement lorsque l'on connaît bien une langue. Ces harmoniques ne sont pas d'ailleurs répartis exactement de la même façon par chaque individu; d'où le timbre particulier à chacun de nous, timbre qui permet de reconnaître les personnes à leur voix.

Il était admis, jusqu'à ces dernières années <sup>(4)</sup> que la voix humaine ne recouvrait qu'une bande de fréquences s'étendant de 100 à 2.500 environ. Des recherches entreprises, en 1924, par F. Trendelenburg ont montré que certaines

(1) Electriquement, bien entendu.

(2) Voir le deuxième tableau de la page 32.

(3) Les cordes vocales ne vibrent que pour la production des voyelles, des diphtongues et des sons de transition. Les autres sons sont produits en chassant l'air à travers les lèvres plus ou moins écartées et déformées.

(4) En particulier dans la pupinisation des câbles téléphoniques.

voyelles comportaient des fréquences allant jusqu'à 4.000 et les consonnes chuintantes (ch, j) des fréquences plus élevées encore (5.000). Toutes ces fréquences contribuent à donner à une prononciation son caractère particulier.

Les instruments de musique produisent des sons dont les fréquences fondamentales varient entre l'*ut*<sub>2</sub> de l'orgue (tuyau de 32 pieds) et le *ré*<sub>7</sub> de la petite flûte (1).

Les pianos donnent du *la*<sub>2</sub> (f = 27,18) au *la*<sub>6</sub> (f = 3.480). Parmi les autres instruments à cordes nous citerons :

La contrebasse qui couvre du *fa*<sub>1</sub> (f = 43,15) au *si*<sub>2</sub> (f = 244);

Le violoncelle qui couvre de l'*ut*<sub>1</sub> (f = 64,65) au *fa*<sub>4</sub> (f = 690,5);

L'alto (viole) qui couvre de l'*ut*<sub>2</sub> (f = 129,3) au *ré*<sub>5</sub> (f = 1160);

Le violon qui couvre du *sol*<sub>2</sub> (f = 193,70) au *sol*<sub>6</sub> (f = 3099).

Outre les orgues qui donnent de l'*ut*<sub>2</sub> (f = 16,16) à l'*ut*<sub>6</sub> (f = 2068), les instruments à vent correspondent respectivement aux fréquences suivantes :

Le basson du *si bémol*<sub>1</sub> (f = 58,5) au *sol*<sub>4</sub> (f = 774);

La clarinette du *mi*<sub>2</sub> (f = 163) à l'*ut*<sub>6</sub> (f = 2068);

Le hautbois du *si bémol*<sub>2</sub> (f = 234,2) au *fa*<sub>4</sub> (f = 690,5);

La flûte de l'*ut*<sub>3</sub> (f = 258) au *ré*<sub>6</sub> (f = 2321);

La petite flûte de l'*ut*<sub>4</sub> (f = 517) au *ré*<sub>7</sub> (f = 4642);

Le cor anglais du *fa*<sub>2</sub> (f = 172,62) au *la*<sub>4</sub> (f = 870);

La trompette du *sol*<sub>2</sub> (f = 193,70) au *sol*<sub>4</sub> (f = 774);

Le trombone du *si*<sub>1</sub> (f = 61) au *si*<sub>3</sub> (f = 488,27);

Le cor de chasse du *la*<sub>1</sub> (f = 108,75) au *la*<sub>3</sub> (f = 435);

Les sept saxophones du *la*<sub>1</sub> (f = 54,375) du saxophone contrebasse au *sol*<sub>5</sub> (f = 1549) du saxophone soprano ;

Le tuba du *sol*<sub>1</sub> (f = 48,42) au *sol*<sub>3</sub> (f = 387,3)

Toutes les notes données par les divers instruments, sauf celles des orgues dans certaines conditions, sont naturellement accompagnées d'harmoniques dont le nombre et l'amplitude contribuent à donner à ces notes le timbre propre à chaque instrument. Dans la reproduction de ces notes dans le temps (enregistrement phonographique) ou dans l'espace (téléphonie avec et sans fil) toutes les harmoniques doivent être respectées si l'on désire que les timbres des voix et des instruments soient conservés.

On considère que, pour qu'une transmission de la parole soit bonne, il faut que cette transmission respecte les notes comprises entre 200 et 3.000 périodes par seconde ; pour une transmission de haute qualité de la parole et de la musique il faut pouvoir compter sur la bande 100-5.000 ; pour que cette même transmission soit de qualité parfaite, il faut respecter les notes de la bande 30-10.000.

## § 11. — Puissance d'une onde sonore (2).

Lorsqu'une onde sonore se propage dans un milieu quelconque la puissance rayonnée P à travers une unité de surface est proportionnelle au carré de la valeur efficace (3) p de la variation de pression que provoque le passage de

(1) Mais il y a des harmoniques qui entrent en jeu et qui se retrouvent jusque vers 8.000 ou 10.000 périodes.

(2) Ceux de nos lecteurs que la « mathématique » moderne des ondes sonores intéresserait se reporteront avec profit à l'ouvrage de M. Harvey Fletcher, directeur du laboratoire d'acoustique de la Bell Telephone Co, ouvrage intitulé « Speech and Hearing », Londres 1929.

(3) Nous avons vu qu'une onde sonore se transmet de proche en proche par variation de pression périodique (sinusoïdale dans le cas d'un son simple) des couches d'air successives dans la direction de la propagation. La pression dans une telle propagation est ainsi une fonction sinusoïdale du temps et présente une amplitude ou valeur maximum  $p_0$ . La valeur efficace d'une fonction sinusoïdale se déduit de sa valeur maximum en divisant cette dernière par  $\sqrt{2}$  (c'est-à-dire par 1,414) :

$$p = \frac{p_0}{\sqrt{2}}$$

Nous retrouverons cette notion de valeur efficace d'une fonction périodique sinusoïdale lorsque nous étudierons les courants électriques alternatifs (volts et ampères efficaces).

l'onde et inversement proportionnelle à la résistance  $r$  qu'offre, à la propagation des ondulations sonores, le milieu considéré.

$$P = \frac{p^2}{r}$$

$P$ ,  $p$  et  $r$  sont exprimés en unités CGS (voir livre IV) :  $P$  en ergs par seconde,  $p$  en baryes (dynes par  $\text{cm}^2$ ),  $r$  est égal au produit  $Vd$ ,  $V$  étant la vitesse de propagation, en centimètres par seconde, de l'onde dans le milieu de densité  $d$  (grammes par centimètre cube).  $V$  et  $d$  pour diverses substances sont données par le tableau de la page 37. Dans l'air à  $20^\circ$ , on a  $r = 41,5$  (en effet,  $V = 34.400$  cm/s et  $d = 0,00121$  g/cm<sup>3</sup>), dans l'eau  $r = 143.500$  (en effet,  $V = 143.500$  cm/s et  $d = 1$  g/cm<sup>3</sup>). Dans l'air on a donc

$$(1) \quad P = \frac{p^2}{415} \text{ microwatts}$$

$p$  étant exprimé en baryes.  $P$  exprime l'intensité physique du son considéré.

Dans le cas d'ondes sonores produites par la voix humaine, on peut déterminer la puissance  $P$  à travers une unité de surface située à une distance donnée de la bouche. Pour obtenir la puissance sonore totale de la parole il faut multiplier la valeur  $P$  par la surface d'une demi-sphère ayant un rayon égal à la distance considérée. La puissance sonore rayonnée dans une conversation ordinaire est, en moyenne et à 25 cm de la bouche, d'une dizaine de microwatts. Lorsque l'on parle aussi fort que possible, la puissance moyenne rayonnée atteint 1.000 microwatts (1); lorsque la voix tombe, sans toutefois être murmurée, la puissance est de l'ordre de 0,1 microwatt; un très faible murmure correspond à 0,001 microwatt. L'oreille apparaît donc comme un récepteur d'ondes sonores extrêmement sensible.

## § 12. — Seuil et limite supérieure d'audibilité.

La puissance sonore minimum audible, autrement dit le *seuil d'audibilité*, dépend de la fréquence du son simple écouté.

Voici, d'après les travaux de Wien, Lane, Fletcher, Kranz et Wegel, un tableau qui donne la puissance sonore minimum perceptible (seuil d'audibilité) pour la série des *ut* des physiciens (puissances de 2) émis dans l'air à  $20^\circ$  ( $r = 41,5$ ).

FREQUENCE $f$ en périodes/seconde	PRESSION EFFICACE $p$ en baryes	PUISSANCE SONORE MINIMUM en micromicrowatts
32	1,5	5400
64	0,12	35
128	0,021	1,06
256	0,0039	0,036
512	0,001	0,0024
1024	0,00052	0,00065
2048	0,00041	0,00040
4096	0,00042	0,00042
8192	0,0025	0,015
16384	0,13	41
18500	4,1	400.000

(1) La voix chantée produit une puissance rayonnée maximum plus grande encore : 1.000 à 30.000 microwatts. Les voix de ténors sont les plus puissantes; elles sont suivies de près par les voix de basses.

Au cours de l'exécution d'un morceau d'orchestre symphonique, la puissance instantanée varie pratiquement entre 1 microwatt et quelques dizaines de watts...

Chaque valeur de puissance de la colonne 3 ramenée en microwatts est égale à la valeur correspondante de la pression donnée colonne 2 divisée par 415, cela en application de la relation (1) de la page précédente.

La courbe A de la figure II-12-1, qui représente la variation du seuil d'audibilité, résume les indications de ce tableau qui correspond aux moyennes d'un grand nombre de mesures expérimentales.

On voit qu'il faut une puissance sonore près de un million de fois plus forte pour commencer à rendre audible un son de fréquence 64 que pour faire un son de fréquence 2.000 ou 3.000. Le maximum de sensibilité de l'oreille se trouve donc au voisinage de ces fréquences pour lesquelles elle est sensible à une vibration de l'air dont la puissance n'est que de quelques dix millièmes de micromicrowatt.

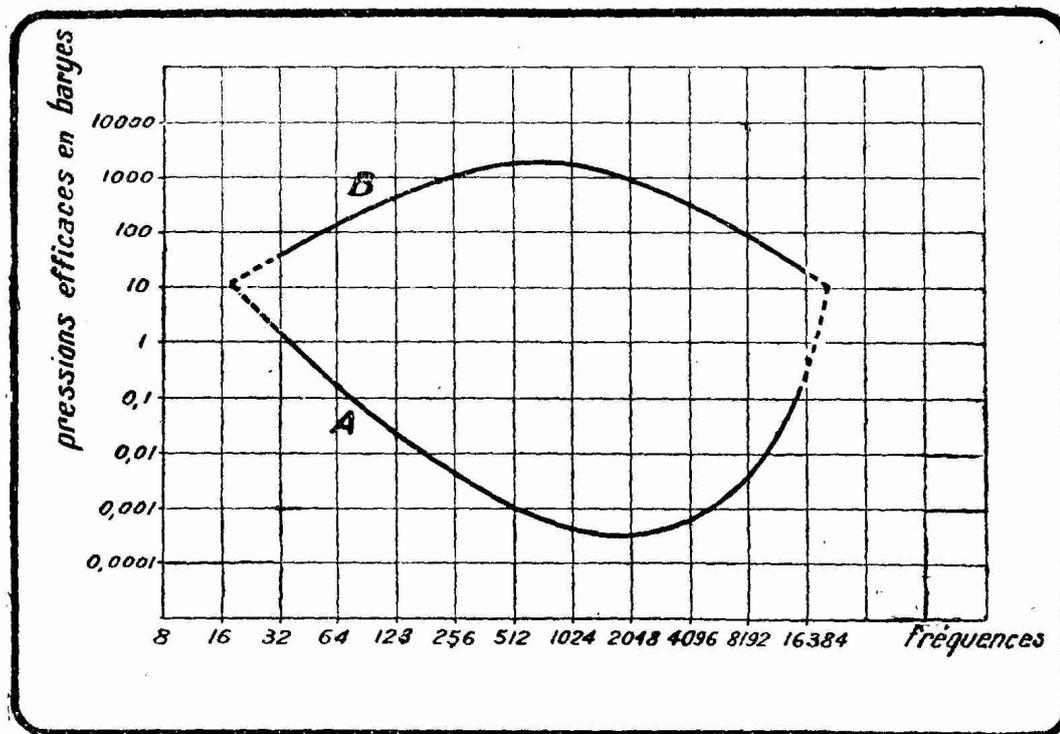


FIG. II-12-1. — Courbes de Wegel. La courbe A donne la variation du seuil d'audibilité, la courbe B la variation du seuil de sensation.

Les échelles logarithmiques (voir le sens de cette expression, note (1), page 53), employées en abscisses et en ordonnées permettent de représenter de très larges bandes de fréquences (8 à 16.384) et de pressions efficaces (0,0001 à 10.000 baryes). L'emploi de telles échelles se justifie ici par le fait que l'oreille retrouve les mêmes notes d'octave en octave et que la sensation auditive varie, nous allons le voir dans le paragraphe 13, comme le logarithme de l'excitation (ici pression efficace).

Que se passe-t-il si l'on augmente l'intensité du son ? Il arrive un moment où l'on n'entend plus le son : on le « sent » ; cette sensation (2) devient rapidement douloureuse et le mécanisme de l'audition peut être endommagé. On peut tracer figure II-12-1 la courbe B de variation du seuil de sensation comme on a tracé la courbe A de variation du seuil d'audibilité. La surface délimitée par les courbes A et B (qui ont été tracées en 1922 par R.-L. Wegel), définit l'ensemble des vibrations de l'air dont la fréquence et l'intensité sont telles que ces vibrations correspondent à un son perceptible par l'oreille dans les conditions normales d'audition (2).

(1) La nature de cette sensation varie avec la fréquence. Pour une fréquence moyenne on éprouve une sorte de chatouillement. Pour les fréquences basses (60 et en dessous), on sent une sorte de palpitation, de battement.

(2) Pour les fréquences très basses et les fréquences très élevées, c'est-à-dire aux points d'intersection des courbes A et B, il est difficile de distinguer si l'on sent un son ou si on l'entend. C'est pourquoi les parties terminales de A et de B ont été tracées figure II-12-1 en pointillé.

Ce qui précède permet de mettre quantitativement en lumière l'extraordinaire sensibilité de l'oreille. La pression atmosphérique est approximativement de 1.000.000 de baryes. Si cette pression subit une variation relative rapide (1.000 à 2.000 variations par seconde) de  $\frac{1}{2}$  milliardième, cette variation infime de pression est perceptible par l'oreille. Par contre, une variation de cette pression de 1 % est suffisante pour amener des désordres graves dans le mécanisme délicat de l'ouïe.

**§ 13. — Sensibilité de l'oreille aux variations de puissance sonore.**

L'oreille est très sensible à des variations de la fréquence d'une note musicale pure. Dans le cas d'une note dont la fréquence est de l'ordre de 400 ou 500 périodes, une différence de fréquence de 5 ou 6 périodes (1 %) peut être remarquée par une oreille normalement « musicienne ».

Il n'en va pas de même pour des variations de la puissance du son. Il faut une variation de cette puissance de l'ordre de 25 % pour qu'une différence d'intensité de l'audition soit observée par l'oreille.

Une façon très simple de mettre cette particularité physiologique de l'ouïe en évidence consiste à interpréter le code d'audibilité employé par les amateurs émetteurs (code « r »). Dans ce code, l'audibilité d'un signal est cotée de r1 à r10. r1 correspond à un son au seuil même de l'audibilité, tout juste perceptible, et r10 à un son trop fort, produisant une sensation douloureuse. La suite des cotes r1, r2, r3, r4, r5, r6, etc., correspond à des augmentations égales de l'intensité de l'audition. Si l'on recherche les puissances sonores qui produisent ces augmentations égales d'audibilité, on trouve une série de puissances en progression géométrique et non en progression arithmétique comme on aurait pu le penser. Nous voulons dire par là que si l'on désigne par P la puissance sonore produisant la sensation r1, on n'a pas la correspondance :

r1	r2	r3	r4	r5	r6	r7	r8	r9	r10
P	2P	3P	4P	5P	6P	7P	8P	9P	10P

mais la correspondance :

r1	r2	r3	r4	r5	r6	r7	r8	r9	r10
P	P <sup>2</sup>	P <sup>3</sup>	P <sup>4</sup>	P <sup>5</sup>	P <sup>6</sup>	P <sup>7</sup>	P <sup>8</sup>	P <sup>9</sup>	P <sup>10</sup>

La sensation varie comme le logarithme (1) de l'excitation, d'après une loi fondamentale de la psycho-physique (loi de Fechner).

De cette particularité physiologique de l'ouïe résulte une méthode spéciale d'évaluation du rapport de deux puissances sonores, méthode qui a été étendue à l'évaluation du rapport de deux puissances de courants électriques créés par des sons ou destinés à créer des sons (lignes téléphoniques, amplificateurs, etc.).

(1) Une définition élémentaire du logarithme est ici utile. Considérons une suite de nombres formant une progression arithmétique de raison 1 (chaque nombre est déduit du précédent par addition du nombre 1) :

0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11.....

Considérons maintenant une autre suite de nombre formant une progression géométrique de raison 10 (chaque nombre est déduit du précédent en multipliant ce nombre par 10) :

1 10 100 1.000 10.000 100.000 1.000.000

Chaque nombre de la première suite est dit le « logarithme dans le système à base 10 » du nombre correspondant de la seconde suite. Ainsi le logarithme de 100 est 2, celui de 10.000 est 4, etc. Il existe des tables dites « tables de logarithmes » qui donnent les logarithmes des nombres compris entre 1 et 10, entre 10 et 100, entre 100 et 1.000, etc. Le système de logarithmes à base 10 définit ce que l'on appelle les « logarithmes vulgaires ». On utilise en mathématiques un autre système de logarithmes, le système des « logarithmes naturels » ou « népériens » dont la base, que l'on désigne par e, est égale à 2.71828. Il y a une infinité de systèmes de logarithmes possibles puisqu'il y a une infinité de manières de former la seconde des suites dont il a été question précédemment. Pratiquement, on n'utilise guère que les systèmes à base 10 et à base e.

Pour passer d'un logarithme vulgaire au logarithme népérien, il faut multiplier ce

En 1924, les ingénieurs téléphonistes américains ont adopté une unité permettant d'évaluer les pertes ou les gains de puissance dans les lignes et appareils utilisés à la transmission électrique des sons. Cette unité, primitivement appelée *transmission unit* (unité de transmission) et qui s'écrivait symboliquement TU, a changé d'appellation en 1927, époque à laquelle le Congrès Electrotechnique International de Côme a décidé de lui donner le nom de *décibel* et le symbole *db*.

Voici la définition du décibel, ex-unité de transmission :

Deux puissances diffèrent de 1 décibel lorsqu'elles sont dans le rapport de  $10^{0.1}$ , c'est-à-dire de la racine dixième de 10, autrement dit 1,259 (1).

Deux puissances diffèrent de  $n$  décibels lorsqu'elles sont dans le rapport de  $10^{0.1n}$ .

En d'autres termes et d'après la définition des logarithmes, deux puissances  $P_1$  et  $P_2$  (puissances sonores ou électriques) diffèrent d'un nombre  $n$  de décibels donné par la relation :

$$(1) \quad n = 10 \log \frac{P_1}{P_2}$$

qui exprime que le nombre  $n$  de décibels, dont diffèrent deux puissances  $P_1$  et  $P_2$ , est égal à 10 fois le logarithme vulgaire du rapport de ces deux puissances.

Le tableau donne sur la correspondance de  $n$  et de  $\frac{P_1}{P_2}$  tous les renseignements désirables.

Le décibel, comme son nom l'indique, est le dixième d'une unité fondamentale, le *bel*, appelée ainsi en hommage à Graham Bell, l'inventeur américain du téléphone.

Le bel se définit donc de la manière suivante :

Deux puissances diffèrent de 1 bel lorsqu'elles sont dans le rapport de 10.

Deux puissances diffèrent de  $N$  bels lorsqu'elles sont dans le rapport de  $10^N$ . En d'autres termes, deux puissances  $P_1$  et  $P_2$  (puissances sonores ou électriques) diffèrent d'un nombre  $N$  de bels donné par la relation

$$N = \log \frac{P_1}{P_2}$$

logarithme vulgaire par l'inverse du logarithme vulgaire de  $e$ , autrement dit par le « module » 2,3026.

Une définition plus mathématique du logarithme se fait comme suit : considérons un nombre positif  $y$  et un nombre  $x$  (positif ou négatif) liés l'un à l'autre par la relation :

$$y = a^x$$

$a$  étant un nombre positif quelconque. On dit que  $x$  est le logarithme de  $y$  dans le système de « base  $a$  », et l'on écrit :

$$x = \log_a y$$

Si  $a = 10$  on a affaire aux logarithmes vulgaires, si  $a = e$  on est en présence des logarithmes népériens.

Dans la pratique, au lieu d'écrire le logarithme vulgaire (base 10) d'un nombre sous la forme  $\log_{10} N$ , on adopte l'écriture simplifiée  $\log N$ . De même le logarithme népérien d'un nombre  $N$  ne s'écrit pas  $\log_e N$ , mais  $\text{Log } N$ , ou même simplement  $L N$ .

Les logarithmes des nombres compris entre 0 et 1 sont négatifs. Ainsi, dans le système à base 10, on a :  $\log \frac{1}{10} = -1$ ,  $\log \frac{1}{100} = -2$ ,  $\log \frac{1}{1.000} = -3$ .

Dans certaines représentations graphiques, on utilise sur les axes de coordonnées non des échelles décimales, mais des « échelles logarithmiques ». Les graduations équidistantes des échelles décimales sont numérotées en progression arithmétique. Celles des échelles logarithmiques le sont en progression géométrique. Ainsi figure II-12-1, les axes de coordonnées sont gradués logarithmiquement, et la raison de la progression géométrique de numérotage des graduations équidistantes est de 2 en abscisses, de 10 en ordonnées.

(1) La plus petite variation de puissance sonore que l'oreille humaine puisse observer est de l'ordre de 1 décibel. On a pour cette raison donné quelquefois à l'unité de transmission, c'est-à-dire au décibel, le nom d'« unité d'audition ». Un décibel correspond, disons-nous, à un rapport de puissances de 1,259, ce qui justifie, soit dit en passant, l'affirmation du second alinéa du présent paragraphe (voir page 53).

Tableau facilitant l'application de la relation $n = 10 \log \frac{P_1}{P_2}$					
Décibels 1.	Rapport des puissances $\frac{P_1}{P_2}$	Décibels n	Rapport des puissances $\frac{P_1}{P_2}$	Décibels n	Rapport des puissances $\frac{P_1}{P_2}$
0	1,023	2	1,585	30	1.000
0,2	1,047	3	1,995	40	10.000
0,3	1,072	4	2,51	50	100.000
0,4	1,098	5	3,16	60	1.000.000
0,5	1,122	6	3,08	70	10.10 <sup>6</sup>
0,6	1,148	7	5,01	80	100.10 <sup>6</sup>
0,7	1,175	8	6,31	90	1.000.10 <sup>6</sup>
0,8	1,202	9	7,94	100	10.000.10 <sup>6</sup>
0,9	1,230	10	10	110	100.000.10 <sup>6</sup>
1	1,259	20	100	120	10 <sup>12</sup>

REMARQUE : Pour obtenir la correspondance d'un nombre quelconque de décibels, on décompose ce nombre en dixièmes, unités, dizaines et centaines et l'on multiplie les rapports ainsi trouvés. Par exemple, 26,8 db s'écrit 20+6+0,8 ; le rapport des puissances est de  $100 \times 3,98 \times 1,202 = 478,396$ .

Le décibel étant une unité plus commode que le bel, c'est ce sous-multiple qui est pratiquement employé.

Dans un circuit électrique, il est plus pratique de mesurer, donc de comparer, des tensions  $E_1$  et  $E_2$  ou des intensités  $I_1$  et  $I_2$  que des puissances  $P_1$  et  $P_2$ . Dans le cas de tensions, la relation (1) s'écrit

$$n = 20 \log \frac{E_1}{E_2} \text{ db}$$

Dans le cas d'intensités, on a de même :

$$n = 20 \log \frac{I_1}{I_2} \text{ db}$$

Supposons, par exemple, qu'un pick-up donne à ses bornes une tension de 1,2 volt et qu'un amplificateur, attaqué par ce pick-up, donne à sa sortie une tension de 110,4 volts. Le gain fourni par l'amplificateur est de :

$$n = 20 \log \frac{110,4}{1,2} \text{ db}$$

autrement dit :

$$n = 20 \log 92$$

Le logarithme de 92 étant 1,964, le gain est de :

$$n = 20 \times 1,964 = 39,28 \text{ db}$$

En gros, le gain fourni par l'amplificateur est de 40 db (1). On conçoit donc que le décibel permette de concrétiser par un nombre les performances d'un amplificateur.

Appliquons maintenant la notion de décibel à l'acoustique.

La quantité

$$a = 10 \log \frac{P}{P_0} \text{ db}$$

représente en acoustique la différence de niveau sonore des effets produits sur l'oreille par deux puissances sonores  $P$  et  $P_0$ , la puissance  $P_0$  étant prise comme

(1) Un tel gain correspond à un amplificateur très puissant, trop puissant même pour des auditions d'appartement.

niveau acoustique zéro. D'après ce qui a été dit page 51, à la fin du paragraphe 11, si l'on prend comme niveau acoustique zéro l'intensité sonore de paroles prononcées à puissance normale (10 microwatts), le niveau sonore de paroles prononcées le plus fortement possible (1.000 microwatts) sera de :

$$a = 10 \log 100 = + 20 \text{ db}$$

parce que  $\log 100 = 2$ .

On dit ici que le niveau sonore est de + 20 db parce qu'il s'agit d'une intensité sonore *supérieure* à l'intensité sonore de comparaison.

Le niveau sonore de paroles prononcées à voix basse (0,1 microwatt) sera, par rapport au niveau acoustique zéro choisi, de :

$$a = 10 \log \frac{1}{100} = - 20 \text{ db}$$

parce que  $\log \frac{1}{100} = - 2$ .

On dit ici que le niveau sonore est de - 20 db parce qu'il s'agit d'une intensité sonore *inférieure* à l'intensité sonore de comparaison.

On trouve de même que le niveau sonore d'un faible murmure sera de - 40 db.

La différence de niveau sonore de la bande d'intensités sonores couverte en pratique par la voix humaine, du murmure à la « grosse voix », est ainsi de 60 db. Dans une conversation normale les niveaux sonores extrêmes des sons émis sont à 21 db l'un de l'autre.

De tout cela ressort que lorsqu'il est question de décibels il faut avoir bien soin de spécifier quel est le niveau zéro choisi (\*).

Le *niveau d'audition* d'un son quelconque entendu par l'oreille peut se représenter par le nombre de décibels dont il est supérieur au seuil d'audibilité défini dans le paragraphe 12.

Ainsi voici, établie par la New York City Noise Abatement Commission, une liste des niveaux d'audition, exprimés en décibels, d'une série de sons et de bruits familiers comparés à un son tout juste audible pris comme niveau acoustique zéro.

NIVEAUX d'audition en db	EXEMPLES PRATIQUES D'INTENSITES	PUISSANCE en $\mu$ W rayonnée à travers 1 cm <sup>2</sup>
0 décibel	début de la perception sonore (courbe A, fig. II-12-1).	10 <sup>-10</sup>
10 décibels	bruissement de feuilles agitées par une brise douce.	10 <sup>-9</sup>
20 décibels	murmure moyen entendu à 1,20 m; jardin tranquille.	10 <sup>-8</sup>
30 décibels	niveau habituel des bruits dans une maison d'habitation de grande ville; violon entendu à 3,50 m.	10 <sup>-7</sup>
45 décibels	niveau des bruits dans une maison d'habitation très bruyante (pic pneumatique dans la rue).	3,165 × 10 <sup>-6</sup>
50 décibels	niveau habituel des bruits dans un bureau; salle de restaurant modérément calme.	10 <sup>-5</sup>
55 décibels	conversation ordinaire entendue à 1 mètre.	3,165 × 10 <sup>-4</sup>

(1) Le niveau zéro choisi dans les échelles en décibels varie d'une « spécialité » à l'autre et il est, en toutes circonstances, très important de le fixer... ne serait-ce que pour donner une signification aux nombres de décibels indiqués.

Pour les champs électriques, tels qu'on les observe et mesure en radioélectricité, on compte en décibels au-dessus du microvolt/mètre ou du millivolt/mètre. Dans les mesures de sensibilité des récepteurs de T.S.F., on utilise les décibels au-dessous de 1 volt.

Pour les téléphonistes, le niveau zéro est de 1 milliwatt. Dans la technique de la basse fréquence, le niveau zéro est de 6 milliwatts.

Pour les acousticiens, il existe huit niveaux zéro différents!

NIVEAUX d'audition en db	EXEMPLES PRATIQUES D'INTENSITES	PUISSANCE en $\mu$ W rayonnée à travers 1 cm <sup>2</sup>
65 décibels	automobile de tourisme passant à une distance de 5 à 15 mètres.	$3,165 \times 10^{-5}$
70 décibels	salle de restaurant très bruyante; équipe de dactylographes en action.	$10^{-3}$
72 décibels	trompe d'automobile (petit modèle) à 7 mètres (1).	$1,58 \times 10^{-3}$
75 décibels	camion automobile passant à une distance de 5 à 15 mètres.	$3,165 \times 10^{-3}$
80 décibels	bruit d'une rue très fréquentée; très puissante réception T. S. F. dans une pièce; grand orchestre dans une salle.	$10^{-2}$
85 décibels	niveau de bruit dans certaines usines; cuivres et tambours à 10 mètres.	$3,165 \times 10^{-2}$
95 décibels	passage d'une rame dans une gare souterraine de métropolitain.	0,3165
100 décibels	trompe d'automobile (grand modèle puissant) à 7 m.	1
110 décibels	tonnerre.	10
115 décibels	moteur d'avion à 5 mètres.	31,65
130 décibels	début de la sensation douloureuse (courbe B, fig. II-12-1).	1.000

(1) Pour obtenir les niveaux sonores à d'autres distances, on se souviendra que les intensités sonores varient comme l'inverse du carré de la distance. Ainsi la trompe d'automobile donnant 72 décibels à 7 mètres donne 6 décibels de plus à 3,50 m, 6 décibels de moins à 14 mètres et 12 décibels de moins à 28 mètres.



## LIVRE III

### COMPLÉMENTS A L'ÉTUDE DES MOUVEMENTS VIBRATOIRES

#### Mouvement vibratoire entretenu et mouvement vibratoire amorti

Supposons que nous disposions d'un pendule, constitué par une boule A suspendue par un fil à un point fixe s, et que nous déplaçons ce pendule de sa position d'équilibre. Nous allons obtenir de cette façon des oscillations autour de la position d'équilibre E (fig. III-1-1). Mais ces oscillations ne vont pas durer indéfiniment ; le mouvement tend à s'arrêter par suite des frottements de toutes sortes qui s'opposent à ce mouvement : frottement au point de suspension s, frottement de la boule et du fil sur l'air. Les oscillations diminuent d'amplitude d'une oscillation à l'autre, elles *s'amortissent*.

Pour que les oscillations durent indéfiniment, il faut compenser l'amortissement par une impulsion donnée au bon moment et dans le sens voulu. Dans le cas du pendule d'une horloge, cette impulsion, qui entretient le mouvement, est donnée par le mécanisme de l'échappement qui libère au profit du balancier une petite quantité de l'énergie emmagasinée par le ressort de l'horloge. Un balancier d'horloge effectue donc des oscillations *entretenu*, tandis qu'un pendule abandonné à lui-même accomplit des oscillations *amorties*. De même, un diapason ordinaire cesse, au bout d'un certain temps, de vibrer, à moins que son mouvement ne soit entretenu, électriquement, par exemple.

Le mouvement tend, dans le cas d'oscillations amorties, à s'arrêter d'autant plus vite que les frottements sont plus importants. Le mouvement oscillatoire est d'autant plus amorti qu'il cesse plus rapidement.

Munissons notre boule A d'une languette flexible et acérée l. Déplaçons d'un mouvement uniforme sous la boule A une plaque de verre enduite de noir de fumée. La plaque P est supposée rester constamment perpendiculaire au plan d'oscillation du pendule et à une distance constante de s (fig. III-1-2). La pointe de la languette l inscrit alors son mouvement sur la plaque.

Si le mouvement oscillatoire du pendule est entretenu, on obtient sur la plaque P une courbe de la forme de la figure III-1-3. Oe est l'axe des elongations (distances de la pointe de la languette à sa position d'équilibre). Ot est l'axe des

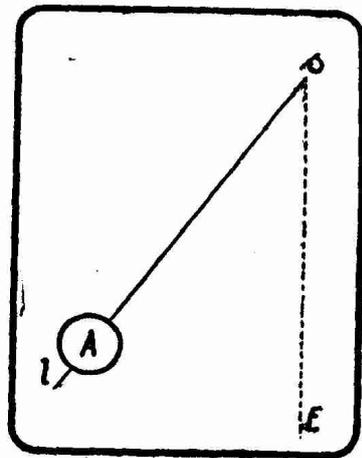


FIG. III-1-1. — Pendule sA déplacé de sa position d'équilibre sE.

temps <sup>(1)</sup>. Les longueurs  $T_1T_2$ ,  $T_2T_3$ , etc., sont égales à la période  $T$  du mouvement vibratoire. La sinusoïde obtenue représente la variation de l'élongation en fonction du temps.

Ce qui caractérise le mouvement entretenu, c'est que les amplitudes (élongations maxima de part et d'autre de 0) sont constantes <sup>(2)</sup>.

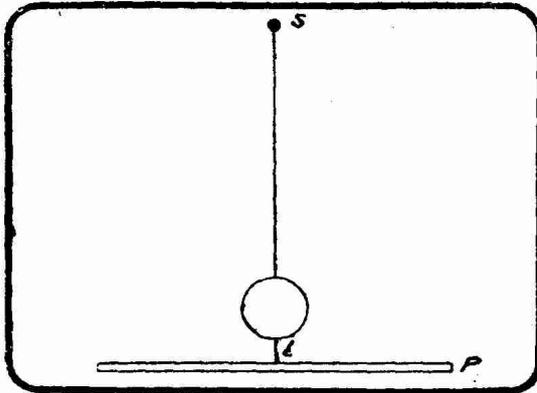


FIG. III-1-2. — La languette  $l$  inscrit les oscillations du pendule sur la plaque  $P$  enduite de noir de fumée.

Supposons, au contraire, que le pendule, écarté de sa position d'équilibre, oscille librement sans qu'il soit muni d'un dispositif d'entretien des oscillations. Le mouvement est amorti par les frottements que nous avons énumérés plus haut et auxquels vient s'ajouter le frottement de la languette  $l$  sur le verre.

On obtient sur la plaque de verre  $P$  une courbe du type de la figure III-1-4. A chaque oscillation, les amplitudes (élongations maxima) décroissent. Nous ne sommes plus en présence d'une fonction périodique proprement dite. Malgré tout, les élongations  $e$  sont nulles à des intervalles de temps égaux et l'on a :

$$T_1T'_2 = T_2T'_3 = \dots = T'$$

La quantité  $T'$  joue le rôle de la période dans le mouvement harmonique de la

figure III-1-3. On l'appelle quelquefois pour cette raison la *pseudo-période*.

Considérons les élongations maxima successives  $e_1$ ,  $e_2$ ,  $e_3$ , etc. Les rapports

$\frac{e_1}{e_2}$ ,  $\frac{e_2}{e_3}$ , etc. sont égaux dans un mouvement amorti donné ; autrement dit  $\frac{e_1}{e_2} = \frac{e_2}{e_3} = \frac{e_3}{e_4}$

les amplitudes successives décroissent en progression géométrique. Soit  $d$  la

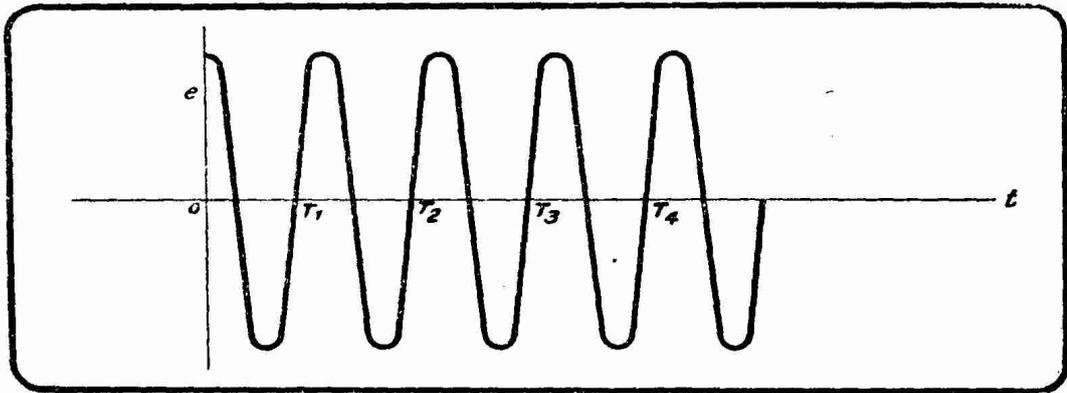


FIG. III-1-3. — Mouvement entretenu. Les amplitudes sont constantes.

valeur commune des rapports précédents. Dans un mouvement entretenu  $d = 1$ , dans un mouvement amorti  $d$  est plus grand que 1.

Le logarithme népérien <sup>(3)</sup> de ce rapport  $d$  s'appelle le *décroissement logarithmique*  $D$ . On a :

$$D = \text{Log } d$$

(1) C'est la droite tracée par la languette  $l$  lorsque le pendule reste immobile et que  $P$  se déplace.

(2) Dans le chapitre de l'acoustique, nous avons supposé avoir affaire à un mouvement entretenu. On peut, en effet, considérer comme présentant les caractéristiques d'un mouvement entretenu les vibrations d'un diapason, par exemple, pendant les deux ou trois premières secondes. Un tuyau d'orgue rend un son résultant de vibrations entretenues tant que l'air de la soufflerie y est admis.

(3) Pour la définition du logarithme népérien, voir la note de la page 53.

Pour un mouvement entretenu,  $D = 0$  ; un mouvement vibratoire est d'autant moins amorti que  $D$  est plus voisin de zéro.

Cette notion de décrément logarithmique est une notion dont nous n'aurons

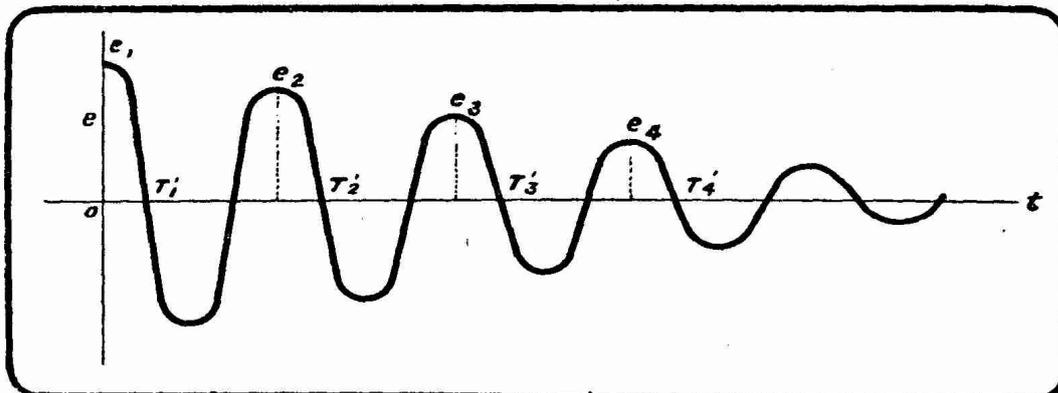


FIG. III-1-4. — *Mouvement amorti. Les amplitudes décroissent en progression géométrique.*

qu'assez peu à nous servir ; la théorie complète des ondes amorties ne peut d'ailleurs figurer dans cet ouvrage.

Nous avons supposé le pendule dans un milieu assez fluide pour qu'il oscille de part et d'autre de sa position d'équilibre après en avoir été écarté. Nous pouvons supposer que ce milieu est très visqueux (glycérine par exemple), ce qui augmente considérablement les frottements ; les oscillations ne se produiront pas : le pendule (fig. III-1-1), écarté alors de sa position d'équilibre E jusqu'en A par exemple, reviendra doucement à cette position d'équilibre sans la dépasser. On avait tout à l'heure un mouvement périodique, on se trouve maintenant en présence d'un mouvement *apériodique* représenté graphiquement sur la plaque P par la courbe de la figure III-1-5.

L'adjectif « apériodique », souvent utilisé en T.S.F., ne l'est pas toujours dans son vrai sens d'absence de période d'oscillation et, par suite, d'oscillations elles-mêmes. Si une antenne, une bobine de self étaient apériodiques dans le sens strict du terme, il ne pourrait y naître d'oscillations. Nous reviendrons d'ailleurs sur cette question au moment opportun.

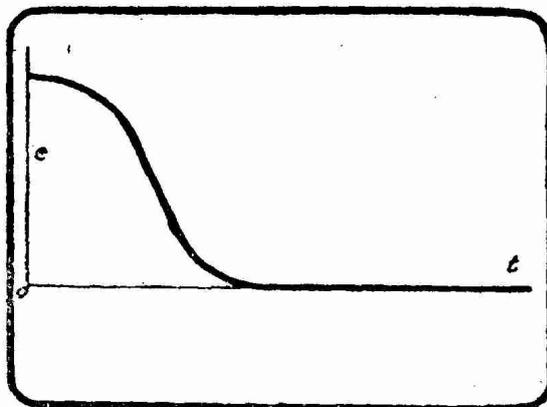


FIG. III-1-5. — *Mouvement apériodique. Il n'y a pas d'oscillations.*



## LIVRE IV

---

# Le système d'unités C. G. S. et les unités commerciales industrielles

---

Mesurer une grandeur (longueur, masse, temps, tension, intensité, etc.), c'est établir combien de fois cette grandeur en contient une autre que l'on appelle unité <sup>(1)</sup>. Ainsi, si l'on prend pour unité de longueur le mètre, on dira que la hauteur au-dessus du pavé de la flèche des Invalides à Paris est de 105 mètres, parce que cette hauteur est égale à 105 fois un mètre. Si l'on avait pris pour unité le centimètre, unité 100 fois plus petite que le mètre, on aurait trouvé pour mesure de la hauteur en question 10.500 centimètres. Il est inutile d'insister sur ce point.

Mais en physique et en particulier en T. S. F., on utilise dans une même formule des grandeurs diverses : des longueurs, des masses, des temps, des quantités d'électricité, etc. Prenons par exemple la formule simple précédemment examinée  $\lambda = VT$  donnant la longueur d'onde d'une ondulation dont la vitesse de propagation est  $V$  et la durée d'une oscillation  $T$ . Il est évident que si nous mesurons  $T$  en cinquièmes de seconde,  $V$  en mètres à la seconde, nous ne retrouverons pas pour  $\lambda$  le même *nombre* que si nous avons pris par exemple  $T$  en secondes et  $V$  en kilomètres à l'heure. Il faut donc que si nous supposons choisies l'unité de longueur et l'unité de temps, l'unité de vitesse soit déduite des deux autres de telle manière que si, dans la formule simple, considérée tout à l'heure, on exprime  $V$  en unités de vitesse et  $T$  en unités de temps, on trouve  $\lambda$  en unités de longueur.

Un système est dit *cohérent* lorsque toutes les grandeurs de ce système se déduisent de proche en proche de certaines grandeurs choisies comme fondamentales et ceci sans utilisation de facteurs étrangers. Ces grandeurs fondamentales, ces *unités irréductibles* sont généralement l'unité de longueur, l'unité de masse et l'unité de temps.

Ainsi donc, premier point, un système d'unités doit être cohérent.

La grandeur des unités irréductibles, d'autre part, doit être choisie de telle sorte que les coefficients qui figurent dans les formules adoptées comme fondamentales dans la constitution du système d'unités soient égaux à 1. Ces coefficients varient en effet suivant que l'on adopte un système d'unités ou un autre. Un système d'unités ainsi constitué s'appelle un *système d'unités absolues*.

On peut imaginer plus d'un système absolu et il en existe en fait plusieurs.

Signalons le système MTS (mètre, tonne-masse, seconde), qui adopte comme unités irréductibles le mètre (unité de longueur), la tonne (unité de masse), la

---

(1) Il ne faut pas confondre *unité* et *étalon*.

Une *unité* est une quantité définie théoriquement, indépendante de la température, de la pression et des autres conditions physiques.

Un *étalon* est la matérialisation d'une unité qu'il ne représente exactement que dans certaines conditions bien déterminées de température, de pression, etc.

seconde sexagésimale de temps moyen (unité de temps), unités qui répondent aussi bien que possible aux besoins actuels du commerce et de l'industrie.

La loi du 2 avril 1919, qui modifie les mesures légales françaises, indique, outre les valeurs des unités en système MTS, celles en système CGS. Ce système CGS (centimètre, gramme, seconde) est couramment employé par les physiciens de tous les pays ; ses trois unités irréductibles sont :

Unité de longueur : centimètre ;  
Unité de masse : gramme ;  
Unité de temps : seconde sexagésimale de temps moyen.

Sauf spécification contraire, les formules de la physique sont construites pour les unités du système CGS. Le système CGS s'étend naturellement à l'électricité. Mais, suivant la formule employée pour faire la liaison entre les phénomènes mécaniques et électriques, on tombe, ainsi que nous le verrons, sur deux systèmes CGS électriques différents : le système électrostatique CGS (uescgs) et le système électromagnétique CGS (uemcgs). On utilise également le système dit *pratique*, dont les unités sont bien connues de tous (volt, ampère, ohm, farad, etc.). Ce système n'est ni un système CGS, ni un système MTS (voir pages 179 et 180).

### § 1. — Le système C. G. S.

La définition des principales unités dérivées mécaniques du système CGS va nous remettre en mémoire quelques notions fondamentales.

*Unité de vitesse.* — C'est la vitesse uniforme de un centimètre par seconde. La vitesse de la lumière est, nous l'avons vu à propos de l'acoustique, de 300.000 kilomètres à la seconde. Cela donne  $3 \cdot 10^{10}$  unités CGS de vitesse (1). Cette unité CGS de vitesse n'a pas de nom particulier.

*Unité d'accélération.* — On appelle *accélération* l'augmentation de la vitesse dans l'unité de temps. L'unité d'accélération est donc l'accélération d'un mouvement dont la vitesse s'accroît d'une unité de vitesse dans l'unité de temps. Cette unité CGS d'accélération n'a pas de nom spécial.

On sait par exemple qu'un corps tombant dans le vide prend un mouvement uniformément accéléré. Si l'on fait l'expérience à Paris, au bout d'une seconde sa vitesse sera de 9,81 mètres à la seconde, c'est-à-dire 981 unités CGS de vitesse. A la fin de la seconde suivante, sa vitesse sera de deux fois 981 unités CGS, etc. L'accélération de la pesanteur à Paris est donc de 981 unités CGS. On désigne cette accélération par la lettre *g*.

*Unité de force.* — On appelle *force* toute cause susceptible de modifier l'état de repos ou de mouvement d'un corps. L'unité CGS de force est la force qui, appliquée à une masse de 1 gramme, imprime à cette masse une accélération de 1 unité CGS. Cette unité CGS de force prend le nom de *dyne*. Le poids de 1 gramme, c'est-à-dire l'effet de la pesanteur sur une masse de 1 gramme, imprime à cette masse une accélération de 981 unités CGS (2). Le poids de 1 gramme est donc une force de 981 dynes à Paris.

*Unité de pression.* — On appelle *pression* l'effet d'une force sur une surface. L'unité CGS de pression est la pression de une dyne par centimètre carré. Cette unité CGS de pression prend le nom de *barye*. La pression atmosphérique normale de 76 cm de mercure à 0° et sous l'accélération normale de la pesanteur correspond à  $1,013 \cdot 10^6$  baryes ou 1,013 mégabarye. La mégabarye est employée sous le nom de bar pour la mesure des pressions atmosphériques. Sous-multiple courant : le *millibar*.

(1) Pour la signification des puissances de 10 (comme  $10^6$ ,  $10^{-5}$ , etc.), le lecteur se reportera au tableau des multiples et sous-multiples décimaux de la page 67.

(2) Nous avons ici l'occasion de noter la différence entre le poids et la masse. Dans le langage courant, on a l'habitude de confondre les deux quantités et de parler de poids lorsqu'il s'agit en réalité de masse. La masse exprime la quantité de matière, le poids est la force correspondant à l'action de la pesanteur sur la masse.

*Unité de travail ou d'énergie.* — On appelle *travail d'une force* le produit de cette force par le déplacement de son point d'application, ce déplacement étant supposé se faire dans la direction de cette force. L'unité CGS de travail est donc le travail produit par l'unité CGS de force (dyne) déplaçant dans sa direction son point d'application de l'unité CGS de longueur (centimètre). On appelle l'unité CGS de travail l'*erg*.

On utilise souvent le multiple  $10^7$  de l'erg, que l'on appelle le *joule* <sup>(1)</sup>, car l'erg est très petit, comme sa définition le prouve. Le joule est l'*unité pratique* de travail :  $1 \text{ joule} = 10^7 \text{ ergs}$ .

Il est fait également usage du *kilogrammètre*, valant  $981.10^5$  ergs. C'est le travail effectué par une masse de 1 kilogramme tombant de 1 mètre.

*Équivalent mécanique de la chaleur.* — La chaleur est une forme dite dégradée de l'énergie. A un travail correspond toujours une certaine quantité de chaleur (frottement d'une corde développant une chaleur suffisante pour mettre le feu à la corde, échauffement d'une mèche de chignole perçant de l'ébonite, etc.). Il y a équivalence entre la chaleur et le travail. Cela veut dire que ce que l'on perd en travail, on le retrouve en chaleur ; comme sous cette forme l'énergie n'est pas récupérable avec un bon rendement, on a pris l'habitude de lui donner le nom de forme *dégradée*.

Si le travail se transforme en chaleur, la chaleur peut fournir du travail, c'est l'exemple classique de la machine à vapeur : pour la faire fonctionner, il faut brûler du charbon dans son foyer.

On mesure les quantités de chaleur en *grandes calories* et en *petites calories*. Une grande calorie est la quantité de chaleur nécessaire pour élever la température de 1 kilogramme d'eau de 0 à 1 degré. La petite calorie est le sous-multiple correspondant à  $1/1.000$  de grande calorie <sup>(2)</sup>.

Une grande calorie équivaut à  $426,5$  kilogrammètres ou  $418,4.10^8$  ergs. Une petite calorie équivaut par suite à  $4,184$  joules. On donne quelquefois au nombre  $4,184$  le nom d'*équivalent mécanique de la chaleur* <sup>(3)</sup> et on le désigne par la lettre J.

*Unité de puissance mécanique.* — On appelle *puissance* d'un moteur quelconque le travail que peut fournir ce moteur en une seconde. L'unité CGS de puissance est par conséquent la puissance d'un moteur pouvant effectuer un travail de 1 erg par seconde. Cette unité CGS de puissance ne possède pas de nom particulier.

L'unité pratique de puissance correspondant au joule est le *watt*. Un watt est la puissance d'un moteur donnant un travail de 1 joule ( $10^7$  ergs) par seconde. Multiple usuel : le *kilowatt* (kW), qui vaut  $1.000$  watts.

Comme autres unités de puissance, il faut connaître :

Le *cheval-vapeur* (ch), correspondant à un travail de  $75$  kilogrammètres à la seconde ou  $736$  joules par seconde. On a donc :  $1 \text{ ch} = 736 \text{ watts}$ .

Le *poncelet* équivalent à  $100$  kilogrammètres par seconde, c'est-à-dire  $981$  watts.

REMARQUE. — Dans l'industrie, on utilise d'autres unités de travail que celles que nous avons signalées tout à l'heure :

le *kilowatt-heure* est le travail effectué pendant une heure par une machine ayant une puissance de 1 kilowatt ;

le *cheval-heure* est le travail effectué pendant une heure par une machine dont la puissance est de 1 cheval.

(1) Le joule ainsi que le watt, unité de puissance que nous définissons plus loin, ont été adoptés sur la proposition de Sir William Siemens faite en 1882 devant l'Association britannique.

(2) En réalité, on définit la petite calorie sous le nom de *calorie normale* et on passe de là à la grande calorie. Mais ces considérations ne nous intéressent pas directement.

(3) Ici l'équivalent mécanique de la petite calorie.

Les tableaux de correspondance suivants facilitent les conversions d'une unité à l'autre :

NOM	ERG	JOULE	KILOGRAMMÈT. (pr g = 981)	GRANDE CALORIE	PETITE CALORIE
Erg.	1	$10^{-7}$	$1,02 \cdot 10^{-8}$	$2,4 \cdot 10^{-11}$	$2,4 \cdot 10^{-8}$
Joule.	$10^7$	1	0,102	$2,4 \cdot 10^{-4}$	0,24
Kilogrammètre (pour g = 981).	$981 \cdot 10^5$	9,81	1	$2,34 \cdot 10^{-3}$	2,34
Grande calorie.	$418,4 \cdot 10^8$	4184	426,5	1	1.000
Petite calorie.	$418,4 \cdot 10^6$	4,184	0,4265	0,001	1

NOM	C. G. S.	WATT	CHEVAL (pr g = 981)	PONCELET
C. G. S.	1	$10^{-7}$	$1,36 \cdot 10^{-10}$	$1,02 \cdot 10^{-10}$
Watt.	$10^7$	1	$1,36 \cdot 10^{-3}$	$1,02 \cdot 10^{-3}$
Cheval (pour g = 981).	$735,75 \cdot 10^7$	735,75	1	0,75
Poncelet.	$981 \cdot 10^7$	981	1,33	1

NOM	ERG	JOULE	KILOGRAMMÈTRE (pour g = 981)
Kilowatt-heure.	$36 \cdot 10^{12}$	$36 \cdot 10^5$	$366,372 \cdot 10^3$
Cheval-heure (pour g = 981).	$26,487 \cdot 10^{12}$	$26,487 \cdot 10^5$	$270 \cdot 10^3$

*Multiples et sous-multiples décimaux.* — On utilise couramment les multiples et sous-multiples décimaux des unités. Par exemple, on emploie le décimètre, le kilogramme, le kilowatt, le microfarad, le micromicrofarad, le millihenry, etc.

Le tableau suivant donne la signification des puissances de 10 courantes, ainsi que les préfixes correspondants :

PUISSANCE DE 10 par laquelle est multipliée l'unité	PREFIXE A METTRE AVANT le nom de l'unité	SYMBOLE A METTRE AVANT celui de l'unité
$10^6$ ou 1.000.000	méga	M
$10^5$ 100.000	hectokilo	hk
$10^4$ 10.000	myria	ma
$10^3$ 1.000	kilo	k
$10^2$ 100	hecto	h
$10^1$ 10	déca	da
$10^0$ 1	»	»
$10^{-1}$ 0,1	déci	d
$10^{-2}$ 0,01	centi	c
$10^{-3}$ 0,001	milli	m
$10^{-4}$ 0,000 1	décimilli	dm
$10^{-5}$ 0,000 01	centimilli	cm
$10^{-6}$ 0,000 001	micro	$\mu$
$10^{-7}$ 0,000 000 1	décimicro	$d\mu$
$10^{-8}$ 0,000 000 01	centimicro	$c\mu$
$10^{-9}$ 0,000 000 001	millimicro ou nano	$m\mu$ ou n
$10^{-10}$ 0,000 000 000 1	décimillimicro	$dm\mu$
$10^{-11}$ 0,000 000 000 01	centimillimicro	$cm\mu$
$10^{-12}$ 0,000 000 000 001	micromicro ou pico	$\mu\mu$ ou p

REMARQUE. — Dans le cas des unités de longueur, le millième de millimètre s'appelle le *micron*, le dix-millionième de millimètre ( $10^{-10}$  mètre) s'appelle le *tenth metre* ou *unité d'Angström*. Cette dernière unité est souvent employée dans la mesure des longueurs d'onde des courtes radiations électromagnétiques (rayons cosmiques,  $\gamma$  et X). Le symbole correspondant s'écrit Å.

## § 2. — Tableau général des unités commerciales et industrielles.

dressé en exécution de la loi du 2 avril 1919  
et du décret du 26 juillet 1919 (1).

(Les symboles des unités ont été imprimés en italiques afin de les distinguer des symboles caractérisant les multiples ou sous-multiples).

### I. — UNITÉS GÉOMÉTRIQUES

#### A. — Longueurs.

Unité principale : Mètre.

Définition : Longueur, à la température de 0 degré, du prototype international en platine iridié, qui a été sanctionné par la Conférence générale des Poids et Mesures, tenue à Paris en 1889, et qui a été déposé au Pavillon de Breteuil, à Sèvres (2).

Etalon : Copie n° 8 du mètre prototype international déposé au Conservatoire des Arts et Métiers.

(1) Journal officiel du 5 août 1919.

(2) Comme le mètre des Archives, sur lequel il a été copié, le prototype international est d'environ 0,2 mm inférieur à la dix-millionième partie de la distance du pôle boréal à l'équateur, définition première du mètre.

*Multiples et sous-multiples usuels*

Valeur en		Dénomination	Symbole	Valeur	
MTS	CGS				
1	10 <sup>3</sup>	Mégamètre.	Mm	1 000 000	m
		Kilomètre.	km	1 000	m
		Hectomètre.	hm	100	m
		Décamètre.	dam	10	m
		Mètre (1).	m	1	m
10 <sup>-2</sup>	1	Décimètre.	dm	1	m
		Centimètre (2).	cm	100	m
		Millimètre.	mm	1 000	m
		Micron.	$\mu m$ ou $\mu$	1 000 000	m
		Millimicron.	m $\mu$	1 000 000 000	m

*Unité transitoire.*

Unité : Mille marin.

Définition : Longueur moyenne de la minute sexagésimale de latitude terrestre.

Valeur : 1852 m.

S'emploie pour la mesure des longueurs marines.

*B. — Superficies.*

Unité : Mètre carré.

Définition : Superficie contenue dans un carré de 1 mètre de côté.

Valeur en		Dénomination	Symbole	Valeur	
MTS	CGS				
1	10 <sup>4</sup>	Kilomètre carré.	km <sup>2</sup>	1 000 000	m <sup>2</sup>
		Hectomètre carré.	hm <sup>2</sup>	10 000	m <sup>2</sup>
		Décamètre carré.	dam <sup>2</sup>	100	m <sup>2</sup>
		Mètre carré.	m <sup>2</sup>	1	m <sup>2</sup>
		Décimètre carré.	dm <sup>2</sup>	100	m <sup>2</sup>
		Centimètre carré.	cm <sup>2</sup>	10 000	m <sup>2</sup>
		Millimètre carré.	mm <sup>2</sup>	1 000 000	m <sup>2</sup>

*Mesures agraires.*

Hectare.	ha	100	a
Are.	a	1	dam <sup>2</sup> ou 100 m <sup>2</sup>
Céntiare.	ca	1	a ou 1 m <sup>2</sup>

*C. — Volumes.*

Unité : Mètre cube.

Définition : Volume contenu dans un cube de 1 mètre de côté.

Valeur en		Dénomination	Symbole	Valeur	
MTS	CGS				
1	10 <sup>6</sup>	Kilomètre cube.	km <sup>3</sup>	1 000 000 000	m <sup>3</sup>
		Mètre cube.	m <sup>3</sup>	1	m <sup>3</sup>
		Décimètre cube.	dm <sup>3</sup>	1 000	m <sup>3</sup>
		Centimètre cube.	cm <sup>3</sup>	1 000 000	m <sup>3</sup>
		Millimètre cube.	mm <sup>3</sup>	1 000 000 000	m <sup>3</sup>

(1) Unité principale. Base du système MTS.

(2) Base du système CGS.

Mesures de capacité pour les liquides, céréales et matières pulvérulentes.

Valeur en		Dénomination	Symbole	Valeur
MTS	CGS			
		Hectolitre.	hl	100 l
		Décalitre.	dal	10 l
		Litre (1).	l	1 dm <sup>3</sup>
		Décilitre.	dl	$\frac{1}{10}$ l
		Centilitre.	cl	$\frac{1}{100}$ l
		Millilitre.	ml	$\frac{1}{1\ 000}$ l ou 1 cm <sup>3</sup>
		Stère (2).	st	1 m <sup>3</sup>
		Décistère (2).	dst	$\frac{1}{10}$ st

D. — Angles.

Unité : Angle droit.

Définition : Angle formé par deux droites se coupant sous des angles adjacents égaux.

Valeur en		Dénomination	Symbole	Valeur
MTS	CGS			
		Angle droit.	D	1 D
		Grade.	gr	$\frac{1}{100}$ D
		Décigrade.	dgr	$\frac{1}{1\ 000}$ D
		Centigrade.	cgr	$\frac{1}{10\ 000}$ D
		Milligrade.	mgr	$\frac{1}{100\ 000}$ D
		Degré (3).	d ou °	$\frac{1}{90}$ D
		Minute d'angle.	'	$\frac{1}{60}$ d
		Seconde d'angle.	"	$\frac{1}{3\ 600}$ d

II. — UNITÉS DE MASSE.

Unité principale : Kilogramme.

Définition : Masse du prototype international en platine iridié, qui a été sanctionné par la Conférence générale des Poids et Mesures, tenue à Paris en 1889, et qui est déposé au Pavillon de Breteuil, à Sèvres (4).

Etalon : Copie n° 35 du kilogramme prototype international, déposé au Conservatoire national des Arts et Métiers.

(1) Le litre, défini par les métrologistes comme étant le volume d'une masse de 1 kg d'eau à 4° et sous la pression de 76 cm de mercure excède de moins de  $\frac{1}{30\ 000}$  le décimètre cube.

(2) S'emploie pour le mesurage des bois.

(3) Le symbole ° peut être employé quand la nature de l'unité considérée ne fait aucun doute, notamment lorsque l'angle exprimé comprend des minutes en même temps que des degrés.

(4) Comme le kilogramme des Archives, le prototype international du kilogramme excède d'environ 27 milligrammes la masse du décimètre cube d'eau prise à son maximum de densité, définition première du kilogramme.

Valeur en		Dénomination	Symbole	Valeur
MTS	CGS			
1	10 <sup>6</sup>	Tonne (1).	<i>t</i>	1 <i>t</i> ou 1 000 <i>kg</i>
		Quintal.	<i>q</i>	$\frac{1}{10}$ <i>t</i> ou 100 <i>kg</i>
10 <sup>-3</sup>	10 <sup>3</sup>	Kilogramme.	<i>kg</i>	$\frac{1}{1\,000}$ <i>t</i>
		Hectogramme.	<i>hg</i>	$\frac{1}{10\,000}$ <i>t</i> ou $\frac{1}{10}$ <i>kg</i>
		Décagramme.	<i>dag</i>	$\frac{1}{100\,000}$ <i>t</i> , ou $\frac{1}{100}$ <i>kg</i>
10 <sup>-6</sup>	1	Gramme (2).	<i>g</i>	$\frac{1}{1\,000}$ <i>kg</i>
		Décigramme.	<i>dg</i>	$\frac{1}{10\,000}$ <i>kg</i>
		Centigramme.	<i>cg</i>	$\frac{1}{100\,000}$ <i>kg</i>
		Milligramme.	<i>mg</i>	$\frac{1}{1\,000\,000}$ <i>kg</i>
		Carat (3).		2 <i>dg</i>

*Densité.*

*Unité* : Degré densimétrique.

*Définition* : La densité des corps s'exprime en nombres décimaux, celle du corps qui a la masse de 1 tonne sous le volume de 1 mètre cube étant prise pour unité.

L'eau privée d'air, à 4°, sous la pression d'une colonne de mercure de 76 cm de hauteur, a une densité égale à 1 (moins  $\frac{1}{30\,000}$  environ).

*Degré alcoométrique centésimal.*

Dans les transactions commerciales, le nombre de degrés alcoométriques d'un mélange d'alcool et d'eau pure à la température de 15° correspond au titre volumétrique centésimal de Gay-Lussac.

## III. — UNITÉS DE TEMPS.

*Unité principale* : Seconde.

*Définition* :  $\frac{1}{86\,400}$  du jour solaire moyen.

Valeur en		Dénomination	Symbole	Valeur
MTS	CGS			
		Jour.	<i>J</i>	86 400 <i>s</i>
		Heure.	<i>h</i>	3 600 <i>s</i>
		Minute.	<i>mn</i> ou <i>m</i> (5)	60 <i>s</i>
		Seconde (4).	<i>s</i>	1 <i>s</i>

## IV. — UNITÉS MÉCANIQUES.

## A. — Forces.

*Unité* : Sthène.

*Définition* : Force qui, en 1 seconde, communique à une masse égale à 1 tonne un accroissement de vitesse de 1 mètre par seconde.

(1) Base du système MTS. Unité principale.

(2) Base du système CGS. Unité principale.

(3) S'emploie dans le commerce des pierres précieuses.

(4) Base des systèmes MTS et CGS. Unité principale.

(5) Le symbole *m* peut être employé lorsqu'il ne saurait y avoir d'ambiguïté : par exemple, lorsque le temps exprimé comprend des heures, ou des secondes, en même temps que des minutes.

Valeur en		Dénomination	Symbole	Valeur	
MTS	CGS				
1	10 <sup>8</sup>	Kilosthène.	ksn	1 000 sn	
		Hectosthène.	hsn	100 sn	
		Décsthène.	dasn	10 sn	
		Sthène.	sn	1 sn	
				1	
				10	
		Décsthène.	dsn	1/10 sn	
				10	
		Centisthène (1).	csn	1/100 sn	
				100	
		Millisthène.	msn	1/1 000 sn	
				1 000	
10 <sup>-8</sup>	1	Dyne (2).		1/100 000 000 sn	

Unités transitoires.

Unité : Kilogramme-poids ou Kilogramme-force.

Définition : Force avec laquelle une masse égale à 1 kilogramme est attirée par la Terre.

Valeur en		Dénomination	Symbole	Valeurs pratiques (3)
MTS	CGS			
		Tonne-poids.	—	9,8 sn
		Kilogramme-poids.	—	0,98 csn
		Gramme-poids.	—	0,98 cmsn
		Milligramme-poids.	—	0,98 dyne

B. — Energie ou travail.

Unité : Kilojoule.

Définition : Travail produit par 1 sthène dont le point d'application se déplace de 1 mètre dans la direction de la force.

Valeur en		Dénomination	Symbole	Valeur
MTS	CGS			
1	10 <sup>10</sup>	Mégajoule (4).	MJ	1 000 kJ
		Kilojoule (5).	kJ	1 kJ
				1
	10 <sup>7</sup>	Joule.	J	1/1 000 kJ
				1 000
10 <sup>-10</sup>	1	Erg (6).		1/1 000 000 000 J

Unité transitoire.

Unité : Kilogrammètre.

Définition : Travail produit par 1 kilogramme-force dont le point d'application se déplace de 1 mètre dans la direction de la force.

Kilogrammètre. 9,8 J

C. — Puissance.

Unité : Kilowatt.

Définition : Puissance qui produit 1 kilojoule par seconde.

Valeur en		Dénomination	Symbole	Valeur
MTS	CGS			
1	10 <sup>10</sup>	Kilowatt (7).	kW	1 kW
				1
				10 kW
		Hectowatt.	hW	10 kW
				10
				1 kW
10 <sup>-3</sup>	10 <sup>7</sup>	Watt.	W	1/1 000 kW

(1) Mégadyne.

(2) Unité CGS.

(3) Les valeurs pratiques ci-dessous peuvent être employées dans toute la France continentale, avec une erreur inférieure à 1/1.000.

(4) 1 kilowatt-heure correspond à 3,6 mégajoules.

(5) Le « kilojoule international » diffère numériquement très peu du kilojoule.

(6) Unité CGS.

(7) Le « kilowatt international » diffère numériquement très peu du kilowatt.

## Unités transitoires.

**Cheval-vapeur** : Puissance correspondant à 75 kilogrammètres par seconde.

**Poncelet** : Puissance correspondant à 100 kilogrammètres par seconde.

Valeur en		Dénomination	Symbole	Valeur
MTS	CGS			
—	—	Poncelet.		0,98 kW
		Cheval-vapeur.		0,75 poncelet ou 0,735 kW

## D. — Pression.

**Unité** : Pièze.

**Définition** : Pression uniforme qui, répartie sur une surface de 1 mètre carré, produit un effort total de 1 sthène.

Valeur en		Dénomination	Symbole	Valeur
MTS	CGS			
1	10 <sup>4</sup>	Myriapièze.	mapz	10 000 pz
		Hectopièze (1).	hpz	100 pz
		Pièze.	pz	1 pz
		Centipièze.	cpz	$\frac{1}{100}$ pz
10 <sup>4</sup>	1	Barye (2).		$\frac{1}{10 000}$ pz

## Unité transitoire.

**Unité** : Kilogramme-poids par unité de surface.

**Définition** : Pression uniforme qui, répartie sur la surface prise pour unité, produit un effort total de 1 kilogramme-poids (3).

Valeur en		Dénomination	Symbole	Valeur
MTS	CGS			
—	—	kilogramme-poids :		
—	—	par mm <sup>2</sup>	—	0,98 mapz
—	—	par cm <sup>2</sup>	—	0,98 hpz
—	—	par dm <sup>2</sup>	—	0,98 pz
—	—	par m <sup>2</sup>	—	0,98 cpz

## V. — UNITÉS ÉLECTRIQUES (4).

## A. — Résistance électrique.

**Unité principale** : Ohm.

**Définition** : 1 milliard d'unités de résistance du système électromagnétique CGS.

**Etalon** : « Ohm international », résistance offerte à un courant invariable par une colonne de mercure, de section uniforme, prise à la température de 0°, ayant une longueur de 106,300 cm et une masse de 14,4521 g.

Valeur en		Dénomination	Symbole	Valeur
MTS	CGS			
10 <sup>7</sup>	10 <sup>9</sup>	Mégohm.	MΩ	1 000 000 Ω
		Ohm (5).	Ω	1 Ω
		Microhm.	μΩ	$\frac{1}{1 000 000}$ Ω

(1) L'hectopièze est employé parfois aussi, sous le nom de bar, pour la mesure des pressions barométriques.

(2) Unité CGS. 1 mégabarye égale 1 mégadyne par centimètre carré.

(3) La pression atmosphérique normale de 76 cm de mercure à 0° et sous l'accélération normale de la pesanteur (980,665 cm/s/s), fréquemment employée aussi comme unité de pression, correspond à 1,013 hectopièze, ou à 1,033 kilogramme-poids par centimètre carré.

(4) Voir livre VII, pages 177 et sq.

(5) 10 millions d'unités de résistance électromagnétique MTS.

## B. — Intensité de courant électrique.

Unité principale : Ampère.

Définition : 1 dixième de l'unité de courant du système électromagnétique CGS.

Représentation : « Ampère international », intensité du courant uniforme qui dépose, par seconde, 0,00111800 g d'argent, par électrolyse d'une solution aqueuse de nitrate d'argent.

Valeur en		Dénomination	Symbole	Valeur
MTS	CGS			
10 <sup>-5</sup>	10 <sup>-1</sup>	Kiloampère.	kA	1 000 A
		Ampère (1).	A	1 A
	Milliampère.	mA	$\frac{1}{1 000}$ A	
	Microampère.	$\mu$ A	$\frac{1}{1 000 000}$ A	

## C. — Force électromotrice ou différence de potentiel ou tension.

Unité : Volt.

Définition : Différence de potentiel existant entre les extrémités d'un conducteur dont la résistance est de 1 ohm, traversé par un courant invariable égal à 1 ampère.

Représentation : « Volt international », pratiquement égal à  $\frac{1}{1,0183}$  de la force électromotrice, à la température de 20°, de la pile au sulfate de cadmium.

Valeur en		Dénomination	Symbole	Valeur
MTS	CGS			
10 <sup>2</sup>	10 <sup>8</sup>	Volt.	V	1 V
		Millivolt.	mV	$\frac{1}{1 000}$ V
		Microvolt.	$\mu$ V	$\frac{1}{1 000 000}$ V

## D. — Quantité d'électricité.

Unité : Coulomb.

Définition : Quantité d'électricité transportée, pendant une seconde, par un courant invariable de 1 ampère.

Représentation : « Coulomb international », pratiquement égal à la quantité d'électricité qui correspond au dépôt électrolytique de 0,00111800 g d'argent.

Valeur en		Dénomination	Symbole	Valeur
MTS	CGS			
10 <sup>-5</sup>	10 <sup>-1</sup>	Kilocoulomb.	kC	1 000 C
		Coulomb.	C	1 C

## VI. — UNITÉS CALORIFIQUES.

## A. — Température.

Unité principale : Degré centésimal.

Définition : Variation de température produisant la centième partie de l'accroissement de pression que subit une masse de gaz parfait quand, le volume étant constant, la température passe du point 0 degré (température de la glace fondante) au point 100 degrés (température d'ébullition de l'eau), ces deux points répondant aux définitions qu'en ont données les Conférences générales des Poids et Mesures de 1889 et de 1913.

Représentation : Variation de température qui produit la centième partie de l'accroissement de pression que subit une masse d'hydrogène, quand, le volume restant constant, la température passe de celle de la glace fondante (0°) à celle de la vapeur d'eau distillée en ébullition (100°), sous la pression normale ; la pression atmosphérique normale est représentée par la pression d'une colonne de mercure de 760 mm de hauteur ayant la densité de 13,59593 et soumise à l'intensité normale de la pesanteur, mesurée par une accélération égale à 9,80665 en mètres et en secondes.

Dénomination	Symbole	Valeur
Degré centésimal.	°	1°

(1) 1 cent-millième de l'unité de courant du système électromagnétique MTS.

B. — *Quantité de chaleur.*

*Unité* : Thermie.

*Définition* : Quantité de chaleur nécessaire pour élever de 1 degré centésimal la température d'une masse de 1 tonne d'un corps dont la chaleur spécifique est égale à celle de l'eau à 15°, sous la pression de 1,013 hectopèse (pression atmosphérique normale).

Dénomination	Symbole	Valeur
Thermie.	<i>th</i>	1 <i>th</i>
Millithermie ou grande calorie.	<i>mth</i>	$\frac{1}{1\ 000}$ <i>th</i>
Microthermie ou petite calorie (1).	$\mu$ <i>th</i>	$\frac{1}{1\ 000\ 000}$ <i>th</i>
Frigorie (2).	<i>fg</i>	$\frac{1}{1\ 000}$ <i>th</i>

## VII. — UNITÉS OPTIQUES.

A. — *Intensité lumineuse.*

*Unité principale* : Bougie décimale. Symbole : *bd*.

*Définition* : Source d'intensité égale à 1/20 de celle de l'étalon Violle.

*Etalon* : Etalon Violle, source lumineuse constituée par une aire égale à celle d'un carré de 1 cm de côté, prise à la surface d'un bain de platine rayonnant normalement, à la température de la solidification, conformément aux décisions de la Conférence internationale des Electriciens, tenue à Paris en 1884, et du Congrès international des Electriciens, tenu à Paris en 1889.

*Représentation* : La bougie décimale est représentée pratiquement et d'une manière permanente par une fraction déterminée de la moyenne des intensités moyennes mesurées perpendiculairement à l'axe d'au moins cinq lampes à incandescence déposées au Conservatoire national des Arts et Métiers.

B. — *Flux lumineux (3).*

*Unité* : Lumen. Symbole : *lu*.

*Définition* : Flux lumineux émanant d'une source uniforme de dimensions infiniment petites et d'intensité égale à 1 bougie décimale, et rayonné, en 1 seconde (4), dans l'angle solide qui découpe une aire égale à 1 m<sup>2</sup> sur la sphère de 1 m de rayon, ayant pour centre la source.

C. — *Eclairement.*

*Unité* : Lux. Symbole : *lx*.

*Définition* : Eclairement d'une surface de 1 m<sup>2</sup> recevant un flux de 1 lumen, uniformément réparti.

*Multiple usuel* : Phot, valant 10 000 *lx*.

D. — *Puissance des verres d'optique.*

*Unité* : Dioptrie. Symbole :  $\delta$ .

*Définition* : Puissance d'un système optique dont la distance focale est de 1 mètre.

Outre les multiples et sous-multiples des unités qui figurent dans le tableau précédent, les suivantes sont fréquemment en usage dans les sciences :

(1) Pratiquement, la microthermie équivaut à 4,18 joules (ou à 0,426 kilogrammètre dans l'étendue de la France continentale).

(2) S'emploie dans les industries frigorifiques.

(3) Par analogie avec le flux calorifique de la théorie de Fourier, le flux lumineux est une quantité de lumière émise ou reçue en une seconde.

(4) Le flux lumineux étant une quantité de lumière émise ou reçue par seconde, les mots « en une seconde », répétés dans la présente définition du lumen, constituent un pléonasme et, dès lors, peuvent être négligés sans inconvénient.

Noms	Valeurs	Signes abréviatifs
Microgramme.	Millionième du gramme.	$\mu$
Microlitre.	Millionième du litre.	$\lambda$
Quadrant.	Quart du méridien terrestre.	$10^7$ m
Angström (1).	Dix-millionième du millimètre	$\text{Å}$
	<i>Monnaies, (loi du 25 juin 1928).</i>	
Franc.		fr
Centime.	Centième du franc.	c

Le franc se définit légalement par le poids d'or au titre de 900/10000 d'or fin qu'il représente.

Le franc établi par la loi de germinal an XI était constitué par un lingot d'or de 322,58 mg.

Le franc « Poincaré », défini par la loi du 25 juin 1928, contenait 65,5 mg. d'or.

Le franc de la loi du 1<sup>er</sup> octobre 1936 peut varier comme définition entre 43 et 49 mg d'or.

La loi du 1<sup>er</sup> juillet 1937 a supprimé toute attache entre le franc et l'or.

#### NOUVELLES DÉFINITIONS DES UNITÉS DEPUIS LE 7 MARS 1948

Les unités qui étaient utilisées jusqu'à ce jour étaient régies par la loi du 2 avril 1919 sur les unités de mesure ; par décret paru au *Journal officiel* du 7 mars 1948, certaines définitions viennent d'être modifiées. Nous donnons ci-dessous la liste de celles qui intéressent plus particulièrement nos lecteurs. Que ceux-ci se rassurent toutefois : les valeurs des quantités ne changent pratiquement pas, et le technicien pourra se servir aussi bien des nouvelles que des anciennes définitions pour tous les calculs qu'il pourra avoir à faire.

**Intensité de courant.** Unité : ampère ; symbole : A. — L'ampère est l'intensité d'un courant constant qui, maintenu dans deux conducteurs parallèles, rectilignes, de longueur infinie, de section circulaire négligeable, et placés à une distance d'un mètre l'un de l'autre dans le vide, produirait entre ces deux conducteurs une force égale à  $2 \times 10^{-10}$  sthène par mètre de longueur.

**Différence de potentiel, force électromotrice ou tension.** Unité : volt ; symbole : V. — Le volt est la différence de potentiel électrique qui existe entre deux points d'un fil conducteur transportant un courant constant de 1 ampère, lorsque la puissance dissipée entre ces points est égale à un watt, millième du kilowatt.

**Résistance.** Unité : ohm ; symbole :  $\Omega$ . — L'ohm est la résistance électrique qui existe entre deux points d'un conducteur lorsqu'une différence de potentiel constante de 1 volt, appliquée entre ces deux points, produit, dans ce conducteur, un courant de 1 ampère, ce conducteur n'étant le siège d'aucune force électromotrice.

**Quantité d'électricité.** Unité : coulomb ; symbole : C. — Le coulomb est la quantité d'électricité transportée en une seconde par un courant de 1 ampère.

On peut encore employer, comme unité de quantité d'électricité, l'ampère-heure qui vaut 3.600 coulombs, et représente la quantité d'électricité transportée en une heure par un courant de 1 ampère.

**Capacité électrique.** Unité : farad ; symbole : F. — Le farad est la capacité d'un condensateur électrique entre les armatures duquel apparaît une différence de potentiel électrique de 1 volt, lorsqu'il est chargé d'une quantité d'électricité égale à un coulomb.

**Inductance.** Unité : henry ; symbole : H. — Le henry est l'inductance électrique d'un circuit fermé dans lequel une force électromotrice de 1 volt est produite lorsque le courant électrique qui parcourt ce circuit varie uniformément à raison de 1 ampère par seconde.

**Flux magnétique.** Unité : weber ; symbole : Wb. — Le weber est le flux magnétique qui, traversant un circuit d'une seule spire, y produirait une force électromotrice de 1 volt, si on l'amenait à zéro en une seconde par décroissance uniforme. Le weber vaut  $10^8$  maxwells.

(1) Employé dans la mesure des longueurs d'onde.



## DEUXIEME PARTIE

---

# ELECTRICITE

---

Une bonne connaissance de l'électrotechnique générale est indispensable à qui veut entreprendre une étude rationnelle de la T.S.F. La radioélectricité est en effet une synthèse de la plupart des lois de l'électricité. Nous allons donc passer ces lois en revue aussi rapidement que possible, en ne perdant jamais de vue le côté pratique, suivant le programme que nous nous sommes tracé.

Il est classique de décomposer l'étude de l'électricité en deux parties : l'électrostatique, qui considère le fluide électrique à l'état d'équilibre (boule métallique isolée chargée d'électricité) et l'électrodynamique, qui envisage ce même fluide à l'état de mouvement (fil ou bobine parcourus par un courant électrique). L'électricité statique et l'électricité dynamique ne sont pas deux électricités différentes, mais bien deux manifestations différentes du fluide électrique.

Nous aurons surtout à nous occuper de l'électrodynamique et c'est à son étude que nous réserverons le plus de place. Cependant, l'électrostatique ne doit pas nous rester tout à fait étrangère et nous aurons l'occasion d'en dire quelques mots au sujet des condensateurs.

Notre principal objectif étant l'électromagnétisme, nous consacrerons un chapitre spécial aux phénomènes magnétiques proprement dits.

Les machines électriques (dynamos, moteurs, alternateurs, etc.) quoique n'intéressant pas directement l'amateur, seront l'objet d'une présentation générale afin de donner satisfaction aux nombreux professeurs qui utilisent cet ouvrage comme livre de cours.

Nous consacrerons d'importants développements au courant alternatif, dont les lois dominent l'étude de la haute fréquence.

---



## LIVRE V

---

# Courant continu

---

### CHAPITRE PREMIER

#### DEFINITIONS FONDAMENTALES

Une manière très simple d'expliquer les phénomènes électriques élémentaires est de se servir de ce qu'on appelle les *analogies hydrauliques*. Dans ces analogies hydrauliques, on compare un courant électrique continu à un courant liquide circulant dans une conduite. Il ne faut voir là qu'une sorte de moyen mnémotechnique et non pas une théorie sur la nature du fluide électrique.

#### § 1. — Quantité d'électricité. Coulomb.

De même qu'un courant liquide transporte en un temps donné une certaine quantité d'eau que l'on mesure en *litres*, un courant électrique transporte en un temps donné une quantité d'électricité que l'on mesure en *coulombs*. Dans le même ordre d'idées, on dit communément qu'un récipient contient tant de litres d'eau ; on dit de même en électricité qu'une masse métallique isolée renferme tant de coulombs.

Le coulomb est l'unité *pratique* de quantité d'électricité. Cette unité dont la définition exacte, précise, fait appel à des connaissances que nous ne voulons pas faire intervenir pour le moment <sup>(1)</sup>, est utile pour définir les unités d'intensité employées en électricité.

#### § 2. — Potentiel. Tension.

Un courant d'eau est produit par une dénivellation ou une différence de pression entre deux plans. A cette différence de hauteur ou de pression, cause du courant liquide, peut être comparée la *différence de potentiel*, cause du courant électrique. En hydraulique, les différences de hauteur se mesurent en mètres ; en électricité, les différences de potentiel se mesurent en *volts*. Nous définirons le volt tout à l'heure.

De même qu'en hydraulique on n'utilise que des *différences* de hauteur, en électricité on ne considère que des différences de potentiel. C'est à ces différences de potentiel que l'on donne le nom de *tensions*.

Comme l'on convient de compter les hauteurs à partir du niveau de la mer, on convient le plus souvent de comparer les potentiels électriques au potentiel de la terre que l'on prend pour potentiel zéro. On peut d'ailleurs toujours se fixer à volonté la valeur du potentiel en un point mais en un seul, les potentiels des autres points s'en déduisant par différence. En hydraulique, l'on se fixe ce que l'on appelle le *plan de comparaison*, à partir duquel se comptent les hauteurs.

---

(1) Voir le chapitre IV : « Notions d'électrochimie », pages 106 et sq.

L'analogie se poursuit encore. En hydraulique, le courant d'eau provoqué par une dénivellation a lieu dans un sens tel que l'écoulement se fasse du niveau le plus élevé au niveau le plus bas. On admet en électricité que le *pôle positif* d'une source de courant correspond au niveau électrique le plus élevé ; l'autre pôle de la source prend le nom de *pôle négatif*. On a ainsi fixé *arbitrairement* un sens du courant électrique. On dit que le *courant va du + au — extérieurement à la source*. En d'autres termes, on est convenu que le courant électrique correspond à un transport d'électricité positive. Ce sens est appelé le *sens classique* du courant électrique. Nous verrons plus tard, en étudiant la lampe à trois électrodes, qu'il semble que ce sens classique eût été mieux choisi si l'on avait adopté le sens inverse, c'est-à-dire si l'on avait convenu de dire que le courant électrique s'établit du — vers le + extérieurement à la source. Quoi qu'il en soit, nous adopterons dans la suite cette hypothèse du sens classique tel que nous venons de le définir.

Les tensions se mesurent à l'aide d'instruments appelés *voltmètres*, sur lesquels nous reviendrons plus tard.

### § 3. — Intensité.

On définit en hydraulique le débit comme étant le nombre de litres (quantité d'eau) passant en une seconde dans une conduite. De manière analogue, on définit en électricité l'*intensité* d'un courant comme étant mesurée par le nombre de coulombs (quantité d'électricité) passant dans le conducteur pendant une seconde. Si  $Q$  est la quantité d'électricité passant en  $t$  secondes, l'intensité  $I$  sera donnée par :

$$Q = It \quad (\text{Loi de Pouillet}).$$

Cette intensité d'un courant électrique se mesure en *ampères*. Par définition, l'ampère est l'intensité d'un courant débitant un coulomb par seconde. C'est l'unité *pratique* d'intensité. Le symbole de l'ampère est la lettre  $A$ .

On utilise souvent en T. S. F. le millième d'ampère ou *milliampère* qui s'écrit symboliquement  $mA$ . Le débit moyen d'une source de tension d'anode alimentant un changeur de fréquence secteur moderne est de l'ordre de 60 milliampères.

L'appareil qui sert à mesurer l'intensité d'un courant est un *ampèremètre* : si la graduation d'un tel appareil est faite en milliampères, on se trouve en présence d'un *milliampèremètre*. Il est bon de ne pas s'habituer à dire un « milli », car, comme dans tous les cas où l'on utilise un préfixe seul, cela peut prêter à confusions.

De l'ampère dérive une unité de *quantité d'électricité* très fréquemment employée dans l'industrie électrique ; c'est l'*ampère-heure*. C'est la quantité d'électricité débitée par un courant de 1 ampère pendant une heure. Comme en une seconde un ampère transporte un coulomb, en une heure ou 3.600 secondes, ce courant de 1 ampère transporte 3.600 coulombs. Un ampère-heure correspond donc à 3.600 coulombs. L'ampère-heure est l'unité industrielle de quantité d'électricité.

Dire qu'un accumulateur a une capacité de 40 ampères-heure (Ah) pour une décharge en 10 heures, veut dire qu'en 10 heures on peut demander à l'accumulateur un débit correspondant à un écoulement total de  $40 \times 3.600 = 14.400$  coulombs.

### § 4. — Travail fourni par un courant électrique.

Lorsqu'une quantité d'eau  $Q$  tombe de la hauteur  $H$  à la hauteur  $H'$ , le travail fourni est de :

$$T = Q (H - H')$$

Ainsi le travail produit par la chute de 1 litre d'eau (1 kilogramme d'eau) tombant de la cote 50 m à la cote 45 m est de :

$$T = 1 (50 - 45) = 5 \text{ kilogrammètres.}$$

C'est le principe des usines hydrauliques.

De même, en électricité, lorsque la quantité d'électricité  $Q$  exprimée en coulombs subit une chute de potentiel de  $P$  à  $P'$  volts, le travail fourni est :

$$(1) \quad T = Q (P - P')$$

Si les quantités d'électricité sont exprimées en coulombs et les différences de potentiel en volts, le travail s'obtient en *joules*. Nous avons déjà rencontré et défini le joule qui est l'*unité pratique* de travail. Nous voyons que le joule est le travail fourni par une chute de potentiel de 1 volt subie par un coulomb ; c'est également le travail nécessaire pour porter un coulomb du potentiel  $P$  volt au potentiel  $P + 1$  volt.

Si l'on désigne la différence de potentiel  $P - P'$  par la lettre  $E$ , la relation (1) s'écrit :

$$T = QE$$

Nous avons vu dans le paragraphe 3 que l'on a  $Q = It$ . Par suite,

$$(2) \quad T = EIt$$

$I$  étant l'intensité de courant,  $E$  sa tension,  $t$  la durée de l'opération.  $E$  étant exprimé en volts,  $I$  en ampères,  $t$  en secondes, on trouve  $T$  en joules.

### § 5. — Puissance d'un courant électrique.

Rappelons que la puissance est le travail en une seconde. L'expression de la puissance est donc d'après (2) :

$$(3) \quad W = \frac{T}{t} = EI$$

La puissance d'un courant continu est le produit de l'intensité de ce courant par la différence de potentiel produisant ce courant.

L'*unité pratique* de puissance est le *watt* qui, ainsi que nous l'avons vu, correspond à un joule par seconde. Le watt est la puissance d'un courant de 1 ampère sous une différence de potentiel de 1 volt.

Considérons une lampe de T. S. F. dont le filament consomme 0,7 ampère sous 4 volts. La puissance exigée par la lampe sera donc de 2,8 watts.

Prenons maintenant une lampe à consommation réduite dont le filament n'exige que 0,06 ampère sous 4 volts. La puissance consommée par une telle lampe sera de 0,24 watt, c'est-à-dire plus de 11 fois plus faible que dans le cas précédent.

Comme autre application, prenons le cas d'une lampe d'émission dont le circuit d'anode est alimenté sous 1.500 volts et une intensité de 50 milliampères (0,050 ampère). La puissance de l'alimentation anodique du poste émetteur, on dit plus brièvement la puissance anodique, sera donc de  $1.500 \times 0,050 = 75$  watts.

REMARQUE. — L'unité industrielle de travail ou d'énergie électrique n'est pas le joule, mais le kilowatt-heure. C'est l'énergie absorbée par un moteur, par exemple, d'une puissance de 1 kilowatt fonctionnant pendant une heure. Les compteurs électriques enregistrent les kilowatts-heure. Ainsi un moteur électrique qui exige pour son fonctionnement 5 kilowatts de puissance, absorbe en 1 heure 5 kilowatts-heure, et si l'on utilise ce moteur pendant 6 heures, le compteur enregistrera une dépense d'électricité de 30 kilowatts-heure.

## CHAPITRE II

## LOI D'OHM

## § 6. — Enoncé. Résistance électrique.

La loi d'Ohm a été démontrée théoriquement en avril 1826 par Ohm (1), qui avait appliqué la loi de conductibilité thermique de Fourier à la conductibilité électrique. La démonstration expérimentale, la vérification de la théorie d'Ohm a été faite en 1837 par Pouillet.

La théorie de la loi d'Ohm sortant nettement de notre cadre, nous nous contenterons de l'énoncé élémentaire suivant :

*On trouve expérimentalement que, dans un conducteur (fil métallique cylindrique par exemple), l'intensité I du courant est proportionnelle à la tension E aux extrémités de ce conducteur.*

On peut écrire  $I = \frac{E}{R}$  expression dans laquelle le coefficient R, qui dépend

essentiellement du conducteur choisi, est ce que l'on appelle la *résistance*. C'est la loi d'Ohm sous sa forme simple.

La relation précédente s'écrit :

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

Ces trois formules permettent de calculer l'une des quantités I, R et E lorsque deux d'entre elles sont données.

L'*unité pratique* de résistance est l'*ohm*. On a établi un étalon de l'ohm, tout comme il existe un étalon pour le mètre et le kilogramme. L'« ohm international » est la résistance offerte à un courant invariable par une colonne de mercure de section uniforme, prise à la température de 0°, ayant une longueur de 106,300 cm et une masse de 14,4521 g (2).

L'ohm étant défini, nous pouvons définir le volt : différence de potentiel existant entre les extrémités d'un conducteur dont la résistance est de 1 ohm, traversée par un courant invariable, égal à 1 ampère.

Le symbole de l'ohm est la lettre  $\Omega$ . On utilise comme multiple de l'ohm, le *mégohm*, qui vaut un million d'ohms ( $10^6$  ohms) et dont le symbole est  $M\Omega$ . Le sous-multiple, le *microhm*, est également employé. Le microhm vaut un millionième d'ohm ( $10^{-6}$  ohm) : son symbole est  $\mu\Omega$ .

La loi d'Ohm est en T.S.F. d'amateur d'un usage très fréquent.

En général, on utilise en T.S.F. des enroulements résistants ou des bâtonnets d'aggloméré résistants partout où il s'agit d'obtenir à partir d'un certain point d'un circuit une *chute de tension E*. Ces dispositifs sont appelés communément *résistances*. On crée cette chute de tension E en introduisant au point

considéré du circuit une résistance R telle que  $R = \frac{E}{I}$ , I étant l'intensité qui traverse la résistance.

(1) Le docteur G. S. Ohm, physicien allemand, vécut dans la première moitié du XIX<sup>e</sup> siècle. Ses recherches sur le courant électrique enregistrées dans son ouvrage fondamental : *Théorie mathématique des courants électriques*, passèrent à l'époque (1827) totalement inaperçues. Il fallut les travaux de Pouillet et de Desprets pour les mettre en lumière. La traduction française de l'ouvrage d'Ohm, due à Gauguain, date seulement de 1860.

(2) Décision du Congrès de Londres de 1908.

La tension  $E$ , ce que nous avons appelé la chute de tension, est tout simplement la tension qui apparaît aux bornes de la résistance  $R$  lorsque cette résistance est traversée par le courant  $I$ .

Nous verrons dans le chapitre suivant l'influence de  $I$  sur le dimensionnement de  $R$ .

Considérons, par exemple, le cas où l'on dispose d'une source de tension (accumulateurs) de 4 volts à l'aide de laquelle on désire alimenter le filament d'une lampe de T.S.F. exigeant 2 volts 0,1 ampère. Il faut donc absorber 2 volts, produire une chute de tension de 2 volts dans un enroulement de fil résistant dont la valeur  $R$  est :

$$R = \frac{E}{I} = \frac{2}{0,1} = 20 \text{ ohms}$$

Pour obtenir la même chute de tension de 2 volts dans le cas d'une autre lampe du type 2 volts consommant 0,2 ampère au lieu de 0,1 ampère, il faudrait prendre :

$$R = \frac{2}{0,2} = 10 \text{ ohms } (2)$$

Ces deux valeurs de résistance peuvent s'obtenir avec une même résistance variable (rhéostat) de valeur maximum 20 ou 25 ohms et dont on règle convenablement la position du curseur sur l'enroulement.

Nous trouverons dans la suite de nombreuses applications de cette loi fondamentale.

On doit savoir qu'il est parfois fait usage de l'inverse de la résistance ; c'est la *conductance*  $G$  et l'on a :

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

La conductance  $G$  se mesure *en inverses* d'ohms que l'on appelle logiquement *mhos*. Ainsi, une résistance de 1/10 d'ohm correspond à une conductance de 10 mhos. C'est Lord Kelvin qui a créé cette unité de conductance.

### § 7. — Calcul de la résistance d'un conducteur.

La loi d'Ohm telle que nous l'avons écrite ( $I = \frac{E}{R}$ ) est simplifiée en ce

sens que le coefficient  $R$ , que nous avons appelé la résistance, représente le quotient de la longueur du conducteur par sa section, quotient multiplié lui-même par un coefficient dépendant de la nature du conducteur. On a :

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

$l$  et  $s$  étant respectivement la longueur et la section du conducteur (supposé de section uniforme dans toute sa longueur),  $\rho$  (2) le coefficient dépendant de la nature du conducteur.

On voit par cette formule que la résistance d'un fil est d'autant plus élevée qu'il est fin et d'autant moins élevée qu'il est court.

Si nous plaçons bout à bout (en série) deux fils de résistance  $R$ , nous obtiendrons un conducteur de résistance double (même section, mais longueur double). Si, au contraire, nous mettons ces fils côte à côte (en parallèle), nous obtiendrons un fil de résistance moitié, puisque nous avons en somme multiplié la section offerte au passage du courant par 2.

(1) On se rend compte, par conséquent, qu'il ne suffit pas, pour le calcul d'un rhéostat, d'indiquer la chute de tension que l'on désire obtenir (la tension à absorber), mais qu'il faut, en plus, préciser avec quelle intensité l'on travaille.

(2) Lettre grecque  $\rho$ .

Le coefficient  $\rho$ , qui est une caractéristique de la matière constituant le conducteur, s'appelle la *résistivité*. L'inverse de  $\rho$ ,  $c = \frac{1}{\rho}$ , est la *conductivité*, elle correspond à la conductance ; on l'emploie dans certains calculs où il est besoin d'un diviseur et non d'un multiplicateur.

On définit comme suit la résistivité d'un corps : la résistance d'un fil par unité de longueur et de section (centimètre et centimètre carré).

La résistivité  $\rho$  s'exprime donc en *ohms/centimètre carré par centimètre* ou plus simplement en *ohms/centimètre*.

La classique discrimination des corps en *conducteurs* et *isolants* se traduit plus exactement de la manière suivante : il n'y a pas à proprement parler de corps isolants parfaits, c'est-à-dire de corps ayant une résistivité infinie ; plus la résistivité d'un corps sera grande, meilleures seront ses propriétés isolantes ; au contraire, plus la résistivité d'un corps est faible, meilleures seront ses propriétés conductrices.

Les résistivités des corps bons conducteurs étant faibles (métaux), on exprime dans les tables ces résistivités en *microhms/centimètre*.

CONDUCTEURS ELECTRIQUES INDUSTRIELS	RESISTIVITES EN microhms/centimètre
Argent .....	1,45
Cuivre électrolytique recuit .....	1,54
Bronze phosphoreux télégraphique .....	1,6
Cuivre industriel .....	1,75 (1)
Or .....	2,0
Fil bimétallique Martin .....	2,67
Aluminium pur recuit .....	2,9
Laiton (66 % de cuivre, 34 % de zinc) .....	5,5
Bronze phosphoreux téléphonique (98 % de cuivre, 2 % d'étain) ..	5,6
Tungstène à froid .....	6 à 8
Platine recuit .....	9,0
Fer pur .....	9,06
Fil de fer ordinaire .....	11,4
Nickel .....	11,9
Bronze d'aluminium à 10 % .....	12,31
Etain .....	13,18
Fil d'acier .....	15,8
Fusibles (30 % d'étain, 70 % de plomb) .....	16
Acier des rails de chemin de fer .....	18
Plomb .....	20,7
Maillechort (60 % de cuivre, 25 % d'étain, 15 % de nickel) .....	30
Constantan (60 % de cuivre, 40 % de nickel) .....	50
Tungstène (incandescent à 2000°-2300°) .....	70 à 90
Ferro-nickel (74 % de fer, 25 % de nickel, traces de carbone) ....	80
Mercure .....	94,076
Cuivre à 30 % de manganèse .....	100,6
Nickel-chrome .....	110

Au contraire, les résistivités des corps isolants sont très élevées ; on exprime ces résistivités en mégamégohms/centimètre.

ISOLANTS INDUSTRIELS	RESISTIVITES EN mégamégohms/centimètre
Air sec .....	Infinie pratiquement
Quartz fondu .....	5.000.000
Paraffine .....	34.000
Ebonite .....	28.000
Gomme laque .....	9.000
Porcelaine à 50° .....	2.150
Caoutchouc vulcanisé (à 15°) .....	1.450
Gutta-percha de bonne qualité .....	450
Mica .....	84

(1) Valeur la plus usuelle ; les valeurs limites sont 1,6 et 2,1.

ISOLANTS INDUSTRIELS	RESISTIVITES EN mégamégohms/centimètre
Huile de transformateur .....	5
Acajou paraffiné .....	4
Bakélite ordinaire .....	0,2
Celluloid .....	0,04
Fibre rouge .....	0,005
Presspahn .....	0,0005
Ivoire .....	0,0002

Lorsque l'on porte dans la formule  $R = \rho \frac{l}{s}$  une valeur de  $\rho$  exprimée en microhms/centimètre et que l'on désire obtenir R en ohms, il faut avoir bien soin de multiplier cette valeur par  $10^{-6}$  puisque 1 microhm est égal à  $10^{-6}$  ohm. Les quantités l et s sont exprimées en centimètres et centimètres carrés.

Soit, par exemple, à déterminer la résistance d'un fil de cuivre présentant une longueur de 100 mètres et un diamètre de 10/10 de millimètre. Nous

appliquons la formule  $R = \rho \frac{l}{s}$  dans laquelle  $\rho = 1,5 \cdot 10^{-6}$  (nous sommes en présence d'un fil de cuivre dont la résistivité est de 1,5 microhm/centimètre),  $l = 10^4$  centimètres,  $s = \pi \cdot (0,05)^2 = 0,00785$  cm<sup>2</sup>. On trouve :

$$R = \frac{1,5 \cdot 10^{-6} \cdot 10^4}{0,00785} = \frac{1,500}{785} = 1,91$$

La résistance de notre fil de cuivre de 100 mètres de long et de 1 millimètre de diamètre est ainsi de 1,91 ohm.

Les bobines utilisées en T.S.F. sont faites en fil de cuivre ; pour les ondes courtes, on utilise du fil assez gros (10/10 millimètre par exemple) enroulé en général sur des cartons de 3 centimètres de diamètre, ce qui donne 9,4 centimètres de fil au tour. Une bobine de 25 tours aura dans ces conditions une résistance de l'ordre de 4,49/100 d'ohm. On retiendra donc dès maintenant que les bobines d'accord utilisées en T.S.F. ont une résistance ohmique faible.

**§ 8. — Influence de la température sur la résistance.  
Superconducteurs.**

La résistivité des métaux et des alliages (1) augmente avec la température. Ainsi le tungstène qui constitue les filaments des lampes de T.S.F. et des lampes à incandescence, présente à froid une résistivité de 6 à 8 microhms/centimètre et à chaud (2.000° à 2.300° centésimaux) une résistivité de 70 à 90 microhms/centimètre.

La résistivité à 0 degré étant  $\rho_0$ , la résistivité  $\rho$  à t degrés sera :

$$\rho = \rho_0 (1 + \alpha t)$$

$\alpha$  est le coefficient de température.

Le tableau donne les valeurs de  $\alpha$  pour quelques conducteurs usuels :

Aluminium	39.10 <sup>-4</sup>
Argent et cuivre industriel	40.10 <sup>-4</sup>
Cuivre électrolytique	41.10 <sup>-4</sup>
Fer pur	55.10 <sup>-4</sup>
Maillechort	3,6.10 <sup>-4</sup>

(1) Les liquides non métalliques, le charbon de cornues, les bâtonnets de magnésium, les filaments de carbone des lampes à incandescence ont une résistivité qui diminue quand la température augmente.

Nickel	62.10 <sup>-4</sup>
Or	37.10 <sup>-4</sup>
Plomb	42.10 <sup>-4</sup>
Platine-argent (33 % platine, 67 % argent)	3,4.10 <sup>-4</sup>
Constantan	— 0,1 à 0,1.10 <sup>-4</sup>

La résistivité des isolants diminue lorsque la température augmente. Ainsi le caoutchouc utilisé dans les câbles présente à 0° une résistivité de 32.000 mégamégohms/centimètre, résistivité qui, à 24°, tombe à 7.500 mégamégohms/centimètre.

Aux très basses températures (1) la résistivité des métaux se comporte de manière très intéressante. Kamerlingh Onnes (2), un des « maîtres du froid » de l'Université de Leyde, a montré que la résistivité de certains métaux disparaît au voisinage du zéro absolu et que celle d'autres métaux passe par un minimum, c'est-à-dire décroît puis croît à nouveau, la température continuant à diminuer.

Ainsi le mercure prend brusquement une résistivité extrêmement faible aux environs de 4,19° K (3) : le mercure est devenu à ce moment un *superconducteur* (4). Dans un fil métallique en état de superconductivité, on ne peut constater de différence de potentiel entre les extrémités de ce fil lorsqu'à circule un courant électrique : la résistance est nulle en effet. Si l'on relie entre elles les extrémités du fil, le courant continue, pendant un temps notable (quelques jours), à circuler dans le circuit fermé, sans force électromotrice, ainsi constitué. Dans un superconducteur enfin, on ne constate pas d'effet Joule (5).

### § 9. — Force électromotrice. Résistance intérieure des sources.

Soit un circuit électrique simple (fig. V-9-1) comprenant une source de courant S produisant de l'énergie électrique et une résistance R absorbant cette énergie.

Parcourons le circuit dans le sens de la flèche I, c'est-à-dire dans le sens classique du courant. Du pôle + au pôle — en passant par R, on trouve une chute de potentiel  $e$  et, en supposant négligeables les résistances des connexions reliant la résistance à la source, on a :

$$e = RI$$

Entre ces mêmes pôles, mais cette fois en passant par la source, on trouve du — au + une *augmentation* de potentiel dans le sens du courant. Cette augmentation de potentiel est due à la source qui peut être assez exactement comparée à une pompe hydraulique élevant de l'eau d'un niveau inférieur à un niveau supérieur. *C'est cette augmentation de potentiel qui crée la tension entre les bornes de la source.*

Les génératrices d'énergie électrique (piles, accumulateurs, etc.) sont donc également des génératrices de tension. *On appelle cette cause productrice de tension la FORCE ÉLECTROMOTRICE de la source.* On dit par abréviation *f.é.m.*

Le sens de la f.é.m. est celui dans lequel elle élève le potentiel à l'intérieur de la source. La f.é.m. à l'intérieur de la source est donc dirigée des potentiels

(1) La température la plus basse que l'on puisse théoriquement réaliser est de  $-273^{\circ}$  centésimaux. Cette température limite est dite celle du *zéro absolu*. A cette température, tous les gaz sont solidifiés. Le zéro absolu n'a pratiquement jamais été encore atteint. Le Hollandais K. H. Keesom l'a approché de  $1,5^{\circ}$  en solidifiant l'hélium en 1926.

(2) En liquéfiant l'hélium, Kamerlingh Onnes disposa pour la première fois (10 juillet 1908) d'une température de  $-269^{\circ}$ .

(3) Si l'on compte les températures à partir du zéro absolu, on se trouve en présence des *températures absolues*. Ainsi la température de l'eau bouillante dans les conditions normales de pression atmosphérique est de  $100^{\circ}$  ; en degrés absolus, cette température sera donc de  $373^{\circ}$  ( $273+100=373$ ). Les degrés absolus sont appelés aussi degrés Kelvin (ou degrés K) en l'honneur de l'illustre physicien anglais à qui l'on doit une définition rigoureuse de la température absolue. Ainsi,  $4,19^{\circ}$  K correspondent à une température de  $-268,81^{\circ}$  ordinaires.

(4) La superconductivité s'observe aussi pour le plomb, l'étain, etc.

(5) Production de chaleur par le passage d'un courant électrique (voir chapitre III).

les plus bas aux potentiels les plus élevés. Ce sens est indiqué sur la figure V-9-1 par la flèche E.

Lorsque le circuit de notre source est ouvert, c'est-à-dire lorsque la source ne débite pas, f.é.m. et tension ont même valeur :  $e = E$ .

Supposons que nous fermions le circuit sur la résistance R, il naît un courant I. La f.é.m. produit bien aux bornes de la source une différence de potentiel E, mais cette source a une résistance propre r que l'on appelle *résistance intérieure*. Il y a donc une chute de potentiel rI. La tension aux bornes e est :

$$e = E - rI$$

Pratiquement, on ne mesure que des différences de potentiel (tension) et non des forces électromotrices.

Dans le cas des accumulateurs, la résistance intérieure est faible, de l'ordre du millième d'ohm. Dans les piles, la résistance intérieure est plus importante, elle atteint et dépasse souvent de beaucoup l'ohm.

Prenons, pour nous rendre compte de l'influence de cette résistance intérieure, le cas d'une batterie de piles constituée par 90 éléments mis en série. Chaque élément présente une force électromotrice de 1,5 volt : la f.é.m. de la batterie est donc de 90 fois 1,5 volt, c'est-à-dire 135 volts. Supposons que le courant débité soit  $I = 20$  milliampères. En admettant une résistance de 2 ohms par élément, ce qui suppose une batterie en excellente condition, la résistance intérieure totale sera de 180 ohms. La tension aux bornes est donc :

$$e = 135 - 180 \times 0,02 = 135 - 3,6 = 131,4 \text{ volts}$$

(nous avons naturellement exprimé tout en volts, ampères et ohms).

Si la résistance intérieure augmente, par suite du vieillissement de la batterie, la chute de tension rI est plus considérable : 20 volts pour le faible débit (1,5 à 2 milliampères) provoqué par un voltmètre de résistance élevée. C'est ce qui s'observe souvent en T.S.F. dans le cas des postes « batteries » avec des piles d'anode en usage depuis longtemps ; la résistance d'une telle batterie peut atteindre 6.000 et même 10.000 ohms (1).

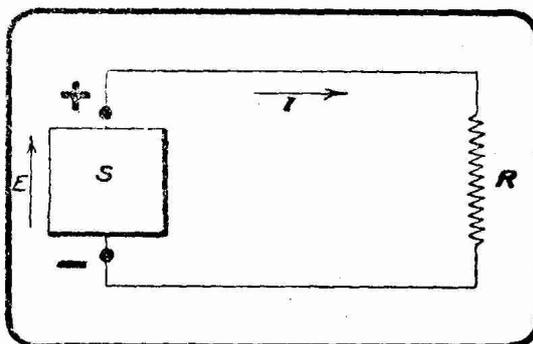


FIG. V-9-1. — Source électrique S de force électromotrice E débitant un courant d'intensité I dans un circuit de résistance R.

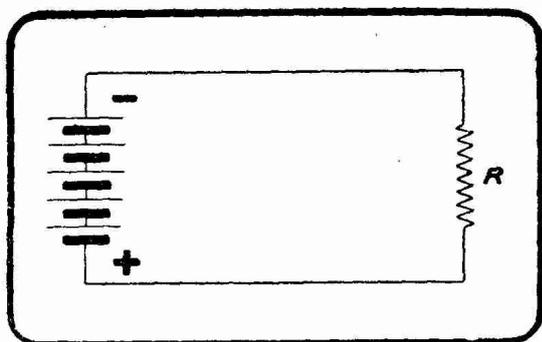


FIG. V-9-2. — Éléments de piles groupés en série.

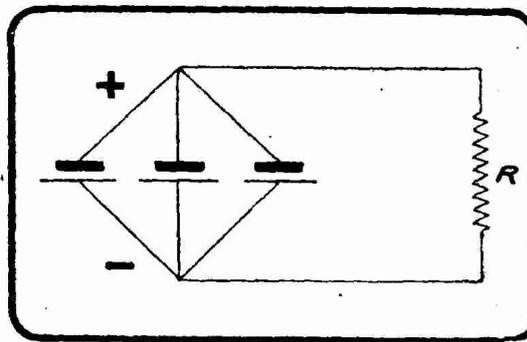


FIG. V-9-3. — Éléments de piles groupés en parallèle.

De la résistance intérieure dépend, d'autre part, le courant maximum qu'est capable de fournir la source. Plus la résistance intérieure est forte, moins impor-

(1) Le phénomène se complique en réalité, dans le cas des piles, d'une diminution de la f.é.m. de chaque élément

tant est ce courant maximum. Dans les batteries d'accumulateurs, le courant maximum peut prendre des valeurs considérables (plusieurs milliers d'ampères). Pour une batterie d'anode de T.S.F. constituée par des piles, le courant maximum, bien entendu jamais atteint ni même approché en pratique, est de l'ordre de l'ampère lorsque la batterie est neuve.

Ces courants maxima sont appelés parfois courants de *court-circuit*, car ils correspondent à une valeur nulle de la tension  $e$  aux bornes de la source. Ce courant de court-circuit  $I_c$  est donc donné par la relation

$$E = rI_c$$

$E$  étant la f.é.m. de la source et  $r$  sa résistance intérieure.

*Application de la notion de résistance intérieure des sources au couplage des générateurs d'électricité.* — Prenons, pour fixer les idées, comme générateur d'électricité une pile constituée par plusieurs éléments.

Considérons donc une pile formée de  $n$  éléments et supposons que le circuit extérieur ait une résistance  $R$ . Soit  $r$  la résistance intérieure et  $e$  la force électromotrice d'un des éléments.

Supposons, pour commencer, les éléments couplés *en série* (on dit aussi *en tension*), c'est-à-dire réunissons le pôle positif d'un élément au pôle négatif du suivant (fig. V-9-2). La résistance intérieure *totale* de la source sera par conséquent  $nr$ . La résistance du circuit  $R$  et des  $n$  éléments de pile est donc  $R + nr$ . La force électromotrice résultante des  $n$  piles est  $ne$ . La loi d'Ohm donne alors :

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

Si  $R$  est grand par rapport à  $nr$ , on peut négliger  $nr$  au dénominateur et l'on a :

$$I = n \frac{e}{R}$$

L'intensité totale est, on le voit, égale à  $n$  fois l'intensité qui serait fournie par un seul élément.

On peut encore coupler les éléments *en parallèle* (on dit aussi *en surface*), c'est-à-dire réunir entre eux tous les pôles + d'une part et de l'autre tous les pôles — (fig. V-9-3). On obtient un seul élément résultant, mais sa surface est  $n$  fois plus grande, par conséquent sa résistance intérieure sera  $n$  fois plus petite,

c'est-à-dire  $\frac{r}{n}$ . La résistance totale du circuit est donc  $R + \frac{r}{n}$ . La force élec-

tromotrice est  $e$ , celle d'un des éléments, et l'on a :

$$I = \frac{e}{R + \frac{r}{n}} = \frac{ne}{nR + r}$$

La disposition en parallèle est donc avantageuse lorsque la résistance  $r$  d'un élément est grande par rapport à celle du circuit d'utilisation  $R$ .

Suivant les cas, on adoptera donc l'une ou l'autre de ces deux méthodes de couplage ou même les deux à la fois.

On démontre que, pour avoir la meilleure utilisation possible d'une source donnée, il faut s'arranger de manière que la résistance intérieure de cette source soit égale à la résistance du circuit d'utilisation. Dans le cas des piles, on agit sur la résistance intérieure en couplant les éléments en série et en parallèle.

Ce que nous venons de dire s'applique naturellement à toutes sortes de générateurs électriques et non pas seulement aux piles.

§ 10. — Lois de Kirchhoff (1) ou des courants dérivés.

Supposons que nous soyons en présence d'un circuit composé de plusieurs résistances  $r_1, r_2, r_3, r_4$ , etc., placées en série (fig. V-10-1).

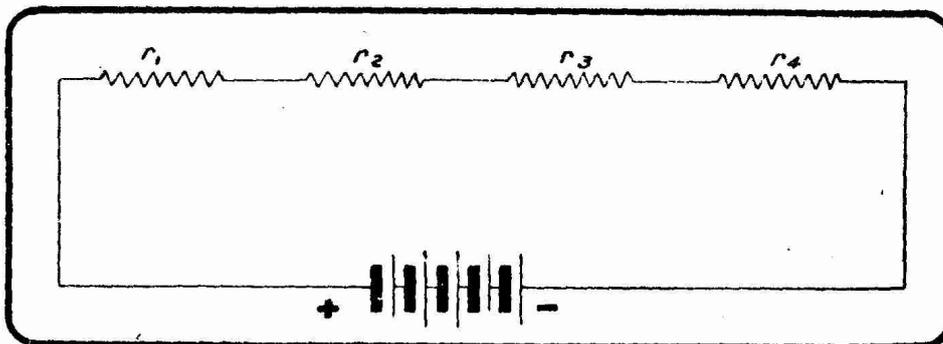


FIG. V-10-1. — Circuit constitué par des résistances montées en série.

La résistance totale du circuit est, en faisant abstraction de la résistance intérieure de la source que nous admettrons négligeable :

$$R = r_1 + r_2 + r_3 + r_4 + \dots$$

et si  $I$  est l'intensité passant dans l'ensemble des résistances en série, la chute de tension est :

$$E = RI$$

Rien, par conséquent, de plus simple.

Mais que se passe-t-il dans le cas de la figure V-10-2 où nous disposons de plusieurs résistances différentes *en parallèle* constituant autant de *dérivations* ?

Le courant  $I$  débité par la pile se partage en  $A$  pour circuler dans les résistances  $r_1, r_2, r_3, r_4$ , etc., et dans chacune de ces résistances on a les intensités correspondantes  $i_1, i_2, i_3, i_4$ , etc. Il est évident que l'on a :

$$I = i_1 + i_2 + i_3 + i_4 + \dots$$

La chute de tension entre  $A$  et  $B$  est donc :

$$E = r_1 i_1 = r_2 i_2 = r_3 i_3 = r_4 i_4$$

Or, on peut écrire les produits tels que

$$r_1 i_1 \text{ sous la forme } \frac{i_1}{\frac{1}{r_1}} \text{ etc. On a donc :}$$

$$(1) \quad E = \frac{i_1}{\frac{1}{r_1}} = \frac{i_2}{\frac{1}{r_2}} = \frac{i_3}{\frac{1}{r_3}} = \dots$$

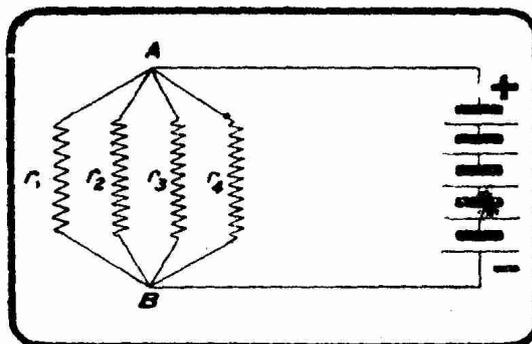


FIG. V-10-2. — Circuit constitué par des résistances montées en parallèle.

Le courant se partage dans les dérivations en parties inversement proportionnelles aux diverses résistances de ces dérivations.

(1) Kirchhoff, physicien allemand (1824-1887), s'est signalé, outre ses recherches sur l'électricité, par la découverte de l'analyse spectrale (1860). C'est Kirchhoff qui établit les équations relatives à la propagation d'une perturbation électrique le long d'un fil (équation des télégraphistes).

Cherchons à exprimer la valeur de la résistance équivalente au circuit situé entre A et B, c'est-à-dire cherchons la résistance unique R qui, placée entre A et B, ferait débiter la même intensité à la source.

Les égalités (1) précédentes donnent en ajoutant numérateurs et dénominateurs :

$$E = \frac{i_1 + i_2 + i_3 + i_4}{\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} + \frac{1}{r_3} + \frac{1}{r_4}} = \frac{I}{\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} + \frac{1}{r_3} + \frac{1}{r_4}}$$

La résistance R équivalente est donc donnée par :

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} + \frac{1}{r_3} + \dots$$

*L'inverse de la résistance équivalente est égale à la somme des inverses des résistances des dérivation.*

Nous avons vu que l'inverse de la résistance s'appelle la conductance ; on peut donc dire :

*La conductance équivalente est égale à la somme des conductances des dérivation.*

De ces lois de Kirchhoff résulte que lorsque l'on monte des lampes à incandescence (en particulier de T.S.F.) en parallèle, le courant débité par la source augmente au fur et à mesure que le nombre des lampes mises en parallèle augmente, puisque la résistance équivalente diminue.

Certaines lampes de réception modernes, dites du type universel, exigent 6,3 volts et provoquent un débit de 0,3 ampère (lampes américaines à chauffage indirect). Quatre de ces lampes mises *en série* exigent aux bornes de l'ensemble une différence de potentiel de quatre fois 6,3 volts, autrement dit 25,2 volts, et un débit de 0,3 ampère. Ces mêmes quatre lampes montées *en parallèle* exigent une tension de 6,3 volts et un débit de quatre fois 0,3 ampère, autrement dit de 1,2 ampère.

On peut constituer avec des lampes à incandescence mises en parallèle un genre de rhéostat progressant par bonds. Ainsi, sur le 110 volts continu, une lampe de 50 bougies filament charbon consomme 1,5 ampère et correspond (à chaud) à une résistance de 73,3 ohms. Deux de ces lampes placées en parallèle correspondent à une résistance de 36,6 ohms, etc. Ces « rhéostats à lampes » sont couramment utilisés par les amateurs pour la recharge des accumulateurs sur le secteur continu.

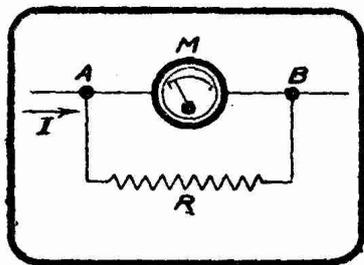


Fig. V-10-3. — Résistance R shuntant un ampèremètre M.

*Application des lois de Kirchhoff au « shuntage » des appareils de mesure.* — Du verbe anglais *to shunt*, on a fait le verbe français *shunter*, qui signifie « mettre en dérivation sur ». Ainsi, la figure V-10-3 représente une résistance R shuntant un appareil M.

Soit M un appareil de mesure d'intensité des courants (ampèremètre). Shunter cet appareil par une résistance, c'est mettre en dérivation aux bornes A et B de l'appareil M une résistance R de manière que la totalité du courant I ne traverse pas M. La dérivation ARB s'appelle le *shunt* de l'appareil M.

Supposons que notre ampèremètre M ait une résistance ohmique propre *r* et qu'il soit gradué de 0 à 1 ampère. Nous voulons pouvoir mesurer avec cet appareil des intensités allant jusqu'à 10 ampères. Il nous faut donc déterminer la résistance R de manière que le dixième seulement du courant à mesurer traverse M. Soit I ce courant à mesurer, I<sub>m</sub> le courant traversant M et I<sub>s</sub> le courant traversant le shunt R. On a dans notre hypothèse :

$$I_m = \frac{1}{10}$$

et :

$$I_m + I_s = I$$

d'où :

$$I_s = I - I_m = I - \frac{1}{10} = \frac{9I}{10}$$

Le rapport des deux intensités est :

$$\frac{I_m}{I_s} = \frac{\frac{1}{10}}{\frac{9I}{10}} = \frac{1}{9I}$$

Or, d'après la loi de Kirchoff, on a :

$$\frac{I_m}{1} = \frac{I_s}{R}$$

c'est-à-dire :

$$\frac{I_m}{I_s} = \frac{1}{R} = \frac{R}{9}$$

Nous avons trouvé tout à l'heure que le rapport des deux intensités est 1/9, on a donc :

$$R = \frac{r}{9}$$

Le shunt devra avoir une résistance R égale au neuvième de la résistance r de l'appareil de mesure. On pourra donc mesurer avec notre ampèremètre ainsi shunté des courants allant de 0 à 10 ampères. Il n'y a qu'à multiplier par 10 les indications données par l'appareil. On peut établir des shunts ne laissant passer dans l'appareil de mesure que le centième, le millième, etc. de l'intensité I. Les shunts permettent donc d'utiliser le même appareil pour la mesure de courants très différents s'étageant du milliampère à la dizaine d'ampères par exemple.

REMARQUE. — Il peut arriver que l'on ignore la résistance intérieure de l'ampèremètre ou du milliampèremètre. La méthode précédente ne pourra être appliquée, et l'on devra procéder par tâtonnements. Supposons par exemple qu'il s'agisse de transformer un milliampèremètre gradué de 0 à 5 milliampères en ampèremètre gradué de 0 à 5. Le milliampèremètre étant shunté par des résistances d'abord faibles, puis augmentant régulièrement (fil de constantan de plus en plus long par exemple), on placera l'ensemble dans un circuit traversé par un courant d'intensité connue, par exemple 2 ampères. On déterminera par tâtonnement, en ayant soin de ne jamais laisser en circuit le milliampèremètre sans shunt, quelle est la longueur de constantan qu'il faut placer en shunt sur le milliampèremètre pour qu'il indique, pour le courant de 2 ampères considéré, un courant de 2 milliampères. On aura ainsi transformé le milliampèremètre gradué de 0 à 5 milliampères en ampèremètre gradué de 0 à 5 ampères.

## § 11. — Mesure des résistances. Pont de Wheatstone.

Le calcul direct de la résistance d'un enroulement n'est pas toujours possible, car on ne connaît souvent ni la longueur ni le diamètre du fil, ni encore le métal dont il est constitué. On est donc obligé de *mesurer* cette résistance. On emploie dans ce but un appareil connu sous le nom de *pont de Wheatstone* (1). Dans cet appareil, le courant d'une pile S se partage en deux dériviations ABC et ADC (fig. V-11-1) entre lesquelles on cherche à établir un pont BD traversé par un courant nul.

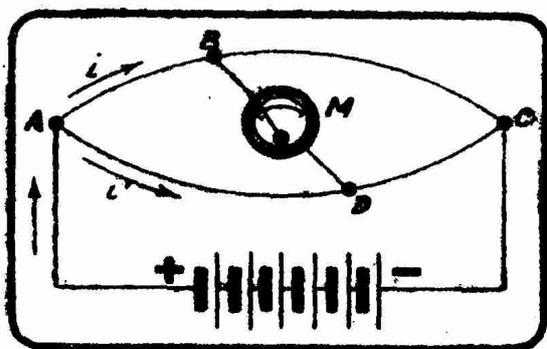


FIG. V-11-1. — Pont de Wheatstone. ABC et ADC sont les branches. BMD est le pont.

Soit  $i$  et  $i'$  les intensités des courants dans la branche ABC et dans la branche ADC. La chute de tension de A à C est évidemment la même que l'on suive le chemin ABC ou le chemin ADC. Il y a donc respectivement sur ABC et sur ADC des points, tels que B et D par exemple, qui sont au même potentiel et que l'on peut réunir, par conséquent, par un appareil de mesure M (ampère-mètre sensible) sans que cet appareil décèle le passage du moindre courant (2).

Représentons le montage de la figure V-11-1 d'une manière plus détaillée (fig. V-11-2). B et D sont, nous le supposons, des points au même potentiel. Appelons  $r_1$  et  $r_2$  les résistances des parties AB et BC de la dérivation ABC;  $r'_1$  et  $r'_2$  les résistances des parties AD et DC de la dérivation ADC. La chute de tension est

même de A à B et de A à D, On a donc :

$$ir_1 = i'r'_1$$

De même, les chutes de tension le long de BC et de DC sont les mêmes. Donc :

$$ir_2 = i'r'_2$$

D'où :

$$(1) \quad \frac{r_1}{r_2} = \frac{r'_1}{r'_2}$$

Les deux points B et D partagent donc les dériviations en parties ayant des résistances proportionnelles.

La partie BMD s'appelle le pont.

La relation (1) précédente permet de calculer une des valeurs  $r_1$ ,  $r_2$ ,  $r'_1$ ,  $r'_2$ , connaissant l'une d'entre elles et le rapport des deux autres.

Ainsi, si l'on connaît  $\frac{r'_1}{r'_2}$  et la résistance  $r_2$ , on peut facilement calculer  $r_1$ .

(1) Le physicien anglais Wheatstone (1824-1875) fit ses premiers pas dans le domaine scientifique par des études acoustiques auxquelles il était incité, si nous osons dire, par sa profession de commis chez un marchand de musique. Il abandonna bientôt le commerce pour le professorat et finit par se consacrer uniquement à ses recherches scientifiques. On doit à Wheatstone, outre le pont dont nous nous occupons en ce moment, le stéréoscope, le rhéostat et nombre de perfectionnements à la télégraphie électrique, qui fut sa science favorite (invention du télégraphe à cadran en 1838). Ce dernier trait ne peut que rendre Wheatstone sympathique aux amateurs de T. S. F.

(2) La méthode de mesure des résistances par le pont de Wheatstone est une **méthode de zéro**, c'est-à-dire une méthode fondée sur l'observation de la non-production d'un phénomène. Ici le phénomène est le passage du courant dans le pont. Les méthodes de zéro sont très précises en ce sens qu'elles éliminent toutes les erreurs dues à l'appareil de mesure lui-même dont l'aiguille doit rester au zéro de sa graduation.

Voyons maintenant comment on réalise pratiquement un pont de Wheatstone. On prend comme dérivation ADC (fig. V-11-3), un fil résistant de ferromagnétique d'un mètre de longueur par exemple et l'on dispose sur ce fil une prise (pince) que l'on peut déplacer à volonté entre A et C.

On place en R une résistance connue et en X la résistance à mesurer. La prise B de l'appareil de mesure est fixée à demeure au point de réunion de la résistance R et de la résistance X. On établit aux bornes A et C une différence de potentiel continue (batterie d'accumulateurs par exemple) et l'on déplace la prise D le long du fil AC jusqu'à ce que l'ampèremètre reste au zéro. Les points B et D sont alors au même potentiel (1). On mesure les longueurs AD et DC (les résistances de ces fils sont évidemment proportionnelles à leurs longueurs) et l'on obtient de cette manière le rapport P de ces longueurs :

$$P = \frac{DC}{AD}$$

et on a :

$$\frac{X}{R} = P$$

d'où l'on déduit la résistance X cherchée :

$$X = PR$$

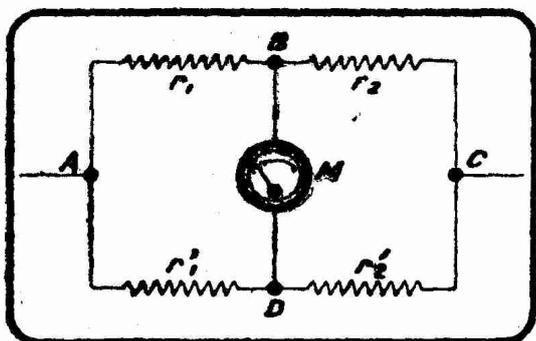


FIG. V-11-2. — Réalisation théorique du pont de Wheatstone.

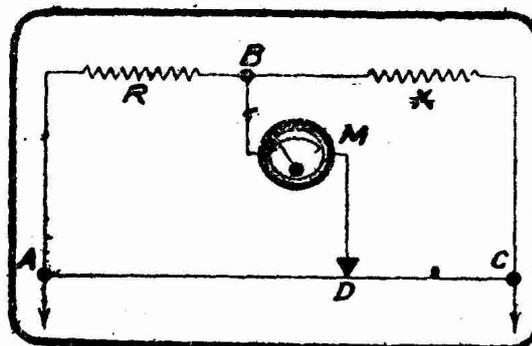


FIG. V-11-3. — Réalisation pratique du pont de Wheatstone.

Suivant l'ordre de grandeur de la résistance X à mesurer, il faut adopter une valeur de R convenable, afin que l'on ne trouve pas pour P une valeur trop petite ou trop grande. Les ponts de Wheatstone du commerce comportent un jeu de résistances R que l'on introduit en circuit à l'aide d'une manette. Dans ces appareils, on obtient, d'autre part, une lecture directe de la résistance X, car la prise D se déplace le long d'une règle graduée en ohms. Il suffit de multiplier la valeur lue sur la règle par un nombre convenable (2) suivant la valeur de la résistance R.

Le principe du pont de Wheatstone est utilisé dans nombre d'autres mesures électriques. Nous le retrouverons même en T. S. F. à propos du neutrodyne.

## § 12. — Les résistances utilisées en T.S.F.

### Le « R. M. A. color code ».

Dans les récepteurs de T. S. F. modernes, il est fait un large usage des résistances pour créer des tensions différentes de celles dont on dispose aux bornes de l'alimentation, pour faire apparaître, en combinaison avec des condensateurs, des effets de filtrage ou de découplage, ou enfin pour mettre en évidence des tensions détectées ou amplifiées par une lampe.

(1) Le pont est dit équilibré.

(2) Généralement puissance de 10.

Suivant la puissance du courant qu'elles doivent dissiper (voir § 14), ces résistances sont du type bobiné ou aggloméré. Elles sont, en général, présentées sous la forme de petits bâtonnets de 1 à 5 centimètres de long et de 3 à 11 millimètres de diamètre.

Les valeurs des résistances utilisées en T. S. F. varient pratiquement entre 1 ohm et 10 mégohms. Voici quelques-unes des valeurs les plus fréquemment rencontrées dans leurs différents domaines d'application de la radioélectricité.

- Résistance de polarisation : 100 à 5.000 ohms ;
- diviseurs de tension : 1.000 à 100.000 ohms ;
- résistances d'anode : 30.000 à 300.000 ohms ;
- résistances de découplage et de filtrage : 100 à 100.000 ohms ;
- résistances de grille : 100.000 à 10.000.000 ohms.

Dans certaines circonstances, il est besoin de résistances variables constituées par un curseur frottant soit sur une surface graphitée (résistance variable de commande manuelle de volume ou de tonalité), soit sur un bobinage (résistance variable traversée par un courant appréciable, comme le cas se présente dans le réglage de la tension d'anode d'une lampe de silence).

L'association des radio-constructeurs américains (R. M. A.) a créé un code de couleurs permettant d'identifier rapidement et facilement la valeur en ohms des résistances couramment utilisées dans les montages de T. S. F.

Dix couleurs ont été attribuées de la manière suivante aux chiffres de 0 à 9 :

0	noir	5	vert
1	marron	6	bleu
2	rouge	7	violet
3	orange	8	gris
4	jaune	9	blanc

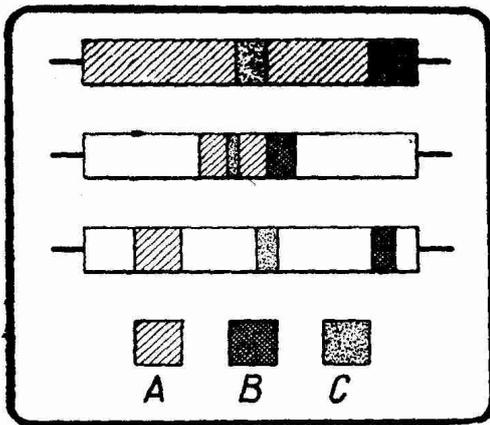


FIG. V-12-1. — Les trois principales applications pratiques du « RMA color code » au repérage des résistances fixes utilisées en T.S.F.

Le corps A de la résistance est enduit de la couleur correspondant au premier chiffre de gauche de la valeur de la résistance. Une extrémité B de la résistance est enduite de la couleur correspondant au second chiffre. Un anneau (ou une pastille) C placé au milieu du corps de la résistance détermine par sa couleur le nombre de zéros suivant les deux premiers chiffres.

La figure V-12-1 donne trois interprétations de ce code de couleurs universellement répandu aux Etats-Unis et adopté par quelques marques françaises.

Le tableau donne quelques exemples d'application de ce mode de désignation.

Ohms	A	B	C
10	marron (1).	noir (0).	noir (pas de zéro).
200	rouge (2).	noir (0).	marron (un zéro).
3.000	orange (3).	noir (0).	rouge (deux zéros).
4.500	jaune (4).	vert (5).	rouge (deux zéros).
60.000	bleu (6).	noir (0).	orange (trois zéros).
780.000	violet (7).	gris (8).	jaune (quatre zéros).
1.000.000	marron (1).	noir (0).	vert (cinq zéros).

§ 13. — Les potentiomètres.

Il arrive fréquemment que l'on dispose d'une source électrique S fournissant une tension E et que l'on désire obtenir une tension e plus petite pour E. Pour faire apparaître e, on utilise souvent la méthode dite *potentiométrique*. Un potentiomètre est constitué essentiellement par une résistance R sur laquelle des prises définissent des résistances R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub>, R<sub>3</sub>, etc., et l'on a évidemment :

$$R = R_1 + R_2 + R_3 + \text{etc.}$$

Les prises peuvent être fixes ou variables et dans ce dernier cas leur déplacement s'effectue soit par le mouvement d'un curseur (potentiomètre à prise unique), soit par des colliers (potentiomètre à prises multiples).

Le calcul pratique des potentiomètres n'est qu'une application de la loi d'Ohm et de la loi des courants dérivés (loi de Kirchhoff).

1° Potentiomètre à une prise :

On se trouve en présence de la disposition de la figure V-13-1. Le potentiomètre, de résistance R, est monté en parallèle sur la source S dont la tension aux bornes E est supposée fixe (indépendante du débit qu'on demande à la source). Sur ce potentiomètre, une prise C partage la résistance R en deux résistances constitutives R<sub>1</sub> et R<sub>2</sub> et l'on a évidemment :

$$R = R_1 + R_2$$

La consommation propre i du potentiomètre est, d'après la loi d'Ohm :

$$(1) \quad i = \frac{E}{R} = \frac{E}{R_1 + R_2}$$

La tension e entre C et B est égale à la chute de tension le long de R<sub>2</sub>. Sa valeur dépend du débit que l'on exige de la prise C, autrement dit de la valeur de r.

Si la prise C ne débite pas, c'est-à-dire si r = ∞, on a :

$$(2) \quad e = R_2 i$$

En portant, dans cette relation (2), la valeur de i donnée par (1), on trouve :

$$(3) \quad e = E \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

e est une valeur statique (sans débit de courant).

Supposons que la prise C débite dans une résistance r de valeur finie et connue. Si dans ces conditions e est la tension de la prise C par rapport au point B et si l'on appelle R<sub>0</sub> la *résistance équivalente* du système parallèle rR<sub>2</sub>, on a, par analogie absolue avec la relation (3) précédente :

$$e = E \frac{R_0}{R_0 + R_1}$$

D'où l'on tire la valeur de R<sub>1</sub> :

$$(4) \quad R_1 = \frac{(E - e) R_0}{e}$$

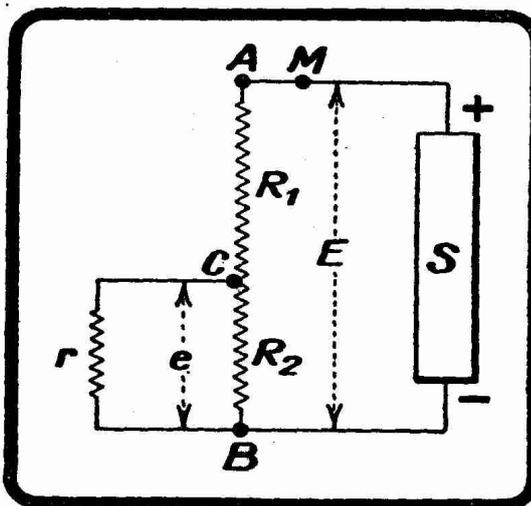


FIG. V-13-1. — Potentiomètre R<sub>1</sub>R<sub>2</sub> à une prise C.

La résistance équivalente  $R_e$  est donnée par une immédiate application de la loi de Kirchhoff :

$$(5) \quad R_e = \frac{rR_2}{r + R_2}$$

On se fixe alors la valeur de  $R_2$ . Le choix de  $R_2$  dépend des circonstances particulières de fonctionnement du potentiomètre. Tout est conditionné par l'importance que l'on désire donner à la consommation propre du potentiomètre par rapport au débit de la prise C. On peut être conduit à prendre  $R_2 = r$  ou

$$R_2 = \frac{r}{n}, \quad n \text{ étant égal à } 2, 3 \text{ ou } 4.$$

Connaissant  $R_2$  et  $r$ , on obtient  $R_e$  par la relation (5) et  $R_1$  en portant la valeur ainsi trouvée de  $R_e$  dans (4).

Donnons un exemple d'application pratique de la méthode de calcul que nous venons d'exposer.

Supposons que S soit une source continue de 250 volts ( $E = 250$  V), que l'on désire réaliser une prise potentiométrique C telle que  $e = 85$  V et que le débit demandé à cette prise soit de 2,3 mA. C'est un problème de ce genre qui se présente en T. S. F. lorsque l'on désire alimenter l'écran d'une lampe pentode du type EF5.

La résistance  $r$  est ici égale à  $\frac{85}{0,0023}$ , c'est-à-dire à 37.000 ohms.

On choisit pour  $R_2$  la valeur 18.500 ohms, autrement dit la moitié de  $r$ . En portant les valeurs  $R_2 = 18.500$  ohms et  $r = 37.000$  ohms dans la relation (5), on trouve :

$$R_e = 12.333 \text{ ohms.}$$

En faisant  $E = 250$ ,  $e = 85$  et  $R_e = 12.333$  dans la relation (4), on obtient :

$$R_1 = 23.900 \text{ ohms.}$$

Pratiquement, on arrondit les nombres trouvés à 24.000 ohms pour  $R_1$  et 18.000 ohms pour  $R_2$ .

## 2° Potentiomètre à deux prises :

Le cas se présente quelquefois en T. S. F., en particulier dans l'alimentation d'une lampe secteur à écran à pente variable et, en général, lorsque l'on désire obtenir sur une même source de tension d'anode deux tensions intermédiaires. On se trouve en présence de la disposition de la figure V-13-2.

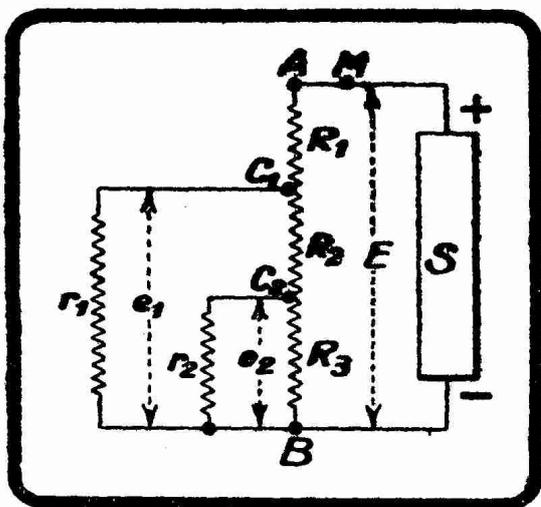


FIG. V-13-2. — Potentiomètre  $R_1R_2R_3$  à deux prises  $C_1$  et  $C_2$ .

Le potentiomètre R est monté en parallèle sur la source S dont la tension aux bornes E est supposée fixe. Sur ce potentiomètre deux prises  $C_1$  et  $C_2$  partagent la résistance R en trois résistances élémentaires  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_3$ . On a évidemment :

$$R = R_1 + R_2 + R_3$$

La consommation propre  $i$  du potentiomètre est :

$$i = \frac{E}{R} = \frac{E}{R_1 + R_2 + R_3}$$

Comme on se donne en général R, on connaît  $i$ .

Soit  $e_1$  et  $e_2$  les tensions entre  $C_1$  et B, d'une part, entre  $C_2$  et B, d'autre part.

Si les prises ne débitent pas, les tensions  $e_1$  et  $e_2$  sont des tensions statiques et l'on a :

$$e_1 = (R_2 + R_3) i = E \frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$$

$$e_2 = R_3 i = E \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$$

Si les prises  $C_1$  et  $C_2$  débitent sur des résistances  $r_1$  et  $r_2$ , le problème se complique. On procède par échelons. On commence par écrire l'expression de la résistance équivalente  $R_0$  du système parallèle  $r_2 R_3$  :

$$R_0 = \frac{r_2 R_3}{r_2 + R_3}$$

On applique alors au potentiomètre à une prise  $C_1$  constitué par la résistance  $R_1$  et la résistance  $R_2 + R_0$  les considérations de la première partie de ce paragraphe.

On se donne successivement  $R_3$  (en général,  $R_3 = \frac{r_2}{2}$ ) et  $R_2$  (en général,

$R_2 + R_0 = \frac{r_1}{2}$ ). On calcule  $R_1$ .

## CHAPITRE III

## LOI DE JOULE

## § 14. — Enoncé.

La loi de Joule (1) concerne l'échauffement des conducteurs sous l'influence des courants électriques.

On montre aisément qu'un fil traversé par un courant s'échauffe. Pour des courants suffisamment intenses, on observe l'incandescence, la fusion et même la volatilisation des fils métalliques soumis à leur action.

Une expérience simple, dans cet ordre d'idées, consiste à réunir les bornes d'une batterie d'accumulateurs de 4 volts par un fil de cuivre fin (au plus 0,2 mm de diamètre) et de 10 à 15 cm de long. Ce fil se volatilise immédiatement.

*Joule a établi expérimentalement que la quantité totale de chaleur Q dégagée en une seconde par une résistance R traversée par un courant I est proportionnelle au carré de l'intensité de ce courant et à la résistance du conducteur.*

On a :

$$Q = kRI^2$$

Nous avons vu, à propos de la loi d'Ohm, que l'on avait  $E = RI$ , il vient donc :

$$Q = kEI$$

En admettant que l'on exprime  $Q$  en petites calories (voir « Unités CGS »),  $E$  en volts et  $I$  en ampères, on peut calculer le coefficient  $k$  après avoir fait sur les quantités de chaleur dégagées des mesures sur lesquelles nous ne nous

arrêterons pas. On trouve :  $k = \frac{1}{4,18}$ . En partant de cette valeur de  $k$  dans les

relations précédentes, on trouve :

$$(1) \quad 4,18 \cdot Q = RI^2 = EI$$

Cette relation, qui n'offre pas d'applications immédiates en T.S.F. d'amateur, car l'on n'aura pour ainsi dire jamais à calculer des quantités de chaleur, est fondamentale en électricité et nous allons en déduire une des notions essentielles de la théorie de l'énergie.

Les expériences précédentes ont montré que l'énergie électrique peut se transformer en chaleur. La quantité de chaleur  $Q'$  produite par le courant considéré ci-dessus en  $t$  secondes est :

$$4,18 Q' = EIt$$

$EIt$  représente le travail fourni par le courant dans le temps  $t$  (voir définitions données dans le chapitre « Système CGS »). Ce travail, on l'a vu, se mesure en

---

(1) Le physicien anglais Joule (1818-1889) a publié sur la théorie mécanique de la chaleur plusieurs ouvrages, entre autres : *Découverte des lois relatives à l'émission de chaleur par les courants électriques.*

joules. Si dans la formule précédente on pose  $Q' = 1$  petite calorie, on voit que, pour produire une petite calorie, il faut transformer en chaleur un courant électrique correspondant à un travail de 4,18 joules. C'est pour cela que le nombre 4,18 est appelé, ainsi que nous l'avons dit à propos du système d'unités CGS, *l'équivalent mécanique de la petite calorie*.

L'équation (1) montre la relation qui existe entre la puissance du courant ( $EI$ ) et la quantité de chaleur ( $Q$ ) produite en une seconde par ce courant.

Quels que soient les effets produits par un courant (effets calorifiques (5), mécaniques, chimiques), ces effets, ces autres formes de l'énergie, s'évaluent en travail fourni  $T$  exprimé en joules. Mais, dans un circuit électrique, il y a toujours *échauffement* ; échauffement dans un moteur, par exemple, qui transforme l'énergie électrique en énergie mécanique. Une partie de la puissance disponible  $EI$  est donc seule utilisée ; l'autre partie sert, le plus souvent en pure perte, à échauffer les conducteurs. Cet échauffement correspond pratiquement à une perte que l'on appelle *perte par effet Joule*, c'est-à-dire à la transformation d'une partie de l'énergie en chaleur, chaleur fréquemment inutile et, bien mieux, souvent nuisible au bon fonctionnement des appareils (enroulement de moteur grillé).

Aussi, dans les réalisations industrielles transformant l'énergie électrique en une autre forme d'énergie (énergie mécanique dans un moteur, énergie chimique dans la galvanoplastie, énergie rayonnée dans un poste émetteur de T.S.F., etc.), cherche-t-on à éliminer autant que possible cet effet Joule en choisissant convenablement les conducteurs utilisés.

Une notion importante, qui a des applications capitales en T. S. F., est celle de la puissance absorbée par une résistance.

Nous avons vu que lorsqu'un courant  $I$  traverse une résistance  $R$  on peut considérer que la résistance « absorbe » une certaine tension  $E$  qui est la tension apparaissant à ses bornes. Cette tension et cette intensité  $I$  conditionnent une certaine puissance  $W = EI = RI^2$  que l'on trouve en watts lorsque  $E$  est exprimé en volts,  $I$  en ampères et  $R$  en ohms.  $W$  est, dans le cas que nous considérons présentement, la puissance dissipée dans la résistance sous forme de chaleur. C'est ce que l'on appelle la *puissance absorbée*. Cette puissance est limitée par les dimensions géométriques de la résistance et ses conditions de ventilation.

On a pris l'habitude de considérer, pour les résistances utilisées en T. S. F., les watts maxima dissipables sans échauffement nuisible. La température maximum admise dans une résistance est parfois assez élevée (100 à 200°), cela dans le but d'économiser le fil et l'encombrement. Habituellement, on n'a besoin de disposer dans la pratique de la réception que de résistances dissipant au plus 5 watts. Des résistances dissipant 0,5, 1, 2 ou 3 watts sont souvent suffisantes. En général, on sait qu'une résistance  $R$  montée dans un circuit doit être traversée par un courant d'intensité  $I$  ; on déduit la puissance absorbée correspondante par la relation :

$$W = RI^2$$

Soit une résistance de 100.000 ohms destinée à être traversée par un courant de 4 milliampères ; la puissance absorbée est :

$$W = 100.000 \times (0,004)^2 = 1,6 \text{ watt.}$$

Un enroulement ou un bâtonnet résistant d'une dissipation maximum de 2 watts conviendra parfaitement.

Le tableau ci-après permet de trouver en mA l'intensité maximum admissible dans une résistance de valeur donnée prévue pour dissiper 1/3, 1/2, 1, 2, 3, 4 ou 5 watts.

(1) La chaleur est la forme d'énergie transformée de l'énergie électrique la plus facile à étudier, parce qu'il est possible de réaliser des circuits dans lesquels toute l'énergie se transforme en chaleur.

	1/3 watt	1/2 watt	1 watt	2 watts	3 watts	4 watts	5 watts
1.000.000 ohms	0,58	0,7	1	1,4	1,7	2	2,2
500.000 ohms	0,8	1	1,4	2	2,5	2,8	3
250.000 ohms	1,1	1,4	2	2,8	3,5	4	4,5
100.000 ohms	1,7	2,1	3	4,5	5,5	6	7
50.000 ohms	2,3	3,2	4,5	6,5	8	9	10
30.000 ohms	3,4	4,2	6	8	10	12	13
20.000 ohms	4	5	7	10	12	14	16
10.000 ohms	5,8	7	10	14	17	20	22
7.500 ohms	7	8,5	12	16	20	24	26
5.000 ohms	8	10	14	20	25	28	32
3.000 ohms	10	13	18	26	32	36	41
2.000 ohms	13	15	22	32	39	44	50
1.000 ohms	17	21	31	45	55	62	70
750 ohms	21	26	37	52	63	74	82
500 ohms	23	32	45	63	78	90	100
300 ohms	34	42	59	82	100	118	130
200 ohms	40	50	72	100	120	144	160
100 ohms	58	70	100	140	175	200	220
50 ohms	80	100	140	200	250	280	320

### § 15. — Application de la loi de Joule.

1° *Température d'un fil électrique.* — Chaque seconde, il se dégage dans le fil de résistance  $R$  une quantité de chaleur donnée par la relation  $4,18 Q = RI^2$ . S'il n'y avait pas d'autre effet qui intervint que l'effet Joule, la chaleur s'accumulerait dans la résistance  $R$  et celle-ci fondrait dans tous les cas. Mais le fil, en même temps qu'il reçoit de la chaleur, en perd par rayonnement ; c'est ce que l'on appelle en physique générale l'effet Newton. Il en résulte que la température du fil traversé par un courant électrique se stabilisera lorsque l'effet Newton compensera l'effet Joule, c'est-à-dire lorsque le refroidissement par seconde (qui va en augmentant avec la température du fil) sera égal et de signe contraire à la quantité de chaleur apportée par seconde (qui elle est constante). La théorie montre que la température d'un fil traversé par un courant électrique est indépendante de la longueur du fil, qu'elle est proportionnelle au carré de l'intensité du courant et inversement proportionnelle au cube du diamètre du fil.

2° *Lumière électrique.* — La loi de Joule, nous voulons dire l'échauffement d'un conducteur traversé par un courant électrique, constitue le principe de l'éclairage électrique dit à *incandescence*. Si la quantité  $Q$  de chaleur dégagée par un conducteur est assez grande, ce conducteur deviendra incandescent, lumineux. Un fil de platine, par exemple, traversé par un courant électrique convenable peut devenir incandescent. Toutefois, si l'on rendait des fils métalliques incandescents à l'air, ils s'oxyderaient rapidement. Cette oxydation se traduirait par la destruction de ces fils, qui « brûleraient » littéralement dans l'air. Pour éviter cette attaque du fil, on le place à l'intérieur d'une ampoule de verre dans laquelle on a fait le vide (c'est-à-dire de laquelle on a retiré l'air à l'aide d'une pompe spéciale), ou encore dans laquelle on a enclos un gaz inerte.

On utilise actuellement trois types principaux à lampes à incandescence qui diffèrent essentiellement par la nature et la forme des *filaments* qu'ils emploient. Ce sont les lampes à filaments de carbone, les lampes à filament métallique dans le vide (dites naguère « monowatt ») et les lampes à filament métallique dans une atmosphère gazeuse (dites naguère « demi-watt »).

Les lampes à filament de carbone, création d'Edison (1891), sont caractérisées par des filaments spéciaux faits en charbon artificiel obtenu par la carbonisation

de fils en pâte de cellulose. La température de ces filaments doit rester un peu inférieure à 1825°. Ces lampes dépensent à peu près 0,35 watt par lumen <sup>(1)</sup> c'est-à-dire environ 4,5 watts par bougie moyenne sphérique <sup>(2)</sup>. La lumière qu'elles donnent contient très peu de radiations violettes ou bleues. Une lampe de 100 bougies <sup>(3)</sup> filament carbone consomme environ 4 ampères sous 110 volts, soit près de 450 watts.

Les lampes à filament métallique comportent un filament long et fin en métal à température de fusion élevée. On a essayé des métaux comme l'osmium et la tantale pour se fixer au tungstène qui est le plus réfractaire de tous les métaux connus, c'est-à-dire celui dont le point de fusion est le plus élevé (3.400°). Le tungstène incandescent donne peu de radiations infra-rouges, il « éclaire » mieux que le filament de carbone. Ces lampes à filament de tungstène se divisent en deux groupes :

1° Les lampes à filament dans le vide (1911) : la température ne peut dépasser 2.200° K si l'on ne veut pas observer une volatilisation trop rapide et diminuer la vie utile de la lampe. La consommation spécifique est de 0,1 watt par lumen, c'est-à-dire environ 1,25 watt par bougie <sup>(4)</sup>. Ainsi, une lampe de 100 bougies à filament métallique dans le vide consomme environ 1,14 ampère sous 110 volts, soit un tout petit peu plus de 125 watts.

2° Les lampes à filament dans une atmosphère gazeuse (1913) : on choisit un gaz inerte, un gaz rare, comme l'azote ou l'argon, pratiquement un mélange de ces deux gaz. La présence du gaz diminue beaucoup la volatilisation du filament (ces lampes ne noircissent pas); aussi, peut-on porter, par « survoltage », le filament à une température de l'ordre de 2.800°, ce qui augmente le rendement lumineux et diminue la consommation spécifique.

En 1936, on a créé la lampe à incandescence au krypton, de xénon et d'azote. Le krypton, gaz rare de l'air <sup>(5)</sup>, a une conductivité calorique de 2,12 contre 4,06 pour l'argon et il s'oppose, mieux encore que l'argon, à l'évaporation du filament de tungstène d'où la possibilité d'accroître la température de ce filament sans en abrégier la durée. Les lampes au krypton, de dimensions réduites par rapport aux lampes à l'argon, ont des consommations spécifiques qui varient, suivant les puissances, entre 0,088 et 0,060 watt par lumen, autrement dit entre 1,1 et 0,76 watt par bougie.

Malgré l'appellation de *lampes demi-watt*, donnée à ces lampes à atmosphère gazeuse (argon et krypton), elles ne présentent pas la consommation de 0,5 watt par bougie que l'on pourrait supposer. En pratique, la consommation spécifique varie entre 0,05 et 0,088 watt par lumen, c'est-à-dire entre 0,63 et 1,1 watt par bougie, et cette consommation est d'autant plus basse que la puissance est plus grande. Diminuer encore cette consommation est impossible dans l'état actuel de nos connaissances, car il faudrait, pour ce faire, augmenter la température (loi de Stefan) au delà de ce que nous pouvons présentement réaliser. A 10.000°, température que la technique moderne est incapable de réaliser, la consommation serait de 0,016 watt par lumen, c'est-à-dire 0,2 watt par bougie.

Les filaments des lampes à gaz sont enroulés en hélice (quelquefois en

(1) Le lumen est l'unité de flux lumineux (voir livre IV).

(2) La bougie est l'unité d'intensité lumineuse.

(3) Depuis quelques années, on ne désigne plus les lampes à incandescence par le nombre de bougies qu'elles fournissent, mais par le nombre de watts qu'absorbent leurs filaments.

Une tendance récente (1934) fait entrer à nouveau la notion de « lumière » dans la nomenclature des lampes à incandescence du commerce; ce n'est plus la bougie qui est utilisée, mais le lumen. Comme correspondance on se souviendra que le lumen équivaut à

$\frac{1}{12,56}$  de bougie (exactement  $\frac{1}{4\pi}$  de bougie). Une lampe de 1.000 lumens correspond à

peu près à une lampe de 80 bougies.

(4) Pour cette raison, ces lampes sont dites quelquefois « monowatt ».

(5) L'air atmosphérique se compose, en arrondissant les chiffres, de 78 % d'azote, 21 % d'oxygène, 1 % d'argon, 18 pour 1.000.000 de néon, 5 pour 1.000.000 d'hélium, 1 pour 1.000.000 de krypton, 1 pour 12.000.000 de xénon. Les cinq derniers gaz sont dits les gaz rares de l'air.

double hélice, comme les lampes Super Argas) pour diminuer la perte de température, donc de rendement lumineux, due à la convection (1) du gaz.

Les lampes de T. S. F. contiennent également un filament. Ce filament, est-il besoin de le dire ? n'a pas pour rôle d'éclairer, mais de donner naissance à un flux d'électrons destiné à rendre conducteur l'espace filament anode, ainsi que nous l'expliquerons en détails dans le livre IV de la troisième partie.

Les filaments des premières lampes de T. S. F. utilisées par les amateurs (1919-1925) demandaient un courant de 0,7 ampère sous 4 volts. Les lampes modernes « batteries » à faible consommation prennent suivant les types de 0,04 à 0,4 ampère sous 1,4 à 2 volts.

Depuis 1928-1929 les lampes à chauffage indirect (lampes secteur) ont permis l'alimentation directe des cathodes en alternatif brut : la disposition d'une source continue (accumulateurs ou bloc d'alimentation spécial) n'est plus une nécessité pour ce chauffage. Primitivement fixée à 4 volts en Europe et à 2,5 volts aux Etats-Unis, la tension de chauffage des lampes secteur s'est uniformisée à 6,3 volts depuis 1935.

3° *Chaleur*. — L'effet Joule est utilisé depuis plusieurs années dans les « radiateurs électriques », appareils constitués par un fil résistant qui rougit sous l'influence d'un courant électrique. Ce fil est placé au foyer d'un réflecteur parabolique qui assure le rayonnement de la chaleur.

Le dégagement de chaleur produit par le passage d'un courant électrique est encore utilisé dans les fers à repasser, les bouteilles électriques, etc.

Tout le monde connaît le thermocautère électrique, constitué par un court fil de platine recourbé et rendu incandescent par le passage d'un courant.

En général, toutes les applications ménagères de l'électricité provoquent une assez forte dépense de courant et ne pourront devenir économiques que lorsque l'hectowatt-heure sera fourni à des prix bien inférieurs à ceux actuellement pratiqués.

4° *Coupe-circuit*. — Si l'intensité dans un circuit dépassait une certaine valeur, l'échauffement pourrait être tel que les fils portés au rouge mettraient le feu à leur isolement, causant ainsi de graves incendies.

Lorsque l'on ne veut pas que l'intensité dans un circuit dépasse une certaine valeur  $n$ , on place dans ce circuit un fil dont la nature et le diamètre sont tels que ce fil fonde lorsque l'intensité devient supérieure à  $n$  ampères. Le fil en fondant ouvre automatiquement le circuit et tout danger est écarté. C'est le principe des *fusibles* ou *coupe-circuits*.

En T. S. F., on peut avoir besoin d'installer de tels dispositifs de coupe-circuit empêchant l'intensité de dépasser une certaine valeur (recharge d'accumulateurs, alimentation des récepteurs sur le secteur, etc.). Nous donnons ci-dessous un tableau permettant d'établir des fusibles pour toute une série d'intensités maxima :

INTENSITE EN AMPÈRES amenant la fusion	LONGUEUR DU FIL EN CENTIMÈTRES	DIAMÈTRE EN MILLIMÈTRES	NATURE DU FIL
1	2,5	0,2	plomb + étain
2	2,5	0,3	plomb + étain
3	2,5	0,4	plomb + étain
4	2,5	0,45	plomb + étain
5	2,5	0,55	plomb + étain
10	3,2	0,9	plomb + étain
15	3,2	0,3	cuiivre

(1) La convection est le phénomène qui se produit lorsqu'un corps chaud est plongé dans un fluide liquide ou gazeux. Les parties de ce fluide qui se trouvent en contact avec le corps s'échauffent et, ce faisant, diminuent en général de densité. Elles sont alors déplacées par les parties du fluide de densité plus forte, parties qui viennent à leur tour en contact avec le corps et qui sont déplacées de la même manière. Le processus se poursuivant indéfiniment, il se forme dans le fluide autour du corps chaud des courants de convection. Dans le cas qui nous intéresse ici de la lampe à incandescence à atmosphère gazeuse, ces courants de convection tendent à diminuer la température du filament.

On pourrait s'étonner de nous voir indiquer une longueur de fil après avoir dit que la température d'un fil traversé par un courant était indépendante de sa longueur. Mais, pratiquement, un fusible est toujours fixé entre deux masses de cuivre (bornes par exemple) qui absorbent de la chaleur ; cette absorption permettrait donc le passage, sans fusion, d'un courant plus intense que le courant théorique. Pour éviter cette cause d'erreur, il convient de ne pas rapprocher les deux bornes et de donner au fusible une longueur satisfaisante : dans ces conditions, le rayonnement par effet Newton agit seul.

5° *Les résistances auto-régulatrices.* — Nous avons vu dans le paragraphe 8 du chapitre précédent que la résistance d'un fil métallique varie avec la température de ce fil. Par exemple, une lampe à incandescence qui est constituée essentiellement par un fil de tungstène présente à froid une résistance bien plus faible qu'à chaud.

Nous avons dit que la résistivité à 0 degré étant  $\rho_0$ , la résistivité  $\rho$  à  $t$  degrés sera :

$$\rho = \rho_0 (1 + \alpha t)$$

$\alpha$  étant le coefficient de température.

Or, nous venons de voir que la température d'un fil conducteur dépend de l'intensité du courant qui le traverse. Il en résulte que, au fur et à mesure que l'intensité augmente, la résistance augmente également et tend à diminuer ladite intensité. Si la résistance croît assez vite avec la température, elle tendra, à partir d'une certaine valeur de l'intensité, à s'opposer à toute augmentation de ladite intensité et on se trouvera en présence d'une résistance *auto-régulatrice* ne laissant passer qu'un courant de I ampères et s'opposant à toute augmentation ou diminution de cette intensité. Partout où un courant régulier, d'intensité constante, est nécessaire, il y aura avantage à utiliser une résistance auto-régulatrice.

Pour réaliser un tel appareil, il faut disposer évidemment d'un corps conducteur dont le coefficient de température  $\alpha$  soit élevé. Le fer est connu en électrotechnique pour présenter cette particularité (1). C'est l'Allemand W. Nernst qui mit le premier au point une résistance auto-régulatrice en fer. Comme dans cet appareil, le fer travaille au rouge, il est nécessaire de le placer dans une enceinte vide d'air ou mieux dans une enceinte contenant un gaz ne présentant, bien entendu, aucune affinité pour le fer, et dont la présence augmente la rapidité des échanges calorifiques le long du fil.

On choisit l'hydrogène qui, même à la température du rouge, ne se combine pas avec le fer.

La courbe de la figure V-15-1 montre, d'après J. Zenneck, le comportement

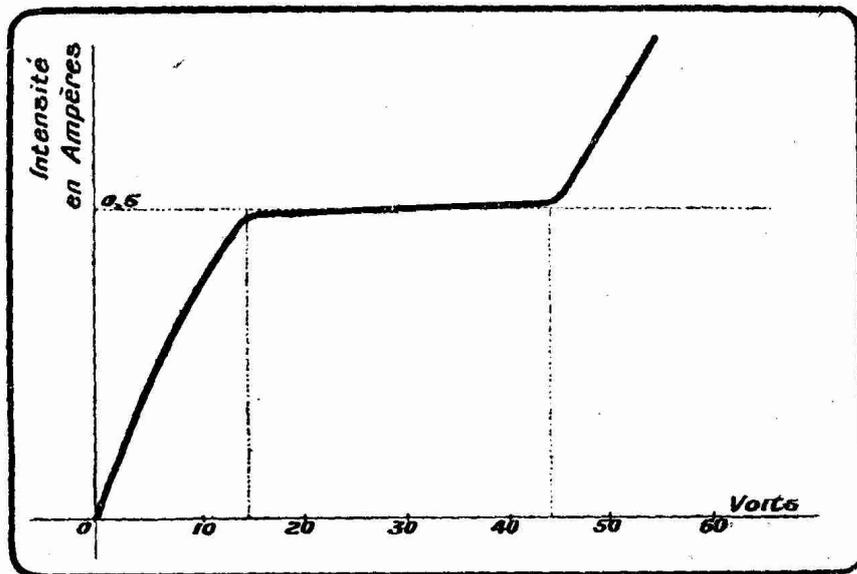


FIG. V-15-1. — Courbe montrant l'auto-régulation à 0,5 ampère d'une résistance au fer-hydrogène pour une bande de tensions aux bornes allant de 15 à 45 volts.

(1) Voir tableau du § 8, page 85.

d'une résistance fer-hydrogène pour des tensions aux bornes de cette résistance variant de 10 à 50 volts. On voit que la résistance considérée varie de telle sorte qu'entre 15 et 45 volts, l'intensité reste constante à 0,5 ampère. Des intensités fixes différentes, pour des limites de tensions également différentes, mais toujours dans le rapport de 1 à 3, peuvent être obtenues. C'est une simple question de dimensionnement du fil de fer.

Ces résistances auto-régulatrices ont été conseillées en T.S.F. pour maintenir l'intensité du courant de chauffage des filaments des lampes à vide à sa valeur normale. Nous verrons cependant plus loin, l'avantage qu'il y a à chauffer les filaments sous tension constante, et non à intensité constante.

Un vaste domaine d'utilisation a été ouvert aux résistances fer-hydrogène par la vogue des postes de réception de T.S.F. et des amplificateurs entièrement alimentés sur le secteur.

Ces montages doivent, nous comprendrons plus tard pourquoi, être alimentés sous une tension alternative bien fixe. Or, la stabilité de la tension d'un secteur alternatif laisse très souvent, trop souvent, à désirer. En plaçant entre le secteur et le bloc d'alimentation une résistance fer-hydrogène convenable, on compense facilement les variations du secteur et assure la stabilité du fonctionnement du montage à alimenter.

Une résistance régulatrice fer-hydrogène est caractérisée par ses tensions de régulation limites et par l'intensité normale de fonctionnement.

Nous verrons, à propos de l'alimentation des postes récepteurs, comment on calcule la résistance fer-hydrogène nécessaire pour obtenir une régulation donnée.

#### § 16. — Piles thermoélectriques.

Nous venons de voir que l'énergie électrique peut se transformer et se transforme en fait très volontiers en énergie calorifique. Inversement, il est possible, dans certaines conditions, de transformer directement de la chaleur en énergie électrique. Cette transformation se fait dans les piles thermoélectriques, dispositifs connus depuis l'expérience de Seebeck (1820).

Seebeck soude un morceau de bismuth Bi sur un morceau d'antimoine Sb de la manière indiquée par la figure V-16-1.

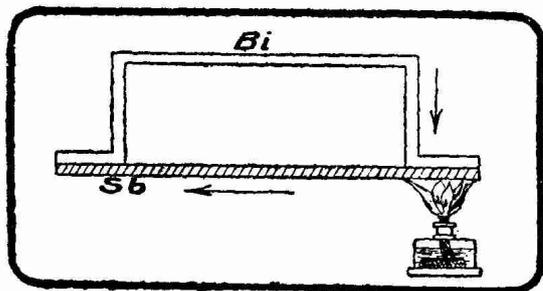


FIG. V-16-1. — Expérience de Seebeck. En chauffant une des soudures, on crée un courant ayant le sens de la flèche.

Il chauffe une des soudures et il constate — par la déviation d'une aiguille aimantée — l'existence d'un courant électrique allant du bismuth à l'antimoine par la soudure chaude. C'est un exemple de transformation directe de l'énergie thermique en énergie électrique.

On peut constituer des séries thermoélectriques en soudant bout à bout des bâtonnets de bismuth et d'antimoine. Pour faire naître un courant, il faut chauffer les soudures impaires et maintenir les soudures paires à la température normale.

Le bismuth et l'antimoine ne sont pas les seuls métaux susceptibles de créer une différence de potentiel par phénomène thermoélectrique. Il faut citer également les couples cuivre-fer, cuivre-zinc, zinc-fer, bismuth-cuivre (pile Melloni) fer-alliage Marcus <sup>(1)</sup> (pile de Clamond), platine-palladium (élément Le Chatelier), etc.

Dans le cas de la pile de Clamond, par exemple, on chauffe au gaz les soudures impaires et l'on favorise une température assez basse des soudures paires en leur donnant la forme d'ailettes. Cent vingt éléments de Clamond donnent une f.é.m. de 8 volts (résistance intérieure de 3,2 ohms).

(1) Antimoine et zinc.

Le rendement de ces piles est très faible : l'énergie électrique est les 2 % de l'énergie thermique. Leur seul avantage est de donner une force électromotrice très constante (1).

Il est impossible de perfectionner ces appareils, car, *la conductibilité thermique marchant de pair avec la conductibilité électrique* (2), si l'on veut s'opposer au passage de la chaleur vers la soudure froide, on est par là-même conduit à employer des isolants électriques.

---

(1) D'où tentative d'application au « chauffage », sur alternatif, des postes de T.S.F. batteries. (Voir « Redressement », page 274).

(2) Cette propriété a été signalée pour la première fois par Children en 1815. Elle a été l'objet d'études précises de la part de Wiedemann et Franz.

## CHAPITRE IV

## NOTIONS D'ELECTROCHIMIE

Nous n'allons pas nous arrêter longuement aux lois de l'électrochimie. Nous n'en dirons que ce qu'il faut pour bien comprendre le fonctionnement d'une pile et d'un accumulateur, accessoires essentiels des postes récepteurs « batteries » et automobiles qui, malgré le développement triomphal des postes secteur, ont encore leurs fervents et leurs indications spéciales d'emploi.

## § 17. — Généralités.

Les premières expériences sur les conductibilités des divers liquides datent de 1800 et ont été effectuées par Carlisle et Nicholson.

Supposons (fig. V-17-1) que l'on essaie de faire passer le courant d'une source S dans une cuve contenant un liquide quelconque. Le contact sur le

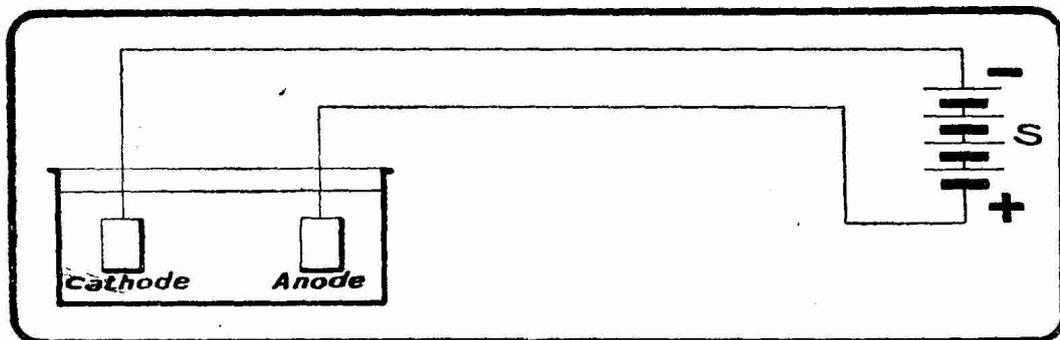


FIG. V-17-1. — Cuve électrolytique. La cathode est l'électrode reliée au pôle négatif de la source S, l'anode est l'électrode reliée au pôle positif.

liquide se fait à l'aide de deux lames métalliques (platine par exemple) que nous appellerons *électrodes*. L'électrode réunie au pôle positif est l'*anode* <sup>(1)</sup>, l'électrode réunie au pôle négatif est la *cathode* <sup>(2)</sup>. Cette terminologie est due à Faraday <sup>(3)</sup>, dont les travaux sur l'électrochimie (1832) sont fondamentaux.

Dans l'eau pure, les huiles, les éthers, les alcools, le courant ne passe pas ; en d'autres termes, ces corps ont des résistivités très élevées : ce sont des liquides isolants. Au contraire, on constate que les sels fondus ou dissous, l'eau acidulée, etc., sont conducteurs. On appelle souvent ces solutions conductrices des *électrolytes*. Les lois d'Ohm et de Joule sont applicables aux électrolytes comme aux corps solides.

Suivant les corps que l'on soumet à l'action du courant à l'état de solution, on constate sur les électrodes des dépôts solides ou des dégagements gazeux. Cette action du courant, qui se traduit par la dissociation des corps, est appelée *électrolyse*.

(1) Du grec *anô*, en haut (potentiel le plus élevé) et *odos*, route.

(2) Du grec *kata*, en bas (potentiel le plus bas) et *odos*, route.

(3) Faraday, chimiste et physicien anglais (1791-1867), élève de Davy, s'est signalé par ses géniales recherches sur l'électricité et l'électromagnétisme. « Découvreur », comme l'appelle J. Tyndall, de l'induction qui permet de créer de l'électricité au moyen du mouvement, il peut être considéré comme le père de toutes les applications pratiques modernes de l'électricité. On lui doit, en outre, les premières liquéfactions de gaz (acide carbonique, protoxyde d'azote, chlore, etc.), la découverte de la benzine (1825). Il fut, pour employer l'expression de A. Turpain, le plus sagace et le plus fécond des expérimentateurs.

Si l'on réalise l'électrolyse de l'eau acidulée par le dispositif de la figure V-17-2 (*voltamètre*), on constate à la cathode un dégagement d'hydrogène et à l'anode un dégagement d'oxygène. Le dégagement d'hydrogène est deux fois plus abondant que le dégagement d'oxygène.

RESISTIVITES DE QUELQUES LIQUIDES ISOLANTS ET CONDUCTEURS	
LIQUIDES	RÉSISTIVITÉS
Eau parfaitement pure à 18° C	25 mégohms/centimètre
Huile lourde de paraffine	8 mégamégohms/centimètre
Benzine	14 mégamégohms/centimètre
Huile de goudron de bois	1670 mégamégohms/centimètre
Eau acidulée sulfurique à 26° Baumé	0,820 ohm/centimètre
Sulfate de cuivre dissous (densité = 1,2)	29,37 ohms/centimètre
Eau acidulée acétique	618,4 ohms/centimètre

Notons, en passant, que nous avons là un moyen très simple de reconnaître la polarité des deux fils d'un secteur continu par exemple. Il suffit de plonger ces deux fils dans une solution d'eau acidulée. Celui des fils qui présentera le dégagement gazeux le plus abondant (hydrogène) est le pôle *négalif*.

Pour expliquer les dissociations qui se produisent dans les expériences d'électrolyse, on a mis sur pied la *théorie des ions* (1887) Cette théorie est due au Suédois Arrhénius (1).

Lorsque l'on dissout dans de l'eau un corps composé (par exemple du sulfate de cuivre, du chlorure de sodium, etc., etc.), les molécules se dissocient en particules chargées d'électricité (2). Ces particules sont appelées *ions*. Il y a des ions positifs et des ions négatifs. Lorsque l'on fait passer un courant dans la solution, les ions cessent d'avoir une existence virtuelle, ils perdent leurs charges électriques en venant au contact des électrodes, ils apparaissent à l'état réel. Les ions positifs apparaissent à la cathode et les ions négatifs à l'anode. Insistons sur ce point que ce n'est qu'au moment où les ions perdent leur charge qu'ils apparaissent à l'état libre.

L'expérience permet de vérifier la proposition fondamentale suivante :

*Chaque fois que l'on décompose par le courant un corps composé, le métal ou l'hydrogène apparaît à la cathode, le reste de l'élément constitue un radical qui apparaît à l'anode.*

Illustrons cette règle générale par un exemple. Prenons le cas du sulfate de cuivre. D'après la théorie d'Arrhénius, notre sulfate, qui a pour formule chimique (3)  $SO_4Cu$ , va, à l'état de dissolution, se décomposer en ions : il y aura l'ion positif  $Cu$  et l'ion négatif  $SO_4$ . Tant que  $Cu$  reste dans l'électrolyte

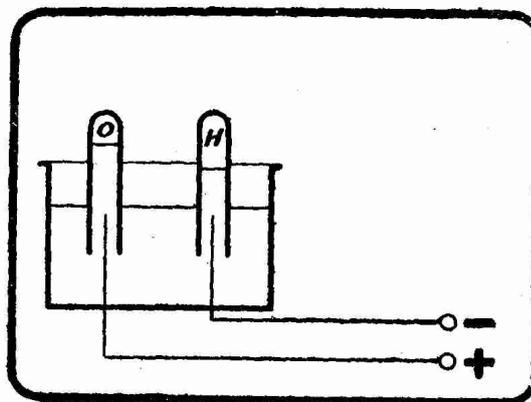


FIG. V-17-2. — Electrolyse de l'eau acidulée par l'expérience du voltamètre.

(1) Svante-Auguste Arrhénius, professeur de physique à l'Université de Stockholm (1859-1927). Prix Nobel en 1903, pour ses travaux sur l'électrolyse.

(2) Cette dissociation n'est pas seulement une simple hypothèse ; elle cadre avec les conclusions tirées des résultats de certaines mesures (pression osmotique).

(3) Les formules chimiques donnent la composition qualitative et quantitative de la molécule d'un corps. Ici, S est le soufre, Cu le cuivre et O l'oxygène.

à l'état d'ion, c'est-à-dire avec sa charge positive, il n'apparaît pas, il n'a aucune des propriétés chimiques du cuivre ; mais aussitôt qu'il aura perdu sa charge sur la cathode, qui, étant négative, neutralise les charges positives, il deviendra une molécule de cuivre métallique qui apparaîtra sur ladite cathode (dépôt de cuivre, application à la galvanoplastie).

De même,  $\text{SO}^+$  en perdant sa charge sur l'anode devient une molécule  $\text{SO}^+$  ; mais cette molécule n'a pas d'existence chimique indépendante, elle va donc se détruire en  $\text{SO}^3 + \text{O}$  et l'oxygène  $\text{O}$  va se dégager. L'anhydride sulfurique  $\text{SO}^3$  se combinera à l'eau pour donner l'acide sulfurique  $\text{SO}^4\text{H}^2$  (réaction secondaire).

### § 18. — Réactions secondaires dans l'électrolyse.

Nous n'avons considéré ci-dessus que les phénomènes simples de l'électrolyse ; le dégagement ou le dépôt des éléments sur les électrodes ; mais, en pratique, ces phénomènes se compliquent de réactions qui prennent l'un des aspects suivants :

*Réaction des ions sur l'électrolyte.* — Nous avons vu tout à l'heure dans l'électrolyse du sulfate de cuivre que l'ion  $\text{SO}^+$  en se dégageant sur l'anode libère de l'oxygène et se combine à l'eau de la solution pour donner de l'acide sulfurique.

*Réaction des ions sur l'électrode.* — Supposons que dans l'expérience de l'électrolyse du sulfate de cuivre, on dispose d'électrodes en cuivre. A la cathode le cuivre se dépose ; à l'anode l'oxygène attaque le cuivre, donne l'oxyde de cuivre  $\text{CuO}$  qui lui-même, en présence de  $\text{SO}^3$ , devient du sulfate de cuivre. L'anode est attaquée petit à petit pour redonner du sulfate de cuivre, tandis que du cuivre se dépose continuellement sur la cathode. Tout se passe comme si le cuivre dissous de l'anode était transporté sur la cathode.

Cette réaction particulière des ions sur l'électrode est utilisée dans la *galvanoplastie* (dorure, argenture, nickelage, cuivre électrolytique).

Un autre exemple de ces réactions sera donné au moment où nous étudierons les accumulateurs.

*Réaction des ions sur les ions.* — Nous ne citons ce cas que pour compléter l'énumération des réactions secondaires : il trouve, notamment, son application dans la fabrication de certains explosifs chloratés (cheddite).

### § 19. — Lois de l'électrolyse.

Ce sont les lois de Faraday. Leur exposition complète nous entraînerait trop loin, car elles font appel à des connaissances chimiques sur lesquelles nous ne voulons pas nous attarder.

Qu'il nous suffise de dire qu'une de ces lois exprime que *la masse d'électrolyte décomposée est proportionnelle à la quantité d'électricité débitée par la source et par suite à l'intensité du courant et au temps* :

On a trouvé expérimentalement qu'un coulomb, c'est-à-dire un ampère pendant une seconde, dégage, dans une solution d'eau acidulée, une masse d'hydrogène égale à 0,01035 milligramme. On en déduit que pour dégager un gramme d'hydrogène il faut 96.500 coulombs. Cette proposition peut servir de définition au coulomb et par suite à l'ampère. La loi du 2 avril 1919, qui fixe les mesures légales françaises, donne la représentation suivante de l'« ampère international » : c'est l'intensité du courant uniforme qui dépose, par seconde, 0,001118 gramme d'argent <sup>(1)</sup>, par électrolyse d'une solution aqueuse de nitrate

(1) Ou 0,0003287 g de cuivre. Le dépôt de cuivre est plus souvent utilisé pour la mesure pratique des intensités et des quantités d'électricité, parce que son dépôt est plus adhérent que celui de l'argent.

La quantité 0,001118 est appelée l'équivalent électrochimique de l'argent (poids d'argent exprimé en grammes, déposé à la cathode par le passage d'un coulomb).

Parmi les savants qui ont contribué à la détermination de l'équivalent électrochimique de l'argent, il faut citer Kohlrausch qui a proposé pour cet équivalent la valeur 0,0011183 qui porte son nom.

d'argent. De même, on a pour le « coulomb international » la représentation : quantité d'électricité correspondant au dépôt électrolytique de 0,001118 gramme d'argent.

Ce sont des considérations chimiques que nous passons sous silence (poids atomiques et valences), qui permettent de déduire l'un de l'autre les nombres 0,00001035 et 0,001118.

REMARQUE. — La quantité d'électricité 96.500 coulombs qui dégage un gramme d'hydrogène est appelée quelquefois le *faraday*.

## § 20. — Piles.

Nous venons de voir que le courant électrique était susceptible de produire de l'énergie chimique. Inversement, l'énergie chimique est capable de fournir un courant électrique. Cette transformation particulière de l'énergie est produite dans les appareils spéciaux nommés *piles électriques*.

Ainsi, lorsque l'on plonge dans de l'eau acidulée une électrode de zinc et une électrode de cuivre, on obtient entre ces deux électrodes une force électromotrice. On a réalisé (1) de cette manière une pile appelée pile de Volta. Le cuivre constitue le pôle positif, le zinc le pôle négatif. La force électromotrice de cette pile est de 1,09 volt.

Dans la plupart des piles, la f.é.m. baisse rapidement, car l'hydrogène, qui se dégage pendant le fonctionnement sur le pôle + de la pile (électrode de sortie) *polarise* la pile en développant une force contre-électromotrice en opposition avec la force électromotrice propre de la pile. Cette polarisation n'est négligeable que dans le cas très spécial de la pile Daniell (2).

On a établi, sous le nom de *piles à dépolarisant*, des piles présentant des dispositifs spéciaux absorbant au fur et à mesure l'hydrogène qui se dégage sur le pôle + pendant le fonctionnement. Absorber l'hydrogène, c'est *dépolarisier* la pile. Cet artifice permet donc d'obtenir une f.é.m. plus élevée et plus constante.

Passons rapidement en revue quelques-unes des principales piles à dépolarisant.

1° *Pile Bunsen*. — Elle ressemble à la pile Daniell en ce que le pôle négatif est constitué par du zinc. Elle en diffère par la constitution du pôle positif qui est un charbon de cornue plongeant dans de l'acide azotique contenu dans une cavité en terre poreuse. L'électrolyte est de l'eau acidulée. L'acide azotique est le dépolarisant. L'hydrogène qui se dégage sur le pôle positif pendant le fonctionnement réduit partiellement l'acide azotique et forme de l'eau et des vapeurs nitreuses. Cette pile donne une f.é.m. de 1,9 volt, mais est incommode à cause des vapeurs nitreuses qu'elle dégage.

2° *Pile Leclanché*. — Cette pile est très utilisée, sous une forme ou sous une autre, car elle possède la précieuse propriété de ne pas s'altérer en circuit ouvert. La durée d'une telle pile est donc très grande. Le pôle négatif est un crayon de zinc amalgamé (frotté dans un bain de mercure) plongeant dans

(1) L'Italien Galvani avait constaté en 1792, dans des expériences célèbres, l'existence de mouvements étranges dans les membres d'une grenouille dépouillée touchés en deux points par un arc métallique zinc-cuivre. Une discussion passionnée divisa le monde savant sur la question. En 1800, Volta, qui s'était occupé avec Lavoisier et Laplace de recherches électriques, déduisit fort habilement de l'expérience de Galvani que la cause des mouvements observés se trouvait dans le contact zinc-cuivre, contact produisant une énergie électrique. Pour vérifier sa théorie, Volta *empara* entre des tiges de verre une série de disques de cuivre, de drap mouillé et de zinc, toujours dans le même ordre. Entre les deux disques terminaux de cuivre et de zinc, il constata une différence de potentiel. La forme de la pile de Volta lui donna son nom, nom qui resta au dispositif lorsqu'on le perfectionna en faisant tremper les cuivres et les zincs dans de petits godets (pile à tasses). La pile de Volta a constitué une découverte d'importance capitale. Par elle, les expérimentateurs ont été en mesure d'étudier un courant électrique continu en régime permanent.

(2) La pile Daniell est une pile Volta à tasses dans laquelle on a séparé chaque tasse (ou bac) en deux compartiments à l'aide d'une cloison poreuse.

une solution de chlorure d'ammonium. Le pôle positif est un charbon de cornue entouré d'un aggloméré spécial de charbon et de bioxyde de manganèse. Ce bioxyde de manganèse est le dépolarisant. La f.é.m. est de 1,4 volt, un peu faible, par conséquent ; par surcroît, la résistance intérieure est assez forte.

3° *Pile au bichromate.* — Dans cette pile, les deux pôles : zinc (—) et charbon (+), plongent dans un liquide formé d'eau, de bichromate de potassium et d'acide sulfurique dans les proportions respectives de 100, 12 et 25 en masse. Le bichromate, corps très oxydé ( $\text{Cr}^{2+}\text{O}^-\text{HK}$ ), est réduit par l'hydrogène ; il joue le rôle de dépolarisant. Malheureusement, le zinc est attaqué en circuit ouvert par l'électrolyte et il faut sortir ce zinc de la solution lorsque l'on ne se sert pas de la pile. La force électromotrice est de 2 volts, la résistance intérieure faible.

4° *Pile Féry ou pile à dépolarisant par l'air.* — Pendant la guerre 1914-1918, le bioxyde de manganèse était d'une grande rareté, car il provenait en majeure partie d'Allemagne. Féry évite l'emploi de ce bioxyde de manganèse par l'utilisation de l'oxygène de l'air, dépolarisant gratuit et d'action constante. Le pôle + est constitué par un tube de charbon percé de rangées verticales de trous. Le pôle — est une plaque de zinc disposée dans le fond de l'élément. L'oxygène de l'air, qui se trouve dissous en grande abondance dans l'électrolyte au voisinage de l'électrode de charbon à grande surface, se combine avec l'hydrogène naissant et dépolarise la pile. Le zinc placé dans le fond du vase est attaqué bien moins rapidement que dans une pile Leclanché. Ces piles Féry ont une très grande capacité massique : un élément de 90 Ah ne pèse que 2 kilogrammes. Leur débit est toutefois limité par leur résistance intérieure.

5° *Pile Weston ; volt international.* — La pile Weston, dite pile Weston normale, est intéressante parce qu'elle sert de représentation légale (loi du 2 avril 1919) au « volt international ». L'élément Weston normal est constitué par un amalgame de cadmium à 12,5 % (pôle —), une solution saturée de sulfate de mercure avec cristaux (électrolyte), un mélange pâteux de sulfate de mercure et de sulfate de cadmium (dépolarisant) et enfin par une électrode de mercure (pôle +). *Le volt international a une force électromotrice représentée par les  $1/1,0183$  de la f.é.m. à 20° C de l'élément Weston normal.*

6° *Piles sèches.* — Ce sont des piles dans lesquelles l'électrolyte a été immobilisé par une matière spongieuse (agar-agar par exemple). Ces piles peuvent être transportées dans toutes les positions. Les piles sèches sont en général établies sur le type de la pile Leclanché. Les piles de lampes de poche, par exemple, sont constituées par trois petits éléments Leclanché dont le liquide est immobilisé.

On utilise de tels éléments dans la constitution des batteries d'alimentation anodique des récepteurs de T.S.F. du type « batteries » (blocs de 135 volts comprenant 90 éléments et comportant des prises pour l'obtention de tensions intermédiaires).

## § 21. — Accumulateurs. Théorie élémentaire. Conseils pratiques.

Les solutions électrolytiques obéissent, nous l'avons vu, aux lois d'Ohm et de Joule. Il y a, en particulier, une chute de tension dans une cuve électrolytique ; cette chute est appelée *force électromotrice de polarisation*. Tout se passe donc comme si dans la cuve se produisait une *force contre-électromotrice* qui siègerait dans les électrodes. Ici intervient un fait capital : *la force contre-électromotrice dirigée en sens contraire de la force électromotrice primitive subsiste après le passage du courant*. Les électrodes sont dites *polarisées*.

Après avoir fait passer un courant dans un voltamètre (fig. V-17-2), on peut, la source ayant été débranchée, obtenir de ce voltamètre un courant de faible durée se produisant en sens contraire du courant primitif, c'est-à-dire *utiliser à son tour le voltamètre comme source de courant* (1). La différence aux bornes

(1) D'où le nom de « pile secondaire » donné quelquefois au dispositif.

du voltamètre de la figure V-17-2 à électrodes de platine est de 1,49 volt. Cette différence de potentiel a quelque durée si les électrodes sont constituées par de la mousse de platine facilitant la condensation des gaz de l'électrolyse. Pour obtenir un *courant secondaire* (courant de décharge) comparable au *courant primaire* (courant de charge), il faut disposer d'électrodes dont la nature chimique est modifiée par l'électrolyse.

Un *accumulateur* n'est autre chose qu'un voltamètre à eau acidulée dont les électrodes subissent une polarisation énergique du fait de leur constitution spéciale.

*Historique et théorie classique élémentaire de l'accumulateur.* — En 1859, Gaston Planté <sup>(1)</sup> construisit le premier accumulateur avec des électrodes en plomb. Il constitue cet accumulateur de la manière suivante : deux lames de plomb de grande surface sont étalées l'une sur l'autre après avoir été séparées

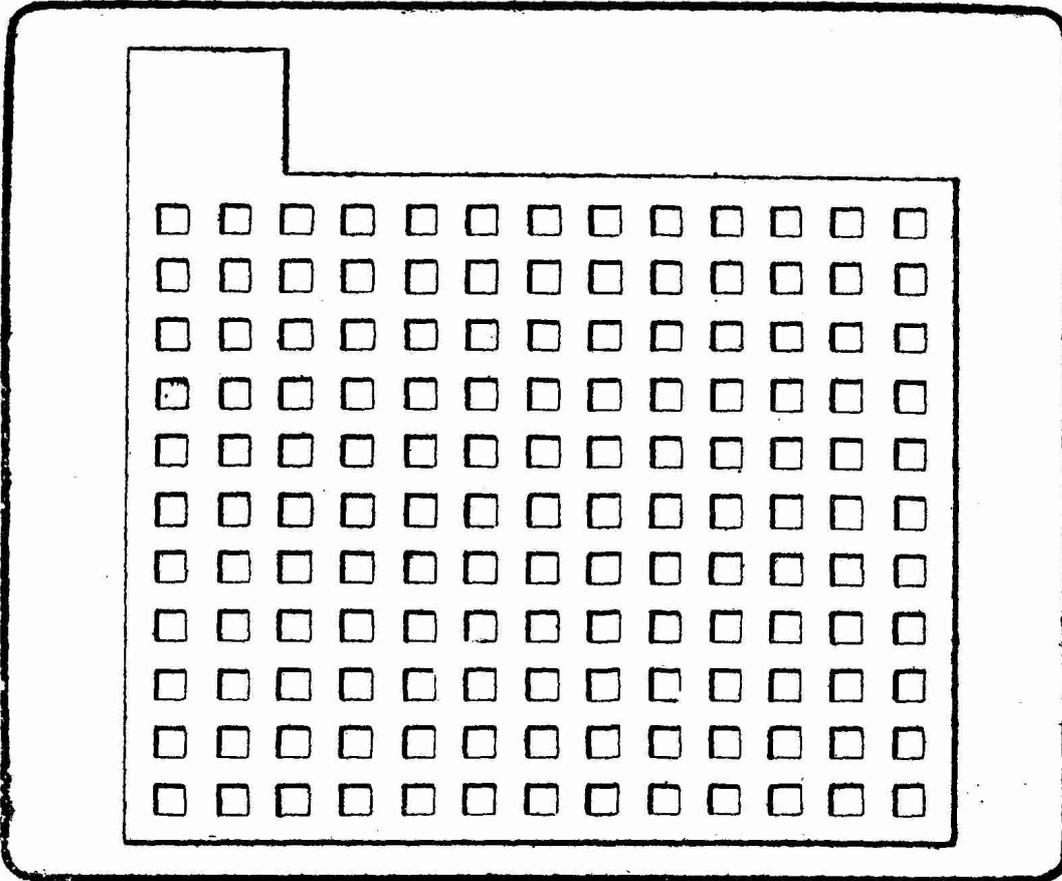


FIG. V-21-1. — Grillage en plomb servant de support aux « pastilles » de sels de plomb qui constituent les électrodes d'un élément d'accumulateur. On utilise des pastilles de minium pour les électrodes positives, de litharge pour les électrodes négatives.

par des branches d'osier. On roule le tout en plaçant encore des branches d'osier pour que la lame de plomb du dessous ne vienne pas en contact avec la lame de plomb du dessus. Chacune des lames constitue un des pôles de l'accumulateur. On plonge cet ensemble dans de l'eau acidulée et on laisse passer le courant.

Sur la lame de plomb reliée au pôle positif de la source se dégage de l'oxygène, d'où formation de litharge  $PbO$  aux dépens d'une partie du plomb de cette lame. Sur la lame de plomb reliée au pôle négatif se dégage de l'hydro-

(1) Né à Orthez en 1834, mort à Paris en 1889.

gène, d'où formation d'hydrogène dans les pores du plomb constituant cette lame.

Si l'on ferme alors les deux lames sur un circuit, on constate un courant de décharge de sens inverse au courant de charge. Ce courant ne dure pas longtemps dans le cas qui nous occupe, car ni l'oxygène, ni l'hydrogène n'ont pénétré profondément dans le plomb.

Planté eut alors l'idée, dans une seconde expérience, de renverser les pôles. Sur la litharge  $PbO$ , qui s'était formée sur la précédente anode devenue cathode, se dégage de l'hydrogène qui « réduit » ladite litharge, c'est-à-dire qui prend l'oxygène de  $PbO$ , et laisse le plomb  $Pb$  à l'état de plomb spongieux. Sur l'autre pôle, l'oxygène attaque le plomb et forme de la litharge  $PbO$  comme tout à l'heure.

Au bout d'un certain nombre de ces charges en sens contraire, on substitue ainsi aux lames de plomb primitives des lames beaucoup plus spongieuses qui rendent l'accumulateur capable d'emmagasiner une plus grande quantité de gaz, donc de donner un courant secondaire plus important. Ces charges en sens contraire constituent ce que l'on appelle la *formation* de l'accumulateur.

En 1881, Faure perfectionne l'accumulateur. La formation est plus rapide en ce sens qu'elle est *artificiellement* facilitée. On constitue dans ce but les pôles de l'appareil par deux grillages en plomb (fig. V-21-1) qui servent de supports à des pâtes de sels de plomb : pâte de minium ( $Pb^3O^4$ ) pour le pôle +, pâte de litharge ( $PbO$ ) pour le pôle —. Les petits carrés de pâte comprimée dans les alvéoles sont appelés quelquefois *pastilles*.

Ces deux électrodes sont plongées dans de l'eau acidulée à 24° Baumé (1).

Si l'on fait passer le courant dans l'appareil en observant les polarités du minium (+) et de la litharge (—), on produit l'électrolyse de l'eau acidulée. Mais les gaz hydrogène et oxygène ne se dégagent pas. Sur la cathode (pôle —), l'hydrogène réduit la litharge à l'état de plomb, d'où la couleur grise caractéristique des plaques négatives d'un accumulateur chargé. Sur l'anode (pôle +), l'oxygène oxyde le minium  $Pb^3O^4$  et le transforme en peroxyde de plomb  $PbO^2$  ou oxyde puce, d'où la couleur brun chocolat des plaques positives.

Lorsque les bulles de gaz se dégagent, l'appareil est saturé. On renverse alors le sens des connexions sur l'appareil et l'on recommence. Au bout de quatre jours, la formation est complète. L'accumulateur est prêt pour la vente.

Nous avons supposé tout à l'heure n'avoir affaire qu'à une seule plaque

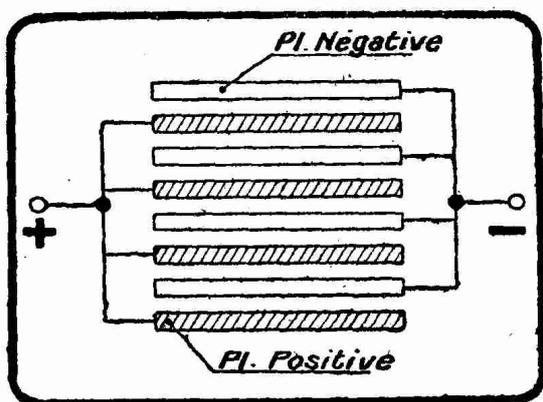


FIG. V-21-2. — Schéma de constitution d'un élément d'accumulateur de 2 volts.

positive et une seule plaque négative. En pratique, il y a toujours plusieurs plaques + et — (fig. V-21-2). Chaque groupe de ces plaques + et — constitue ce que l'on appelle un élément d'accumulateur. Les plaques sont séparées les unes des autres par des plaquettes d'ébonite ou bien encore des plaquettes de celluloid. Dans les grosses batteries (éclairage domestique), on utilise des séparateurs en verre. Les *bacs*, c'est-à-dire les récipients contenant les plaques et l'acide, sont en ébonite, en celluloid ou en verre. Les accumulateurs utilisés par les amateurs ont été pendant longtemps pourvus de bacs en celluloid. Le celluloid est lentement attaqué par l'acide. Aussi préfé-

(1) Les degrés Baumé, qui se mesurent à l'aide d'un aréomètre spécial (pèse-acide), indiquent la concentration des solutions d'acide sulfurique dans l'eau. L'acide sulfurique pur correspond à 66° Baumé. Une solution à 28° Baumé contient 32 grammes d'acide sulfurique pour 63 grammes d'eau (densité 1,2407). Pour 18°, on a : 19,6 g d'acide sulfurique et 80 g d'eau (densité : 1,1425). La densité  $D$  se déduit du degré Baumé  $n$  par la relation :

$$D = \frac{144,32 - n}{144,32}$$

rerait-on, si ce n'était leur poids élevé, les bacs en matière moulée spéciale.

La borne rouge d'un élément est le pôle positif, la borne noire le pôle négatif.

La force électromotrice d'un élément d'accumulateur est de 2 volts. C'est un tel élément que l'on utilise dans les récepteurs « batteries » modernes au chauffage des filaments. Une batterie de 4 volts (batterie de T.S.F. classique de « chauffage » des récepteurs « batteries » équipés avec les anciennes lampes 4 volts), est constituée par deux éléments. Une batterie d'anode (tension anodique d'un poste récepteur « batteries ») comporte 40 éléments si l'on veut avoir une f.é.m. de 80 volts, 60 si l'on désire une f.é.m. de 120 volts, etc. (1).

*Capacité d'un accumulateur.* — La capacité d'un accumulateur exprime la quantité d'électricité qu'il est capable d'accumuler, d'emmagasiner, de même que la capacité d'un récipient ordinaire exprime le nombre de litres que le récipient peut contenir. Cette capacité d'un accumulateur électrique est donnée, comme nous avons eu l'occasion de le dire à propos des définitions fondamentales de l'électricité, en *ampères-heure* (symbole Ah). A un ampère-heure correspond une quantité d'électricité de 3.600 coulombs. Pour préciser la capacité d'un accumulateur, il est indispensable de dire à quelle durée de décharge elle correspond. Ainsi, un même accumulateur n'aura pas la même capacité pour une décharge en 10 heures que pour une décharge à régime lent. Par exemple, un accumulateur qui présente une capacité de 60 Ah en régime lent, n'a plus que 40 Ah pour une décharge en 10 heures et 25 Ah pour une décharge en 5 heures. Les fabricants d'accumulateurs donnent généralement à leurs appareils la capacité correspondant à une décharge en régime lent ou intermittent et il est bon de savoir qu'un accumulateur de 20 Ah (régime lent) ne peut fournir un courant de 1 ampère que pendant une douzaine d'heures, à raison d'une heure de service par jour.

En général, on peut admettre qu'un élément d'accumulateur a une capacité en ampères-heure égale à dix fois la masse en kilogrammes de ses plaques. Un élément de 4 kilogrammes présente donc une capacité de 40 Ah (décharge en 10 heures).

Les résultats obtenus dans le couplage des batteries ou des éléments d'accumulateurs sont immédiats : si l'on couple en série deux éléments de 40 Ah, on obtient 4 volts 40 Ah ; si l'on couple ces éléments en parallèle, on obtient 2 volts 80 Ah ; d'une manière analogue, deux batteries de 80 volts 1 Ah placées en série donnent 160 volts 1 Ah, en parallèle elles donnent 80 volts 2 Ah. Ces considérations sont utiles à connaître, par exemple, lorsque l'on recharge une batterie de 160 volts en la partageant en deux batteries de 80 volts mises en parallèle.

La capacité d'un accumulateur de 4 volts destiné au chauffage des filaments de 4 lampes de T.S.F. du type primitif (0,7 ampère) doit être d'au moins 60 Ah (régime lent). Pour les lampes modernes (0,07 à 0,15 ampère) on admet 10 Ah par lampe.

La capacité d'une batterie d'accumulateurs de 80 à 160 volts destinée à la tension anodique d'un poste récepteur à lampes est beaucoup plus faible ; on n'a besoin, en effet, dans ce cas, que d'un débit minime (une vingtaine de milliampères en moyenne). Cette capacité dépasse rarement, par conséquent, 3 Ah, valeur qui convient pour les postes à nombreux étages comme les superhétérodynes. 1 Ah a constitué longtemps pour ces batteries une bonne moyenne (cas du poste à 3 ou 4 lampes à résistance interne pas trop faible).

*Charge d'un accumulateur.* — Un accumulateur est caractérisé par sa *capacité*, son *débit de régime* en ampères et son *courant de charge normal*. Il y a grand avantage à ne pas dépasser ce courant de charge normal, qui est indiqué le plus souvent par le constructeur. Le courant de charge est généralement, en ampères, égal au dixième de sa capacité en Ah pour une décharge en 10 heures. Ainsi, un accumulateur de 40 Ah en 10 heures (60 Ah régime

---

(1) En général, à l'heure actuelle, on utilise des éléments de piles pour la constitution des sources de tension anodique des récepteurs « batteries ».

lent) ne doit pas être rechargé à plus de 4 ampères. Une batterie de 1 Ah se contentera largement d'une intensité de charge égale à 100 milliampères.

Lorsque l'on met en charge un accumulateur déchargé présentant une tension aux bornes (1) de 1,8 volt, par exemple, on constate que cette tension s'élève rapidement à 2,2 volts, puis qu'elle croît lentement de 2,2 à 2,4 volts pendant la durée de la charge. Vers la fin de la charge, la tension aux bornes de l'élément monte brusquement à 2,5 volts, tandis que le dégagement gazeux, très énergique, provoque une ébullition de l'électrolyte. L'accumulateur est chargé. Lorsque l'élément est, à fin de charge, laissé au repos, sa tension aux bornes descend à 2,2 volts ou 2,1 volts. Il est à conseiller de ne pas utiliser un accumulateur dès la fin de sa charge, mais au contraire de lui laisser de 8 à 10 heures de repos. Si l'on utilise un accumulateur immédiatement après sa charge, on constate que sa décharge se produit plus vite. Il faut lui laisser, pour ainsi dire, le temps de « reprendre haleine ». Cela dit pour les amateurs qui se trouvent à plusieurs kilomètres de tout « rechargeur » !

*Modes de recharge d'un accumulateur sur une source d'électricité continue.*  
— Nous n'envisageons pour le moment que la recharge sur une source continue, réservant à plus tard l'étude de la recharge sur courant alternatif.

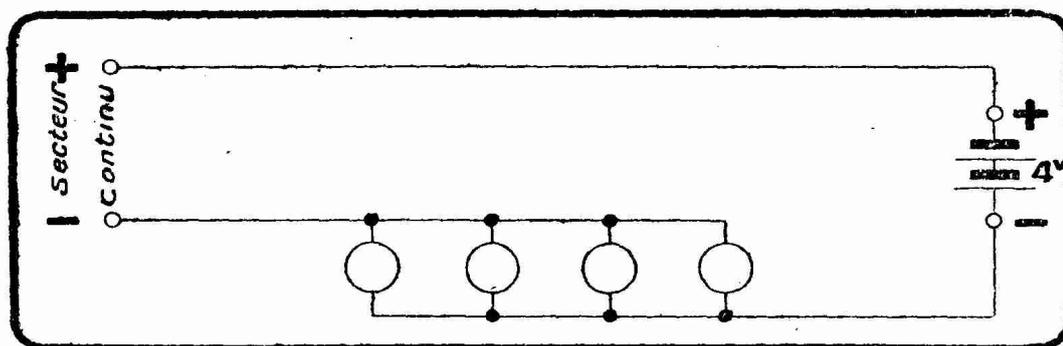


FIG. V-21-3. — Recharge d'une batterie d'accumulateurs de 4 volts sur un secteur continu.

Pour recharger un accumulateur, il faut disposer d'une force électromotrice au moins égale à la tension de l'accumulateur à fin de charge. Ainsi, un accumulateur de 4 volts à fin de charge présente une tension de 5 volts : il nous faut donc 5 volts au moins pour recharger cet accumulateur.

*Voyons d'abord la recharge sur secteur continu 110 volts.* — Pour recharger un accumulateur de 4 volts sous 4 ampères (cas des 60 Ah) avec du 110 continu, il nous faut absorber, dans une résistance appropriée R, la tension 110 — 5 volts, c'est-à-dire 105 volts sous 4 ampères. La loi d'Ohm nous donne immédiatement la valeur de cette résistance :

$$R = \frac{105}{4} = 26,25 \text{ ohms}$$

Cette résistance R peut être constituée soit par un fil de ferro-nickel de section et de longueur convenables, soit par un certain nombre de lampes à incandescence placées en parallèle (fig. V-21-3). Pour ne pas être obligé de mettre trop de ces lampes en parallèle, il faut prendre des lampes laissant passer un fort courant, c'est-à-dire des lampes ayant une consommation spécifique assez forte. Nous avons vu précédemment que les lampes à filament de carbone présentaient l'inconvénient de consommer un fort courant. Cet inconvé-

(1) Toutes les tensions aux bornes qui suivent sont supposées mesurées à l'aide d'un voltmètre de résistance intérieure élevée consommant de 2 à 3 milliampères. Lorsque l'accumulateur ne débite que très peu, les tensions aux bornes sont, on le sait, peu différentes de la force électromotrice (résistance intérieure faible).

nient devient ici, dans une certaine mesure, un avantage, puisqu'il permet de réduire le nombre des lampes à placer en parallèle. Pour recharger sur secteur continu à 110 volts un accumulateur de 4 volts sous 4 ampères, il nous faut placer en parallèle 3 lampes de 50 bougies filament carbone. L'ensemble de ces trois lampes donne, en effet, une résistance équivalente pas très différente de 26 ohms (23 ohms environ). Ce mode de recharge, pour commode qu'il soit, n'en est pas moins d'un rendement lamentable. Nous dépensons au total 440 watts pour n'en utiliser que 20 au grand maximum dans les accumulateurs. Le restant, c'est-à-dire plus de 95 % de l'énergie totale, sert à allumer et... chauffer les lampes. Naturellement, si l'on avait remplacé les lampes par une résistance en fil de ferro-nickel, le rendement aurait été tout aussi déplorable. Ce rendement défectueux tient aux 105 volts que l'on est obligé d'absorber en pure perte. Il est évident cependant que si l'on utilise les trois lampes de 50 bougies pour s'éclairer, on peut considérer le rendement comme bon ! C'est un raisonnement de cette nature qui a permis d'inviter les amateurs à recharger leurs accumulateurs gratuitement (?) sur secteur continu.

*On peut également recharger avec de petits convertisseurs* comprenant un moteur entraînant une dynamo donnant les 5 ou 6 volts continus nécessaires. Ces groupes ont l'inconvénient d'être d'un prix élevé et de faire du bruit ; leur rendement est meilleur : 50 % environ.

*On a proposé de recharger les accumulateurs avec des piles de forte capacité*, mais ce dispositif revient cher et ne doit être adopté que lorsqu'aucune source d'électricité ne se trouve dans le voisinage. D'ailleurs, on ne peut charger par ce moyen que des accumulateurs d'au plus 20 Ah.

*A quoi reconnaît-on qu'un accumulateur est rechargé ?*

Il y a plusieurs signes :

1° Les plaques négatives prennent une teinte gris ardoise et les plaques positives une teinte chocolat.

2° Un dégagement abondant de gaz se produit sur les plaques, surtout sur les plaques négatives. Il ne faut pas confondre ce dégagement normal de fin de charge avec un dégagement particulier qui produit au-dessus de l'électrolyte une mousse d'aspect savonneux. Ce dégagement se produit dans certains accumulateurs neufs en bacs celluloïd, et peut devenir si abondant que le bac dégorge littéralement cette mousse à l'extérieur. Ce phénomène a son siège dans les bacs ou les séparateurs. Pour le faire cesser, il n'y a, dans les cas « graves », qu'à faire changer bacs et séparateurs. Généralement, il disparaît de lui-même au bout de deux ou trois charges.

3° Chaque élément présente une différence de potentiel de 2,5 volts (tension mesurée en charge avec un voltmètre résistant).

4° Le titre de l'acide doit atteindre 26° Baumé. Pratiquement, ce titre oscille, à fin de charge, entre 26 et 29 degrés.

*Etude de la décharge d'un accumulateur.* — Lorsque l'on utilise un accumulateur, c'est-à-dire lorsque cet accumulateur débite dans un circuit, il se produit entre ses plaques une électrolyse *en sens inverse* de celle qui a lieu pendant le passage du courant de charge. La plaque de plomb est oxydée et la plaque de peroxyde en partie réduite, c'est-à-dire « désoxydée » : les plaques reviennent peu à peu à leur état primitif. On dit que l'accumulateur se *décharge*. Le titre de l'acide d'un accumulateur déchargé tombe à 22 ou 20 degrés Baumé. On doit alors le recharger en utilisant une source d'électricité donnant naturellement un courant toujours de même sens.

En principe, l'accumulateur restitue pendant la décharge une quantité d'énergie  $T'$  inférieure à la quantité d'énergie  $T$  utilisée pendant la charge. Le

rapport  $\frac{T'}{T}$  s'appelle le rendement en énergie de l'accumulateur. Ce rendement

ne dépasse guère 75 %.

Au début de la décharge d'un élément, la tension aux bornes de cet élément est légèrement supérieure à 2 volts (2,2 volts). Cette tension tombe rapidement à 2 volts. Pendant le restant de la décharge, la tension décroît très lentement de 2 volts à 1,9 volt et peut être considérée pendant toute cette période comme constante. Cette constance de la tension aux bornes pendant la plus grande partie de la décharge constitue une des principales qualités de cette source d'électricité transportable. C'est seulement à fin de décharge que la tension aux bornes tombe au-dessous de 1,9 volt, mais alors la chute est rapide. Dès que la tension aux bornes atteint 1,8 volt, l'accumulateur est déchargé. On doit s'empresse alors de le recharger pour éviter la *sulfatation*, c'est-à-dire la formation de sulfate de plomb dont l'accumulation dans les pores des plaques diminue la capacité de l'accumulateur dans des proportions souvent telles qu'il est rendu inutilisable pratiquement. La courbe de la V-21-4 montre l'allure de cette décharge à courant constant.

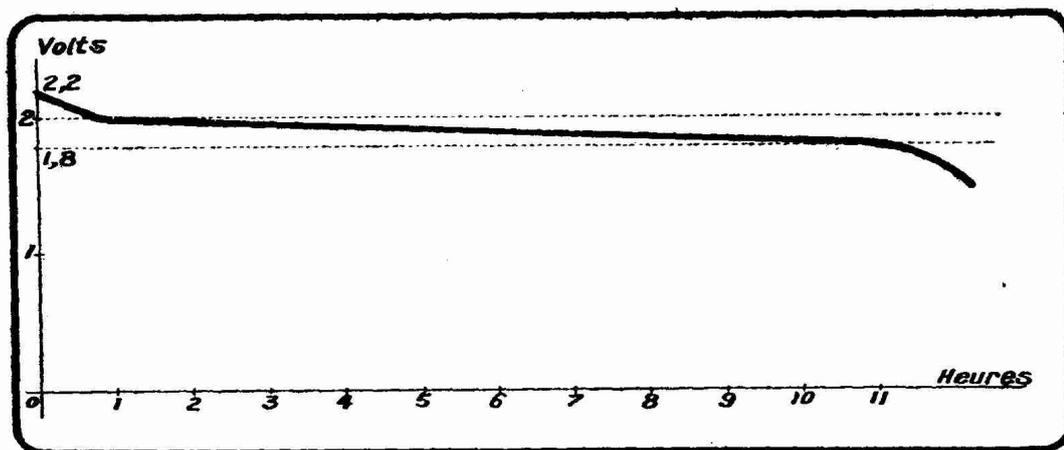


FIG. V-21-4. — Courbe de décharge d'un élément d'accumulateur de 2 volts.

*Conseils généraux sur la charge et l'entretien des accumulateurs.* — Point capital : partout où cela peut se faire, recharger ses accumulateurs chez soi, les précieuses batteries craignent les choes et les mains mercenaires.

Ne jamais dépasser le courant de charge indiqué par le constructeur : bien mieux, les accumulateurs se conservent plus longtemps si l'on a soin de les recharger au-dessous de cette intensité. Recharger, par exemple, un batterie de 60 Ah à 3 ampères ou même 2,5 ampères est d'excellente politique. Eviter par-dessus tout les charges excessives sous prétexte d'aller « plus vite » : ces charges font *foisonner* les plaques de manière brutale. Des particules se détachent alors des plaques et viennent souvent se coincer entre elles, occasionnant ainsi entre les plaques + et - des courts-circuits désastreux.

Une prolongation de la charge une fois que l'accumulateur est saturé décompose l'eau acidulée : le degré d'acidité de l'électrolyte augmente et peut dépasser 30° Beaumé, ce qui est nuisible. La baisse du niveau de l'électrolyte est due presque toujours à la disparition de l'eau et non de l'acide ; c'est pourquoi il faut ramener le plus souvent ce niveau à sa valeur normale avec de l'eau pure et non de l'eau acidulée. Veiller, surtout dans les petits accumulateurs des batteries de haute tension (80 à 160 volts), à ce que le niveau ne descende jamais au-dessous du bord supérieur des plaques. Les plaques craignent l'air : des plaques d'accumulateur chargé, mises en contact prolongé avec l'air, *chauffent* et se sulfatent lorsqu'on les replace dans l'acide.

Pour éviter l'évaporation rapide de l'électrolyte dans les petits éléments qui constituent les batteries normales de haute tension (80 à 160 volts), il est bon de verser dans chacun des godets de l'huile de vaseline pure, de manière à former une couche protectrice superficielle de 2 à 3 millimètres.

Vérifier le degré d'acidité à fin de charge et le rectifier si besoin est. Cette

vérification se fait à l'aide de pèse-acides que l'on trouve couramment dans le commerce. Des industriels ingénieux ont imaginé des dispositifs aspirateurs, comportant le pèse-acide, qui évitent les manipulations délicates des transvasements d'acide.

Ne jamais utiliser l'eau ordinaire pour les accumulateurs, mais de l'eau distillée ou, à défaut, de l'eau de pluie dont on soit certain de l'origine. Pour préparer de l'eau acidulée, on verse petit à petit *l'acide dans l'eau* et non pas l'eau dans l'acide. Le mélange acide et eau chauffe, en effet, au moment de sa confection et, si l'on versait l'eau dans l'acide, on risquerait des projections d'acide brûlant dont les conséquences pourraient être malsaines. Ne pas remplir les bacs avec de l'électrolyte chaud, avoir soin de bien laisser refroidir.

Lorsque l'on ne doit pas se servir d'un accumulateur pendant quelques mois, le mieux est de le charger à fond et de lui donner une nouvelle charge tous les mois. L'inutilisation est, en effet, néfaste aux accumulateurs. Il est cependant des cas où, pendant l'inaction de l'accumulateur, on se trouve dans l'impossibilité de lui donner son « biberon » mensuel. On peut alors éviter la destruction de l'accumulateur de la manière suivante : on lave à l'eau distillée les plaques après une charge à fond, puis on remonte l'appareil en employant comme électrolyte une solution de sulfate de sodium. L'accumulateur peut rester dans cet état indéfiniment sans s'endommager. Si l'on désire remettre l'accumulateur en service, on le charge dans son sulfate de soude et l'on ne remplace cet électrolyte par le liquide normal qu'après charge complète.

L'accumulateur doit être toujours très propre extérieurement. On évitera les suintements d'acide qui peuvent provoquer des courts-circuits entre éléments et attaquer les bornes de cuivre de l'appareil. Une excellente précaution consiste à enduire lesdites bornes d'une couche légère de vaseline pure.

A la longue, un dépôt blanchâtre se forme dans le fond des bacs. Ce dépôt est dû à l'accumulation des parcelles de pastilles qui se détachent au moment du foisonnement de la charge. Ces parcelles se transforment rapidement en sulfate de plomb sous l'action de l'acide. Il faut éviter que ce dépôt atteigne le bord inférieur des plaques. Pour retirer ce dépôt sans démonter entièrement l'accumulateur, il n'y a qu'un moyen sûr : percer le fond du bac de l'accumulateur (cas le plus général des bacs en celluloïd). On fait passer un courant d'eau distillée qui rince le bac. Faire ces opérations le plus rapidement possible, car, ainsi que nous l'avons vu, les plaques des accumulateurs craignent l'air. On bouche ensuite le trou à l'aide d'une rondelle de celluloïd dont on colle les bords avec une solution de celluloïd dans de l'acétone.

Enfin, dernière recommandation, il faut se garder d'approcher d'un accumulateur en charge une flamme nue (allumette, bougie, lampe), car il se dégage sur l'ensemble des électrodes le mélange  $H^2 + O$ , qui s'appelle quelquefois *mélange tonnant*. Ce qualificatif est un... programme qui se réalise : on a eu quelques exemples d'explosion d'accumulateurs par suite d'imprudences de ce genre.

En soignant consciencieusement ses batteries d'accumulateur, l'amateur peut les conserver en parfaite condition pendant plusieurs années.

**L'ACCUMULATEUR EDISON AU FER-NICKEL.** — L'accumulateur Edison est constitué par des plaques de fer (pôle négatif) et des plaques dans lesquelles on imbrique du peroxyde de nickel  $Ni^2O_3$  (pôle positif). L'électrolyte est une solution de potasse caustique dans l'eau à 20 % en poids (densité 1,25). A fin de charge, ces éléments au fer-nickel présentent une force électromotrice de 1,5 volt. La différence de potentiel utile pendant une décharge normale est de 1,1 volt contre 2 volts pour les accumulateurs au plomb.

L'accumulateur Edison présente sur l'accumulateur au plomb les avantages suivants : grande robustesse (accumulateur idéal de traction), possibilité de recharges à forte intensité, donc rapides, peut être mis au repos pendant des années sans sulfatation ou détérioration analogue, peut subir sans inconvénient des régimes de décharge très brutaux, électrolyte moins dangereux à manier que l'acide sulfurique.

Par contre, il faut inscrire au passif de l'accumulateur fer-nickel de graves inconvénients qui ne le mettent pas à la portée de l'amateur « moyen » : prix très élevé, faiblesse de la différence de potentiel pratiquement disponible par élément (il faut deux éléments Edison pour chauffer des lampes de T.S.F. du type « batteries » 2 volts), fort encombrement, nécessité de courants de charge élevés.

L'ACCUMULATEUR A L'IODE. — On a réalisé, en Belgique (1), en 1931, l'accumulateur dit à l'iode qui est constitué par une électrode positive en charbon de cornue, une électrode négative en zinc ; l'électrolyte (2) est de l'iodure de zinc  $ZnI_2$  à 40°B. A fin de charge, ces éléments à l'iode présentent une force électromotrice de 1,3 volt. La différence de potentiel utile pendant leur décharge normale est de 1,15 volt. La capacité spécifique est de 60 Ah par kilogramme total.

Au moment de la charge, l'iodure de zinc se décompose en donnant de l'iode qui se dépose sur la plaque positive (charbon) et du zinc qui se dépose sur la plaque négative (zinc). Lorsque l'accumulateur est en service, lors de la décharge, l'iodure se recompose. A aucun moment, il n'y a de dégagement gazeux, l'accumulateur peut donc être hermétiquement clos.

Le courant de charge peut être très intense, la décharge être complète et l'accumulateur rester longtemps déchargé sans altération d'aucune sorte. Les électrodes ne subissent aucune usure. La durée des éléments à l'iode est pratiquement illimitée.

Inconvénients : faiblesse de la fém. de chaque élément, petitesse du débit maximum possible.

L'ACCUMULATEUR AU CADMIUM-NICKEL. — Cet accumulateur (3), qu'on utilise depuis quelques années, s'est révélé supérieur aux autres types par sa constitution : ses plaques sont serties, bloquées et isolées les unes des autres, ce qui lui permet de mieux supporter les transports et les secousses. On peut le laisser au repos très longtemps (il ne perd annuellement que 15 % de sa charge).

La charge d'une batterie au cadmium-nickel s'effectue généralement à régime très élevé sans aucun inconvénient : il est possible de « gonfler » un tel accumulateur en trois heures. Malheureusement, la résistance interne est beaucoup plus élevée que celle d'un accu au plomb, et la courbe de décharge est moins favorable ; cette courbe ne comporte pas de palier, la tension décroît régulièrement. Enfin, le prix est très élevé.

---

(1) A l'Ecole des Arts et Métiers d'Erquelinnes.

(2) Cet électrolyte, non caustique, non oxydant, peut imprégner un papier-filtre ou toute autre matière inerte absorbante, et l'on a ainsi la faculté de réaliser des accumulateurs à l'iode du type à électrolyte « solidifié ».

(3) Les électrodes positives sont constituées par de l'hydrate de nickel, les négatives par de l'hydrate de cadmium.

## CHAPITRE V

## NOTIONS D'ELECTROSTATIQUE. CONDENSATEURS

## § 22. — Electrostatique.

Comme nous l'avons dit au début de l'électricité, nous n'allons pas insister outre mesure sur l'électrostatique, nous contentant de préciser certaines notions indispensables.

L'électrostatique étudie l'électricité à l'état d'équilibre.

Le philosophe grec Thalès de Milet observa, 500 ans avant l'ère chrétienne, que l'ambre jaune frotté avec de la laine acquiert la propriété d'attirer des corps légers, tels que des filaments de laine, de petites plumes, etc. Cette propriété spéciale fut appelée *propriété de l'ambre* ou *électricité (électron, ambre jaune)*.

Le physicien français du Fay établit en 1733 la distinction capitale entre l'*électricité vitrée* (verre frotté dans certaines conditions) et l'*électricité résineuse* (résine frottée avec de la laine ou avec une peau de chat). Franklin appelle l'électricité vitrée *électricité positive* et l'électricité résineuse *électricité négative*. Cette terminologie a été adoptée depuis lors.

Vers le même temps, le physicien anglais Gray mettait en évidence que certains corps (dits *conducteurs*) conduisaient l'électricité et que d'autres (dits *isolants* ou *diélectriques*)<sup>(1)</sup> s'opposent à son passage. Les meilleurs conducteurs sont les métaux. Les meilleurs diélectriques sont les gaz à l'état sec et certains corps solides comme la paraffine, l'ébonite, le verre, le soufre et la gomme laque.

Les deux manifestations de l'électricité (électricité positive et électricité négative) se distinguent par leurs effets réciproques.

Deux petites boules de moelle de sureau, suspendues à deux fils de soie (la soie constitue un excellent isolant électrique) très fins, permettent de faire les expériences fondamentales suivantes :

1° Deux boules chargées d'électricité de même signe se repoussent.

2° Deux boules chargées d'électricité de signes contraires s'attirent.

Le physicien français Coulomb démontre en 1785 que *les actions répulsives ou attractives f qui s'exercent entre deux corps électrisés sont proportionnelles aux quantités d'électricité q et q' contenues dans les deux corps et en raison inverse du carré de leur distance d :*

$$f = \frac{qq'}{kd^2}$$

k étant le *pouvoir inducteur spécifique* ou *constante diélectrique* du milieu dans lequel on opère. (Voir § 23, page 122.)

C'est la loi de Coulomb de l'électrostatique.

On en déduit que *l'unité électrostatique CGS de quantité d'électricité est la quantité d'électricité qui, placée dans le vide (k = 1) à 1 cm d'une quantité semblable, produit une force (attractive ou répulsive) de 1 dyne.*

Cette définition sert de point de départ au système d'unités *électrostatiques* CGS, système dont nous aurons l'occasion de reparler.

L'électricité, à l'état d'équilibre, se répartit à la surface des corps. On démontre mathématiquement et l'expérience vérifie que la charge en chaque point de l'intérieur d'une sphère chargée est nulle. C'est ce que l'on appelle la *distribution superficielle* de l'électricité. A la surface même d'un conducteur isolé, l'électricité ne se répartit pas de manière régulière. Elle s'accumule de préférence dans les régions où la courbure est accentuée ; c'est ce que l'on appelle le *pouvoir des pointes* (applications aux *peignes* des machines électriques statiques et aux paratonnerres).

(1) La terminologie « diélectrique » est due à Faraday.

Il est bon de connaître le principe des phénomènes d'électrisation à distance (champ électrique). Lorsque l'on met un corps conducteur isolé A en présence, on dit dans le *champ* <sup>(1)</sup> d'un corps électrisé C (fig. V-22-1), il se développe sur A des électricités positive et négative. L'électricité contraire à celle du corps électrisé C se porte dans les régions de A les plus voisines de C, l'électricité de même signe est repoussée dans les régions les plus éloignées.

Il y a ici *induction* ou *influence électrostatique*.

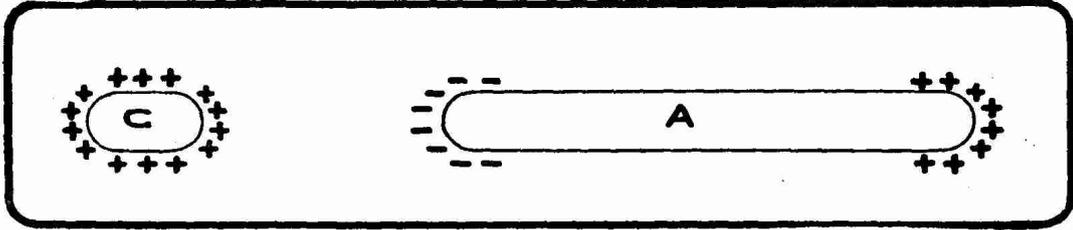


FIG. V-22-1. — Un corps A, placé dans le champ d'un corps électrisé C, prend une charge répartie comme l'indique la figure.

L'intensité du champ électrique est définie par la chute de tension observée dans ce champ sur une longueur donnée. Elle se mesure en unités de tension par unité de distance. Si, par exemple, une différence de potentiel de 100 volts existe entre deux boules distantes de 1 mètre, l'intensité du champ électrique entre ces deux boules est de 100 volts par mètre. Les unités pratiquement employées dans la mesure des champs électriques sont le volt par mètre, le millivolt par mètre, le microvolt par mètre, ou encore (cas de champs très intenses) le kilovolt par centimètre.

L'état électrique d'un corps A (fig. V-22-2) placé à l'intérieur d'un corps B ne dépend pas de la charge de B, ni de celle d'un corps *extérieur* C. Tout se passe comme si le corps B et le corps C n'existaient pas. Le corps B joue le rôle d'*écran électrique*. Le corps B n'a nul besoin de présenter une surface continue ; il peut affecter la forme d'une toile métallique ou d'une cage dont les barreaux ne sont pas trop écartés (cage de Faraday). On possède donc un moyen de placer un corps à l'abri des influences électriques étrangères (application dans un certain ordre d'idées au « blindage » des postes de T.S.F.).

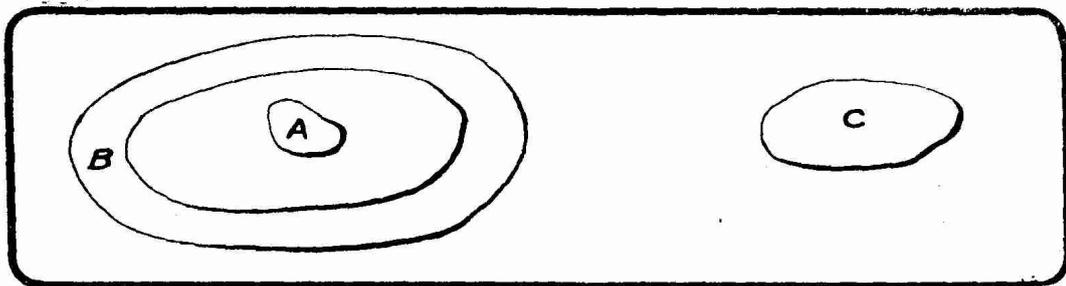


FIG. V-22-2. — Le corps A, à l'intérieur de l'écran B, ne subit aucune action électrostatique de la part du corps C.

La charge Q d'un corps électrisé est proportionnelle au potentiel U. Cela s'écrit :

$$Q = CU$$

Le coefficient de proportionnalité C est la *capacité* du corps. Elle dépend de la forme du corps, de la nature des diélectriques et des conducteurs qui se trouvent dans son voisinage.

Lorsque Q et U sont exprimés en unités électrostatiques CGS, on trouve C en unités électrostatiques CGS de capacité. On appelle souvent l'usage de capacité le *centimètre*. La capacité d'une sphère de rayon R centimètres dans l'air

(1) On appelle en général **champ de force**, l'espace, l'ensemble des points où l'on peut constater les effets d'une certaine force.

et éloignée de toute influence voisine est égale à  $R$  uescgs, c'est-à-dire à  $R$  centimètres. Par conséquent, le nombre qui mesure le rayon d'une sphère en centimètres représente la capacité de cette sphère en uescgs (centimètres).

Lorsque  $Q$  et  $U$  sont exprimés en coulombs et en volts, unités du système pratique,  $C$  est trouvé ou doit être exprimé en farads, unité de capacité du système pratique qui dérive, à des puissances de 10 près, du système électromagnétique CGS. (Voir § 3, livre VII, page 179).

Le farad correspond à  $9.10^{11}$  unités électrostatiques CGS de capacité (centimètres). Le farad est une unité très grande : une sphère de la taille de la Terre, dont le rayon est de  $6,4.10^8$  cm., aurait une capacité d'environ 0,0007 farad. Aussi adopte-t-on plutôt le microfarad (symbole  $\mu F$ ), qui correspond à  $10^{-6}$  farad, c'est-à-dire à  $9.10^5$  unités électrostatiques CGS. Une sphère de la taille de la Terre aurait donc une capacité de 700 microfarads.

§ 23. — Généralités sur les condensateurs.

Un condensateur (1) est constitué par deux masses conductrices  $M$  et  $M'$  (fig. V-23-1) séparées par un diélectrique, c'est-à-dire un corps non conducteur de l'électricité (air, verre, paraffine, mica, etc.).

Réunissons ces masses  $M$  et  $M'$  aux deux pôles d'une pile en deux points  $m$  et  $m'$  ;  $m$  est réuni au pôle positif et  $m'$  au pôle négatif. Ces masses vont se charger d'électricités positive en  $M$  et négative en  $M'$ . Les charges se répartissent à la surface des conducteurs. La quantité d'électricité emmagasinée est liée à la différence de potentiel  $U$  existant entre les deux masses  $M$  et  $M'$  par la relation.

$$Q = CU$$

La quantité  $C$ , déjà rencontrée dans le paragraphe précédent, est la capacité.

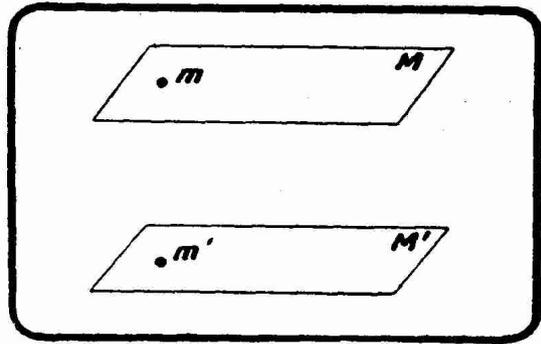


FIG. V-23-1. — Un condensateur est constitué par deux masses conductrices  $M$  et  $M'$  séparées par un corps non conducteur.

La capacité  $C$  est constante pour un condensateur donné.

Pour un condensateur plan, dont la figure V-23-2 représente la coupe, il existe une formule simple permettant de calculer la capacité connaissant la surface  $S$  de l'une des armatures (la plus petite si ces armatures sont inégales), la distance constante  $e$  séparant ces armatures et la nature du diélectrique entre lesdites armatures. Cette formule est :

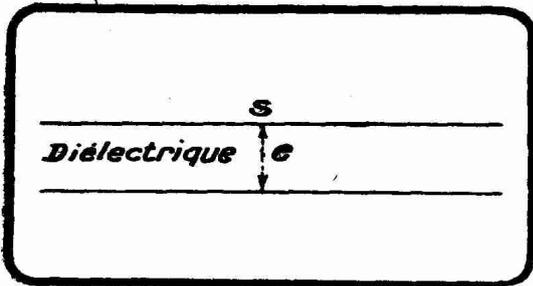


FIG. V-23-2. — Coupe d'un condensateur plan.  $e$  est l'épaisseur du diélectrique.

$$C = \frac{kS}{4\pi e}$$

le coefficient  $k$  est la constante diélectrique ou coefficient d'induction spécifique

(1) A la suite d'une observation fortuite de Cuneus, élève de Muschenbroech, célèbre physicien de l'Université de Leyde, on reconnut en 1746 la possibilité d'accumuler de grandes quantités d'électricité sur un conducteur en l'enveloppant avec un second conducteur relié à la terre et en interposant entre ces deux conducteurs un diélectrique de faible épaisseur. La première réalisation du condensateur, encore utilisée dans les cabinets de physique, est la bouteille de Leyde constituée par une jarre de verre à goulot moyen enveloppé extérieurement et tapissé intérieurement par des feuilles de clinquant. La feuille intérieure communique électriquement avec une boule métallique fixée dans le bouchon isolant de la « bouteille ». La bouteille de Leyde est un condensateur à diélectrique verre pouvant supporter de fortes différences de potentiel entre ses armatures (capacité habituelle : 1 millième de  $\mu F$ ).

ou *pouvoir inducteur spécifique* <sup>(1)</sup> ; il dépend uniquement de la nature du diélectrique. Le tableau ci-dessous donne quelques valeurs de k pour une série de corps solides, liquides ou gazeux (k = 1 dans le vide).

Caoutchouc .....	2,22	Papier .....	2,2
Chatterton .....	2,55	Paraffine .....	2,18
Ebonite .....	2,72	Verre .....	3 à 11
Quartz .....	4,5	Tourmaline .....	6,05
Gomme laque .....	3,1	Acétone .....	21,8
Marbre .....	6,14	Pétrole .....	2,2
Mica .....	7	Air .....	1,00056

L'induction spécifique de l'air et des gaz en général est peu différente de 1. Le nombre 7 donné pour le mica est une moyenne. Le k du mica est très mal connu (les résultats varient de 4,6 à 10), c'est pour cette raison que les condensateurs au mica sont difficilement calculables, puisque leur capacité peut varier du simple au double ; ces condensateurs doivent être *étalonnés* par mesure.

L'unité de capacité du système pratique est le *farad*. C'est la capacité d'un condensateur prenant une charge de 1 coulomb sous 1 volt.

Nous avons vu plus haut que le farad est une unité trop forte pour les besoins de la pratique et que l'on utilise le microfarad ( $\mu\text{F}$ ), qui vaut un millionième de farad ( $10^{-6}$  farad). En T.S.F., on utilise de préférence le millième de microfarad ou nanofarad ( $10^{-3}$  microfarad, symbole  $m\mu\text{F}$  ou nF) et le *micro-microfarad* ou *picofarad* ( $10^{-6}$  microfarad ou  $10^{-22}$  farad). Le symbole du micro-microfarad est le groupe  $\mu\mu\text{F}$  ; celui du picofarad est pF. Une capacité de 1/1.000 de microfarad s'écrit donc 1.000  $\mu\mu\text{F}$  ou 1.000 pF. On voit que l'emploi du picofarad simplifie beaucoup les écritures. Dans la partie T.S.F. proprement dite de cet ouvrage, nous exprimerons souvent les capacités en picofarads.

Lorsque dans la formule  $C = \frac{kS}{4\pi e}$

on exprime S en centimètres carrés et e en centimètres, on trouve C en *unités électrostatiques CGS* de capacité, autrement dit en *centimètres*.

Si l'on veut obtenir C en microfarads, il faut faire usage de la formule

$$C = \frac{kS}{4\pi e \cdot 9 \cdot 10^5} = 8,84 \cdot 10^{-8} \frac{kS}{e}$$

Certains constructeurs et certains magazines étrangers exprimant systématiquement les capacités en centimètres, nous donnons ci-dessous les tableaux de conversion des centimètres en picofarads et *vice-versa*.

TABLE DE CONVERSION DES PICO FARADS ET DES CENTIMÈTRES

(PICO FARAD, sous-multiple du farad, unité du système pratique électromagnétique ; CENTIMÈTRE, unité électrostatique CGS de capacité).

Micromicrofarads ou picofarads	Centimètres	Centimètres	Micromicrofarads ou picofarads
1000 .....	900	1000 .....	1111
750 .....	675	750 .....	833
500 .....	450	500 .....	555
250 .....	225	250 .....	277
200 .....	180	200 .....	222
150 .....	135	150 .....	166
100 .....	90	100 .....	111
50 .....	45	50 .....	55
10 .....	9	25 .....	27
1 .....	0,9	10 .....	11
		1 .....	1,1

(1) Malgré une décision de la Commission électrotechnique internationale en date du 4 janvier 1914, qui a adopté la lettre grecque  $\epsilon$  (epsilon) pour désigner la constante diélectrique, la lettre k continue à être utilisée par de nombreux physiciens.

Le centimètre est, on le voit, un peu plus grand que le micromicrofarad et il faut se garder de confondre ces deux quantités comme le font certains constructeurs.

Pour éviter l'encombrement des condensateurs, au lieu du montage de la figure V-23-2, on adopte celui de la figure V-23-3.

Chacune des feuilles (ou lames) d'une des armatures est séparée de celles de l'autre armature par le diélectrique. Admettons qu'il y ait autant de lames sur chaque armature. Dans ces conditions, si  $n$  est le nombre *total* des feuilles ou lames de l'ensemble des deux armatures, on a :

$$(1) \quad C = 8,84 \cdot 10^{-8} \frac{e}{kS} (n - 1)$$

$S$  est la surface en centimètres carrés correspondant à la partie en regard de deux lames consécutives de chaque armature ;  $e$  est l'épaisseur du diélectrique en centimètres.  $C$  se trouve dans cette dernière formule en microfarads (\*).

Soit, par exemple, un condensateur constitué par des armatures pour lesquelles la surface  $S$  est égale à 25 centimètres carrés. Supposons, d'autre part, que le diélectrique choisi soit l'air ( $k = 1$ ) et que l'épaisseur de ce diélectrique soit  $e = 0,1$  cm. Le nombre total des plaques est, par exemple,  $n = 23$ . La capacité  $C$  est alors :

$$C = 8,84 \cdot 10^{-8} \frac{25}{0,1} = 22 \text{ microfarads.}$$

Tous calculs faits, on trouve :

$$C = 486,2 \text{ pF,}$$

c'est-à-dire une capacité ne différant pas beaucoup de 0,5 millième de microfarad.

REMARQUE. — Si, suivant une coutume très généralement répandue aujourd'hui dans l'industrie du condensateur variable, une des armatures possède une lame de plus que l'autre, il faut, dans la relation (1), remplacer  $n - 1$  par  $n$ .

Le champ électrique existant entre les armatures du condensateur-plan de la figure V-23-2 est égal à  $\frac{U}{e}$ ,  $U$  étant la différence de potentiel existant entre ces

armatures et  $e$  leur distance. Ce champ s'exprime en volts par centimètre. Il est limité par la rigidité diélectrique. (Voir § 24, page 125).

Nous étudierons plus loin les divers types de condensateurs rotatifs plans utilisés actuellement en T. S. F., condensateurs auxquels s'applique la formule précédente.

Les condensateurs dits au papier utilisés en T. S. F. sont constitués par deux longs rubans placés l'un sur l'autre et l'ensemble est enroulé sur lui-même. Chaque ruban est formé d'un ruban de papier d'étain servant d'armature, collé sur un ruban de papier paraffiné servant de diélectrique. Les condensateurs ainsi constitués qui comportent parfois 8 à 10 mètres de « ruban » présentent des capacités très élevées (1 à 10 microfarads) sous des volumes que la technique s'efforce sans cesse de réduire.

On peut calculer la capacité des condensateurs enroulés de ce type par la relation (1) ci-dessus, relation dans laquelle on fait  $k = 2,3$  et  $n = 3$ .  $e$  est l'épaisseur du papier paraffiné qui peut être de l'ordre de 3/100 de mm.

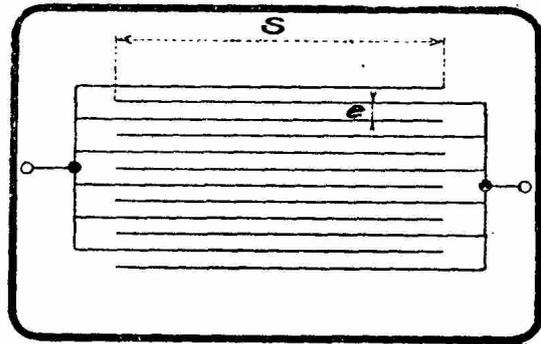


FIG. V-23-3. — Un condensateur est en pratique constitué par deux systèmes de feuilles (ou lames) s'imbriquant l'un dans l'autre.

(1) Cette formule s'applique à la condition que les armatures soient planes.

## § 24. — Charge et décharge d'un condensateur.

Lorsque l'on branche un condensateur sur une source de courant continu, ce condensateur se charge. Il met *théoriquement* un temps infini à se charger. Si la résistance totale du circuit, y compris la résistance de la source, est  $R$ , le produit  $CR$  est appelé *constante de temps* du circuit. Voici la signification physique du produit  $CR$  : au bout du temps  $CR$ , la charge du condensateur a atteint les 63 % de la charge totale. De là résulte que pratiquement un condensateur met un certain temps à se charger, un peu comme un réservoir met un certain temps à se remplir d'air comprimé par exemple.

Considérons le montage de la figure V-24-1.  $I$  est un interrupteur,  $C$  un condensateur au papier de deux microfarads,  $P$  une batterie de 80 volts,  $G$  un galvanomètre sensible (milliampèremètre). Lorsque l'on ferme l'interrupteur  $I$ , le galvanomètre dévie brusquement, indiquant le passage d'un courant (*courant de déplacement* de Maxwell, ou courant de charge du condensateur), et revient à zéro : le condensateur est chargé et le courant ne passe plus.

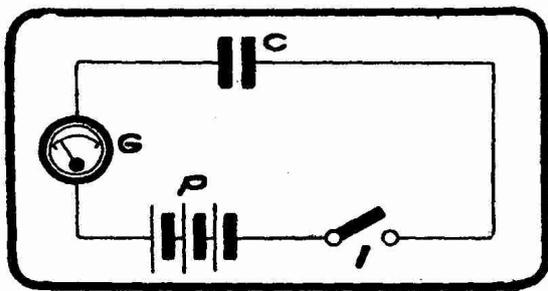


FIG. V-24-1. — Mise en évidence du courant de charge d'un condensateur.

L'énergie  $T$  emmagasinée dans un condensateur est proportionnelle à la capacité  $C$  de ce condensateur et au carré de la tension  $U$  à ses bornes :

$$(1) \quad T = \frac{1}{2} CU^2$$

Lorsque  $C$  et  $U$  sont exprimés en farads et en volts, on trouve  $T$  en joules. Comme la charge  $Q$  s'écrit  $Q = CU$ , l'expression (1) prend aussi la forme

$$T = \frac{1}{2} \frac{Q^2}{C}$$

La notion d'énergie emmagasinée dans un condensateur joue un rôle important dans la théorie des filtres d'alimentation utilisés en T. S. F.

Si l'on débranche la source, le condensateur reste chargé. En touchant les deux bornes du condensateur par un fil métallique, on peut obtenir une étincelle. On peut faire l'expérience avec un condensateur de 2  $\mu$ F chargé à l'aide d'une batterie de 120 volts ou du secteur continu. On retrouve dans la décharge d'un condensateur la constante de temps du circuit de décharge (produit  $CR$ ). Au bout du temps  $CR$  la charge du condensateur n'est plus que les 63 % de la charge de départ. Nous supposons ici avoir affaire à un circuit sans coefficient de self-induction.

Il faut savoir qu'un condensateur, après une première décharge, conserve une fraction de sa charge ; cette fraction est appelée *charge résiduelle* (1). Pour décharger complètement un condensateur, il suffit de le soumettre à une série de décharges successives. Ces charges résiduelles peuvent être importantes dans le cas d'un condensateur de filtre utilisé à l'émission où les tensions dépassent souvent 1.000 volts.

Indépendamment de cette méthode de décharge, un condensateur peut se décharger à travers le diélectrique de deux manières différentes :

1° *Décharge conductive*. — On dit que le condensateur se décharge par conductibilité. Un diélectrique n'est jamais isolant parfait quelle que soit sa résistivité, résistivité cependant de l'ordre de plusieurs millions de mégohms/cm.

(1) Ne pas confondre « charge résiduelle » avec la « capacité résiduelle » d'un condensateur variable, laquelle est la capacité de ce condensateur lorsqu'il est au zéro.

Cette résistivité varie d'ailleurs avec la température, le degré et la durée de la mise en charge. Il faut tenir compte, d'autre part, de l'humidité, qui en se déposant sur le bord du diélectrique, produit une dérivation entre les armatures et cette dérivation peut souvent réduire l'isolement dans une énorme proportion. Tous ces facteurs se traduisent pratiquement par des fuites. Tout se passe comme si le condensateur se déchargeait sur une résistance extérieure. Cette résistance est appelée *résistance intérieure* ou *résistance d'isolement du condensateur*. Un condensateur chargé laissé à lui-même perd petit à petit sa charge du fait que sa résistance d'isolement n'est jamais infinie.

2° *Décharge disruptive*. — C'est ce que l'on appelle généralement le « claquage » du condensateur. Si la tension entre les armatures dépasse une certaine limite, l'isolant cède, une étincelle perce cet isolant et jaillit entre les deux armatures, on dit que le condensateur est « claqué ». Si le diélectrique est un corps solide (mica, papier paraffiné, etc.), le condensateur est mis hors d'usage par cet accident.

La résistance au passage de l'étincelle dans un isolant est appelée *rigidité diélectrique*. Cette rigidité se mesure en milliers de volts, c'est-à-dire en kilovolts (kV). Elle est loin d'être une constante, et dépend principalement de la nature de l'isolant, de son état physique, de ses dimensions, de la nature de la tension appliquée (courant continu ou courant alternatif), de la durée d'application de cette tension, de la progression de la mise en charge, etc.

Le tableau suivant donne quelques indications sur la rigidité diélectrique (1) de l'air entre deux sphères conductrices de 1 cm de diamètre, suivant la distance de ces sphères l'une de l'autre. Les mesures ont été faites en courant continu.

Distance en mm	Rigidité en kV
1	4,7
3	11
5	16,6
7	22
10	25
12	27
15	28,9
20	31

En courant alternatif, les rigidités diélectriques des isolants autres que l'air sont inférieures à celles observées en continu (essais de Laporte et de La Gorce).

Lorsque l'on soumet un condensateur à une différence de potentiel donnée il est nécessaire de disposer d'un appareil pouvant tenir *trois fois* au moins la tension de service à laquelle on le destine. Ainsi un condensateur devant fonctionner sur 1.500 volts, par exemple, devra pouvoir tenir 4.500 volts (*tension de service*) au moins.

### § 25. — Couplage des condensateurs.

Examinons d'abord les cas des condensateurs en parallèle (fig. V-25-1). Soit  $U$  la différence de potentiel commune entre les groupes d'armatures. C'est la différence de potentiel entre les bornes A et B. Soit  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  les capacités des condensateurs ; les charges prises par chacun de ces condensateurs sont :

$$Q_1 = C_1 U$$

$$Q_2 = C_2 U$$

$$Q_3 = C_3 U$$

La charge totale  $Q$  est la somme :

$$Q = Q_1 + Q_2 + Q_3$$

(1) On dit quelquefois *distance explosive* ou *potentiel explosif*, suivant que l'on se donne le potentiel ou la distance entre les boules.

On a donc :

$$Q = C_1U + C_2U + C_3U$$

c'est-à-dire :

$$Q = (C_1 + C_2 + C_3) U$$

La capacité  $C$  de l'ensemble  $C_1, C_2, C_3$  est donc :

$$C = C_1 + C_2 + C_3$$

*La capacité d'un ensemble de condensateurs mis en parallèle est égale à la somme des capacités de ces condensateurs.*

Supposons maintenant que nous plaçons les condensateurs  $C_1, C_2, C_3$  en série (fig. V-25-2).

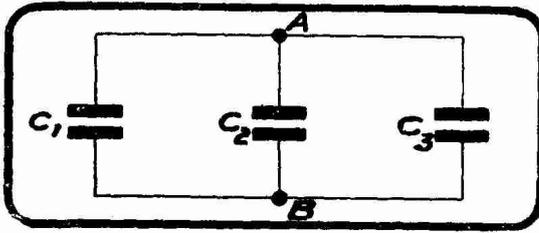


FIG. V-25-1. — Condensateurs montés en parallèle.

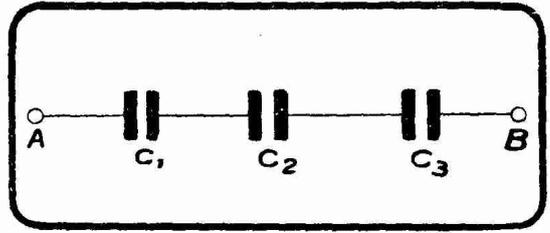


FIG. V-25-2. — Condensateurs montés en série.

Ces condensateurs prennent tous la même charge, puisque les armatures sont réunies entre elles. Soit  $U_1, U_2$  et  $U_3$  les différences de potentiel entre les armatures de chaque condensateur ; on a :

$$Q = C_1U_1$$

$$Q = C_2U_2$$

$$Q = C_3U_3$$

ou :

$$\frac{1}{C_1} = \frac{1}{Q} U_1$$

$$\frac{1}{C_2} = \frac{1}{Q} U_2$$

$$\frac{1}{C_3} = \frac{1}{Q} U_3$$

En faisant la somme de ces expressions, il vient :

$$\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} = \frac{1}{Q} (U_1 + U_2 + U_3)$$

Or,  $U_1 + U_2 + U_3$  est évidemment égal à  $U$ , on a donc :

$$\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} = \frac{1}{Q} U$$

c'est-à-dire :

$$Q = \left( \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}} \right) U$$

La capacité équivalente à l'ensemble  $C_1, C_2, C_3$  est donc :

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

c'est-à-dire :

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

*L'inverse de la capacité équivalente est égale à la somme des inverses des capacités.*

On arrive, en somme, aux conclusions *inverses* de celles que nous avons trouvées pour les couplages des résistances (loi de Kirchhoff).

Les résistances en série s'ajoutent ; dans le cas des capacités en série, ce sont les inverses qui s'ajoutent.

Les capacités en parallèle s'ajoutent ; dans le cas des résistances en parallèles, ce sont les inverses qui s'ajoutent.

*Applications.* — Deux condensateurs de 2.000 pF en série ne font plus que 1.000 pF. Ces deux condensateurs mis en parallèle donneraient 4.000 pF (4/1.000 de microfarad). Un condensateur de 2 microfarads et un condensateur de 100 pF (1/10.000 de microfarad) placés en série ne donnent pas une capacité très différente de 100 pF ; s'ils sont placés en parallèle, la capacité résultante n'est guère supérieure à 2 microfarads.

## § 26. — Les condensateurs fixes utilisés en T. S. F.

Les condensateurs fixes utilisés en T. S. F. ont des valeurs qui s'échelonnent de quelques picofarads à quelques milliers de microfarads.

Dans les circuits parcourus par de la haute fréquence, les valeurs les plus fréquemment utilisées sont : 50, 100, 150, 200, 500, 1.000, 2.000, 5.000 et 10.000 pF. Il s'agit de condensateurs à diélectrique mica, le mica présentant des pertes très faibles en haute fréquence. Les condensateurs de cette série affectent en général la forme parallélépipédique.

En basse fréquence et pour la mise en évidence de composantes continues détectées et en général redressées, on utilise comme valeurs 20.000 pF (0,02  $\mu$ F), 0,05, 0,1, 0,2, 0,5, 1 et 2  $\mu$ F. Ces condensateurs sont d'ordinaire au papier. Jusqu'à 1  $\mu$ F ils existent sous forme tubulaire ; au delà on retrouve la forme parallélépipédique.

Les valeurs de 8, 16 et 32  $\mu$ F exigées dans certains filtres sont du type électrolytique (que nous étudierons plus loin (Méthodes de redressement, § 2, livre XI) lorsque la tension ne dépasse pas 600 volts au maximum. Pour des tensions de service dépassant cette valeur, on est contraint de revenir au diélectrique papier et les condensateurs prennent des dimensions et des poids parfois considérables. Pour les hautes tensions mises en œuvre en émission, et même en émission d'amateur, on est amené parfois à utiliser des condensateurs à bain d'huile, qui présentent un remarquable isolement entre armatures.

Les Américains ont adopté pour le marquage des valeurs des condensateurs un *code de couleurs* analogue à celui que nous avons rencontré pour les résistances. Les couleurs sont disposées suivant trois ronds alignés qu'on « lit » dans le sens d'une flèche de gauche à droite. Un quatrième point isolé donne en centaines de volts la tension de service du condensateur. Les tensions d'isolement actuellement adoptées sont de 200 volts (point rouge), 400 volts (point jaune), 600 volts (point bleu) et 800 volts (point gris).

**§ 27. — Instruments de mesure utilisés en électrostatique.**

En électrostatique, on s'intéresse aux charges (quantités d'électricité) et aux potentiels, la capacité étant donnée par la relation :

$$Q = CU$$

Les charges, et en particulier les faibles charges, sont décelées à l'aide d'appareils appelés *électroscopes*, dont le type le plus sensible est dû à C. T. R. Wilson (mesures des charges des ions). Les électroscopes se caractérisent par une capacité très faible, de l'ordre du centimètre (unité électrostatique CGS de capacité).

Les potentiels sont mesurés à l'aide d'appareils spéciaux appelés *électromètres*, dont le principe est dû à lord Kelvin. Les nombreux perfectionnements apportés à l'électromètre par Pierre Curie en ont fait l'appareil classique de mesure de la radioactivité.

Electroscopes et électromètres sont fondés sur le principe des répulsions et attractions électriques.

Ces appareils sont utilisés comme voltmètres (voltmètres électrostatiques) pour la mesure des hautes tensions et surtout des hautes tensions périodiques. (voir courant alternatif.)

---

## LIVRE VI

---

# Magnétisme et Electromagnétisme

---

La T. S. F. est l'utilisation pratique des ondes électromagnétiques. Pour saisir le mécanisme des phénomènes électromagnétiques, il faut connaître les points communs, les points de contact de l'électricité et du magnétisme. Nous avons passé rapidement en revue, dans les pages précédentes, les propriétés élémentaires du courant continu. Nous allons étudier maintenant l'électromagnétisme, qui s'occupe des propriétés magnétiques des courants.

Qu'est-ce que l'on entend par propriété magnétique ? Qu'est-ce que le magnétisme ? C'est ce qu'il importe de savoir. Nous allons donc commencer notre étude de l'électromagnétisme par quelques considérations très simples sur le magnétisme et nous aurons, chemin faisant, l'occasion de rencontrer des définitions importantes, en particulier en ce qui concerne les champs.

---

### CHAPITRE PREMIER

#### MAGNETISME

---

##### § 1. — Définitions.

Les aimants sont des corps en acier affectant des formes géométriques simples, auxquels on a communiqué, par divers moyens, la propriété d'attirer certains corps en fer, acier, nickel, cobalt et qui conservent cette propriété. Il y a des aimants droits, des aimants en fer à cheval, des aimants en losange (boussole), etc.

On appelle *magnétisme* la cause physique des attractions que l'on observe lorsque l'on fait agir un aimant sur un des corps énumérés ci-dessus.

Nous n'exposerons pas ici des théories <sup>(1)</sup>, nous contentant d'énumérer des faits.

On constate facilement que les extrémités d'un barreau aimanté possèdent des propriétés magnétiques plus accentuées que la partie médiane. Ces extrémités sont appelés *pôles*.

Si l'on suspend librement par son milieu un barreau aimanté, on observe que ce barreau *s'oriente*, prend une position d'équilibre voisine de la direction nord-sud (boussole). On constate de plus que c'est toujours le même pôle qui est dirigé vers le nord. On donne à ce pôle le nom de *pôle nord* ; l'autre est

---

(1) Il existe diverses théories, entre autres la théorie d'Ampère (aimantation particulaire).

le *pôle sud*. Ces deux pôles sont égaux en ce sens qu'ils contiennent la même quantité de magnétisme.

Supposons que nous disposions de deux aimants sur lesquels sont indiqués le pôle nord et le pôle sud. Il est facile de voir que deux pôles de même nom se repoussent et que deux pôles de noms contraires s'attirent.

Coulomb, dont nous avons déjà parlé au moment de l'étude de l'électrostatique, a établi la loi fondamentale suivante qui porte son nom :

*La force attractive ou répulsive entre deux pôles d'aimant est inversement proportionnelle au carré de leur distance et proportionnelle à leurs masses magnétiques.*

C'est la loi de Coulomb du magnétisme.

On appelle *masse magnétique* d'un pôle la quantité de magnétisme de ce pôle. Cette masse se mesure en observant ses effets (attractions et répulsions) sur une autre masse voisine et connue.

Dans le système CGS, l'unité de masse magnétique est la masse magnétique qui, placée à un centimètre d'une masse identique, produit une force répulsive égale à l'unité de force, c'est-à-dire une dyne. Cette unité est l'unité de masse magnétique du système d'unités électromagnétiques CGS ; elle sert de point de départ à ce système UEMCGS.

La force magnétique s'exerçant entre deux masses magnétiques  $m$  et  $m'$  situées à la distance  $r$  est, d'après la loi de Coulomb :

$$F = \frac{mm'}{r^2}$$

Nous avons supposé opérer dans l'air et nous n'avons pas mis en évidence dans la relation précédente le facteur dépendant du milieu, car dans l'air ce facteur est pratiquement égal à l'unité. L'expression complète de la loi de Coulomb est :

$$F = \frac{1}{\mu} \frac{mm'}{r^2}$$

La lettre grecque  $\mu$  (mu) désigne la *perméabilité magnétique* du milieu considéré. Il est bon de savoir que l'inverse de la perméabilité s'appelle la *réductivité*, coefficient que l'on désigne par la lettre grecque  $\nu$  (nu). Nous reviendrons tout à l'heure sur le coefficient  $\mu$ .

## § 2. — Champ magnétique.

1° *Définition, direction et intensité.* — On appelle en général *champ de force* l'espace, l'ensemble des points où l'on peut constater les effets d'une certaine force. Si cette force est la pesanteur, nous avons affaire au champ de la pesanteur ; si cette force est une attraction ou une répulsion d'un pôle magnétique, nous sommes en présence d'un *champ magnétique*. Cette notion de champ rencontrée dans le chapitre V du livre précédent à propos de l'électrostatique, est capitale en T. S. F. et nous avons ici un moyen simple de définir un champ, en l'espèce un champ magnétique.

Un champ magnétique peut donc se définir : la zone d'influence d'une masse magnétique, d'un pôle magnétique.

Il y a un champ magnétique autour et au voisinage d'un *pôle magnétique* ; *a fortiori*, il y a un champ magnétique autour d'un aimant qui comporte deux pôles.

En un point quelconque, ce champ a une *direction* et une *intensité*. On appelle direction du champ le sens dans lequel s'orienterait une petite aiguille aimantée située dans ce champ en ce point. On sait, par exemple, que la Terre possède un champ magnétique et que la direction de ce champ est très peu différente de la direction nord-sud.

L'intensité du champ en un point est la valeur de la force agissant sur l'unité de masse magnétique placée en ce point.

Cherchons à trouver la direction et l'intensité du champ en un point  $M$  situé dans un champ créé par un aimant  $NS$  (fig. VI-2-1). Supposons que nous placions en  $M$  une masse magnétique nord (un pôle nord) égale à l'unité. Nous supposons  $M$  plus près de  $S$  que de  $N$ .

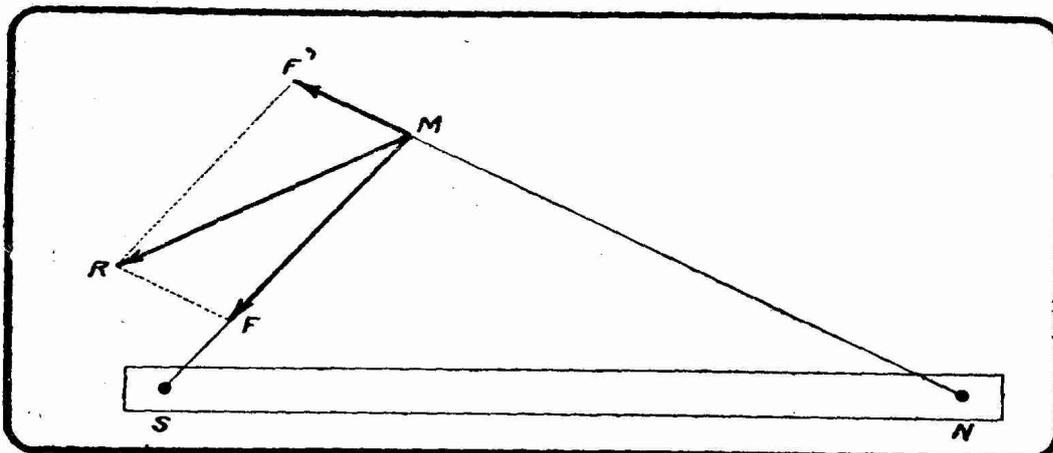


FIG. VI-2-1. — Direction et intensité en un point du champ magnétique d'un aimant  $NS$ .

L'action de  $S$  sur  $M$  est une attraction qui se traduit par une force  $F$  mesurée en dynes par la loi de Coulomb. Nous pouvons représenter cette force par un vecteur <sup>(1)</sup>  $MF$  dirigé de  $M$  vers  $S$ . De même, la répulsion de  $N$  sur  $M$  se représente par le vecteur  $MF'$  dirigé de  $M$  dans la direction opposée à  $N$ .

La résultante de ces deux forces  $MF$  et  $MF'$  est  $MR$ , que l'on obtient par la règle bien connue du parallélogramme.  $MR$  représente en direction la *direction* <sup>(2)</sup> et en grandeur l'*intensité* du champ en  $M$ . Si, quelle que soit la position de  $M$  dans le champ, le vecteur  $MR$  a une direction fixe et une grandeur constante, on a affaire à un *champ magnétique uniforme*.

L'unité CGS d'intensité de champ est le *gauss*. Le champ est de 1 gauss lorsque la force  $MR$  agissant sur l'unité de masse magnétique est de 1 dyne. L'intensité d'un champ magnétique se désigne quelquefois par la capitale  $H$ . Le champ magnétique terrestre est, à Paris, de 0,46 gauss.

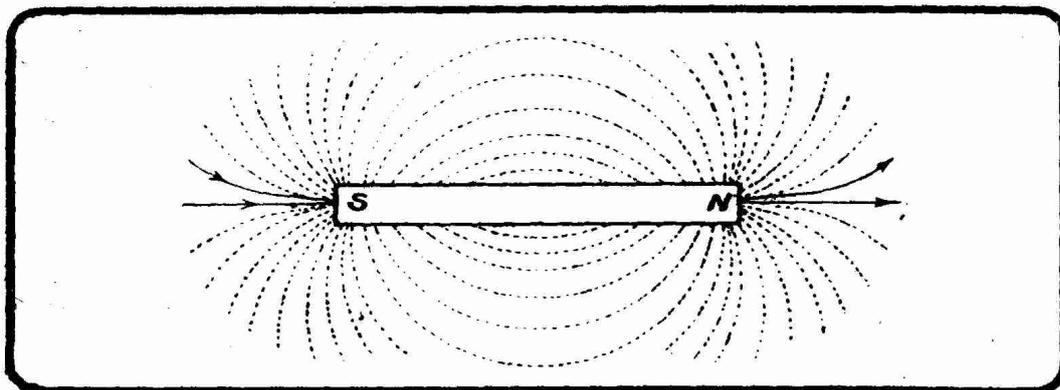


FIG. VI-2-2. — Spectre magnétique d'un aimant droit.

2° *Lignes de force*. — Supposons que l'on place un carton sur un gros aimant  $NS$  et que l'on saupoudre ce carton de limaille de fer ; on donne de petits chocs au carton et l'on observe, d'une part, que chaque grain de limaille s'oriente dans le champ suivant sa plus grande dimension et, d'autre part,

(1) On appelle « vecteur » une droite pourvue d'un sens, d'une direction et d'une grandeur.

(2) Une petite boussole placée en  $M$  s'orienterait suivant  $MR$ , le pôle nord tourné vers  $R$ .

que ces grains se placent bout à bout, dessinant des lignes tangentes en chaque point à la direction de la force magnétique. On a obtenu de cette manière un dessin que l'on appelle *spectre magnétique*. Les lignes sont les *lignes de force* (fig. VI-2-2).

On observe que les lignes de force partent toutes d'un pôle et se referment toutes sur l'autre pôle. On a choisi sur ces lignes un sens conventionnel, de même que l'on a choisi un sens conventionnel pour le courant électrique. Ce sens conventionnel est celui allant du pôle nord au pôle sud *extérieurement* à l'aimant. Les lignes de force se referment sur elles-mêmes à l'intérieur de l'aimant.

3° *Flux de force magnétique*. — Soit  $H$  l'intensité dans l'air d'un champ magnétique que nous supposons uniforme pour simplifier, et  $S$  une surface perpendiculaire à la direction de ce champ. On appelle *flux de force magnétique* ou plus simplement *flux magnétique*, traversant la surface  $S$ , le produit  $H S$ . On désigne le flux magnétique par la majuscule grecque  $\Phi$  (phi) et on a :

$$\Phi = H S$$

Si  $H$  et  $S$  sont mesurés en unités CGS (gauss et centimètres carrés), on trouve  $\Phi$  en *maxwells* : le maxwell est l'unité CGS de flux (1).

On convient (2) de matérialiser le maxwell par *une* ligne de force. Lorsque l'on dit d'une surface qu'elle est traversée par 60.000 lignes de force (3), cela veut dire que ladite surface embrasse un flux de 60.000 maxwells. Nous avons dit tout à l'heure que l'unité d'intensité est le gauss ; le gauss peut donc être matérialisé par une ligne de force traversant une surface de 1 centimètre carré.

Le flux magnétique joue en magnétisme le même rôle que l'intensité du courant électrique. Ce flux magnétique existe en chaque point du circuit magnétique. On a donc la définition : on appelle *circuit magnétique* le chemin parcouru par le flux magnétique. Dans le cas de la figure VI-2-2, le circuit magnétique est constitué par l'aimant et l'air ambiant.

4° *Coefficient de perméabilité, induction magnétique*. — Nous avons vu tout à l'heure que le coefficient  $\mu$  entrait dans la formule complète de Coulomb. Nous allons maintenant préciser la notion de perméabilité.

Soit  $H$  l'intensité dans l'air d'un champ magnétique uniforme. Cette intensité se mesure en gauss. Le flux qui traverse l'unité de surface est  $H$  unités CGS de flux ou  $H$  maxwells. Supposons que l'on place dans ce champ un barreau de métal magnétique  $B$ . On observe (fig. VI-2-3) que les lignes de force se concentrent dans ce barreau. A l'intérieur du barreau, le nombre des lignes de force par unité de surface augmente, le *flux induit* dans ce barreau augmente, il y a *induction magnétique*. Désignons par  $B$  cette induction. Le coefficient de perméabilité  $\mu$  du métal constituant le barreau  $B$  est :

$$\mu = \frac{B}{H}$$

$B$  se mesure en gauss, comme  $H$  (4).

A l'induction  $B$  correspond le *flux d'induction*  $\Phi_b$  à travers une surface  $S$ , flux d'induction que l'on écrit :

$$\Phi_b = B S = \mu H S$$

La perméabilité magnétique mesure ici l'augmentation de flux qui se produit dans le barreau. On trouve pour le fer doux  $\mu = 2280$ , pour l'acier  $\mu = 2094$ , pour la fonte  $\mu = 800$ . On voit que ces corps se laissent beaucoup plus volontiers traverser par les lignes de force que l'air, pour lequel  $\mu$  est

(1) On remarquera que, contrairement à l'habitude, on a donné ici des noms aux unités CGS d'intensité et de flux magnétique. De nombreux physiciens se sont élevés contre cette manière de faire, les noms propres devant être réservés aux unités du système pratique. L'unité pratique de flux est le *pramaxwell* qui vaut  $10^8$  maxwells, ainsi qu'en a décidé la Commission électrotechnique internationale en 1930.

(2) Pratique anglo-saxonne.

(3) Les Américains diraient même, en la circonstance, un flux de 60 kilolignes.

(4) Voir cependant « Note sur le gauss », au § 3, page 136.

très peu différent de 1 pratiquement ( $\mu = 1$  dans le vide). Les corps magnétiques sont donc caractérisés par leur perméabilité magnétique considérable par rapport à celle de l'air.

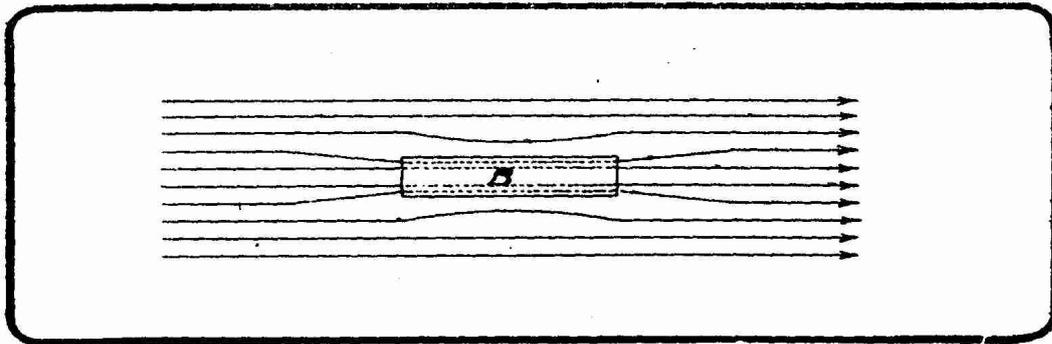


Fig. VI-2-3. — Barreau de métal magnétique placé dans un champ magnétique uniforme. Les lignes de force se concentrent dans ce barreau.

Mais  $\mu$  n'est pas pour les corps magnétiques une constante : elle varie avec la température et surtout avec l'intensité du champ magnétique. Le tableau ci-dessous donne les variations de  $\mu$  avec  $H$  pour la tôle de fer.

$H$ (gauss)	$\mu$	$H$ (gauss)	$\mu$
0,20	5000	6,38	2040
0,40	5000	8,9	1570
0,612	4900	11,4	1270
0,84	4770	15,7	955
1,11	4540	26,4	585
1,39	4320	44,5	360
1,68	4165	73,5	224
2,05	3900	101,3	168
2,51	3460	136,5	128
3,08	3200	173,5	104
3,33	2870	221,5	87,5
4,77	2520	264,0	72

$\mu$  tend vers 1 au fur et à mesure que l'intensité du champ croît.

REMARQUE. — On notera que le tableau précédent donne pour  $\mu$  des valeurs allant constamment en décroissant ; c'est ce qui arrive pour les intensités de champ pratiquement utilisées ; mais, lorsque l'on étudie la perméabilité du fer pour les champs très faibles, on trouve que  $\mu$  part d'une valeur finie (de l'ordre de 100) pour  $H = 0$ , atteint un maximum (5490 pour  $H = 1,64$  gauss dans le cas du fer pur) et décroît ensuite.

Si nous supposons avoir affaire à un aimant ayant la forme de la figure VI-2-4 et que l'on place dans l'entrefer, c'est-à-dire entre N et S, un barreau magnétique B, la présence de ce barreau a pour effet de concentrer le flux et de lui permettre d'aller du pôle nord au pôle sud avec des pertes réduites.

On utilise cet artifice du barreau magnétique placé dans l'entrefer d'un aimant pour concentrer le flux dans cet entrefer (voir ampèremètres à cadre).

Les substances concentrant les lignes de force sont appelées substances ferromagnétiques ou plus simplement magnétiques (fer, nickel, etc.). L'adjectif paramagnétique est réservé aux substances magnétiques présentant des propriétés

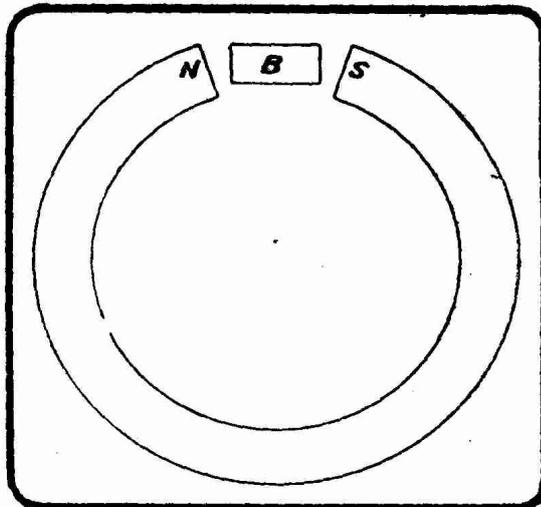


Fig. VI-2-4. — Un barreau magnétique placé dans l'entrefer d'un aimant concentre le flux dans cet entrefer.

magnétiques peu prononcées ( $\mu$  faible). Les substances qui, au contraire, écartent les lignes de force sont appelées *diamagnétiques* <sup>(1)</sup> (bismuth, argent, zinc, etc.).

Le tableau ci-dessous donne la répartition de quelques corps en substances paramagnétiques ( $\mu$  plus grand que 1) et diamagnétiques ( $\mu$  plus petit que 1) :

	SUBSTANCES FERRO-MAGNETIQUES ET PARAMAGNETIQUES $\mu > 1$	SUBSTANCES DIAMAGNETIQUES $\mu < 1$
Solides	Fer, nickel, cobalt, tous leurs sels solides. Cérium, titane, palladium, platine, alliages de cuivre et de zinc.	Bismuth, antimoine, zinc, aluminium, étain, argent, or et tous leurs sels, tous les métalloïdes, toutes les substances organiques.
Liquides (inclus dans des tubes de verre)	Toutes les solutions de sels paramagnétiques.	Toutes les solutions de sels diamagnétiques. Eau. Composés ne contenant que des métalloïdes (sulfure de carbone et la grande majorité des corps organiques).
Gaz	Oxygène.	La presque totalité des autres gaz.

5° *Circuit magnétique*. — Lorsque les pôles N et S d'un aimant ne se touchent pas, on est en présence d'un circuit *magnétique ouvert* (fig. VI-2-5). Le circuit magnétique se referme par l'air.

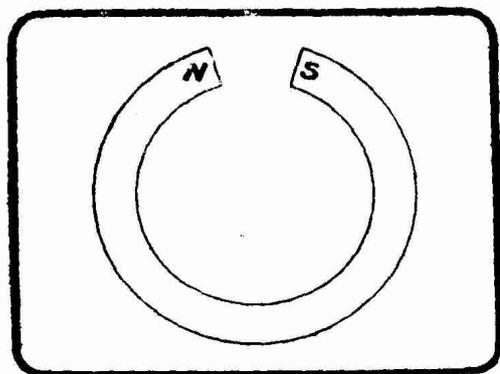


FIG. VI-2-5. — *Circuit magnétique ouvert.*

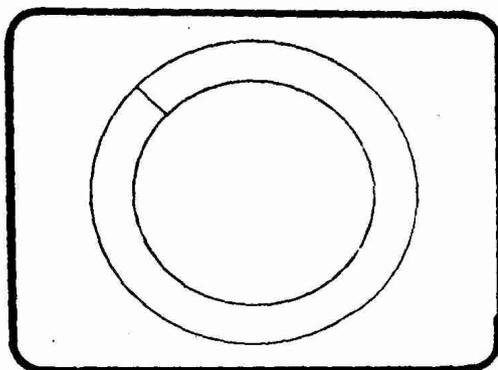


FIG. VI-2-6. — *Circuit magnétique fermé.*

(1) La découverte du diamagnétisme est due à Brugmans (1778). Ce phénomène a été étudié très complètement par Faraday.

Il est souvent avantageux d'éviter ce passage du flux dans l'air, afin d'éliminer les pertes ou bien pour obtenir un flux plus intense dans ledit circuit. On utilise alors un *circuit magnétique fermé* (fig. VI-2-6). Les lignes de force demeurent alors dans l'aimant lui-même, qui, théoriquement tout au moins, ne peut exercer aucune action magnétique extérieure. (Voir chapitre suivant, § 9, pages 143 et sq).

Nous avons vu qu'à l'intérieur d'un aimant, le flux allait du pôle sud au pôle nord. Malgré tout, un certain nombre de lignes de force vont du pôle nord au pôle sud intérieurement à cet aimant. Ce flux opposé au flux principal s'appelle le *flux démagnétisant*. Il a tendance à désaimanter l'aimant. C'est pour cette raison que, pour conserver les aimants en fer à cheval par exemple, on ferme le circuit magnétique par un barreau de fer doux lorsque l'on n'utilise pas l'aimant (fig. VI-2-7). Le flux magnétique a alors uniquement le sens de la flèche. Le barreau de fer doux s'appelle le *contact* ou l'*armature* de l'aimant.

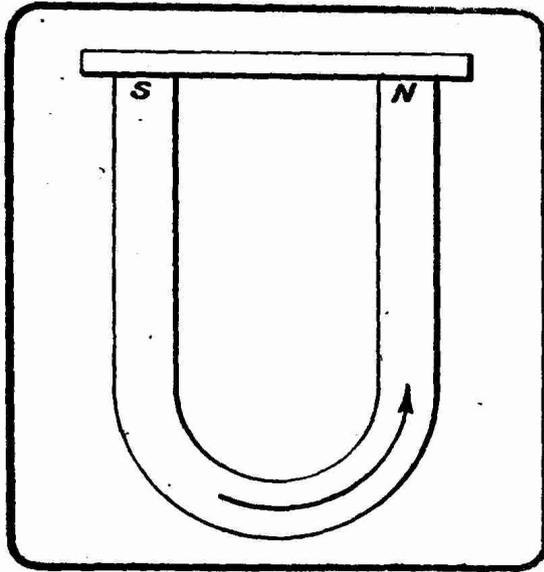


FIG. VI-2-7. — Le fait de fermer le circuit magnétique d'un aimant permanent par un barreau de fer doux s'oppose à la désaimantation de cet aimant du fait du flux démagnétisant.

### § 3. — Action simultanée de deux champs.

Soit une aiguille aimantée NS montée sur pivot vertical O et représentée en plan par la figure VI-3-1. Cette aiguille s'oriente dans le champ magnétique terrestre suivant ce que l'on appelle la composante horizontale d'intensité H

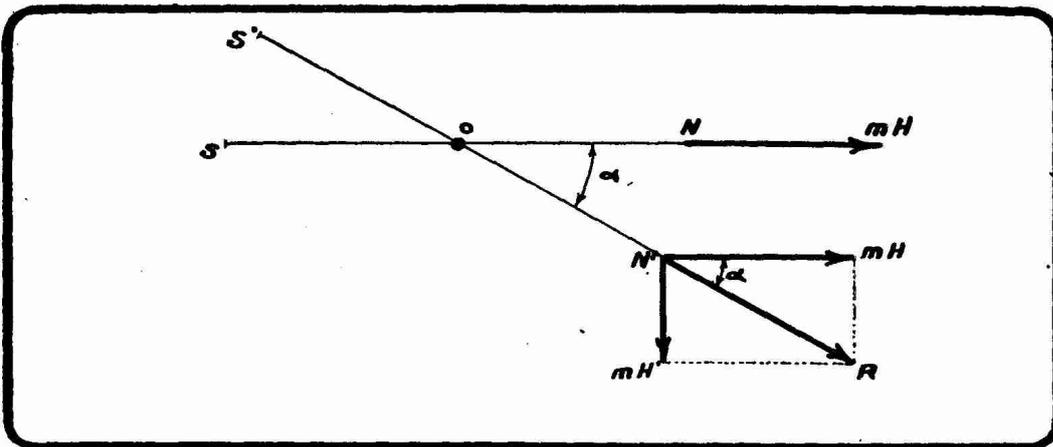


FIG. VI-3-1. — Déviation d'une aiguille aimantée NS sous l'action de deux champs rectangulaires H et H'.

de ce champ (cette composante est égale à 0,2 gauss). Soit  $m$  la masse magnétique d'un pôle. L'action de cette composante sur le pôle N se traduit par une force  $mH$ . Supposons que l'on fasse agir sur N un autre champ magnétique d'intensité  $H'$  et perpendiculaire au plan passant par l'aiguille NS et le pivot. Le pôle nord est soumis à une force  $mH'$  perpendiculaire à  $mH$ . L'aiguille sera déviée en  $N'S'$ , position nouvelle d'équilibre telle que la résultante  $N'R$  passe par O.

La composition des deux forces perpendiculaires  $mH$  et  $mH'$  suivant la

résultante R, diagonale du rectangle construit comme l'indique la figure VI-3-1 est un principe essentiel de la mécanique. La valeur de la résultante est ainsi l'hypoténuse d'un triangle rectangle ayant pour côtés de l'angle droit les forces composantes. On a donc :

$$R^2 = (mH)^2 + (mH')^2$$

Nous retrouverons cette méthode de composition lorsque nous étudierons les moteurs à champ tournant.

L'angle  $\alpha$  dont dévie l'aiguille de la figure VI-3-1 est tel que

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{mH'}{mH} = \frac{H'}{H}$$

La relation simple

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{H'}{H}$$

sert à comparer un champ inconnu  $H'$  à un autre champ connu  $H$ .

Nous verrons dans le chapitre suivant qu'un courant continu circulant dans une bobine crée un champ magnétique identique à celui d'un aimant. L'intensité du champ étant proportionnelle à l'intensité du courant circulant dans la bobine, nous avons donc ici un moyen de mesurer l'intensité d'un courant continu. Nous reviendrons d'ailleurs dans la suite sur cette méthode de mesure des courants.

#### NOTE SUR LE GAUSS

Ce qui a été dit relativement aux quantités  $H$  et  $B$  dans le paragraphe 2, est conforme à la théorie classiquement adoptée en France :  $H$  et  $B$  sont mesurés par la même unité, le gauss. Or, la Commission Electrotechnique Internationale, réunie à Oslo en juillet 1930, a recommandé l'emploi pour  $H$  et  $B$  d'unités différentes : le *gauss* pour  $B$  et l'*œrsted* pour  $H$ .

En 1900 le Congrès d'Electricité de Paris avait adopté la proposition faite par l'American Institute of Electrical Engineers, relative à l'unité CGS de « magnetic field density », unité pour laquelle le nom de gauss était proposé. Or, dans le texte français (en ce temps-là, les Congrès internationaux rédigeaient leurs rapports en français), « magnetic field density » fut traduit — *traduttore, traditore* — par intensité de champ magnétique. Or, par « magnetic field density », les Américains n'entendaient pas du tout intensité de champ magnétique, mais bien ce que l'on appelle en France l'induction magnétique. Du fait de cette erreur (1), et pendant trente ans, le gauss fut en France et en Europe continentale l'unité CGS d'intensité de champ magnétique (intensité désignée habituellement par la lettre  $H$ ), aux Etats-Unis et en Grande-Bretagne l'unité CGS d'induction magnétique (induction désignée habituellement par la lettre  $B$ ).

Or, si nous avons admis, comme la plupart des traités de physique, que  $H$  et  $B$  peuvent être mesurés par la même unité, il semble bien que la chose ne soit vraie que lorsque la perméabilité magnétique du milieu dans lequel on opère est égale à 1, c'est-à-dire lorsque l'on opère dans le vide absolu.

Il en résulte que, en pratique, intensité de champ magnétique  $H$  et induction magnétique  $B$  sont des grandeurs différentes qui ne sauraient être mesurées par la même unité. Or, la raison d'être d'une unité est son application pratique...

Que fallait-il donc adopter pour le gauss, la définition européenne ou la définition anglo-saxonne ? La question a été résolue par la Commission Electrotechnique Internationale qui s'est réunie à Oslo en juillet 1930. Cette Commission a décidé de « recommander » la définition américaine qui correspond mieux à la réalité physique des faits.

Dorénavant, le gauss est l'unité d'induction magnétique, le  $B$  des traités de physique.

Quant à l'unité de champ magnétique  $H$ , on lui donne à l'avenir le nom de *œrsted*, en l'honneur du génial danois « inventeur », au sens juridique du terme, de l'électromagnétisme. L'*œrsted* était jusqu'à maintenant l'unité de réluctance (résistance des circuits magnétiques), et ce, de par la seule initiative des savants américains qui, comme vous le voyez, ne donnent pas toujours le ton en matière d'unités... L'unité CGS de réluctance sort donc de la bagarre dépouillée de son nom.

Ainsi se termine cet extraordinaire quiproquo du gauss qui jeta pendant de longues années la confusion dans un domaine qui, par définition, doit en manquer totalement.

Le maxwell, unité CGS de flux magnétique, ne subit aucune atteinte. Au lieu de le faire dériver de l'unité de champ magnétique  $H$ , comme le fait la physique française, on le fait dériver directement de l'induction magnétique  $B$  qui se mesure définitivement en gauss. Le maxwell est donc toujours égal à 1 gauss par centimètre carré.

(1) Voir sur les explications qu'il est possible de donner à cette erreur l'article du Dr C.-O. Mailloux, dans le n° 4 du tome XXIX de la R.G.E.

## CHAPITRE II

## ELECTROMAGNETISME

## § 4. — Expérience d'Ørsted et règle d'Ampère.

L'électromagnétisme étudie les propriétés magnétiques des courants. Le point de départ de l'électromagnétisme se trouve dans la célèbre expérience d'Ørsted (1) (1819). Une aiguille aimantée, boussole B, est déviée par un courant continu traversant un fil F presque parallèlement à cette aiguille (fig. VI-4-1)

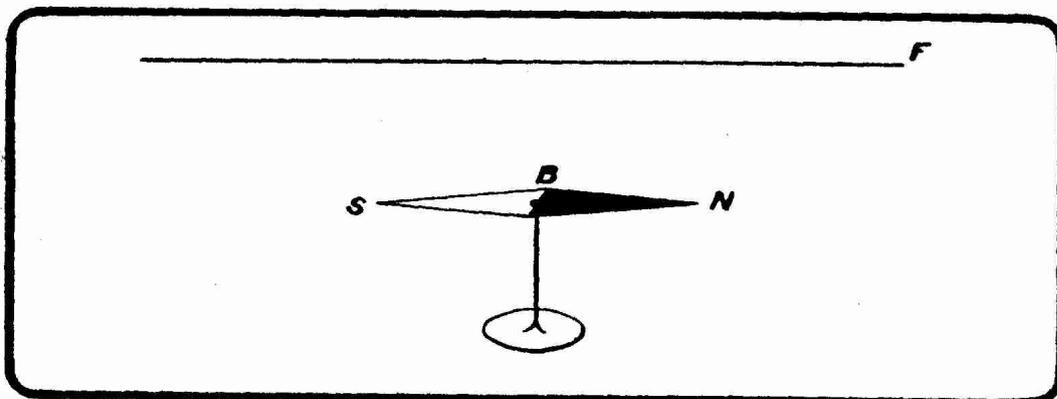


FIG. VI-4-1. — Disposition de l'expérience d'Ørsted, point de départ de tout l'électromagnétisme.

Puisque l'aiguille est déviée, c'est qu'il y a formation d'un champ magnétique au voisinage de cet aimant ; ce champ magnétique est dû au passage du courant dans le fil. *Le voisinage d'un courant est un champ magnétique.* Le sens de la déviation dépend de la position et du sens du courant. Ce sens a été étudié par Ampère (2), qui a établi une règle fondamentale portant son nom.

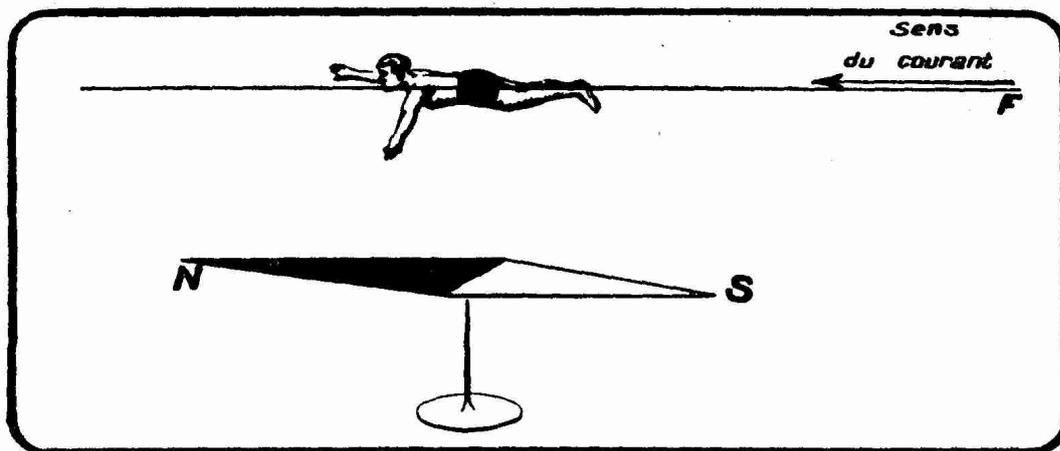


FIG. VI-4-2. — Règle dite du « bouhomme » d'Ampère.

(1) Le Danois Ørsted (1777-1851) commença par se spécialiser dans les recherches chimiques. Il communiqua sa grande découverte de 1819 au monde savant en publiant un opuscule intitulé *Expériences sur l'effet du conflit électrique sur l'aiguille aimantée* (1820). En 1823, au cours d'un séjour à Paris, il construisit avec Fourier la première pile thermoélectrique. Vers la fin de sa vie, il se consacra à l'étude du diamagnétisme.

(2) André-Marie Ampère (1775-1836) posa les principes de l'électrodynamique (action des courants sur les courants) et permit par ses découvertes la splendide évolution de la science électrique au cours du XIX<sup>e</sup> siècle. Ampère parvint, sous le Premier Empire, aux plus hautes fonctions de l'enseignement scientifique. Ce fut, dans toute l'acception du terme, un « homme de laboratoire », une des plus pures gloires de la science française.

Ampère imagine un observateur, le « bonhomme » d'Ampère, regardant l'aiguille aimantée, couché sur le fil de telle manière que le courant continu circulant dans ce fil lui entre par les pieds et lui sorte par la tête. On a adopté évidemment le sens classique du courant électrique, celui allant du pôle + au pôle — extérieurement à la source. Nous pouvons énoncer, cela posé, la règle d'Ampère : *Pour l'observateur d'Ampère, le pôle nord de l'aimant est toujours dévié vers sa gauche par le passage du courant.* On dit que le pôle nord est dévié vers la *gauche du courant* (fig. VI-4-2).

Cette expérience peut, soit dit en passant, servir à déterminer le sens du courant dans un fil. Par exemple, cas de la recherche du pôle + et du pôle — du secteur continu.

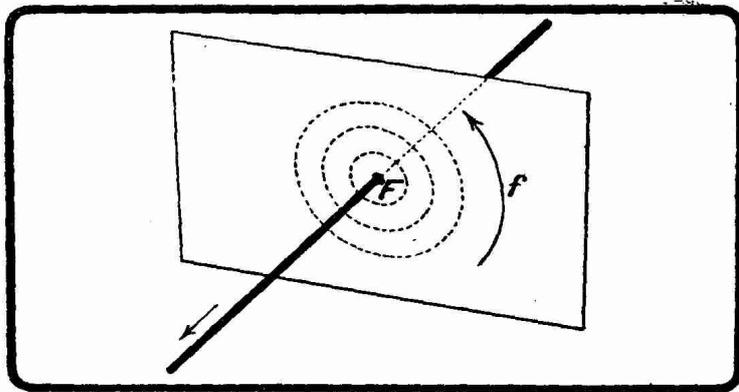


FIG. VI-4-3. — Lignes de force créées dans un plan perpendiculaire à un fil traversé par un courant continu. F est la trace du fil, autrement dit le point où le fil traverse le plan.

Le champ magnétique d'un courant peut être mis en évidence par la méthode de la limaille de fer, méthode que nous avons déjà utilisée dans le chapitre précédent lorsque nous avons voulu matérialiser le champ magnétique d'un aimant droit (fig. VI-2-2). En plaçant le carton perpendiculairement au fil, on obtient un spectre magnétique (fig. VI-4-3) formé de cercles concentriques à la trace du fil sur le carton. Ces cercles représentent les lignes de force du champ magnétique créé par le passage du courant dans le fil.

### § 5. — Champ magnétique des bobines.

Une bobine est un ensemble de spires. On définit une bobine en disant qu'elle est formée de  $N$  spires réparties sur une longueur  $L$  exprimée en centimètres. Il est logique, par conséquent, de commencer par chercher le champ magnétique d'une spire.

Considérons une spire de rayon  $r$  (fig. VI-5-1) traversée par un courant de  $I$  ampères. La méthode de la limaille de fer montre que le champ magnétique créé a, au centre de la spire, une intensité  $H$  dirigée suivant une perpendiculaire au plan de la spire, dans un sens que nous déterminerons plus tard. La grandeur de cette intensité est donnée en gauss par l'expression (1) :

$$H = \frac{1}{10} \frac{2\pi}{r} I$$

C'est une conséquence de la loi de Laplace, que nous nous contenterons d'utiliser sans chercher à l'établir. Si  $r$  est exprimé en centimètres et  $I$  en ampères,  $I$  s'obtient en gauss.

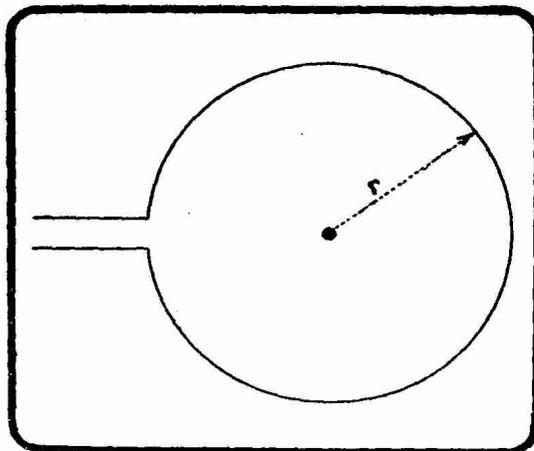


FIG. VI-5-1. — Spire circulaire de rayon  $r$  traversée par un courant  $I$ . Il se crée un champ magnétique  $H$ .

(1) Si  $I$  est exprimé en unités électromagnétiques CGS, on a simplement :

$$H = \frac{2\pi}{r} I$$

Passons maintenant à la bobine de  $L$  centimètres de long formée d'un total de  $N$  spires. La figure VI-5-2 représente une telle bobine. Si nous disposons un carton horizontal passant par l'axe de la bobine, nous pouvons encore par la méthode de la limaille de fer étudier le champ magnétique créé par la bobine. On obtient un spectre magnétique du type de la figure VI-5-3.

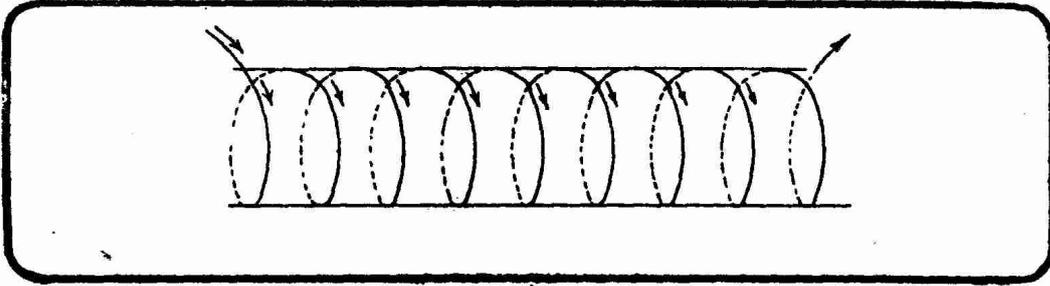


FIG. VI-5-2. — Bobine de  $L$  centimètres de long constituée par  $N$  spires. Il se crée un champ magnétique quand un courant traverse la bobine.

L'examen de la figure VI-5-3 montre immédiatement que le champ de la bobine est analogue à celui d'un aimant droit, avec cette seule différence qu'ici les lignes de force se ferment *visiblement* à l'intérieur de la bobine. Dans la région de l'axe on voit de plus que le champ peut être considéré comme uniforme.

Dans le cas d'une bobine assez longue, la valeur de l'intensité du champ créé par un courant  $I$  (en ampères) est <sup>(1)</sup> :

$$H = \frac{1}{10} 4\pi \frac{N}{L} I$$

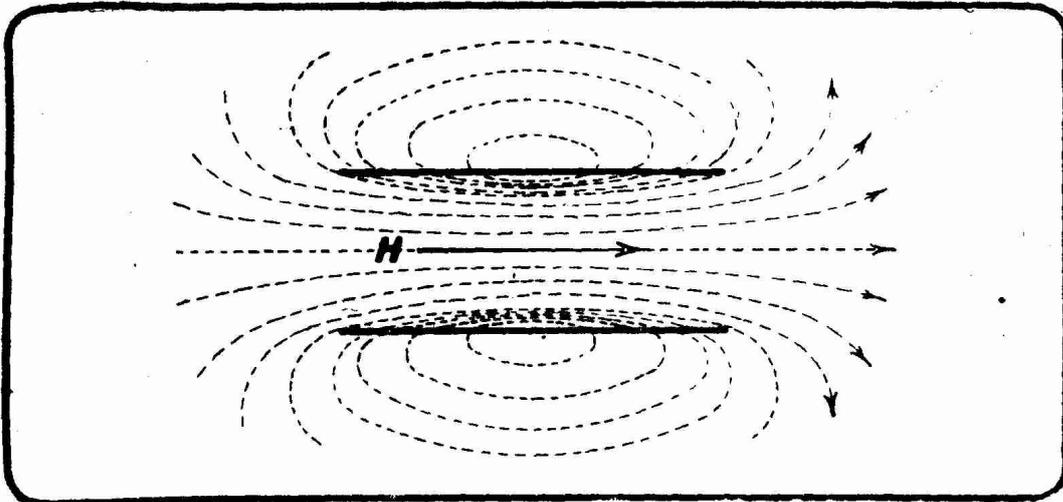


FIG. VI-5-3. — Spectre magnétique dans un plan passant par l'axe d'une bobine cylindrique telle que celle de la figure VI-5-2.

Si l'on pose :

$$\frac{N}{L} = n$$

( $n$  est donc le nombre de tours par centimètre), on a :

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

(1) Si  $I$  est exprimé en unités électromagnétiques CGS, on a simplement :

$$H = 4\pi \frac{N}{L} I$$

c'est-à-dire, puisque  $4\pi/10 = 1,256$ ,

$$H = 1,256 nI$$

Le produit  $nI$  s'appelle le *nombre d'ampères-tours par centimètre* de la bobine. L'intensité du champ magnétique peut s'exprimer en ampères-tours par centimètre ou en gauss ; on a entre ces deux unités les relations :

$$1 \text{ ampère-tour par centimètre} = 1,256 \text{ gauss.}$$

$$1 \text{ gauss} = 0,8 \text{ ampère-tour par centimètre.}$$

Le flux magnétique traversant la section  $S$  de la bobine est :

$$\Phi = 1,256 nIS \text{ maxwells.}$$

*Sens du champ magnétique d'une bobine.* — Ce sens se détermine par la règle de Maxwell <sup>(1)</sup>, connue sous le nom de *règle du tire-bouchon de Maxwell* : *Le sens de rotation du courant et le sens du flux sont liés entre eux comme le sens de rotation et le sens de translation d'un tire-bouchon* <sup>(2)</sup>.

Soit une spire située dans le plan de la page (fig. VI-5-4) et parcourue par un courant dans le sens de la flèche  $I$ . Si l'on tourne le tire-bouchon dans le sens de la flèche  $I$ , il se visse en se déplaçant dans le sens d'avant en arrière du tableau, il s'enfonce dans le tableau. Le flux est donc perpendiculaire au tableau et dirigé vers l'arrière de celui-ci. Ici, le flux s'éloigne de l'observateur.

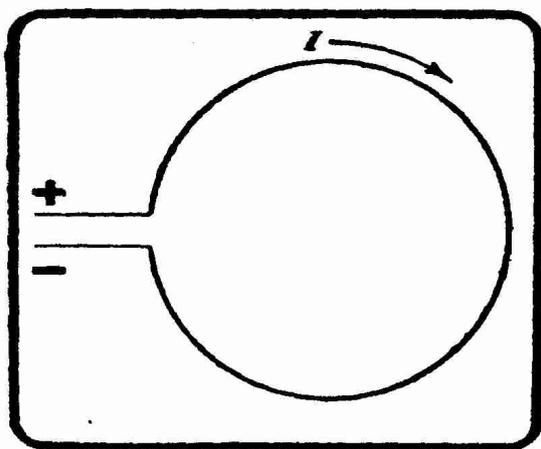


FIG. VI-5-4. — Figure servant à la définition des expressions « face droite » et « face gauche » d'une spire.

La face de la spire de la figure VI-5-4 tournée vers nous s'appelle la *face droite* de la spire, elle est, en effet, à la *droite* du bonhomme d'Ampère supposé placé le long du fil et regardant le centre de la spire, le courant lui entrant par les pieds. L'autre face de la spire est la *face gauche*.

On dit que le flux, les lignes de force, *entrent par la face droite et sortent par la face gauche* de la spire.

Magnétiquement, la face gauche est un pôle nord, la face droite un pôle sud.

## § 6. — Les solénoïdes.

On appelle *solénoïde* un système de petits courants circulaires et parallèles. Pratiquement, on réalise un solénoïde en utilisant une bobine ordinaire dont chaque spire correspond à un élément de solénoïde.

Un tel solénoïde a toutes les qualités d'un aimant :

Il s'oriente dans le champ magnétique terrestre à condition de posséder un mode de suspension éliminant aussi parfaitement que possible les frottements.

Une certaine extrémité de ce solénoïde repousse un pôle nord d'aimant. On donne à cette extrémité le nom de *pôle nord* du solénoïde, l'autre extrémité est le *pôle sud*.

(1) Le physicien anglais Maxwell (1831-1879) se distingua par ses travaux sur l'électricité et le magnétisme. Ses hypothèses hardies et fécondes le classent au tout premier rang des physiciens du XIX<sup>e</sup> siècle.

(2) Inversement, dans un fil rectiligne traversé par un courant continu qui crée un champ circulaire comme nous l'avons vu figure VI-4-3, le sens du courant et le sens du flux sont liés entre eux comme le sens de translation et le sens de rotation d'un tire-bouchon. Ainsi, figure VI-4-3, le sens du champ est celui de la flèche  $f$  si le courant va d'arrière en avant, et vice versa.

Le pôle nord est l'extrémité qui est à la gauche du courant, suivant la règle d'Ampère.

Les lignes de force du champ magnétique du solénoïde sortent par le pôle nord et pénètrent à nouveau par le pôle sud, tout comme les lignes de force du champ magnétique d'un aimant.

### § 7. — Action d'un champ magnétique sur un courant mobile.

Par courant mobile, nous entendons courant traversant une spire ou une bobine pouvant se déplacer.

Supposons que nous disposions d'une feuille d'or fixée en deux points A et B (fig. VI-7-1). Par ces points A et B, nous pouvons faire passer un courant continu dans la feuille. Plaçons celle-ci dans un champ magnétique perpendiculaire au plan de ladite feuille, ici perpendiculaire au plan du tableau. Supposons que le courant aille de B en A et que le flux soit dirigé d'avant en arrière du tableau. La feuille A F B va se « gonfler » en cercle de manière à présenter au flux entrant par sa face droite (ici face en avant du tableau) une surface maximum <sup>(1)</sup>. Si nous changeons le sens du courant *ou bien* le sens du flux, la feuille se referme ou, bien mieux, tend à se tordre sur elle-même pour présenter sa face droite à l'entrée du flux. Si l'on change à la fois les deux sens, la feuille ne change pas de position.

On peut déduire de cette observation une des lois générales de l'électromagnétisme : *un circuit mobile subit des déformations ou des déplacements tels que le flux entrant par sa face droite et sortant par sa face gauche soit maximum.*

C'est, en particulier, sur cette loi qu'est fondé le moteur électrique Gramme. Ce mécanisme est constitué par des spires traversées par un courant continu et situées dans un champ magnétique de telle manière que leur rotation (rotation produite du fait que les spires ont tendance à se placer dans les endroits du champ où le flux les traversant soit maximum) entraîne l'arbre du moteur. On a donc un moyen de transformer l'énergie électrique en mouvement de rotation continu. (Voir chapitre V du présent livre).

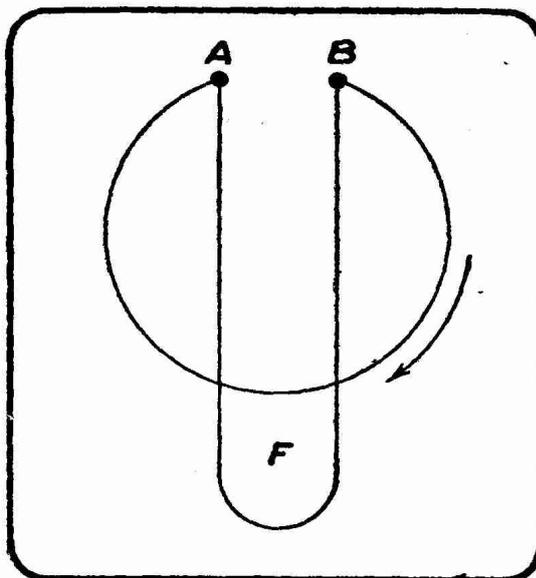


FIG. VI-7-1. — Une mince feuille métallique (feuille d'or) parcourue par un courant continu se gonfle en cercle quand on la place dans un champ magnétique de sens convenable.

### § 8. — Aimantation.

1° Généralités. — Nous avons vu qu'une bobine traversée par un courant continu produit un champ magnétique dont l'intensité est  $H' = 1,25 n I$  gauss. Si l'on place à l'intérieur de cette bobine une masse de substance magnétique de perméabilité  $\mu$  et de section  $S$ , le flux traversant la bobine et la masse intérieure est  $\mu HS$ . On voit donc que la présence d'un métal magnétique à l'intérieur de la bobine augmente le flux traversant cette bobine, sans qu'il soit nécessaire d'augmenter le courant  $I$ . La présence du fer, par exemple, *économise les ampères-tours*. C'est là un fait à retenir.

(1) Le cercle est, en effet, la surface maximum que l'on puisse limiter par un périmètre de longueur donnée.

On constate, de plus, et c'est là où nous voulons en venir, qu'une aiguille d'acier placée dans une bobine s'aimante et conserve son aimantation lorsqu'elle est retirée de ladite bobine.

L'intensité d'aimantation ou simplement aimantation d'un aimant est égale au quotient du moment magnétique  $M$  par le volume  $V$  de cet aimant :

$$A = \frac{M}{V}$$

Le moment magnétique  $M$  est égal au produit  $lm$  de la longueur  $l$  de l'aimant et de la masse magnétique  $m$  d'un pôle.

L'intensité d'aimantation se mesure en gauss. Elle atteint habituellement une valeur comprise entre 100 et 500 pour les aimants ordinaires.

L'intensité d'aimantation  $A$  croît d'abord avec le champ  $H$  suivant la relation  $A = \sigma H$ , dans laquelle la lettre grecque  $\sigma$  (sigma) représente la *susceptibilité magnétique* (1) de la substance soumise à l'action du champ. Il en résulte que  $A$  croît avec l'intensité  $I$  du courant circulant dans la bobine puisque  $H$  est proportionnel à  $I$ . Mais elle atteint rapidement une valeur maximum que l'on ne dépasserait pas, même en augmentant l'intensité du courant : l'aimant est dit saturé (2). La valeur maximum de l'intensité d'aimantation s'appelle la *saturation magnétique*.

On utilise pratiquement le dispositif suivant pour aimanter un barreau d'acier : on promène autour de lui un anneau formé de quelques spires de gros fil dans lequel circule un fort courant continu.

2° *Electro-aimant*. — Nous venons de voir que l'acier placé dans le champ magnétique formé par une bobine traversée par un courant s'aimante et conserve son aimantation. Du fer doux dans les mêmes conditions perd son aimantation aussitôt après le passage du courant. Cette perte n'est pas totale, mais il y a une énorme différence entre l'aimantation au repos et l'aimantation pendant le passage du courant dans la bobine. On a réalisé de cette façon ce que l'on a appelé un *électro-aimant*. Le cylindre de fer doux, généralement recourbé en fer à cheval, est le noyau. Ce noyau est entouré vers les extrémités d'une bobine de fil isolé. Il y a une bobine à chaque extrémité. On peut réaliser des électro-

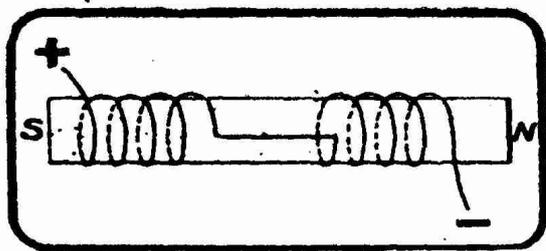


FIG. VI-8-1. — *Electro-aimant droit.*

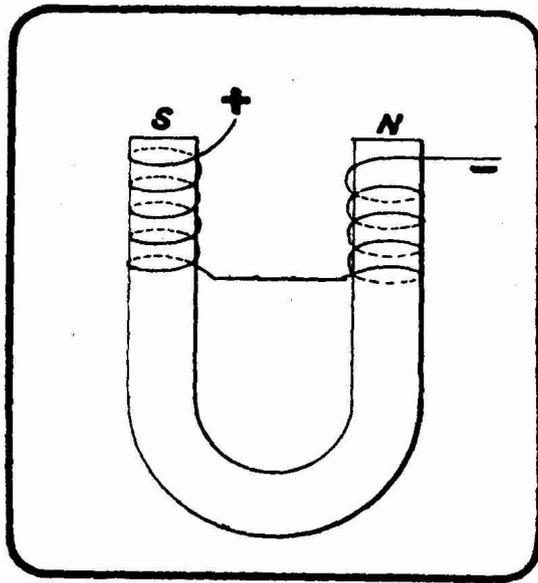


FIG. VI-8-2. — *Electro-aimant en fer à cheval.*

aimants capables de porter des centaines de kilogrammes.

Dans un écouteur de T.S.F., on trouve un électro-aimant : c'est celui qui est constitué par les *pièces polaires* et les deux enroulements situés respectivement autour de ces pièces polaires. Ces pièces polaires se ramènent le plus souvent à la forme d'un fer à cheval.

Arrêtons-nous un instant sur cet électro-aimant en fer à cheval.

(1) Voir note (1), § 10, page 145.

(2) Voir paragraphe 10 du présent chapitre.

Un électro-aimant est, en somme, un électro droit (fig. VI-8-1) que l'on recourbe en forme d'U (fig. VI-8-2). La règle du bonhomme d'Ampère permet de déterminer les faces gauche et droite du courant, et l'on sait que la face gauche correspond au pôle nord et que la face droite correspond au pôle sud. Les deux figures VI-8-1 et VI-8-2 font parfaitement comprendre le dispositif d'enroulement utilisé dans un électro-aimant.

En lançant un courant dans un électro, on peut provoquer l'attraction contre son noyau d'une armature en fer doux. On peut donc commander à distance cette attraction en coupant et rétablissant le courant par des dispositifs quelconques, automatiques ou non. C'est là le principe des nombreuses applications de l'électro-aimant : sonneries, horloges, télégraphes, relais, etc.

§ 9. — Etude élémentaire du circuit magnétique.

Nous avons vu dans le chapitre précédent que l'on réalise deux espèces de circuit magnétique : le circuit magnétique *ouvert* (fig. VI-2-5) et le circuit magnétique *fermé* (fig. VI-2-6).

Supposons (fig. VI-9-1) que l'on réalise un circuit magnétique fermé de section  $S$  et de longueur de cercle moyen  $L$  et que l'on enroule sur ce circuit  $N$  tours de fil traversés par un courant d'intensité  $I$  ampères (bobine magnétisante).

Si  $\mu$  est la perméabilité magnétique du corps employé pour la constitution du circuit magnétique, on a comme expression du flux magnétique d'induction en maxwells :

$$\Phi = \mu HS = 1,256 nIS\mu$$

$n$  étant le nombre de tours par centimètre ( $n = \frac{N}{L}$ ).  $\Phi$  peut s'écrire sous la forme :

$$\Phi = 1,256 \frac{N}{L} IS\mu$$

ou encore :

$$(1) \quad \Phi = \frac{1,256 NI}{\frac{L}{\mu S}}$$

La quantité  $1,256 NI$  s'appelle la *force magnétomotrice*  $F$

$$F = 1,256 NI$$

Le quotient  $\frac{L}{\mu S}$  est la *réductance* ou *résistance magnétique*  $R$

$$(2) \quad R = \frac{L}{\mu S}$$

ou encore,  $\nu$  étant la *réductivité* :

$$(2)' \quad R = \nu \frac{L}{S}$$

L'inverse de la réductance s'appelle la *perméance*.

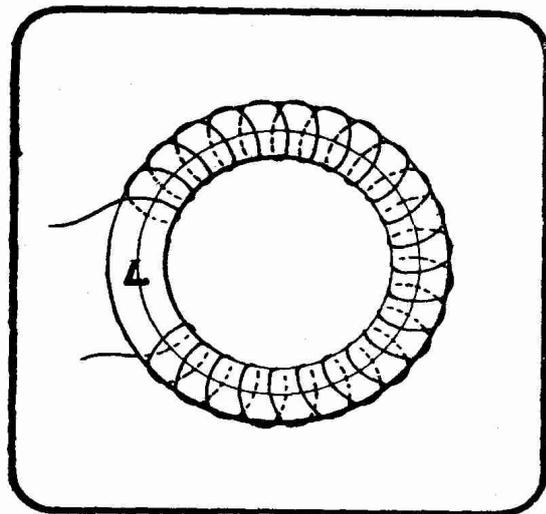


FIG. VI-9-1. — Circuit magnétique fermé autour duquel se trouvent enroulés  $N$  tours de fil traversés par un courant de 1 ampère. L'enroulement est appelé la bobine magnétisante.

La relation (1) devient ainsi :

$$(3) \quad \Phi = \frac{F}{R}$$

Nous trouvons ici pour le circuit magnétique une relation analogue à la loi d'Ohm :

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

Le flux magnétique  $\Phi$  joue ici le rôle de l'intensité  $I$ , la force magnétomotrice  $F$  celui de la force électromotrice, et la réluctance  $R$  celui de la résistance  $R$ .

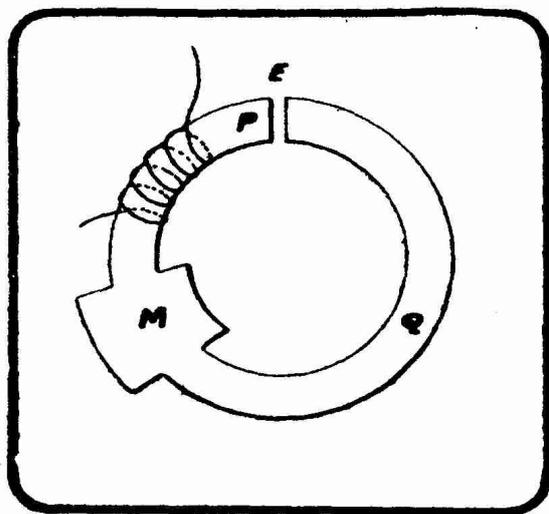


FIG. VI-9-2. — Circuit magnétique comprenant des parties de réluctances différentes.

La formule (2)' est tout à fait analogue à l'expression

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

rencontrée à propos de la loi d'Ohm (voir § 7, livre V, page 83).

La réluctivité  $\nu$  joue le rôle de la résistivité  $\rho$  et la perméabilité  $\mu$  celui de la conductivité.

L'analogie se poursuit encore : lorsqu'un circuit magnétique comporte des parties différentes (entrefer E, partie renflée M, parties courtes ou longues P et Q (fig. VI-9-2), la réluctance  $R$  intervenant dans la formule (3) s'écrit :

$$R = R_M + R_P + R_Q + R_E$$

$R_M, R_P, R_Q, R_E$  étant les réluctances respectives des parties M, P, Q, E.

Nous avons vu, tout de suite après la loi d'Ohm, qu'il existait des lois de Kirchhoff qui régissent le cas de circuits électriques dérivés. Les réluctances des circuits magnétiques dérivés (fig. VI-9-3) obéissent à des lois tout à fait analogues aux lois de Kirchhoff. Ce sont les lois d'Hopkinson.

$\Phi$  se mesure en *maxwells*, ainsi que nous le savons déjà.

$R$  se mesure en *orstedes* (unité CGS de réluctance) (1).

$F$  se mesure en *gilberts* (unité CGS de force magnétomotrice).

Dans l'expression  $F = 1,256 NI$ , le produit  $NI$  est le nombre d'ampères-tours. On peut exprimer  $F$  en ampères-tours. Entre le gilbert et l'ampère-tour existent les relations :

$$1 \text{ ampère-tour} = 1,256 \text{ gilbert},$$

$$1 \text{ gilbert} = 0,8 \text{ ampère-tour},$$

qui sont analogues aux expressions trouvées à propos du gauss et de l'ampère-tour par centimètre, page 140.

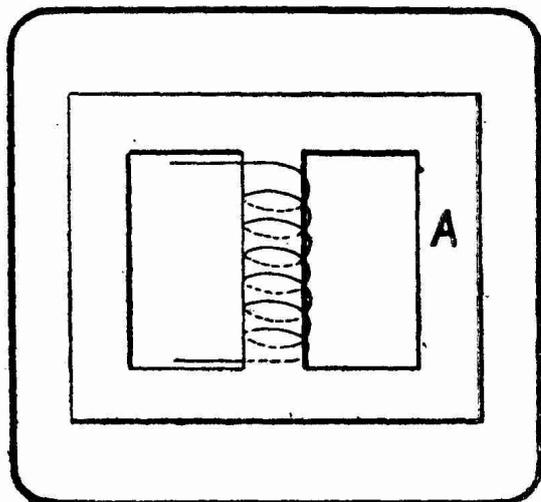


FIG. VI-9-3. — Le flux subit une perte dans les parties du circuit magnétique telles que A, autour desquelles la bobine magnétisante n'est pas enroulée.

(1) Depuis 1930, l'orsted a été « recommandé » par la C.E.I. comme nom de l'unité d'intensité de champ magnétique. (Voir note sur le gauss, chap. I, § 3, page 136). L'unité de réluctance reste sans nom spécial.

## REMARQUES :

1° Lorsque l'on fait passer un courant dans une bobine à fer telle que celle de la figure VI-9-1, le champ augmente au fur et à mesure que l'intensité croît :

$$H = 1,256 \text{ nl.}$$

Mais nous savons que la perméabilité décroît lorsque le champ augmente. On voit donc que, l'intensité  $I$  augmentant et la perméabilité  $\mu$  diminuant, le flux d'induction  $\Phi$  tend vers une limite (voir § 10).

2° Lorsque le fil n'est pas enroulé sur la totalité du circuit magnétique (cas des figures VI-9-2 et VI-9-3, le flux ne reste pas constant, comme dans le cas de la figure VI-9-1, tout le long du circuit, il tend à se perdre dans les régions où le fil n'est pas bobiné. Il faut donc tenir compte dans la pratique des chutes de potentiel magnétique le long du circuit. Supposons que figure VI-9-3 on désire créer dans le bras A, autour duquel le fil de la bobine magnétisante n'est pas enroulée, un flux  $\Phi$ . A cause des pertes, il faudra que le flux  $\Phi'$  créé par la bobine magnétisante soit plus grand que  $\Phi$ . On écrit, en général :  $\Phi' = \nu \Phi$ .  $\nu$  est un coefficient plus grand que 1 que l'on appelle *coefficient d'Hopkinson*.

3° Nous avons vu les analogies entre les circuits électriques et les circuits magnétiques. Il existe cependant des différences essentielles entre le courant et le flux :

Pour entretenir un courant, il y a nécessité de dépenser continuellement de l'énergie ; au contraire, une fois que l'on a créé un état de tension du milieu magnétique, cet état subsiste ; donc, pour établir un flux, il suffit de dépenser de l'énergie au début de l'expérience ;

Il n'existe pas d'isolant pour les flux ( $\mu = 1$  pour l'air), alors qu'il en existe pour les courants ( $\sigma = \infty$  pour l'air).

## § 10. — Hystérésis.

Prenons un barreau de fer venant d'être coulé, n'ayant, par conséquent, jamais été aimanté. Etudions l'intensité de son aimantation lorsqu'on le place dans un champ magnétique d'intensité  $H$  (champ magnétisant) créé par un courant d'intensité  $I$ . Pour faire varier  $H$ , il suffit de faire varier  $I$ . Pour obtenir des valeurs négatives de  $H$ , il suffira d'inverser le sens du courant  $I$ .

Portons en abscisses les intensités  $H$  du champ magnétique (champ magnétisant) et en ordonnées les intensités d'aimantation  $A$  <sup>(1)</sup> (fig. VI-10-1).

Lorsque  $H$  part de zéro et croît, l'intensité d'aimantation  $A$  augmente et arrive bientôt à sa valeur de saturation, c'est-à-dire que, à partir d'une certaine valeur  $H_1$  du champ magnétisant, l'intensité d'aimantation cesse de croître. On arrive à ce moment au point S de la courbe. Faisons alors décroître  $H$  de  $H_1$  à 0. On pourrait logiquement supposer que les intensités d'aimantation vont décroître en suivant la courbe OS précédente. On constate qu'il n'en est rien : pour une même valeur de  $H$ , les intensités restent en retard sur les valeurs précédentes et

(1) Lorsque l'on soumet un barreau magnétique à un champ  $H$ , ce barreau prend une induction  $B$  et l'on a : (1)  $B = \mu H$  comme nous l'avons vu au § 2, page 132.

Mais au lieu d'obtenir  $B$  par multiplication de  $H$  par la perméabilité  $\mu$ , on peut opérer par addition à  $H$  d'une quantité  $B'$  que des considérations théoriques font écrire :

$$\begin{aligned} B' &= 4 \pi A \\ B &= H + B' = H + 4 \pi A \end{aligned} \quad (2)$$

$A$  est l'intensité d'aimantation définie page 142.

Pour des valeurs de  $H$  inférieures en valeur absolue à la valeur  $H$  de saturation, on peut considérer  $B$  comme proportionnel à  $A$ .

Des relations (1) et (2), on tire :

$$(3) \quad A = \frac{\mu - 1}{4 \pi} H$$

Le coefficient  $\frac{\mu - 1}{4 \pi}$ , que l'on appelle la *susceptibilité magnétique*, s'écrit quelquefois  $\sigma$  (lettre grecque sigma).  $\sigma$  est de 250 pour le fer pur, de 15 pour le cobalt, de 10 pour le nickel. Pour les corps diamagnétiques,  $\sigma$  est négatif et très faible en valeur absolue ;

il est par exemple de  $-\frac{1}{400.000}$  pour le bismuth.

La relation (3) montre que  $A$  est proportionnel à  $H$  ; mais le coefficient de proportionnalité diminue quand  $H$  croît, ce qui explique le phénomène de saturation (cessation de l'augmentation de  $A$  à partir d'une certaine valeur de  $H$ ).

lorsque  $H$  redevient nul, on observe qu'il y a une intensité d'aimantation rémanente  $OR$ . Les intensités d'aimantation ont décréu suivant la courbe  $SR$ . C'est ce que l'on appelle le phénomène d'hystérésis (du grec *ustereo* : : je retarde).

Continuons à faire décroître le champ magnétisant  $H$  à partir de zéro. Pour une certaine valeur  $OC$  de ce champ, l'intensité de l'aimantation est à nouveau nulle. En continuant à faire décroître  $H$ , on observe la saturation pour un point

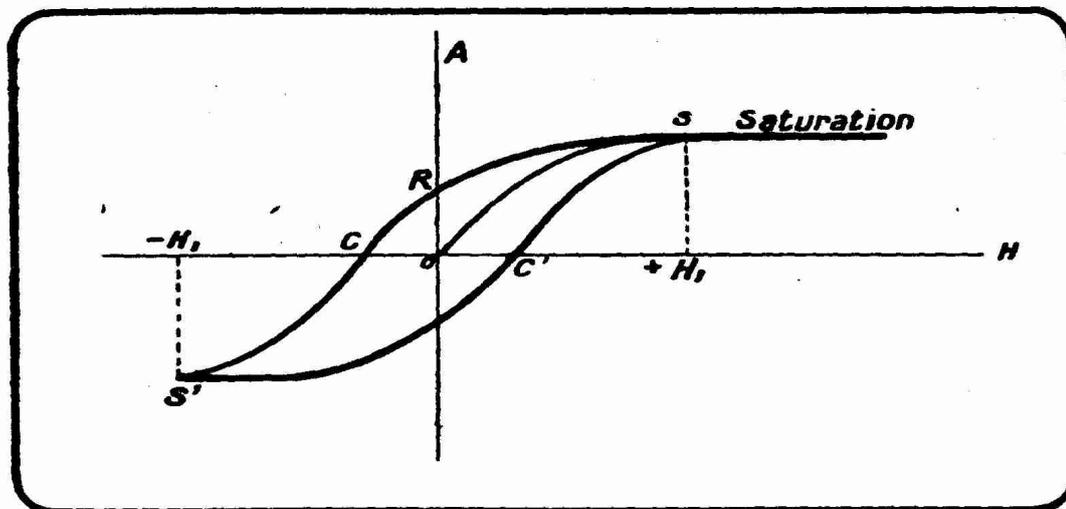


FIG. VI-10-1. — Courbe d'hystérésis magnétique.

$S'$  correspondant à une valeur de  $H$  sensiblement égale en valeur absolue à la valeur  $H_1$  précédemment trouvée.

Si l'on fait alors recroître le champ de  $-H_1$  à  $+H_1$ , la courbe des intensités d'aimantation va de  $S'$  à  $S$  suivant  $S'C'S$ , courbe différente des précédentes. En continuant à faire varier  $H$  entre  $-H_1$  et  $+H_1$ , le point figuratif de l'aimantation décrit la courbe fermée  $S'C'SCS'$  qui constitue le *cycle d'aimantation*. Les quantités  $OC$  et  $OC'$  sensiblement égales, sont les *champs coercitifs* dits, improprement, *forces coercitives*.  $OR$  est le *magnétisme rémanent* ou plus exactement *l'intensité d'aimantation rémanente*.

L'hystérésis est due ainsi à la résistance qu'offrent certaines matières à la désaimantation (force coercitive); de cette résistance résulte une perte d'énergie qui se transforme en chaleur; c'est ce que l'on appelle la *perte d'énergie par hystérésis*.

Dans les machines électriques soumises à des variations de champ magnétique (alternateurs, transformateurs), il faut éviter, autant que faire se peut, cette perte d'énergie.

La perte d'énergie par hystérésis est proportionnelle à la surface embrassée par le cycle d'aimantation (fig. VI-10-1). Plus cette surface est réduite, plus la perte par hystérésis est faible.

Pour le fer et l'acier doux, la force coercitive est faible et la surface du cycle d'aimantation réduite; le fer et l'acier doux conviennent donc pour les machines alternatives: il se désaimante facilement.

Dans le cas de l'acier trempé, le magnétisme rémanent est assez faible, mais a une force coercitive importante (environ 50 gauss) qui s'oppose à la désaimantation de l'aimant. On utilisera donc l'acier trempé pour la confection des aimants permanents et l'on évitera de l'employer dans les machines alternatives. Les aimants permanents des haut-parleurs électrodynamiques modernes sont en acier au cobalt, substance qui présente une force coercitive de plus de 100 fois celle du fer doux en tôles (voir note sur les aimants permanents).

La tôle de fer doux a un magnétisme rémanent important, mais la force coercitive est faible (de l'ordre de 2 gauss). C'est pourquoi le fer doux perd très rapidement son aimantation (application aux électro-aimants).

Les propriétés magnétiques de quelques importantes variétés de fer, sont résumées dans le tableau ci-dessous :

SUBSTANCES	FORCE coercitive	MAGNÉTISME rémanent	$\mu$ MAX.	$4 \pi A$ à la saturation
Fer doux électrolytique ...	0,36	10.800	14.400	21.630
Acier doux .....	0,37	11.000	14.800	21.420
Tôle de fer doux .....	1,30	9.400	3.270	20.500
Acier fondu .....	1,51	10.600	3.550	21.420
Fer électrolytique .....	2,83	11.400	1.850	21.650
Fonte .....	11,4	5.100	240	16.400
Acier trempé .....	52,4	7.500	110	18.000
Acier au tungstène .....	64	9.600	105	13.600
Acier chromé .....	64	9.000	94	12.600
Acier au cobalt (à 15 %)...	192	8.000		
Acier au cobalt (à 35 %)...	250	10.000		

NOTE SUR LES AIMANTS PERMANENTS. — Les aimants permanents qui jouent un rôle important en T.S.F. par leur emploi à la constitution des aimants d'excitation des haut-parleurs électrodynamiques dits à aimant permanent, peuvent être des alliages de fer, de nickel et de cobalt ; mais, d'autres métaux *non magnétiques* ajoutés en petites quantités au fer ont une influence remarquable sur les propriétés magnétiques de l'alliage ainsi réalisé et en particulier sur la force coercitive et le magnétisme rémanent.

L'introduction du cobalt dans les aimants permanents s'est effectuée pour la première fois au Japon en 1916. Cet emploi du cobalt a été depuis lors grandement facilité par la découverte d'importants gisements de cobalt au Canada et surtout au Maroc, découverte qui a provoqué une considérable baisse de prix de ce métal.

En 1932, le Japonais Mishina utilisa à la constitution des aimants permanents un alliage spécial, dit acier M.K., et ainsi constitué : 62 % de fer, 25 % de nickel, 10 % d'aluminium, 3 % de chrome. La force coercitive atteint 500. Cet alliage présente l'inconvénient de ne pouvoir être façonné que par coulage dans des moules.

Au Japon encore a pris naissance la composition dite N.K.S. où le cobalt fait sa réapparition et où le fer est presque complètement éliminé : 50 % de cobalt, 10 à 40 % de nickel, 1,8 à 40 % de titane, le reste en fer. La force coercitive atteint ici le chiffre record de 900 ; le magnétisme rémanent est de 6.000.

On a signalé, à la fin de 1936, la mise au point d'un alliage magnétique *ne comportant aucun élément magnétique*, puisqu'il est exclusivement constitué de cuivre, de manganèse et d'aluminium.

## CHAPITRE III

## L'INDUCTION ELECTROMAGNETIQUE ET SES LOIS

## § 11. — Expériences de Faraday.

En 1831, Faraday le « prince de l'expérimentation » fait une découverte dont les conséquences sont incalculables : *aux bornes d'un circuit au travers duquel le flux magnétique varie apparaît une force électromotrice d'induction.* Si le circuit est fermé on dit qu'il est parcouru par un *courant d'induction.*

Un champ magnétique peut être créé par une bobine de fil de cuivre parcourue par un courant ou bien tout simplement par un aimant. Il y a donc deux manières d'obtenir notre champ magnétique nécessaire aux expériences que nous voulons faire : une bobine dans laquelle circule un courant continu ou bien un aimant ordinaire.

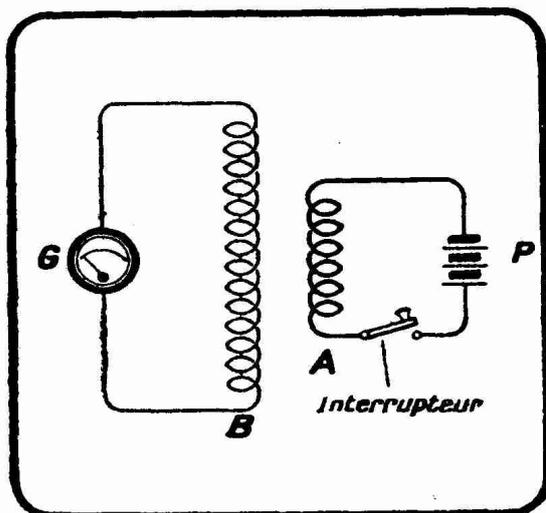


FIG. VI-11-1. — Expérience de Faraday.

et court ; nous branchons la bobine A sur une petite batterie de piles P. C'est le *circuit inducteur*, c'est-à-dire le circuit que nous chargeons de créer le champ magnétique dont nous avons besoin (fig. VI-11-1).

Introduisons brusquement A dans B. *Au moment de l'introduction*, il y a déviation, puis retour au zéro du galvanomètre G. Si nous laissons A dans B, on n'observe aucun courant dans B. Si maintenant, nous retirons A de B, il y a nouvelle déviation au galvanomètre, mais cette déviation se fait dans le sens contraire de la précédente.

On observe encore ces deux courants induits lorsque, laissant A à demeure dans B, on établit et l'on coupe le courant circulant dans A. Si l'on établit le courant dans A, l'intensité de ce courant va varier rapidement de 0 à I, valeur correspondant au régime permanent, le flux magnétique de la bobine va donc varier de 0 à  $\Phi$ , valeur du flux correspondant au courant I et donnée par la relation connue :

$$\Phi = 1,256 nIS$$

Tout se passe comme si l'on avait rapproché A de B, comme si l'on avait introduit brusquement A dans B.

Si l'on coupe le courant circulant dans A, l'intensité va varier de I à 0, le flux de  $\Phi$  à 0 ; tout se passe comme si l'on avait éloigné rapidement A de B.

(1) Sur le cahier d'expérience de Faraday, ces expériences sont datées du 29 août 1831.

Au lieu d'opérer avec une bobine A, on aurait pu aussi bien utiliser un aimant permanent, qui lui est comparable dans ses effets magnétiques. En introduisant et en retirant un pôle d'aimant dans la bobine B, on observe des courants induits dans B.

Pour obtenir des courants induits plus intenses, on se sert d'une bobine A dans laquelle on a placé du fer doux en un seul morceau ou en fils. Le flux de force  $\Phi$  qui s'établit est alors, en effet, multiplié par la perméabilité  $\mu$  du fer pour l'intensité de champ considérée.

On conclut de ces expériences que *si le flux magnétique à travers un circuit varie, ce circuit est le siège d'un courant d'induction pendant la durée de variation du flux et pendant cette durée seulement*

Ce courant se produit naturellement quelle que soit la cause de variation du flux (aimant ou circuit inducteur).

C'est là une loi générale des courants d'induction.

### § 12. — Loi de Lenz. Sens du courant induit.

Lenz <sup>(1)</sup> a énoncé la loi classique qui porte son nom :

*Le courant induit qui prend naissance tend toujours à s'opposer à la variation du flux qui le produit.*

Si cette variation de flux est produite par un mouvement du circuit induit dans le champ inducteur, le courant qui prend naissance dans ce circuit induit tend à s'opposer à son mouvement.

Supposons qu'une spire S fermée sur un galvanomètre se trouve dans un champ magnétique (fig. VI-12-1) et que ce champ magnétique subisse des variations. Nous supposons que le champ a pour direction la perpendiculaire au plan du tableau et que son sens est celui d'avant en arrière du tableau. D'après la loi de Lenz, si le flux diminue, le courant induit qui prend naissance aura le sens de la flèche ; c'est le sens du courant correspondant au sens du flux considéré, sens de courant donné par la règle du tire-bouchon de Maxwell. Le courant provoqué par la diminution de flux tend à s'opposer à cette diminution de flux, tend à compenser cette diminution et aura donc le sens nécessaire à la production d'un flux de même sens que le flux inducteur. Si le flux augmente, le courant induit tendra à s'opposer à cette variation de flux, il faudra donc qu'il ait un sens tel qu'il produise un flux le sens contraire au flux inducteur ; le courant aura, par conséquent, le sens contraire à celui de la flèche de la figure VI-12-1.

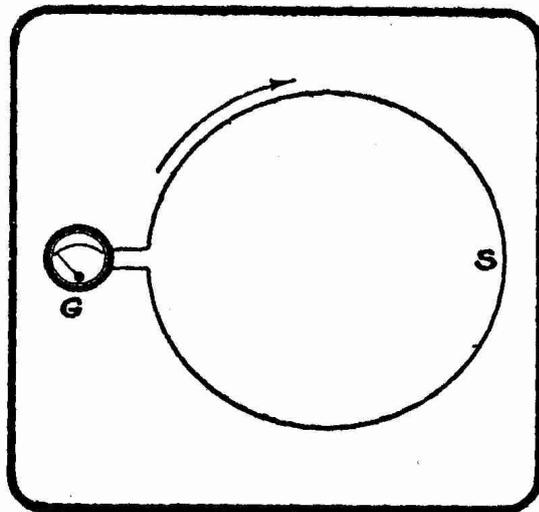


FIG. VI-12-1. — Spire S induite par un champ magnétique. Le galvanomètre G permet de déceler le passage des courants induits.

Revenons maintenant à l'étude des phénomènes qui se manifestent dans l'expérience de la figure VI-11-1, comportant bobine inductrice A et bobine induite B. Au lieu de raisonner sur des bobines, raisonnons sur des spires ; cela revient au même puisqu'une bobine est, nous l'avons vu, un ensemble de spires.

Soit S la spire induite. Supposons que nous produisions le flux inducteur à

(1) Le physicien russe Lenz (1804-1885), professeur des enfants du tsar Nicolas I<sup>er</sup>, occupa les plus hautes fonctions à l'Université de Saint-Petersbourg. Il entreprit, vers 1825, un voyage autour du monde qu'il rapporta dans des Mémoires intéressants.

l'aide d'une autre spire semblable à S. Soit S' cette spire (fig. VI-12-2). S' est en avant de S et dans un plan parallèle.

S' est traversée par un courant inducteur toujours de même sens, par exemple le sens de la flèche F. Si le courant I' traversant S' reste constant, on n'observe aucun courant dans S. Si le courant I' diminue (période de rupture du courant, par exemple), le flux diminue, on observe dans S un courant ayant le même sens que I' ; S sera donc parcouru par un courant I ayant le sens de la flèche f. Si le courant I' augmente (de zéro à I', par exemple, dans la période d'établissement), le courant induit I tendra à diminuer le flux, il sera donc de sens contraire à I', c'est-à-dire en sens contraire de la flèche f.

Le courant induit ayant même sens que le courant inducteur s'appelle un *courant direct* ; le courant induit ayant le sens contraire du courant inducteur se nomme un *courant inverse*.

Supposons que l'on établisse et que l'on coupe après un certain temps le courant dans la spire S', spire inductrice. On obtient la courbe A de la figure VI-12-3, dans laquelle nous avons porté en abscisses le temps et en ordonnées les intensités. La partie Oa correspond à l'établissement du courant, la partie horizontale ab au régime permanent, la partie bc à la rupture du courant inducteur.

La courbe B de la figure VI-12-3 montre le courant inverse O' a' b' qui prend naissance dans la spire S lorsque le courant dans S' croît de 0 à I', et le courant direct c' d' e' qui correspond à la rupture du circuit inducteur.

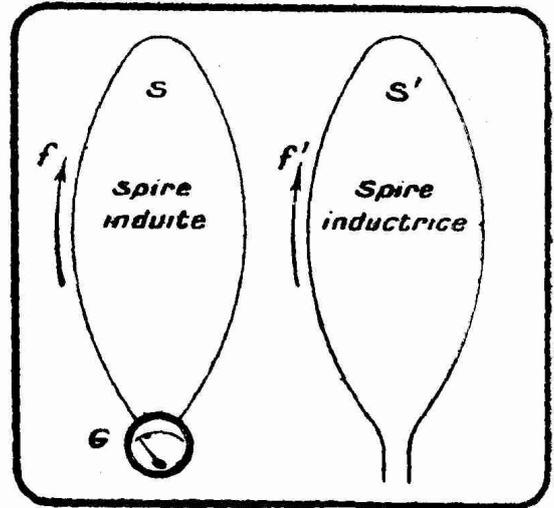


FIG. VI-12-2. — La spire inductrice S' provoque dans la spire induite S des courants dont le sens dépend de celui de la variation de flux.

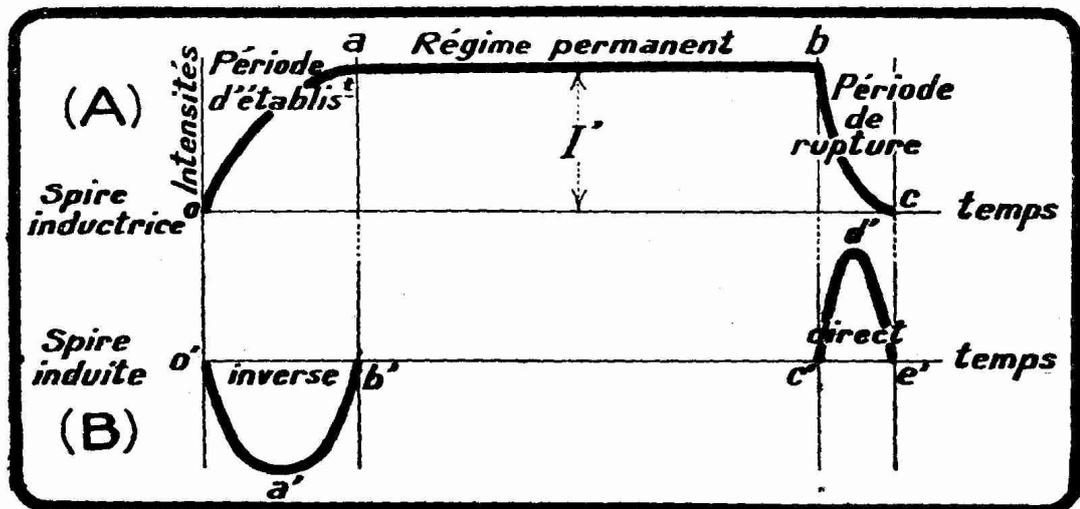


FIG. VI-12-3. — La courbe A représente la variation du courant dans la spire inductrice S'. La courbe B représente la variation du courant dans la spire induite S.

Les deux parties A et B de la figure VI-12-3 font parfaitement comprendre le mécanisme général du phénomène.

### § 13. — Courants de Foucault <sup>(1)</sup>.

Des courants induits se produisent dans toute masse métallique soumise à des variations de flux. Ces courants induits, ou courants de Foucault, gênent le mouvement par lequel ils sont produits. Par exemple, une boussole déplacée de sa position d'équilibre y revient beaucoup plus vite, avec des oscillations plus rapidement amorties, si l'on place en dessous une plaque de cuivre rouge (observation du célèbre constructeur français d'instruments de précision Gambey, qui établit sa réputation à l'Exposition de 1849). Dans cette plaque prennent naissance des courants induits par suite du mouvement de la boussole, mouvement qui produit des variations du champ magnétique ; ces courants tendent à s'opposer à ce mouvement. Si l'on fait de même tourner, à grande vitesse, un disque de cuivre, entre les pôles d'un puissant électro-aimant, ce disque s'arrête brusquement lorsque l'on établit le courant dans l'électro (expérience de Foucault).

Dès qu'il y a variation de flux, ces courants de Foucault peuvent s'observer. Ce sont des causes fréquentes de pertes dans les tôles de transformateurs, les fils de bobinages parcourus par des courants alternatifs. Ces courants viennent compliquer les phénomènes et tendent à introduire dans les calculs des facteurs dont on se passerait fort bien... Pour diminuer l'importance de ces facteurs, on dispose les masses magnétiques des appareils en feuillets isolés les uns des autres par du vernis ou simplement par la rouille (tôle des transfos BF, par exemple).

### § 14. — Force électromotrice d'induction.

La théorie conduit à l'énoncé suivant :

Dans un circuit de résistance  $R$ , une variation de flux  $d\Phi$  se produisant dans un temps  $dt$  provoque une force électromotrice d'induction exprimée en volts par la relation

$$e = 10^{-8} \frac{d\Phi}{dt}$$

et un courant induit d'intensité :

$$i = \frac{e}{R} = \frac{10^{-8}}{R} \frac{d\Phi}{dt}$$

On voit donc que plus  $dt$  sera petit et plus  $d\Phi$  sera grand, plus  $e$  sera considérable. Les courants induits produits par la rupture et l'établissement d'un courant *primaire* (courant inducteur) sont à très haute tension, car les variations du courant inducteur, donc du flux, sont de très courte durée. Ces propriétés remarquables sont appliquées dans la bobine de Ruhmkorff, dont il sera question plus loin.

### § 15. — Coefficient d'induction mutuelle. Self-induction

1° *Définitions.* — Considérons une bobine  $B$  dans l'air ( $\mu = 1$ ) ; le flux créé dans cette bobine par un courant d'intensité  $I$  ampères est, nous le savons :

$$(1) \quad \Phi = \frac{4\pi}{10} \frac{N}{L} IS = 1,256 \frac{N}{L} IS$$

$N$  étant le nombre total de tours de la bobine,  $L$  sa longueur et  $S$  la surface de sa section.

(1) Le physicien français Foucault (1819-1868) fut un savant d'une remarquable diversité. Ses recherches portèrent sur presque toutes les branches de la physique. Il est, en particulier, l'auteur d'une méthode extrêmement ingénieuse de mesure de la vitesse de la lumière dans divers milieux. Il a mis pratiquement en évidence la rotation de la Terre par le pendule et le gyroscope qu'il imagina en 1852.

Si l'on exprime  $I$  en unités électromagnétiques CGS d'intensité, la relation (1) devient :

$$(2) \quad \Phi = 4\pi \frac{N}{L} IS$$

par suite de la disparition du facteur  $10^{-9}$ , disparition due à ce que, dans la relation (1),  $I$  est exprimé en ampères, c'est-à-dire en unités du système pratique. (Voir pages 177 et sq : « L'électricité et le système CGS »).

Supposons sur la bobine  $B$  une spire  $S$  enroulée directement sur le fil de  $B$ , mais isolée électriquement de ce fil (fig. VI-15-1). Elle est traversée par le flux  $\Phi$  créé par la bobine  $B$  ; ce sont les variations de ce flux qui produisent les phénomènes d'induction dans cette spire unique.

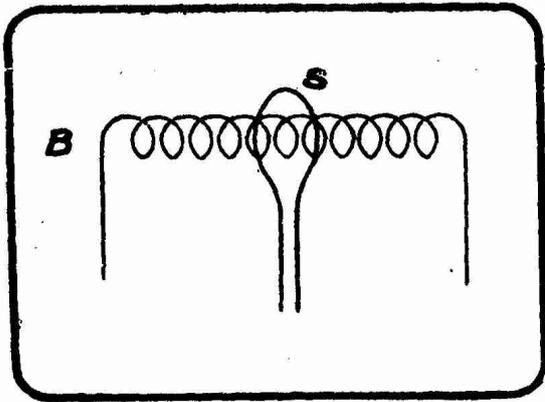


FIG. VI-15-1. — La bobine  $B$  induit dans une spire  $S$ .

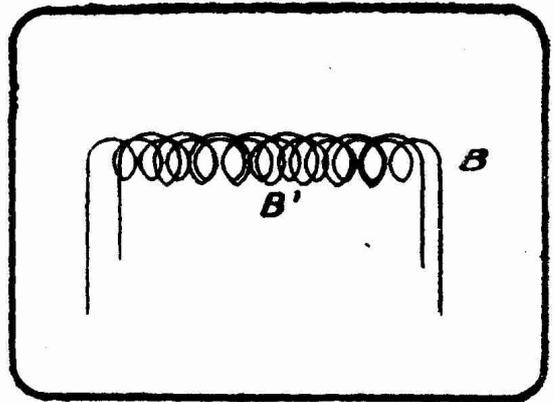


FIG. VI-15-2. — La bobine  $B$  induit dans la bobine  $B'$ .

Au lieu d'une spire, plaçons autour de  $B$  un total de  $N'$  spires, c'est-à-dire enroulons autour de  $B$  une deuxième bobine  $B'$  (fig. VI-15-2).

Le même flux  $\Phi$ , produit dans  $B$  par le courant  $I$ , va induire chacune des spires de  $B'$  ; le flux qui produit l'induction dans  $B'$  est donc  $N'\Phi$  (1).

On donne le nom de *coefficient d'induction mutuelle* des bobines  $B$  et  $B'$  au flux qui est produit dans  $B'$  par un courant inducteur de  $B$  d'intensité égale à 1 unité électromagnétique CGS d'intensité.

On désigne ce coefficient par la lettre  $M$  et l'on a :

$$M = N'\Phi_1$$

$\Phi_1$  étant la valeur  $\Phi$  de la relation (2) lorsque  $I = 1$ . On a, par conséquent :

$$(3) \quad M = 4\pi \frac{N}{L} N'S$$

$S$  est ici la section de la bobine  $B'$  supposée égale à celle de la bobine  $B$ .

Le coefficient  $M$  peut être positif ou négatif suivant les sens respectifs des enroulements de  $B$  et de  $B'$ , les sens des connexions et les positions relatives des bobines.

De la relation (3) et de la relation (2), on tire :

$$M I = N'\Phi$$

qui donne la valeur en fonction de  $I$  du flux  $N'\Phi$  qui produit l'induction dans  $B'$ .

Passons maintenant aux phénomènes de self-induction.

Considérons une des spires de la bobine  $B$  prise seule. Cette spire est traversée par le flux  $\Phi$  et, si  $\Phi$  varie, il va se produire dans cette spire un courant induit appelé courant de self-induction (2), c'est-à-dire une induction

(1) Tout se passe comme si  $B'$  était réduit à une spire et le flux d'induction porté à  $N'\Phi$ .

(2) Le préfixe anglais « self » correspond au préfixe grec « auto », soi-même. Cette terminologie est due à Maxwell (1873).

du courant sur lui-même. Le phénomène de self-induction a été observé pour la première fois par Henry <sup>(1)</sup> en 1832.

En supposant que le flux conserve sa valeur tout le long de la bobine, il va se produire une self-induction dans les  $N$  spires de cette bobine. Le flux self-inducteur sera donc  $N\Phi$  et l'on a,  $I$  étant exprimé en unités électromagnétiques CGS :

$$N\Phi = 4\pi \frac{N^2}{L} IS$$

On définit le *coefficient de self-induction*  $L$  comme étant le flux self-inducteur que produit un courant de 1 unité électromagnétique CGS d'intensité. Le coefficient de self-induction de la bobine est alors :

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

De ces deux dernières relations on tire :

$$LI = N\Phi$$

qui donne la valeur du flux self-inducteur  $N\Phi$  en fonction de  $I$ .

*Coefficient d'induction mutuelle et coefficient de self-induction sont, l'on le voit, des flux correspondant à des valeurs particulières de l'intensité du courant inducteur (une unité CGS).*

La self-induction se manifeste en électricité sous de multiples formes.

Lorsqu'un courant passe dans un fil, son intensité varie, au moment de l'établissement, de 0 à  $I$  (d'une manière que nous allons préciser dans un instant) et détermine, du fait de l'existence de la self-induction, une variation du flux de 0 à  $LI$  : cette augmentation du flux produit un courant inverse dans le fil <sup>(2)</sup>. Ce courant, de sens contraire au courant principal, tend à s'opposer à l'établissement de celui-ci. Au moment de la rupture du courant, il y a formation dans le circuit d'un courant direct appelé *extra-courant de rupture* (Faraday) qui s'ajoute au courant principal et qui est à très haute tension. Ce courant direct prolonge le courant principal, c'est à lui que l'on doit les étincelles de rupture.

La self-induction joue, dans cet exemple, un rôle assez analogue à l'inertie en mécanique. Cette self tend, en effet, à s'opposer à toute modification de l'état électrique du circuit.

La self-induction joue enfin un rôle capital lorsque l'on a affaire à des courants alternatifs qui sont, nous le verrons, des courants « variables » par excellence.

Lorsque l'on introduit du fer dans une bobine, on augmente son coefficient de self-induction proportionnellement à la perméabilité du fer. On a, en effet, augmenté le flux à intensité égale de courant circulant dans la bobine. La perméabilité des métaux magnétiques variant avec le flux, la self-induction d'une bobine à fer, par exemple, dépend du courant qui traverse la bobine. Pour une intensité donnée traversant une bobine, la self de cette bobine dépend de sa forme, de son mode de bobinage et de la perméabilité du noyau (dans le cas de l'air, la perméabilité est constante et égale à 1, quel que soit le flux).

Dans le cas d'une bobine comportant un circuit de perméabilité magnétique  $\mu$  différente de 1, le coefficient de self-induction peut se calculer avec une suffisante approximation pour les besoins de la pratique par la relation :

$$L = 4\pi N^2 \mu / 10^9$$

Cette expression donne  $L$  en henrys.  $N$  est le nombre total des tours.

2° *Exemple d'action de la self. Période d'établissement d'un courant continu dans un circuit de self  $L$  et de résistance  $R$ . Constante de temps de ce circuit.*

(1) Joseph Henry (1799-1878), physicien américain, étudia dès 1829 l'électro-aimant ; en 1842, il montra le caractère oscillatoire de la décharge d'un condensateur, ouvrant ainsi la voie à Maxwell et à Hertz.

(2) Voir figure VI-12-3, page 150.

Supposons que nous disposions d'un circuit comportant une bobine de coefficient de self-induction  $L$  et de résistance  $R$  et que nous appliquions aux bornes de ce circuit une différence de potentiel continue  $E$ . L'intensité du courant traversant ce circuit ne va pas atteindre immédiatement sa

valeur  $I = \frac{E}{R}$  donnée par la loi d'Ohm ; cette intensité va atteindre cette

valeur suivant une courbe du type de celle de la figure VI-15-3 qui correspond, on s'en rend facilement compte, à la partie  $Oa$  de la courbe A de la figure

VI-12-3. Au bout d'un temps  $\frac{L}{R}$ , l'intensité aura atteint une valeur  $I_0 = 0,632 I$ ,

c'est-à-dire les 63 % de l'intensité de régime permanent  $I$ . Cette intensité  $I$  sera approchée à moins de 1/1.000 près au bout d'un temps  $t$  sept fois plus

grand :  $t = 7 \frac{L}{R}$ . Ce temps  $\frac{L}{R}$  est la *constante de temps* du circuit de self  $L$

et de résistance  $R$  (1). Plus cette constante de temps est petite, c'est-à-dire plus  $L$  est petit par rapport à  $R$ , plus la période d'établissement est courte.

La figure VI-15-3 montre que la constante de temps  $OM$  s'obtient graphiquement en abaissant du point  $M'$  la perpendiculaire sur l'axe des temps,  $M'$  étant le point de rencontre

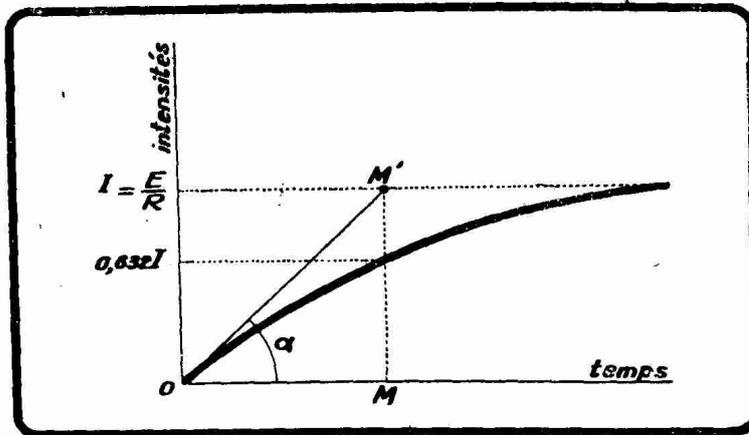


FIG. VI-15-3. — Le courant n'atteint pas immédiatement la valeur  $I$  que lui assigne la loi d'Ohm, lorsqu'on applique une tension continue  $E$  aux bornes d'un circuit de self  $L$  et de résistance  $R$ .  $OM$  est la

constante de temps  $\frac{L}{R}$ .

avec l'horizontale  $I = \frac{E}{R}$

de la tangente à l'origine (tangente en  $O$ ) de la courbe. L'angle  $\alpha$  de cette tangente en  $O$  avec l'axe des temps est donné par :

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{E}{L}$$

La constante de temps

$\frac{L}{R}$  des circuits joue un

rôle important en matière de courant variable et particulièrement en matière de courant alternatif. Nous aurons l'occasion de retrouver ce facteur dans la suite de cet ouvrage.

REMARQUE. — Et au moment de la rupture du courant, que se passe-t-il ? Comme nous l'avons vu figure VI-12-3, la période de rupture se traduit par une courbe du type de la partie  $bc$  de la courbe A. Mais aucune étude mathématique et, partant, aucune équation ne peuvent être données. En effet, on ne connaît pas la loi de variation de la résistance. Ici, cette résistance est la somme de la résistance fixe  $R$  du circuit et de la résistance de l'air où éclate l'étincelle d'extra-courant. Or, cette résistance de l'air traversé par l'étincelle varie suivant la même loi que la vitesse avec laquelle s'éloignent l'une de l'autre les deux extrémités (interrupteur) du circuit coupé, et sur cette vitesse, on ne possède en général aucune précision.

3° Unités. — L'unité CGS électromagnétique de coefficient d'induction mutuelle se définit comme suit :

(1) A rapprocher de la constante de temps  $CR$  du circuit de charge d'un condensateur  $C$  à travers une résistance  $R$  (voir page 124).

Lorsqu'une bobine inductrice, dans laquelle circule un courant inducteur égal à 1 unité électromagnétique CGS d'intensité, produit à travers une bobine induite un flux égal à 1 unité électromagnétique CGS de flux (1 maxwell), le coefficient d'induction mutuelle des deux bobines l'une sur l'autre est de 1 unité électromagnétique CGS ou 1 centimètre.

De même, l'unité électromagnétique CGS de coefficient de self-induction se définit de la façon suivante :

Le coefficient de self-induction d'une bobine est égal à une unité CGS électromagnétique, ou 1 centimètre, lorsqu'un courant de 1 unité électromagnétique CGS d'intensité produit dans cette bobine un flux de 1 unité électromagnétique CGS de flux (1 maxwell).

Le centimètre est une unité CGS ; on utilise, nous l'avons vu, le système dit *pratique*. Dans ce système, l'unité de coefficient d'induction mutuelle et de self-induction est le *henry* (décision du Congrès de Chicago de 1893).

$$1 \text{ henry} = 10^9 \text{ centimètres.}$$

Le coefficient de self-induction d'une bobine est égal à 1 henry lorsque un courant de 1 ampère produit dans cette bobine un flux de 1 pramaxwell, le pramaxwell, unité pratique de flux, étant égal à  $10^8$  maxwells.

On utilise les sous-multiples du henry, le microhenry et le millihenry.

$$1 \text{ microhenry} = 10^{-6} \text{ henry} = 10^{-7} \text{ centimètres.}$$

$$1 \text{ millihenry} = 10^{-3} \text{ henry} = 10^6 \text{ centimètres.}$$

Les formules donnant  $M$  et que  $L$  nous avons indiquées ci-dessus ne sont que des valeurs théoriques et n'ont de précision que dans le cas idéal où il n'y a pas de pertes de flux. Pratiquement, on se sert de relations plus ou moins empiriques qui varient avec la forme des bobinages. (Voir formule de Nagaoka dans la partie T. S. F. proprement dite.)

4° *Quelques formules d'induction.* — Supposons deux bobines B et B' (figure VI-15-4) enroulées sur un circuit magnétique sans fuites (circuit parfait). Soit N et N' les nombres de tours de B et de B'. Si nous désignons, comme tout à l'heure, par  $\Phi_1$  le flux créé dans B par un courant de 1 uesmegs d'intensité, on a :

$$M = N'\Phi_1$$

et :

$$L = N \Phi_1$$

$L$  étant la self de B.

Si maintenant nous désignons par  $\Phi_1'$  le flux créé dans B' par le passage d'un courant de 1 uesmegs d'intensité, il vient :

$$M = N\Phi_1'$$

et :

$$L' = N'\Phi_1'$$

$L'$  étant la self de B'

Les quatre égalités précédentes montrent que l'on a :

$$M^2 = LL'$$

Pratiquement, cette égalité est le plus souvent fautive, à cause des pertes de flux : tout le flux  $\Phi_1$  produit dans B ne passe pas dans B' et, inversement, tout le flux  $\Phi_1'$  produit dans B' ne passe pas dans B.

On a :

$$M^2 < LL'$$

$M$  varie en valeur absolue avec le couplage des bobines B et B'. Il est d'autant

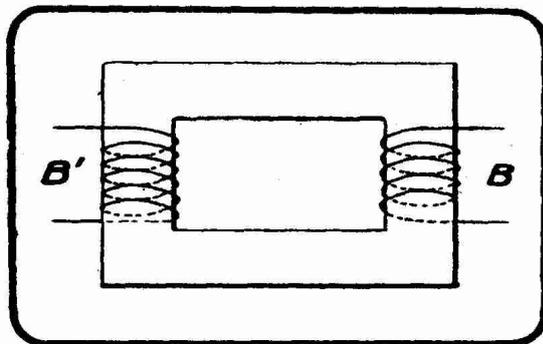


FIG. VI-15-4. — Les deux bobines B et B' sont enroulées sur un circuit magnétique. Le coefficient d'induction mutuelle de ces deux bobines est égal à la racine carrée du produit de leurs coefficients de self-induction.

plus différent de sa valeur maximum  $\sqrt{LL'}$  que le *couplage* des deux bobines est plus lâche.

Un cas particulier intéressant est celui de deux bobines B et B' en série (fig. VI-15-5). Soit  $L_1$  et  $L_2$  leurs selfs respectives. En faisant tourner une des

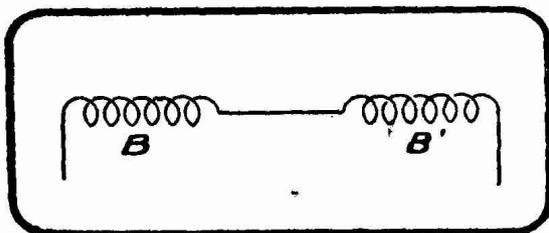


FIG. VI-15-5. — Couplage de deux bobines montées électriquement en série.

bobines, B' par exemple, de  $180^\circ$  sur elle-même, on peut faire varier le coefficient d'induction mutuelle  $M$  de sa valeur maximum  $+MM$  à sa valeur minimum  $-MM$  en passant par zéro (1).

La self  $L$  résultante du montage de la figure VI-15-5 est :

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

$M$  étant la valeur, en grandeur et en signe, du coefficient d'induction mutuelle pour la position considérée de B' par rapport à B.

$L$  varie donc entre

$$L_1 + L_2 + 2MM$$

et

$$L_1 + L_2 - 2MM$$

en passant par la valeur

$$L_1 + L_2$$

qui s'obtient pour

$$M = 0$$

c'est-à-dire lorsque les axes des deux bobines B et B' sont perpendiculaires (pas d'induction des deux bobines l'une sur l'autre).

Cette propriété a été utilisée en T.S.F. dans les appareils appelés *vario-mètres*, qui sont constitués par une bobine fixe couplée avec une bobine mobile, les deux enroulements étant mis en série électriquement. Ces appareils permettent donc d'obtenir une variation continue de la self résultante entre deux valeurs limites :

$$L_1 + L_2 + 2MM$$

et

$$L_1 + L_2 - 2MM$$

On peut également grouper les bobines en parallèle, tout comme les résistances de la figure V-10-2. S'il n'y a par ailleurs aucun couplage électromagnétique

(1) Quelques considérations sur la figure VI-15-5 permettent de préciser la notion de signe du coefficient d'induction mutuelle.

Si B et B' sont enroulées en même sens et placées dans le prolongement l'une de l'autre comme l'indique la figure VI-15-5, le coefficient d'induction mutuelle  $M$  est positif. Si l'on inverse les connexions sur une des bobines (B' par exemple),  $M$  devient négatif (fig. VI-15-6).

Si, dans la position de la figure VI-15-5, on change le sens de l'enroulement de l'une des bobines,  $M$  change de signe et devient donc négatif. En inversant alors les connexions sur B' ou sur B,  $M$  redevient positif.

Au lieu de changer les connexions, on peut, sans toucher à ces connexions, faire tourner la bobine B, par exemple, de  $180^\circ$  sur elle-même de manière qu'elle présente maintenant son autre face à B.

Il y a donc trois manières de changer le signe du coefficient d'induction mutuelle des deux bobines B et B' :

- 1° Changer les connexions sur l'une d'elles ;
- 2° Changer le sens de l'enroulement de l'une d'elles ;
- 3° Faire tourner une des bobines de  $180^\circ$ .

Si l'on opère deux de ces modifications à la fois, on ne change pas le signe de  $M$  : c'est ce qui se produit lorsque l'on tourne la bobine de  $180^\circ$  et que l'on change le sens des connexions.

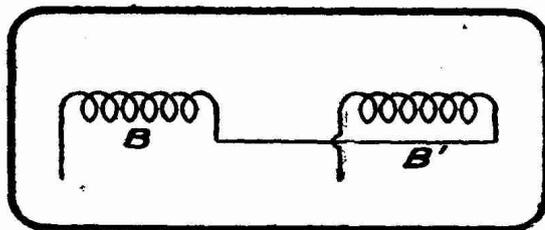


FIG. VI-15-6.

tique entre les diverses bobines, l'inverse de la self résultante est égal à la somme des inverses des selfs composantes.

Que se passe-t-il lorsque l'on couple une bobine  $B'$  à une bobine  $B$  ? C'est un cas fréquemment rencontré en T. S. F. (fig. VI-15-7).

Nous étudierons cette question en détails dans la troisième partie. Qu'il nous suffise de dire pour le moment que le fait de coupler  $B'$  à  $B$  augmente la résistance apparente de  $B$ , lorsque la différence de potentiel  $V$  appliquée aux bornes de  $B$  est alternative (cas général des circuits employés en T. S. F.).

Lorsque la différence de potentiel  $V$  est constante (courant continu), le couplage de  $B'$  et de  $B$  ne modifie en rien la résistance ohmique de  $B$ .

REMARQUE. — On a pris la mauvaise habitude de donner le nom de *self* à la fois à une bobine et au coefficient de self-induction de cette bobine. Cela peut donner lieu à de regrettables confusions, et en tout cas à un vocabulaire manquant de précision. On dira par exemple, dans cet ordre d'idées : « La self de la self » pour : « Le coefficient de self-induction de la bobine ».

Dans cet ouvrage, nous n'utiliserons le mot *self* que dans le sens de coefficient de self-induction ou de self-induction.

Nous avons insisté un peu longuement sur les coefficients d'induction. Ce sont là des notions assez délicates, qui demandent à être bien comprises, le rôle qu'elles jouent en T. S. F. étant capital.

## § 16. — Application de l'induction au téléphone.

1° *Principe.* — Considérons l'appareil de la figure VI-16-1, constitué par un électro-aimant  $E$  et une tôle mince  $P$  maintenue par ses bords à faible distance

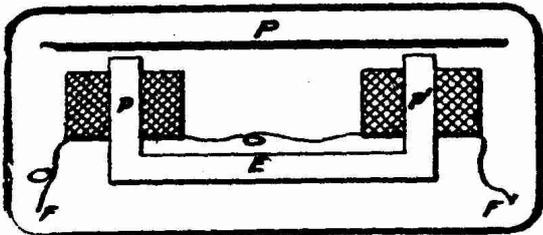


FIG. VI-16-1. — Téléphone.

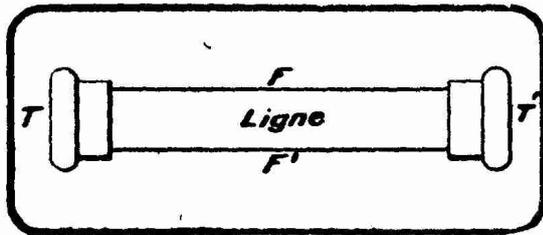


FIG. VI-16-2. — Schéma d'une liaison téléphonique.

des pièces polaires  $p$  et  $p'$ . L'électro-aimant est bobiné comme l'indique la figure VI-16-1. Si nous associons deux de ces appareils  $T$  et  $T'$  suivant la figure VI-16-2, nous réalisons le téléphone de Bell <sup>(1)</sup> (1874).

Si l'on parle devant  $T$ , l'air va entrer en vibrations, et ces vibrations vont se communiquer à la plaque  $P$ . Cette plaque, en vibrant devant les pièces polaires  $p$  et  $p'$ , va modifier le flux du circuit magnétique de l'électro-aimant. Un courant induit prend naissance dans les bobinages de cet électro. Ce courant passe dans  $T'$  dont il modifie le flux de l'électro et la plaque de  $T'$  va se mettre à vibrer, à reproduire fidèlement les mouvements de la plaque  $P$  de  $T$ . On enten-

(1) Le Français Charles Bourseul (1829-1912), employé des Postes qui finit sa carrière comme directeur des postes du département du Lot, est considéré comme le véritable inventeur du téléphone, en ce sens qu'il eut le premier (1854) l'idée d'utiliser l'électricité au transport à distance de la parole. Son dispositif ne fut utilisé pratiquement qu'à la suite du brevet pris par l'Américain Graham Bell en 1874. Charles Bourseul, lorsqu'il avait signalé sa découverte à son Administration, avait été prié de « s'occuper de choses plus sérieuses » !

dra, en collant l'oreille contre le pavillon de T', les vibrations émises devant T. On a réalisé de cette manière un véritable transport de la parole par fil. Chacun peut répéter cette expérience avec deux écouteurs mis en série à l'aide d'un fil assez long. Des communications téléphoniques à courte distance (12 km) peuvent être ainsi obtenues.

Pour permettre des conversations à plus grande distance, le Germano-Américain E. Berliner (1) imagina, en 1877, le *microphone*.

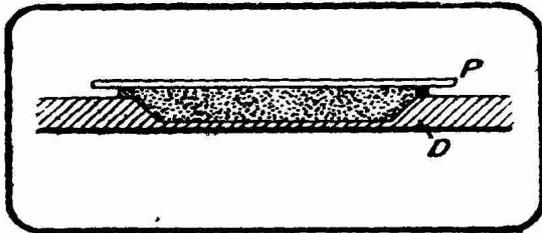


FIG. VI-16-3. — *Microphone à granules.*

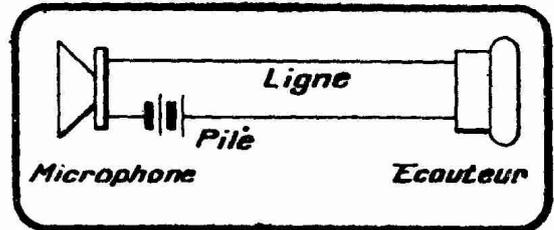


FIG. VI-16-4. — *Montage du microphone.*

Un microphone, sous sa forme la plus simple, est constitué essentiellement (fig. VI-16-3) par une plaque P mince et un disque métallique D sans contact électrique autre que celui réalisé par un grand nombre de grains (granules) de charbon placés entre cette plaque et ce disque.

Si l'on parle devant P, cette plaque va se mettre à vibrer et la résistance de la masse de grains de charbon comprise entre P et D va varier, puisque cette masse va être plus ou moins comprimée. Si l'on branche en série un microphone, une pile et un écouteur (fig. VI-16-4), la parole va agir par l'intermédiaire du microphone sur la résistance du circuit, la pile va débiter plus ou moins ; les enroulements du téléphone vont donc être parcourus par un courant variable.

Les variations du flux du circuit magnétique qui en résultent communiquent à la plaque de l'écouteur des vibrations semblables à celles de la plaque du microphone.

Dans le cas d'une ligne assez longue, la résistance du circuit de la figure VI-16-4 est grande. On utilise, pour éviter d'introduire la résistance de la ligne dans le circuit du microphone, un *transformateur* T monté comme l'indique la figure VI-16-5.

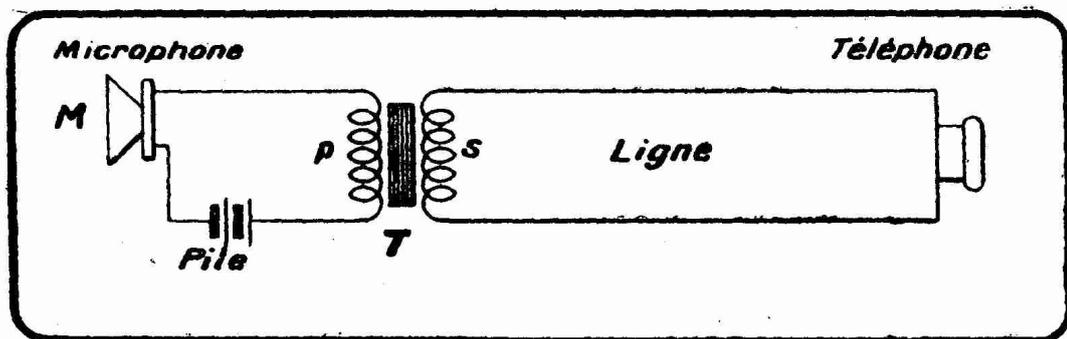


FIG. VI-16-5. — *Montage du microphone par l'intermédiaire d'un transformateur.*

Nous trouverons plus loin des précisions sur la théorie du transformateur. Ce que nous avons dit de l'induction permet de comprendre dès maintenant que les variations de courant à travers l'enroulement *primaire* P produisent des forces électromotrices d'induction dans l'enroulement *secondaire* S qui agissent sur le téléphone.

Pour établir une communication bilatérale, on réalise le dispositif de la

(1) La priorité Berliner ne fut admise qu'en 1891, après une série de procès tendant à donner le bénéfice de la découverte à Hugues.

figure VI-16-6.  $M_1$  et  $M_2$  sont les deux microphones,  $E_1$  et  $E_2$  sont les écouteurs des deux postes.

2° *Détails pratiques.*

a) *Écouteurs.* — L'écouteur de réseau et l'écouteur généralement utilisé en T. S. F. sont du type Ader (1) (fig. VI-16-7).

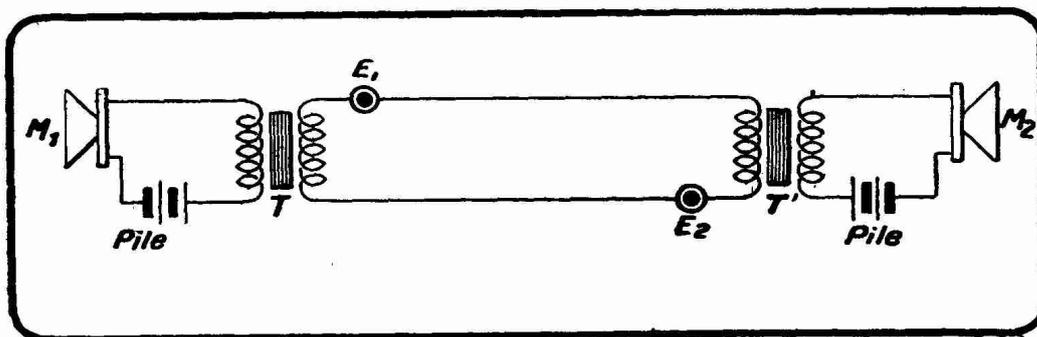


FIG. VI-16-6. — Schéma complet d'une liaison téléphonique.

La résistance de l'écouteur de réseau varie de 80 à 160 ohms, celle de l'écouteur de T. S. F. varie entre 500 et 4.000 ohms.

La plaque vibrante doit être suffisamment rigide, elle est le plus souvent,

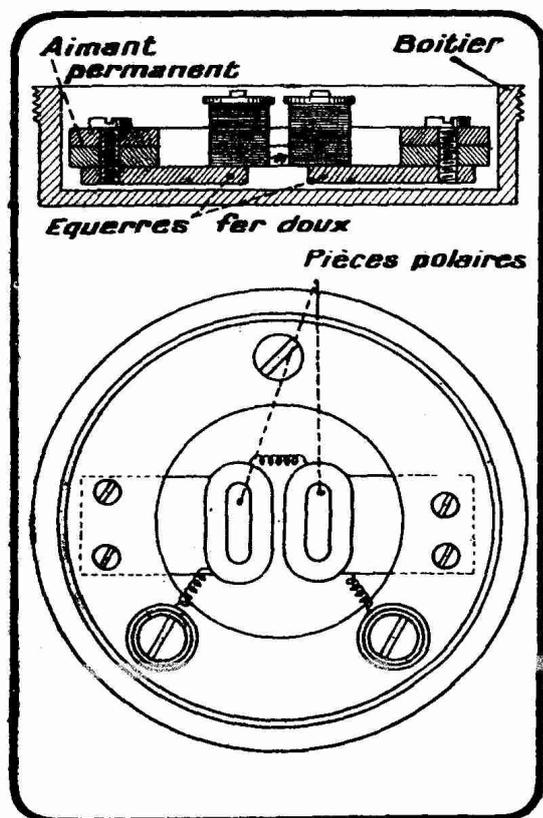


FIG. VI-16-7. — Coupe et plan d'un écouteur téléphonique.

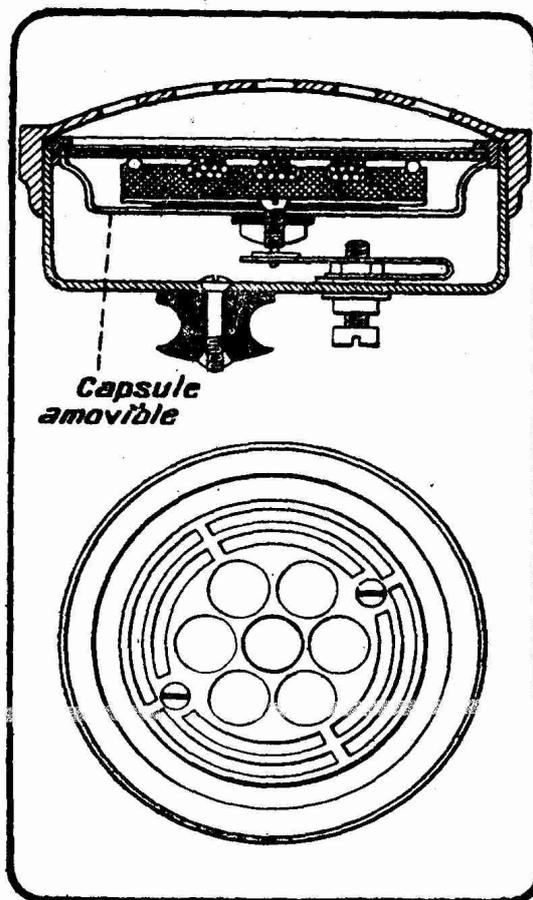


FIG. VI-16-8. — Coupe et plan d'un microphone à grenaille.

(1) Clément Ader (1841-1924), ingénieur des Arts et Manufactures, se signala non seulement par ses recherches en téléphonie, mais surtout, devrait-on dire, par son « avion », dont la première réalisation date de 1873 (présentation officielle, à Satory, en 1897). Ader fut le père du « plus lourd que l'air ».

dans les appareils de réseaux, en fer doux. Son épaisseur est de l'ordre de 20/100 de millimètre.

La distance séparant la plaque vibrante des pièces polaires est réglée par le constructeur. Nous laissons de côté pour le moment les dispositifs à cône ou autres présentant un réglage possible de cette distance.

Ce qui importe dans la sensibilité d'un écouteur de T. S. F., ce n'est pas tant sa résistance, mais le nombre de tours de fil enroulés sur les électros. Ce fil doit être de haute conductibilité.

L'électro-aimant est renforcé d'un aimant permanent qui a le double rôle :  
d'augmenter la sensibilité de l'écouteur,  
de ne pas modifier la fréquence du courant reçu.

b) *Microphone*. — Les deux types les plus utilisés sont le *microphone à grenaille* (capsule amovible), qui est représenté en coupe et en plan par la

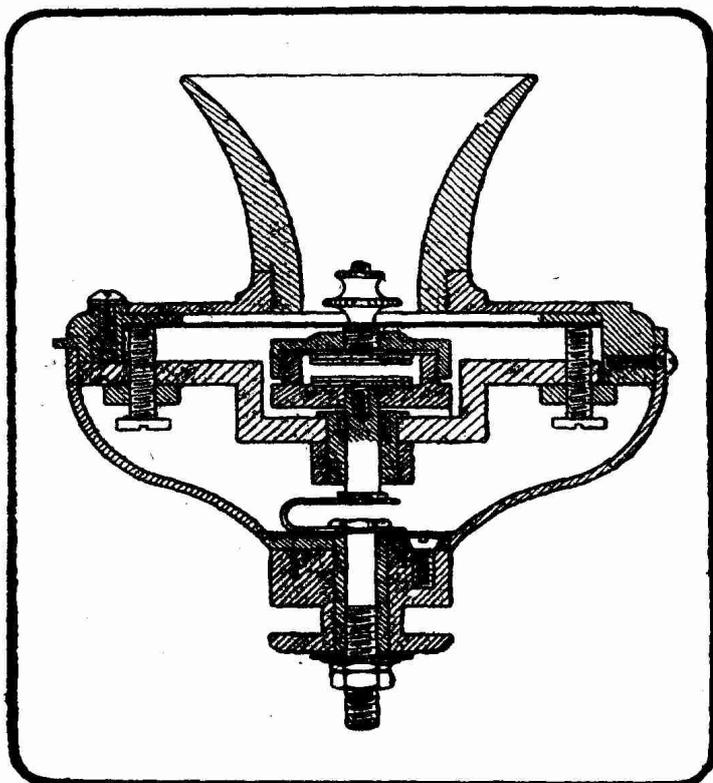


FIG. VI-16-9. — Coupe d'un microphone à graphite du type « solid-back ».

Le fil du primaire est ordinairement du 6/10 ; le fil secondaire du 16/100. La résistance du primaire varie de 0,5 à 1,5 ohm ; celle du secondaire oscille entre 50 et 150 ohms.

Le noyau (circuit magnétique ouvert) du transformateur téléphonique est en fils de fer isolés les uns des autres par leur couche d'oxyde. Il y a 100 à 200 fils de fer de 5/10 à 8/10 de millimètre.

#### § 17. — Application de l'induction au pick-up électromagnétique.

Le *pick-up* <sup>(1)</sup>, dit aussi lecteur phonographique, est essentiellement constitué par un petit bras de levier dont une extrémité porte une aiguille qui explore le sillon d'un disque de phonographe et dont l'autre comporte une petite

(1) Pick-up est une expression anglo-saxonne, signifiant « ramasser, recueillir ». Le pick-up « recueille » en effet les oscillations gravées sur le disque et les transforme en variations de tension électrique.

Le premier pick-up est dû à François Dussaud (1896).

figure VI-16-8 et le *microphone à graphite* du genre « solid-back » (fig. VI-16-9), qui est utilisé dans les centraux (standards) à cause de sa très grande sensibilité et de sa puissance qui lui permettent de fonctionner sans qu'il soit nécessaire d'élever par trop la voix. Dans ce dernier microphone, l'une des électrodes est fixée au centre de la membrane vibrante et seules les vibrations de ce centre interviennent.

c) *Transformateur* (bobine d'induction de réseau). — Le nombre de tours du primaire varie de 200 à 500 ; celui du secondaire de 1.500 à 4.000.

masse de métal magnétique se déplaçant dans l'entrefer d'un petit électro-aimant assez semblable à celui que l'on rencontre dans un bon écouteur téléphonique. Aux bornes de l'électro-aimant apparaît une différence de potentiel téléphonique en général très faible <sup>(1)</sup> (1 volt efficace au maximum), dont les variations de fréquence correspondent exactement à celles du son enregistré sur le disque. On amplifie alors la différence de potentiel téléphonique fournie par le pick-up dans une lampe (nous verrons plus loin tous les détails techniques relatifs à une telle lampe) et une amplification subséquente de puissance permet d'alimenter un haut-parleur dans les meilleures conditions de pureté et de forte audibilité.

---

(1) Il existe des pick-up donnant une tension de sortie plus élevée ; par exemple, le 12A4 Webster donne 6 volts.

## CHAPITRE IV

**LES GALVANOMETRES ET LES APPAREILS DE MESURE  
UTILISES EN ELECTRICITE INDUSTRIELLE**

L'application des phénomènes électromagnétiques a conduit à l'utilisation d'appareils très pratiques de mesure des intensités de courants continus.

**§ 18. — Boussole des tangentes ou galvanomètre de Pouillet.**

Cet appareil comporte essentiellement un cadre constituant le circuit dans lequel passe le courant à mesurer et une petite aiguille aimantée (boussole mobile au centre du cadre).

Le galvanomètre de Pouillet (1) est ainsi formé d'une spire de cuivre S (fig. VI-18-1), d'une vingtaine de centimètres de diamètre, au centre de laquelle se trouve une *petite* boussole ns. Cette boussole comporte une tige assez longue t faisant avec la direction ns un angle de 90° et se déplaçant sur un cercle divisé D dont le plan est perpendiculaire à celui de la spire. On oriente l'ensemble de la spire S et de la boussole ns dans le plan du méridien magnétique : la boussole est alors dans le plan de la spire.

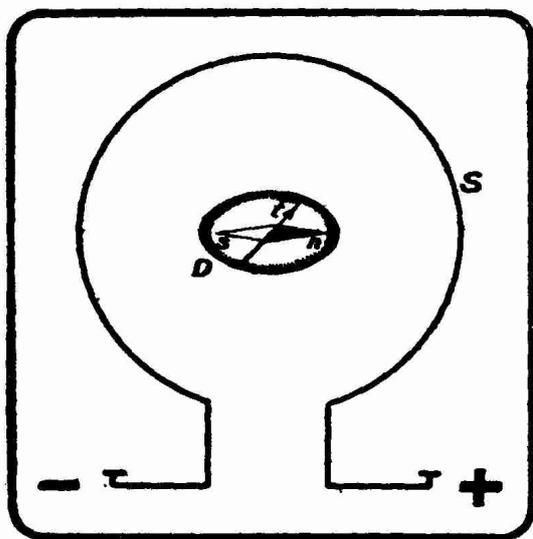


FIG. VI-18-1. — Le galvanomètre de Pouillet ou boussole des tangentes.

Si l'on fait passer un courant dans la spire, il se forme un champ magnétique qui agit sur la boussole ns. Cette boussole est alors sollicitée par deux champs perpendiculaires : le champ magnétique terrestre H et le champ magnétique H' créé par le passage du courant à travers la spire. Nous avons étudié ce cas de composition de deux champs magnétiques à la fin du chapitre I de ce livre : nous avons trouvé que l'angle  $\alpha$  dont dévie la boussole (fig. VI-18-2), et par conséquent

la tige t qui en est solidaire, est donné par la relation :

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{H'}{H}$$

H est ici égal à 0,2 gauss, c'est la composante horizontale du champ terrestre ; H' est donné par la loi de Laplace, que nous avons rencontrée à propos de la figure VI-3-1 :

$$H' = \frac{1}{10} \frac{2\pi}{R} I$$

En portant ces valeurs de H et de H' dans l'expression de  $\operatorname{tg} \alpha$ , on trouve :

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\pi}{R} I$$

(1) Pouillet (1791-1868), physicien français, fut un des propagateurs des travaux d'Ohm. Il se signala par diverses recherches sur la chaleur et l'électricité.

On en déduit évidemment :

$$I = \frac{R}{\pi} \operatorname{tg} \alpha$$

On connaît  $\alpha$  par lecture directe de la position de l'extrémité de  $t$  sur le cercle divisé D (rapporteur), on connaît par construction le rayon R (en centimètres) de la spire S ; on peut donc facilement calculer I, que l'on trouve en ampères.

Rien n'empêche d'ailleurs de graduer directement D en ampères, puisque à chaque valeur de  $\alpha$  correspond une valeur déterminée de I.

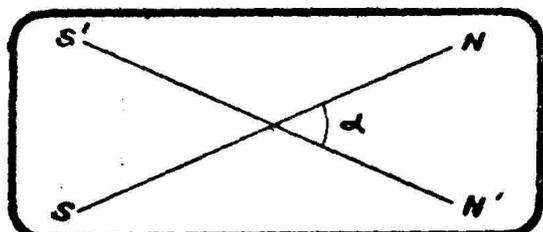


FIG. VI-18-2. — Angle de déviation de la boussole.

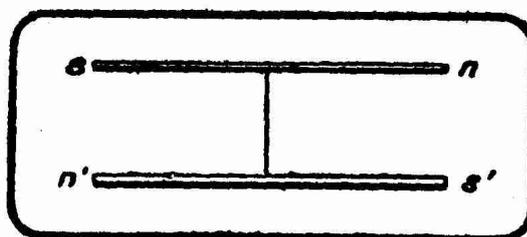


FIG. VI-18-3. — Montage astatique de deux boussoles ns et n's'.

Pour obtenir, à intensité égale de courant I à mesurer, une déviation  $\alpha$  plus grande, c'est-à-dire pour augmenter la sensibilité de l'appareil, il faut agir sur H et sur H' de la relation

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{H'}{H}$$

Il faut, en somme, augmenter H' et diminuer H, c'est-à-dire augmenter le champ créé par le passage du courant et diminuer l'action du champ terrestre.

Pour augmenter H', on diminue R et on augmente le nombre des spires du cadre.

Pour diminuer et même pour supprimer si possible l'action du champ terrestre, on utilise comme aimant ns de la figure VI-18-1 un système de deux boussoles disposées comme l'indique la figure VI-18-3 et que l'on appelle *système astatique*. Deux aimants ns et n's', aussi semblables que possible, sont placés en opposition et solidaires du même axe. On conçoit fort bien que l'action de la Terre soit supprimée si les deux aimants sont rigoureusement identiques. Pratiquement, il est impossible d'avoir deux aimants, deux boussoles exactement semblables, aussi l'action de la Terre, très atténuée il est vrai, subsiste-t-elle toujours. Cet artifice de l'équipage astatique est dû à Nobili.

W. Thomson (1), dont les travaux sur l'électricité firent beaucoup pour le développement pratique de cette science, perfectionna le dispositif Nobili en faisant agir une bobine sur chaque aimant de l'équipage astatique. Les deux bobines sont naturellement enroulées en sens contraires pour que leurs effets sur les aimants s'ajoutent (fig. VI-18-4). On obtient avec les galvanomètres Thomson des sensibilités de l'ordre du demi-cent millième de microampère ( $5 \cdot 10^{-10}$  ampère).

Les galvanomètres de haute sensibilité du genre Thomson présentent un mode spécial de mesure des déviations de l'équipage mobile. Cette mesure se fait par une méthode optique très ingénieuse appelée méthode de Poggendorff et pour laquelle quelques développements sont parfaitement justifiés.

(1) William Thomson (1824-1907) fut un des grands électriciens anglais du XIX<sup>e</sup> siècle. Il se consacra de bonne heure à l'électricité et en particulier aux appareils de mesure électriques. Il contribua puissamment à la pose du deuxième câble transatlantique (1866) et résolut à l'époque diverses difficultés pratiques rencontrées en télégraphie sous-marine. On lui doit avec Hertz la théorie de la décharge oscillante d'un condensateur, théorie qui est à la base de la T.S.F. En 1892, le titre de lord Kelvin vint récompenser ses nombreux travaux. A sa mort, lord Kelvin eut des funérailles nationales et fut inhumé à Westminster.

Un petit miroir  $m$ , plan dans la méthode originale de Poggendorff (1), est fixé sur l'axe de l'équipage astatique (fig. VI-18-5). On éclaire de face ce miroir

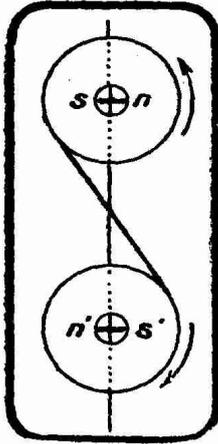


FIG. VI-18-4.  
Dispositif de W. Thomson. Galvanomètre à aimant mobile.

par une source lumineuse permettant d'obtenir un pinceau lumineux frappant perpendiculairement à son plan le petit miroir lorsque l'équipage est au zéro (position de repos). Lorsqu'on lance un courant, le miroir dévie en  $m'$  d'un angle  $\alpha$  et le rayon réfléchi par lui cesse de se confondre avec le rayon incident, il dévie lui aussi et cela d'un angle égal au double de l'angle  $\alpha$ , ainsi que l'établit un théorème élémentaire d'optique. On dispose, comme le montre la figure VI-18-6, une règle divisée en verre dépoli. Le zéro de cette règle coïncide avec la source lumineuse  $O$ , source qui est placée généralement à 1 mètre de l'appareil. Le rayon réfléchi  $R$  éclaire un certain point  $S$  de la règle d'une petite « tache » lumineuse que l'on appelle le *spot*. On peut lire sur la règle la division sur laquelle s'arrête le spot. La déviation  $\alpha$  est alors donnée par la tangente  $2\alpha$ .

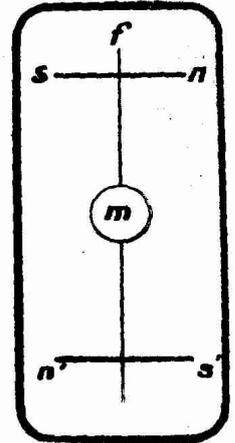


FIG. VI-18-5.  
Equipage mobile : aiguilles astatiques et miroir

$$\operatorname{tg} 2\alpha = \frac{OS}{D}$$

$D$  étant la distance de la source  $O$  au miroir  $m$ .

Comme il s'agit de déviations très petites, on peut les confondre avec leurs tangentes et écrire la relation précédente sous la forme :

$$\alpha = \frac{OS}{2D}$$

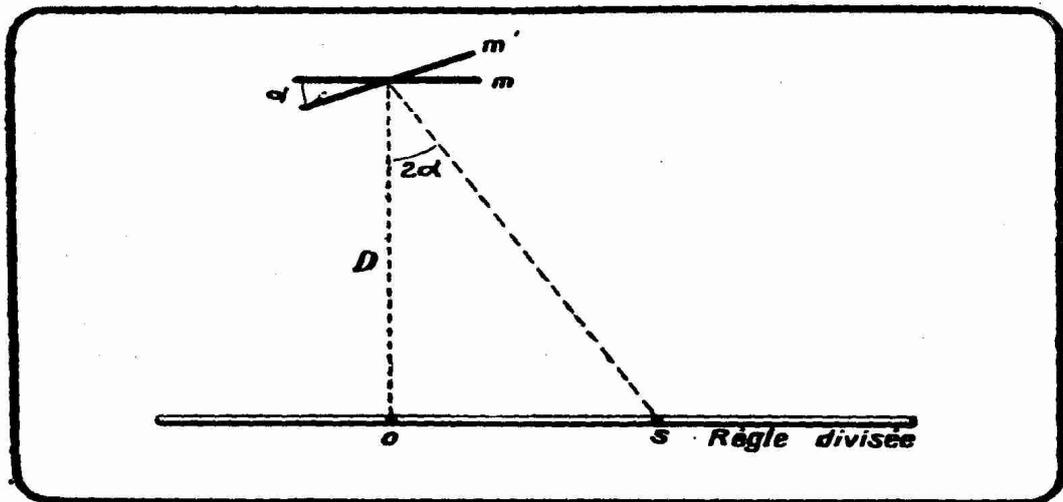


FIG. VI-18-6. — Mesure de la déviation par la méthode de Poggendorff.

Pratiquement, on étalonne la règle en intensités, c'est-à-dire l'on détermine, une fois pour toutes, à combien de centièmes ou de millièmes (suivant la sensibilité de l'appareil) de microampères correspond une division.

(1) Le physicien allemand Poggendorff (1786-1877) est l'inventeur de divers appareils de physique.

On peut avec ces galvanomètres mesurer des courants dix, cent, mille fois plus intenses que le courant correspondant à la déviation maximum du spot, en utilisant la méthode du « shuntage », dont nous avons exposé le principe à propos des lois de Kirchoff.

### § 19. — Galvanomètres à cadre mobile.

Le galvanomètre de Pouillet et son perfectionnement le galvanomètre de Thomson sont du type à *aimant mobile*. Au lieu de fixer le cadre inducteur et de mesurer la déviation de l'aimant, on peut fixer l'aimant et mesurer la déviation du cadre que l'on a rendu mobile. C'est le principe des galvanomètres à *cadre mobile*, qui dérivent du « siphon recorder » imaginé par W. Thomson pour l'enregistrement des dépêches lancées dans les câbles sous-marins. Le principe du siphon recorder fut appliqué par d'Arsonval (1) à la mesure des courants.

Ces appareils à cadre mobile, désignés souvent par le terme générique de galvanomètres Deprez-d'Arsonval, sont très employés dans les mesures de laboratoires et industrielles. Ils ont pris dans la pratique le pas sur les appareils à aimant mobile.

1° *Galvanomètre Deprez-d'Arsonval.* — Cet appareil est basé sur le principe bien connu : une spire, une bobine placée dans un champ magnétique et traversée par un courant électrique, tend à présenter la plus grande surface aux lignes de force du champ, en d'autres termes, tend à se mettre en croix avec la direction de ce champ. L'appareil est représenté schématiquement par la figure VI-19-1. Le cadre est suspendu par deux fils fins d'argent éroulé et est, au repos, parallèle aux branches de l'aimant. Une masse de fer doux A de forme cylindrique sert à concentrer le flux entre les pièces polaires de l'aimant NS et, par conséquent, à rendre le flux traversant le cadre plus intense (2). L'équilibre du cadre se produit par suite de l'action antagoniste venant de la torsion des de suspension f et f'. Nous rappelons que cette action antagoniste créant l'équilibre est produite dans les appareils à aimant mobile par le champ magnétique terrestre. La déviation du cadre se mesure par la méthode de Poggendorf f, exposée au paragraphe précédent.

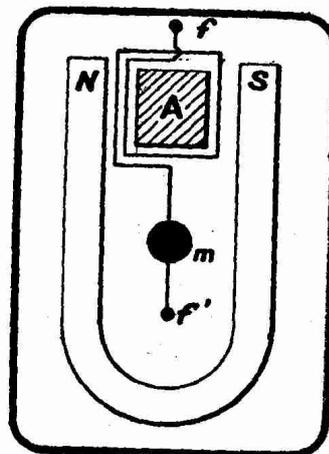


FIG. VI-19-1. — Galvanomètre à cadre mobile Deprez-d'Arsonval.

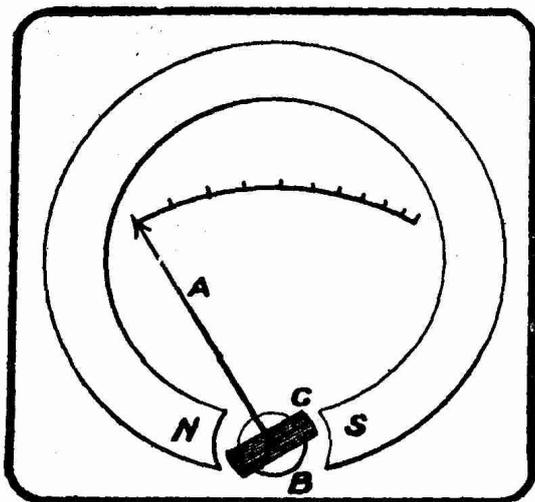


FIG. VI-19-2. — Réalisation industrielle du galvanomètre à cadre mobile.

2° *Appareils industriels Chauvin et Arnoux. Ampèremètres.* — Ils sont fondés sur le même principe que le galvanomètre Deprez-d'Arsonval. L'aimant NS est circulaire et son entrefer comporte une petite bobine C (cadre) mobile autour d'une bille de fer doux (fig. VI-19-2). Une aiguille A est fixée sur C et peut se déplacer devant une graduation en ampères ou en milliampères (3). Deux ressorts spiraux, placés en avant et en arrière de C, tendent à ramener le cadre et, par conséquent, l'aiguille A à sa posi-

(1) Le physicien français d'Arsonval fut le préparateur de Claude Bernard. Il commença ses études scientifiques dans la branche « médecine ». On lui doit d'importants travaux sur l'électricité et en particulier sur les courants de haute fréquence. Il s'est signalé également par des recherches biologiques.

(2) C<sub>3</sub> flux est pratiquement de l'ordre de 5.000 à 10.000 maxwells.

(3) Ces appareils sont donc à « lecture directe ».

tion de zéro. Ce sont ces ressorts qui produisent l'action antagoniste nécessaire au fonctionnement de l'appareil. Ils servent également à amener le courant dans la bobine C.

Les milliampèremètres qu'utilisent les amateurs pour mesurer l'intensité du courant circulant dans les circuits plaques sont construits sur ce modèle. Ils peuvent être évidemment munis de shunts. Ainsi, un milliampèremètre gradué de 0 à 3 peut servir à mesurer des courants de l'ordre de la dizaine d'ampères lorsqu'il est muni d'un shunt de résistance convenable.

REMARQUE. — Les sens de déviation des équipages mobiles des appareils à aimant ou à cadre dépendent, bien entendu, du sens de branchement du courant. Les appareils industriels à cadre (Chauvin et Arnoux par exemple), dont le zéro est à une extrémité de la graduation, ont un sens de branchement des fils d'aménée du courant bien déterminé et que l'on doit observer si l'on veut obtenir une déviation correcte de l'aiguille. Ce sens de branchement est indiqué sur l'appareil par le constructeur.

3° *Galvanomètre balistique*. — Il est destiné à mesurer des courants de très faible durée, par exemple le courant de décharge d'un condensateur, le courant induit par une brusque modification d'un flux magnétique à travers une bobine, etc. C'est un appareil analogue au galvanomètre Deprez-d'Arsonval, mais présentant une sensibilité plus grande et une longue période d'oscillation <sup>(1)</sup> (une oscillation dure environ 16 secondes). Cette augmentation de la période d'oscillation s'obtient en augmentant le nombre de tours de fil sur le cadre et les dimensions géométriques de ce dernier. On peut transformer un galvanomètre ordinaire en balistique en surchargeant son équipement mobile d'une petite masse, de manière à en augmenter l'inertie.

Le passage d'une certaine quantité d'électricité dans le cadre lui imprime une impulsion électromagnétique ; le cadre se met à osciller et l'amplitude de la première oscillation est proportionnelle à cette quantité d'électricité.

Dans un type de balistique classique, un microcoulomb produit, lorsque l'appareil n'est pas shunté, une déviation du spot lumineux de 30 à 40 divisions sur la règle divisée de la méthode de Poggendorff (§ 8, page 164).

## § 20. — Les voltmètres.

Les appareils que nous venons de passer en revue sont des ampèremètres en ce sens qu'ils mesurent des intensités de courants. Mais nous savons que si, dans un circuit traversé par un courant continu, on connaît l'intensité et la résistance, on peut en déduire par la relation d'Ohm la différence de potentiel. On peut donc transformer un appareil de mesure d'intensités de courant en appareil de mesure de différences de potentiel.

Pour faire comprendre cette transformation d'un ampèremètre en voltmètre, raisonnons sur un galvanomètre Deprez-d'Arsonval. Un tel galvanomètre, sans shunt, mesure généralement au plus un courant de 100 microampères (un dixième de milliampère). La résistance du cadre est de l'ordre de 200 ohms. La tension maximum que l'on peut appliquer aux bornes de cet appareil est donc, d'après la loi d'Ohm, de 2 centièmes de volt. Pour transformer le galvanomètre en voltmètre donnant sa déviation maximum pour 100 volts continu, il suffit de mettre en série une résistance R absorbant  $100 - 0,02$  volt sous 100 microampères. On appliquera la différence de potentiel à mesurer en déri-

(1) Il y a lieu de considérer pour les équipages mobiles de galvanomètre et en général d'appareils de mesure électrique une « période propre d'oscillation ». Lorsque l'équipage (cadre mobile, par exemple) est déplacé de sa position d'équilibre, il y revient à la manière d'un pendule. La discussion faite à propos des figures III-1-1 et suivantes s'applique rigoureusement ici : il y a, suivant la valeur de l'amortissement, mouvement périodique ou apériodique ; l'aiguille atteint alors sa position d'équilibre sur le cadran sans oscillations. L'équipage est dit réglé à son apériodicité critique lorsque le retour à la position d'équilibre se fait dans le minimum de temps. Dans d'autres appareils, au contraire, il faut que les oscillations soient périodiques. La période peut être ou très longue (galvanomètre balistique) ou très courte (oscillographe Blondel).

vation sur l'ensemble résistance-galvanomètre. Calculons cette résistance par la

relation d'Ohm  $R = \frac{E}{I}$  ; ici,  $E = 100 - 0,02$  volt et  $I = 100 \cdot 10^{-6}$  ampère. On

a donc :

$$R = \frac{100 - 0,02}{100 \cdot 10^{-6}} = 999.800 \text{ ohms.}$$

La résistance  $R$  à mettre en série avec le galvanomètre pour que l'ensemble constitue un appareil de mesure des différences de potentiel donnant sa déviation maximum pour 100 volts est d'environ 1 mégohm.

Le galvanomètre ainsi équipé constitue un excellent voltmètre en ce sens qu'il présente une résistance intérieure telle que l'on n'aura nul besoin de se préoccuper de sa consommation.

Les voltmètres industriels, du type Chauvin et Arnoux par exemple, sont des ampèremètres dont on a augmenté la résistance intérieure, soit par augmentation de la résistance de la bobine  $C$  de la figure VI-19-2, soit par mise en série avec le cadre d'une résistance placée dans le boîtier même de l'appareil (1). On peut, en plaçant dans le boîtier deux résistances différentes, obtenir un *voltmètre à deux sensibilités*, permettant de mesurer, par exemple, la tension aux bornes de la source de chauffage et celle de la source de plaque.

En définitive, un voltmètre est un ampèremètre  $G$  placé dans une dérivation de forte résistance  $R$  (fig. VI-20-1) ; il mesure en réalité l'intensité du courant qui circule dans la dérivation. L'aiguille de  $G$  se déplace devant une graduation en volts. Cette graduation dépend évidemment de la valeur de la résistance  $R$ . La figure VI-20-1, qui indique le montage d'un voltmètre, fait comprendre que la résistance  $R$  doit être forte si l'on ne veut pas modifier appréciablement le régime dans le circuit d'utilisation  $r$  (lampe de T.S.F. du type « batteries », par exemple) aux bornes  $A$  et  $B$  duquel on désire mesurer la tension.

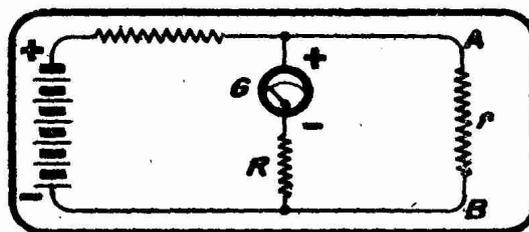


FIG. VI-20-1. — Montage d'un galvanomètre  $G$  en voltmètre.

La figure VI-20-2 donne le montage d'un voltmètre  $V$  et d'un ampèremètre

$A$ . L'ampèremètre, de résistance généralement négligeable par rapport à la résistance totale du circuit, est placé en série dans le circuit. Dans le cas de la figure VI-20-2, les lectures données par  $V$  et  $A$  permettent de calculer la résistance  $r$ .

L'amateur de T. S. F. a besoin de deux voltmètres : un voltmètre gradué de 0 à 6 pour mesurer la tension aux bornes de sa source de chauffage (accumulateurs, piles, bloc secteur, etc.) ou encore la tension aux bornes des filaments de ses lampes, un autre gradué de 0 à 150 ou

300 pour sa source de tension d'anode (2). La résistance du premier doit être de l'ordre de 1.000 à 2.000 ohms, celle du second de l'ordre de 20.000 à 40.000 ohms. Il y a intérêt à choisir des appareils de bonne marque. Se méfier des voltmètres offerts à vil prix qui présentent généralement une résistance intérieure de 15 ohms seulement pour 6 volts !

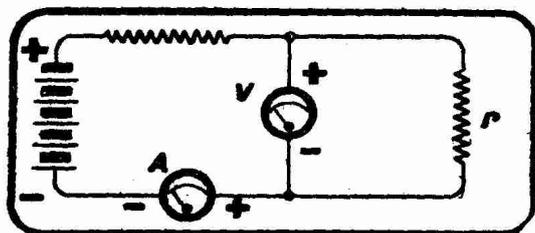


FIG. VI-20-2. — Modes de branchement d'un voltmètre  $V$  et d'un ampèremètre  $A$ .

(1) Cette dernière méthode est le plus fréquemment employée.

(2) Les voltmètres à deux sensibilités contiennent ces deux appareils en un seul boîtier. Les résistances nécessaires sont introduites en série à l'aide d'un bouton poussoir.

## § 21. — Les appareils de mesure du deuxième degré.

Nous avons vu jusqu'ici ce que l'on appelle quelquefois les appareils de mesure (ampèremètres et voltmètres) du *premier degré*. Ce sont des appareils dans lesquels les déviations de l'aiguille sont proportionnelles à l'intensité qui les traverse. Les graduations sont ici faites en divisions équidistantes.

Nous allons examiner maintenant les *appareils dits du deuxième degré*, dans lesquels les déviations sont proportionnelles au carré de l'intensité. Les graduations sont alors beaucoup plus serrées au début de l'échelle qu'à la fin.

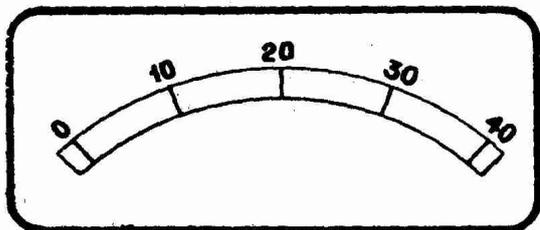


FIG. VI-21-1. — Graduation d'un appareil de mesure du premier degré.

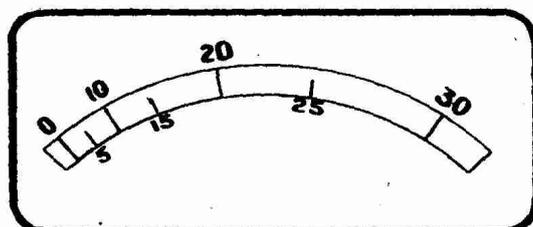


FIG. VI-21-2. — Graduation d'un appareil de mesure du second degré.

La figure VI-21-1 représente la graduation d'un appareil du premier degré. La figure VI-21-2 donne celle d'un appareil du second degré.

1° *Appareils électrodynamiques*. — Ces appareils sont fondés sur le principe du galvanomètre Deprez-d'Arsonval, à cette différence près que le champ magnétique chargé d'agir sur le cadre mobile est créé par le courant à mesurer lui-même et non pas par un aimant permanent. On a, en somme, la disposition de la figure VI-21-3.

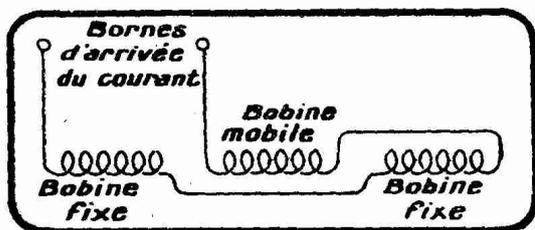


FIG. VI-21-3. — Schéma de principe d'un galvanomètre électrodynamique.

L'aiguille dévie ici toujours dans le même sens, quel que soit le sens de branchement du courant aux bornes de l'appareil. Ce sens de déviation est fixé par construction et dépend des sens respectifs des enroulements des trois bobines.

On fait de cette manière des ampèremètres et des voltmètres.

2° *Appareils thermiques*. — Le principe de ces appareils est simple. On fait passer le courant dans un fil qui s'échauffe, s'allonge et dont on mesure l'allon-

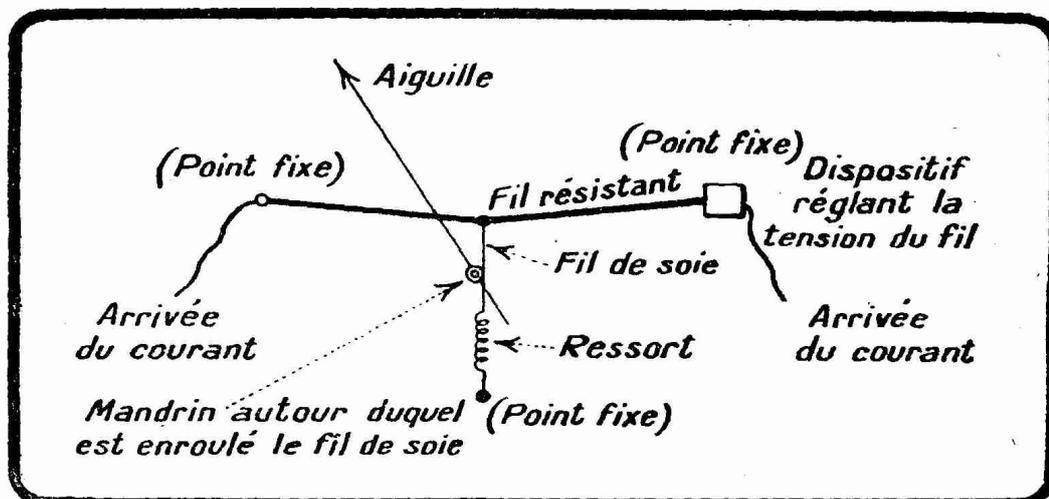


FIG. VI-21-4. — Schéma de principe d'un galvanomètre thermique.

gement par les déplacements d'une aiguille devant un cercle divisé. Le principe du dispositif est clairement expliqué par la figure VI-21-4.

L'allongement est proportionnel à la quantité de chaleur qui se dégage dans le fil ; cette quantité de chaleur est, de son côté, proportionnelle au carré de l'intensité (loi de Joule). Nous avons donc affaire à un appareil du deuxième degré.

Les appareils thermiques sont plus fragiles que les appareils à cadre, en ce sens qu'ils supportent moins bien les surcharges temporaires.

Il y a des ampèremètres et des voltmètres thermiques, la résistance intérieure de ces derniers est généralement faible.

Les appareils du deuxième degré fonctionnent aussi bien sur continu que sur alternatif ; autrement dit, le sens de la déviation de leurs aiguilles est indépendant du sens de branchement du courant. En fait, on se sert surtout de ces appareils sur alternatif à haute ou à basse fréquence.

## § 22. — Quelques manipulations pratiques.

1° *Mesure d'une résistance à l'aide d'un voltmètre.* — On peut mesurer une résistance à l'aide d'un pont de Wheatstone. Une méthode qui exige un matériel moins dispendieux consiste à mesurer une résistance avec un voltmètre, à cadre de préférence.

Soit un voltmètre à cadre de résistance intérieure  $R$  connue. Cette résistance est donnée par le constructeur et inscrite le plus souvent sur le cadran de l'appareil. Si l'on place ce voltmètre en dérivation aux bornes d'une source continue (accumulateurs, par exemple), il indique une tension  $V$  qui est la tension aux bornes de la source. Nous rappelons en passant que cette tension aux bornes est d'autant plus voisine de la force électromotrice que  $R$  est plus grand.

Si l'on place en dérivation aux bornes de la même source non plus le voltmètre seul, mais le voltmètre en série avec une résistance à mesurer  $X$ , le voltmètre va indiquer une tension moins grande  $v$  qui sera égale à la tension aux bornes moins la chute le long de la résistance  $X$ . Le calcul montre que  $X$  est donné par la relation

$$X = R \left( \frac{V}{v} - 1 \right)$$

On connaît  $R$ , on mesure successivement  $V$  et  $v$ ,  $X$  est donc déterminé.

Cette méthode permet, avec une source de 4 volts, de mesurer avec une bonne précision les résistances de 25 ohms à 50.000 ohms. Avec une source de 80 volts, la bande utilisable est de 2.000 ohms à 4 mégohms.

Cette méthode est donc très utile et l'amateur pourra l'employer pour vérifier les résistances fixes et les résistances des casques et haut-parleurs.

Pour des résistances inférieures à 20 ohms, il est nécessaire de disposer d'une source de 2 volts seulement et d'un voltmètre gradué de 0 à 3 volts par exemple.

2° *Mesurer une différence de potentiel de 4 volts avec un milliampèremètre à cadre gradué de 0 à 5 milliampères.* — Il suffit pour cela de placer en série avec l'appareil une résistance de 1.000 ohms. Si l'on applique une différence de potentiel de 5 volts aux bornes extrêmes de l'ensemble ainsi constitué, le courant qui passera dans cet ensemble sera, en négligeant la résistance du milliampèremètre qui est faible en comparaison de la résistance en série,

$$\frac{5}{1000} = 0,005 \text{ ampère}$$

ou 5 milliampères. Le milliampèremètre est ainsi transformé en voltmètre et sa lecture en milliampères correspondra à la différence de potentiel à mesurer en volts.

3° *Mesurer une différence de potentiel de 200 volts avec un voltmètre gradué de 0 à 120 volts.* — Il suffit de placer en série avec le voltmètre une résistance égale à la résistance intérieure de ce voltmètre ; l'aiguille du voltmètre indiquera alors la moitié de la tension appliquée aux bornes de l'ensemble voltmètre-résistance. C'est une application immédiate de la formule précédente : si  $X = R$  on a  $V = 2 v$ . Le voltmètre peut alors servir à la mesure de tensions  $V$  comprises entre 0 et 240 volts (2 fois  $v$ , autrement dit 2 fois 120 volts). Les récepteurs modernes utilisant des tensions d'anode plus voisines de 200 volts que de 100 volts, l'application pratique que nous venons de considérer est de mise en œuvre quotidienne.

---

## CHAPITRE V

## LE MOTEUR ÉLECTRIQUE CONTINU ET LA DYNAMO

Nous avons vu (page 141) qu'un champ magnétique (produit d'ailleurs indifféremment par un aimant ou un électro-aimant) agissant sur un circuit tend à amener ce circuit dans une position d'équilibre telle que le flux entrant par la face droite et sortant par la face gauche de ce circuit soit maximum.

On a imaginé divers dispositifs pour obtenir à l'aide de ces actions électrodynamiques un mouvement de rotation continue, autrement dit pour réaliser un moteur actionné par le courant continu.

Le plus fécond en applications pratiques de ces dispositifs est l'*anneau Gramme* <sup>(1)</sup> que la technique moderne utilise comme base des moteurs électriques industriels.

### § 23. — Principes généraux. L'anneau Gramme. Inducteur et induit.

L'*anneau Gramme* est constitué par un anneau (on dirait en géométrie un tore) en fer doux sur lequel on enroule du fil de cuivre isolé en spires serrées et, en première approximation, jointives. Cet anneau est mobile autour d'un axe horizontal O. Il est placé entre les pôles N et S d'un aimant dont le flux traverse le fer doux et les spires de l'enroulement. Les spires sont dénudées le long du cercle de contour apparent extérieur du tore et mises en contact, en deux points A et B diamétralement opposés, par l'intermédiaire de ressorts appelés *balais*, avec un circuit extérieur. L'aimant est l'*inducteur*; l'anneau de fer doux et l'enroulement de l'anneau constituent l'*induit*.

L'ensemble du dispositif est représenté figure VI-23-1.

Supposons qu'un courant d'intensité  $I$  soit lancé dans l'anneau par les deux balais. Ce courant entre par le balai A, se partage en deux parties, égales à  $\frac{I}{2}$ ,

dans les deux moitiés de l'enroulement et sort par le balai B.

L'examen de la figure VI-23-1 permet de voir que toutes les spires du côté gauche de l'anneau ne sont traversées par le maximum de flux (entrant par leur face droite) que lorsqu'elles se trouvent en A et que, inversement, toutes

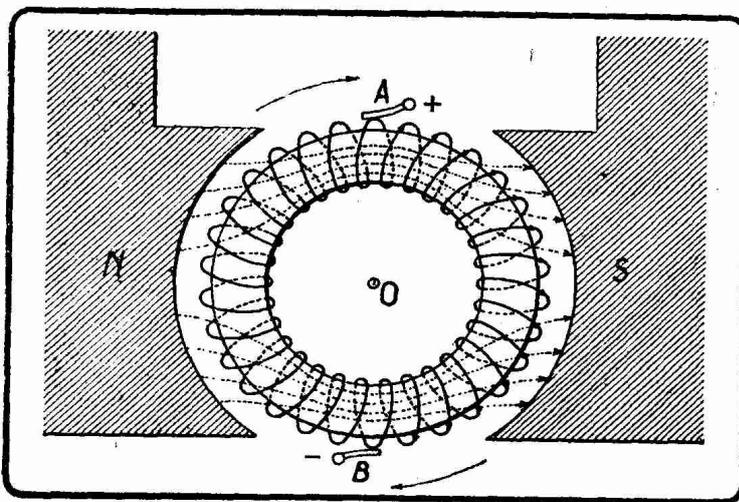


FIG. VI-23-1. — Représentation théorique du moteur électrique Gramme. Le courant est amené dans l'enroulement par les balais A et B supposés frotter sur la partie dénudée des spires qui coïncide avec le contour apparent extérieur du tore d'enroulement induit. Les lignes ponctuées qui vont du pôle N au pôle S de l'aimant inducteur à travers l'induit, sont les lignes de force du flux magnétique créé à travers l'induit et son enroulement par l'inducteur.

(1) L'électricien belge Zenobe Gramme (1826-1901) commença ses travaux par l'invention de l'alternateur en 1867, mais comme à cette époque on ne savait pas utiliser les courants alternatifs, il orienta ses recherches vers le courant continu. Il imagina la dynamo en 1869 et la réalisa industriellement en 1872.

les spires du côté droit de l'anneau ne se trouvent dans les conditions de maximum de flux que lorsqu'elles se trouvent en B. Il en résulte que toutes les spires, sauf les spires en contact avec A et B qui sont en position d'équilibre, sont sollicitées de se déplacer dans le même sens : les spires du côté gauche vers A, celles du côté droit vers B. Et, de fait, l'anneau tourne grâce aux contacts glissants assurés par les balais.

En pratique, les balais ne sont pas disposés comme le montre la figure VI-23-1 qui n'a été tracée que pour la clarté de l'exposition ; ils s'appuient en réalité sur un cylindre central C solidaire mécaniquement de l'induit et appelé

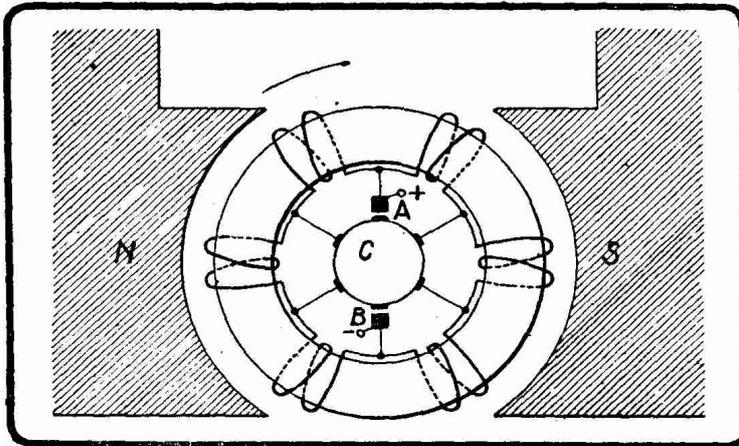


FIG. VI-23-2. — Disposition pratiquement adoptée pour l'amenée du courant à l'induit. A et B sont les balais, C le collecteur. En réalité, le collecteur comporte un plus grand nombre de lames.

*collecteur*. C'est un cylindre en substance isolante (mica en général) dans lequel sont encastrées, le long de génératrices équidistantes, donc isolées les unes des autres, de petites lames de cuivre nu. Chaque lame est reliée électriquement à un petit groupe de spires de l'induit. Les balais, constitués par un mélange de graphite et de charbon de cornue, sont mis en contact glissant non pas avec les spires, mais avec les lames du collecteur contre lesquelles ils sont poussés à l'aide de ressorts.

Cette disposition pratique que représente la figure VI-23-2, ne change évidemment en rien le fonctionnement général du moteur et évite l'usure des fils de l'enroulement.

NOTES COMPLÉMENTAIRES. — I. — Pour éliminer les étincelles aux balais produites par les phénomènes d'induction dans l'induit, il y a lieu, dans le moteur de la figure VI-23-2, de décaler les balais dans le sens inverse de la rotation de l'induit.

Nous ne faisons, dans cette étude élémentaire, que citer les questions délicates de réaction d'induit et de calage des balais.

II. — L'induit à anneau de Gramme, que nous avons adopté pour la facilité de l'exposition, est pratiquement abandonné aujourd'hui en faveur de l'induit à tambour de Siemens que l'on peut considérer comme constitué par une série de cadres de galvanomètre Deprez-d'Arsonval.

III. — On remarquera que, dans les dispositifs des figures VI-23-1 et VI-23-2, le sens de rotation change quand on change le sens de branchement du courant aux balais, car le flux créé par l'aimant permanent NS reste évidemment toujours de même sens, tandis que le sens de circulation dû courant dans l'induit change.

## § 24. — Création du champ électromagnétique par l'inducteur.

### L'excitation.

Le moteur Gramme exige pour son fonctionnement un champ magnétique de l'intensité duquel dépendent la puissance et le couple moteur du moteur. La puissance exprime le travail à la seconde que peut fournir l'appareil ; le couple moteur exprime en particulier les facilités de démarrage du moteur.

L'aimant permanent ne peut guère créer que des champs de l'ordre de 800 à 900 gauss. Pour atteindre les valeurs de quelques milliers de gauss nécessaires au fonctionnement « industriel » du moteur, il est indispensable de créer le champ magnétique par un électro-aimant. C'est ce qui est réalisé dans les machines dynamo-électriques (ainsi appelées par opposition aux machines magnéto-électriques dont l'inducteur est un aimant permanent) où

le courant qu'exige l'excitation de l'inducteur est le courant même qui alimente la machine.

L'excitation est faite soit en *série*, soit en *déviati*on (ou en *shunt*) et l'on a affaire soit à un *moteur série*, soit à un *moteur dérivation* (ou encore *moteur shunt*).

### 1° Moteur série

Les moteurs série sont conformes au schéma de la figure VI-24-1 : les bornes A et B de l'induit sont en série avec l'enroulement de l'inducteur. Traversé par le courant même de fonctionnement du moteur, cet induit doit être peu résistant, donc en gros fil. Pour mettre le moteur en marche, il est bon dans le cas des grandes puissances de faire usage d'un rhéostat de démarrage (1) monté en série avec l'induit et l'inducteur.

Le couple moteur au démarrage est considérable sans trop grande consommation de courant ce qui présente des avantages pour les applications habituelles du moteur série (en particulier traction électrique).

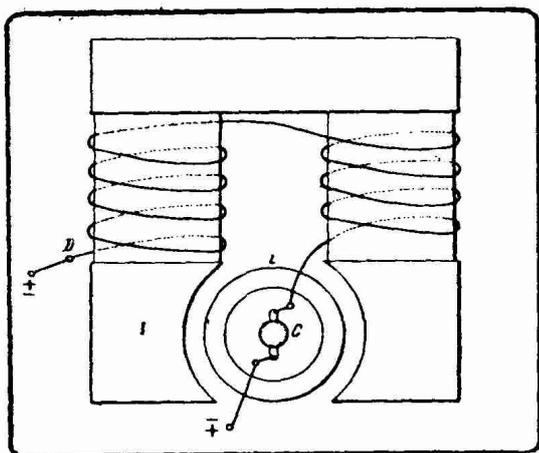


FIG. VI-24-1. — Schéma de principe du moteur série. Les enroulements de l'inducteur I, constitués par du gros fil, sont montés en série avec l'induit i. C est le collecteur avec ses balais. Un rhéostat de démarrage se monte en D dans le cas de moteurs à grande puissance.

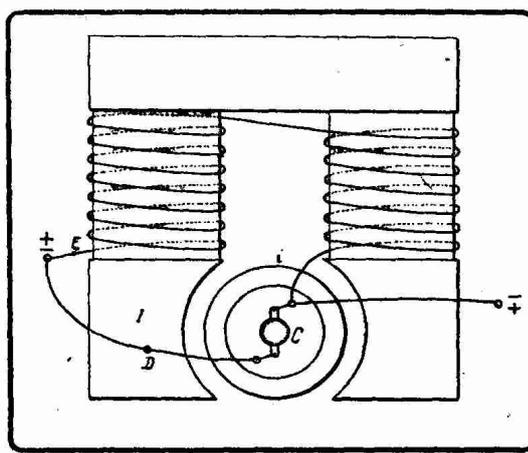


FIG. VI-24-2. — Schéma de principe du moteur shunt. Les enroulements de l'inducteur I, constitués par du fil fin, sont montés en parallèle sur les balais de l'induit i. Le rhéostat d'excitation se monte en E, le rhéostat de démarrage en D.

Par contre le moteur série s'emballé à vide ; on entend par là que sa vitesse de rotation croît à vide au delà des valeurs permises.

Pour faire varier la vitesse on peut agir soit sur le rhéostat de démarrage, soit sur un rhéostat d'excitation monté en parallèle sur l'inducteur. Le sens de rotation ne change pas si on change le sens de branchement de la tension sur l'ensemble, car le sens du flux de l'inducteur change en même temps que le sens de circulation du courant dans l'induit. Pour inverser ce sens de rotation, il faut inverser le sens des connexions sur l'induit (2).

Toute la propulsion électrique (chemins de fer, voitures, navires, ascenseurs, etc...) fait appel au moteur série et au courant continu, combinaison que l'alternatif n'a pu encore détrôner. Les démarreurs des moteurs à explosion sont des moteurs série.

(1) « Controller » des tramways électriques par exemple.

(2) Moteurs série et moteurs shunt fonctionnent donc sur un courant changeant sans cesse de sens, courant dont le type même est le courant alternatif. Ce sont des « moteurs universels ». Cependant les fortes étincelles qui se produisent aux balais des moteurs shunt dans le cas de l'alternatif interdisent leur emploi sur un tel courant pour les fortes puissances.

## 2° Moteur shunt

Les moteurs shunt sont conformes au schéma de la figure VI-24-2 : l'inducteur est monté en parallèle sur les bornes de l'induit. Soumis à toute la tension de service, cet inducteur doit être de forte résistance, donc en fil fin.

En série avec l'induit se trouve le rhéostat de démarrage nécessaire dans les moteurs de grande puissance pour éviter de griller l'induit au moment de l'application de la tension aux bornes de l'ensemble.

Pour faire varier la vitesse, on agit soit sur le rhéostat de démarrage, soit, et cela de préférence, sur un rhéostat d'excitation monté *en série* avec l'inducteur.

Pour les mêmes raisons que celles exposées à propos du moteur série, le sens de rotation ne change pas si on change le sens de branchement de la tension sur l'ensemble. Pour inverser ce sens de rotation, il faut inverser le sens des connexions sur l'induit.

Le moteur shunt est le moteur de l'usine, de l'atelier, de la ferme, alimentés par courant continu.

REMARQUE. — Les moteurs des « appareils ménagers » (aspirateurs, ventilateurs, moteurs de phonographes à balais, etc.) sont, le plus souvent, des moteurs série, mais il s'en rencontre du type shunt.

## § 25. — Le générateur Gramme.

Le moteur Gramme ainsi que ses variantes, sont des *machines réversibles*, en ce sens que, si l'on applique à leurs bornes une tension continue, l'induit tourne et que si l'on fait tourner l'induit, il naît une tension continue aux bornes.

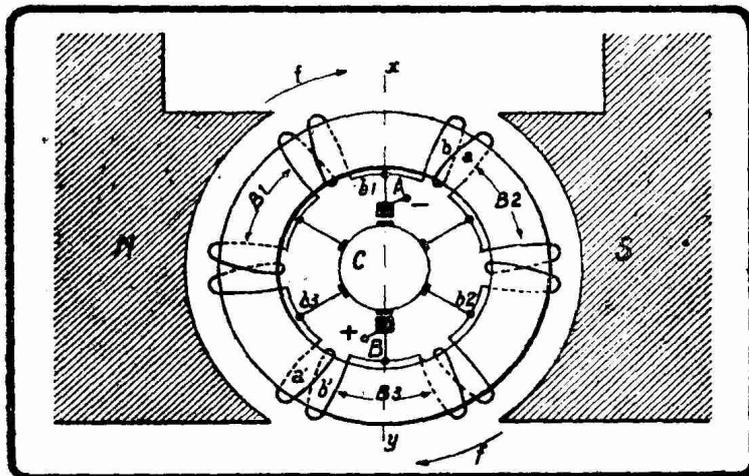


FIG. VI-25-1. — Fonctionnement de la machine Gramme en génératrice de courant continu. Pour une rotation de l'induit dans le sens des flèches *f*, le balai A est le pôle négatif, le balai B le pôle positif.

Dans le premier cas, il s'agit d'un *moteur* et nous venons d'examiner son fonctionnement ; dans le second cas, il s'agit d'un *générateur* et c'est cette forme d'utilisation que nous allons considérer dans ce paragraphe.

Considérons la figure VI-25-1 qui représente un induit à collecteur C et un inducteur NS. Supposons que l'on fasse tourner l'induit dans le sens de la flèche.

Considérons le groupe de spires *a b* se déplaçant de la position *x* à la position *y*. En *x* ces spires sont traversées, perpendiculairement à leur plan, par la moitié du flux total  $\Phi$  créé par l'inducteur, flux qui

entre par la face *b*. En *y* les spires sont traversées par le flux  $\frac{\Phi}{2}$  mais entrant

par la face opposée *a*, ce qui revient à dire que le flux est devenu  $-\frac{\Phi}{2}$ .

A moitié chemin entre *x* et *y*, en *S*, le groupe des spires est en croix avec le flux : le flux traversant le groupe est alors nul. Lorsqu'un groupe de spires tourne de *x* à *y* en passant en regard de *S*, le flux qui le traverse varie donc

de  $+\frac{\Phi}{2}$  à  $-\frac{\Phi}{2}$  en passant par zéro.

On voit de même que lorsque le groupe de spires va de y à x en passant en regard de N, le flux agissant varie de  $-\frac{\Phi}{2}$  à  $+\frac{\Phi}{2}$  en passant par zéro.

Le sens du courant induit dans chaque spire par la variation du flux est donnée par la loi de Lenz énoncée page 149.

Dans la spire *a*, le flux décroît, le courant induit a le même sens que la rotation du tire-bouchon de Maxwell, autrement dit le sens de la flèche portée sur la spire *a*.

Dans la spire *a'*, diamétralement opposée à *a*, le flux croît; le courant induit a le sens contraire de la rotation du tire-bouchon, autrement dit le sens de la flèche portée sur la spire *a'*.

Donc les forces électromotrices d'induction qui naissent dans toutes les spires à droite de x à y sont de même sens et s'ajoutent pour produire entre les balais A B la force électromotrice totale E.

De même les forces électromotrices d'induction qui naissent dans toutes les spires à gauche de x y sont de même sens et s'ajoutent pour produire entre les balais AB une force électromotrice de même sens et de même grandeur que E.

Les deux moitiés de l'induit sont donc dans les conditions de deux séries de piles identiques P<sub>1</sub> et P<sub>2</sub>, lesquelles, disposées comme le montre la figure VI-25-2, additionneraient leurs courants dans le circuit extérieur x E y.

Dans les hypothèses admises figure VI-25-1 pour le sens d'enroulement des spires sur l'induit et le sens de rotation de cet induit, le balai B est le pôle +, le balai A le pôle —.

On peut calculer simplement la force électromotrice ainsi créée dans le dispositif de la figure VI-25-1 en se reportant à la relation

$$E = 10^{-8} \frac{d\Phi}{dt}$$

déjà indiquée page 151.

Soit N le nombre des spires de l'anneau et n le nombre de tours qu'effectue l'anneau par seconde.

Pendant un demi-tour, autrement dit pendant  $\frac{1}{2n}$  seconde, la variation de flux à travers une spire est de  $\Phi$  et la force électromotrice moyenne qui apparaît aux extrémités de la spire est de  $10^{-8} \frac{\Phi}{\frac{1}{2n}}$ , c'est-à-dire  $10^{-8} 2 n \Phi$ .

Comme il y a  $\frac{N}{2}$  spires de chaque côté, le f. é. m. moyenne de la machine

sera :

$$E = 10^{-8} \frac{N}{2} 2 n \Phi = 10^{-8} N n \Phi \text{ volts}$$

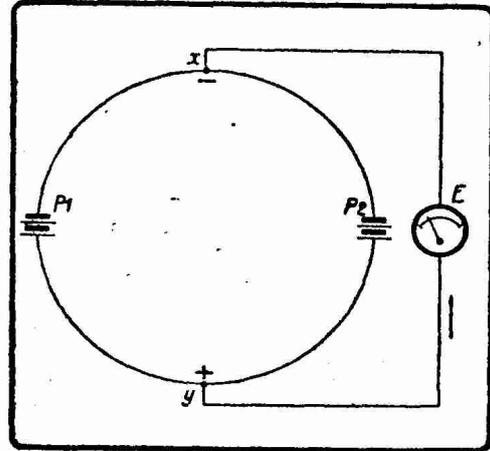


FIG. VI-25-2. — Les tensions induites dans les divers groupes de spires tels que *ab*, *a'b'*, etc., de l'induit d'une génératrice Gramme se combinent comme le feraient les tensions de deux groupes de piles montés en parallèle.

E est donc proportionnelle à la vitesse de rotation de l'induit, au nombre des tours de l'enroulement d'induit et au flux créé dans l'induit par l'inducteur.

Voici les caractéristiques classiques d'une dynamo 118-120 volts :  $N = 1250$ ,  $n = 30$  tours/seconde (1.800 tours par minute),  $\Phi = 320.000$  maxwells.

Les générateurs Gramme ont un inducteur soit à aimant permanent et on les appelle des *magnétos* (allumage des moteurs d'automobile), soit à électro-aimant et on les appelle des *dynamos*. L'excitation de l'inducteur se fait en série ou en shunt suivant des schémas de principe identiques à ceux des figures VI-24-1 et VI-24-2. L'excitation en dérivation s'impose sur les dynamos utilisées à la charge des batteries d'accumulateurs. Un avantage des dynamos shunt est, en effet, qu'elles ne redoutent rien d'un court-circuit dans leur circuit d'utilisation.

On a réalisé des dynamos à excitation « compound » c'est-à-dire partie série, partie shunt. Si les flux créés par ces deux parties sont dans le même sens on est en présence du compound simple, disposition qui assure une tension constante. Si les deux parties sont enroulées en sens contraires (flux démagnétisant créé par l'enroulement série) on est en présence d'une excitation *anti-compound*, disposition qui empêche l'intensité du débit de dépasser une certaine valeur (cas des dynamos de recharge des accumulateurs des voitures automobiles).

REMARQUE. — I. — Les dynamos s'amorcent au départ par le faible magnétisme rémanent de l'armature de l'inducteur, à condition que la rotation se fasse dans le sens tendant à accroître ce magnétisme.

II. — Pour éviter les étincelles aux balais et améliorer le rendement, il faut décaler les balais d'une dynamo dans le sens du mouvement.

III. — Les rendements des moteurs et des dynamos sont du même ordre et varient pratiquement entre 80 % et 94 %.

IV. — Les inducteurs des machines dynamo-électriques présentent des formes très variées (type Gramme, type cuirassé, type Manchester). Dans le texte nous n'avons considéré que des machines à 2 pôles, mais il en existe dont les inducteurs ont un nombre pair de pôles alternativement nord et sud : ce sont les *machines multipolaires*. Ces machines à  $2n$  pôles présentent  $n$  paires de balais et fonctionnent comme  $n$  dynamos que l'on aurait associées. L'avantage est d'augmenter la puissance sans augmenter par trop l'encombrement.

## LIVRE VII

# L'électricité et le système C. G. S.

Les unités jouent en électricité, comme dans toutes les branches de la physique, un rôle de premier plan.

Il ne suffit pas, en effet, en utilisant une formule, de trouver un nombre ; il faut savoir à quelle unité on a affaire. Dans un calcul de résistance, cette unité pourra être l'unité électrostatique CGS, l'unité électromagnétique CGS ou bien l'unité du système pratique (ohm).

Les problèmes d'unités sont très délicats et font intervenir des développements que nous ne saurions faire figurer dans cet ouvrage.

Pourtant, il est possible d'exposer d'une manière élémentaire les notions simples que l'amateur doit posséder sur les systèmes d'unités employés en électricité, donc en T.S.F. Cet exposé va de plus nous permettre de récapituler les notions fondamentales que nous avons acquises au cours des pages qui précèdent.



On utilise principalement en électricité deux systèmes absolus d'unités CGS : le *système électrostatique CGS* et le *système électromagnétique CGS*. Ces deux systèmes se ressemblent en ce qu'ils adoptent comme unités fondamentales de longueur, de masse et de temps celles du système CGS : le centimètre, le gramme et la seconde. Ils diffèrent l'un de l'autre par le phénomène choisi pour établir la liaison entre l'unité de force CGS (dyne) et l'unité d'intensité ou de quantité d'électricité.

### § 1. — Le système d'unités électrostatiques C. G. S.

Le système d'unités électrostatiques CGS (uescgs) est fondé sur les phénomènes électrostatiques et en particulier sur la formule de Coulomb de l'électrostatique exprimant l'attraction ou la répulsion  $f$  qu'exercent l'une sur l'autre deux quantités  $q$   $q'$  (boules chargées, par exemple) placées à une certaine distance  $d$  l'une de l'autre :

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

Le système d'unités électrostatiques CGS est fondé sur l'hypothèse que le coefficient  $k$  est un nombre ; il est pris égal à 1 dans le vide. On définit alors l'unité électrostatique CGS de quantité d'électricité. *C'est la quantité d'électricité qui, placée à 1 centimètre d'une quantité égale, produit dans le vide ( $k = 1$ ), une force égale à 1 dyne.*

Cette uescgs de quantité d'électricité s'appelle quelquefois le *franklin*.

On obtient immédiatement l'unité électrostatique CGS d'intensité de courant électrique en appliquant la relation de Pouillet :

$$Q = It$$

*L'unité électrostatique CGS d'intensité est l'intensité d'un courant qui transporte une unité électrostatique CGS de quantité d'électricité en une seconde.* L'uescgs d'intensité n'a pas de nom spécial.

On passe ensuite à la définition de l'uescgs de différence de potentiel par la formule

$$T = QE$$

que nous avons rencontrée dans le livre V (chap. I, § 4, page 81).

*La différence de potentiel entre deux points A et B est égale à l'unité électrostatique CGS de différence de potentiel lorsque le travail nécessaire à transporter de A en B la quantité + 1 uescgs de quantité d'électricité est égal à 1 erg, l'erg étant l'unité CGS de travail.*

L'uescgs de différence de potentiel ou de tension n'a pas reçu de nom spécial.

Ayant défini l'uescgs de quantité et l'uescgs de différence de potentiel, on passe à l'unité électrostatique CGS de capacité par la relation

$$Q = CU$$

*L'uescgs de capacité est la capacité d'un corps pouvant absorber une uescgs de quantité d'électricité sous une uescgs de différence de potentiel.*

L'unité électrostatique CGS de capacité porte quelquefois le nom de *centimètre*.

Des unités de différence de potentiel et d'intensité, on passe à l'unité électrostatique CGS de résistance par la loi d'Ohm, et ainsi de suite.

Le système d'unités électrostatiques CGS n'intervient pratiquement que dans le calcul des capacités à l'aide de la relation

$$C = \frac{kS}{4\pi e}$$

qui donne C en centimètres (uescgs de capacité) lorsque e et S sont exprimés en unités CGS, c'est-à-dire en centimètres et en centimètres carrés.

## § 2. — Le système d'unités électromagnétiques C. G. S.

Le système d'unités électromagnétiques CGS (uemcgs) est fondé sur les phénomènes magnétiques et électromagnétiques et en particulier sur les lois de Coulomb et de Laplace.

On commence dans ce système par définir l'unité de masse magnétique par la loi de Coulomb :

$$f = \frac{1}{\mu} \frac{\text{mm}'}{d^2}$$

On suppose  $\mu = 1$  dans le vide, comme nous l'avons vu au début du livre VI.

*L'unité CGS de masse magnétique est la masse magnétique qui exerce sur une masse identique placée à 1 centimètre une force répulsive égale à une dyne.*

De là on passe à l'unité CGS de champ magnétique qui est le *gauss*.

*Le gauss est le champ qui exerce sur l'unité CGS de masse magnétique une force égale à une dyne.*

Du gauss on passe au *maxwell*, unité CGS de flux.

La liaison entre les phénomènes mécaniques (force) et électriques se fait dans le système électromagnétique CGS par application de la loi de Laplace, qui exprime l'action d'un élément de courant sur un pôle magnétique.

Nous avons déjà rencontré une des applications de cette loi dans le livre VI, page 138. Il s'agissait d'une spire et nous avons vu que le champ créé par un courant I uemcgs était :

$$H = \frac{2\pi}{r} I$$

Cette équation sert à définir l'unité électromagnétique CGS d'intensité.

On en déduit, par la relation  $Q = It$ , l'unité électromagnétique CGS de quantité d'électricité.

La force électromotrice d'induction se définit en valeur absolue par la relation :

$$E = \frac{d\phi}{dt}$$

L'unité électromagnétique CGS de force électromotrice est donc la force électromotrice d'induction produite dans un conducteur soumis à un flux qui varie d'un maxwell par seconde.

La relation d'Ohm nous apprend que l'unité électromagnétique de résistance est la résistance aux bornes de laquelle on observe une chute de tension d'une uemcgs lorsque le courant qui la traverse est d'une unité électromagnétique CGS d'intensité.

L'unité électromagnétique CGS de capacité se tire de la relation

$$Q = CU$$

puisque nous connaissons les unités électromagnétiques de quantité d'électricité et de différence de potentiel.

L'unité électromagnétique de coefficient de self-induction se déduit de la définition de  $L$  donnée au § 15, livre VI, page 153.

Aucune de ces unités électromagnétiques n'a de nom spécial, sauf l'unité électromagnétique de coefficient de self-induction qui s'appelle quelquefois le centimètre <sup>(1)</sup>.

Les applications de l'électricité intéressant l'amateur se rattachent presque uniquement à l'électromagnétisme ; les appareils de mesure, en particulier, sont, ainsi que l'on a pu s'en rendre compte dans le chapitre IV du Livre VI, fondés sur des phénomènes électromagnétiques (appareil à cadre). Il semble donc tout indiqué d'adopter le système électromagnétique CGS. Aussi, lorsque l'on ne spécifie pas de quel système CGS il est fait usage en électricité, il faut entendre qu'il s'agit toujours du système électromagnétique CGS.

### § 3. — Le système d'unités électromagnétiques pratiques.

L'unité CGS électromagnétique de résistance est très petite. Aussi lui a-t-on substitué un multiple, l'*ohm*, qui, avec le *volt*, autre unité choisie arbitrairement, sert de point de départ au système d'unités électromagnétiques pratiques ou, en abrégé, système pratique.

L'*ohm* est pris égal à  $10^9$  uemcgs de résistance ; il produit ainsi, à un quinzième près, la résistance de l'unité Siemens en usage avant l'adoption de l'unité pratique actuelle <sup>(2)</sup>.

Le *volt* est choisi à son tour égal à  $10^8$  uemcgs de force électromotrice. On peut regretter que l'on n'ait pas adopté pour le volt la même puissance de  $10$  ( $10^9$ ) que pour l'*ohm*, cela eût donné à l'ampère la valeur même de l'unité électromagnétique CGS ; mais  $10^8$  uemcgs de force électromotrice représente, à très peu de choses près, la force électromotrice d'un élément Daniell (cuivre, sulfate de cuivre-sulfate de zinc, zinc).

Des unités de résistance et de force électromotrice, en d'autres termes de l'*ohm* et du *volt*, on déduit (par la relation  $E = RI$ ) l'*ampère* qui est égal à  $10^{-1}$  uemcgs d'intensité. De l'ampère on déduit le *coulomb* qui équivaut par conséquent à  $10^{-1}$  uemcgs de quantité d'électricité. On utilise en chimie-physique le *faraday* qui vaut 96.500 coulombs. Le coulomb est rarement employé dans l'industrie ; on utilise de préférence comme unité de quantité d'électricité l'*ampère-heure*, qui vaut 3.600 coulombs.

Le volt et le coulomb définissent à leur tour le *farad*, unité pratique de capacité que la relation  $Q = CU$  montre être égale à  $10^{-9}$  uemcgs de capacité.

(1) Voir § 15, livre VI, page 155.

(2) L'unité Siemens est la résistance d'une colonne de mercure à 0° ayant une longueur de 1 mètre et une section de 1 millimètre carré.

Le farad étant déjà une unité très grande, on se rend compte que l'unité électromagnétique CGS de capacité est énorme. On sait que l'on utilise pratiquement le *microfarad* qui vaut  $10^{-15}$  uemcgs de capacité, et le *micromicrofarad* ou *picofarad*, qui vaut  $10^{-21}$  uemcgs de capacité.

La relation  $T = QE$  donne enfin l'unité pratique de travail, ou d'énergie, pour  $Q = 1$  coulomb et  $E = 1$  volt. C'est le *joule* qui vaut par conséquent  $10^7$  unités CGS de travail, c'est-à-dire  $10^7$  ergs. Du joule on déduit l'unité pratique de puissance le *watt* qui correspond à un joule par seconde. Si l'on compare le watt au cheval-vapeur (ch) on trouve que 1 cheval-vapeur équivaut à 736 watts.

Le système pratique est un système électromagnétique, mais ce n'est pas un système CGS. La théorie montre qu'il dérive d'un système (1) dont les unités fondamentales de longueur, de masse et de temps sont :

$L = 10^9$  centimètres       $M = 10^{-11}$  gramme       $T = 1$  seconde  
 $10^9$  cm, c'est le quart du méridien terrestre, il ne faut voir là qu'un hasard.

La théorie de Maxwell prévoit et l'expérience vérifie que le rapport des unités de quantité d'électricité électromagnétique et électrostatique CGS, est égal à la vitesse de la lumière dans le vide en CGS, c'est-à-dire à  $3 \cdot 10^{10}$ . On représente ce nombre par la lettre  $v$ .

Des considérations théoriques permettent d'établir, en partant de  $v$ , les rapports entre les autres unités électromagnétiques et électrostatiques.

Le tableau suivant donne les correspondances entre les unités CGS électromagnétiques et électrostatiques et les unités pratiques :

UNITES PRATIQUES	VALEURS EN UNITES C. G. S.	
	<i>Système électromagnétique</i>	<i>Système électrostatique</i>
Ampère	$10^{-1}$	$10^{-1} v = 3 \cdot 10^9$
Coulomb	$10^{-1}$	$10^{-1} v = 3 \cdot 10^9$
Ohm	$10^9$	$10^9 v^{-2} = 3^{-2} \cdot 10^{-11}$
Volt	$10^8$	$10^8 v^{-1} = 3^{-1} \cdot 10^{-2}$
Farad	$10^{-9}$	$10^{-9} v^2 = 3^2 \cdot 10^{11}$
Picofarad	$10^{-21}$	$10^{-21} v^2 = 3^2 \cdot 10^{-1} = 0,9$
Henry	$10^9$	$10^9 v^{-2} = 3^{-2} \cdot 10^{-11}$
Pramaxwell (2)	$10^8$	$10^8 v^{-2} = 3^{-2} \cdot 10^{-12}$

Pour les besoins de la pratique, les quatre premières unités de la première colonne du tableau ci-dessus sont représentées par des étalons que l'on appelle *unités internationales*. Ces étalons sont définis par le tableau général des unités commerciales et industrielles dressé en exécution de la loi du 2 avril 1919 et du décret du 26 juillet 1919, loi et décret qui constituent la réglementation officielle actuelle des mesures légales françaises. Ce tableau a été donné dans le livre IV de la première partie de cet ouvrage (3).

(1) Dit quelquefois système de Maxwell, ou encore système QES.

(2) Unité pratique de flux magnétique créée par la C.E.I. d'Oslo (août 1930).

(3) Voir page 75 les nouvelles définitions des unités électriques (J.O. du 7 mars 1948).

## LIVRE VIII

### Courant alternatif

#### CHAPITRE PREMIER

#### COMPARAISONS HYDRAULIQUES

Jusqu'ici nous n'avons considéré que le courant continu, c'est-à-dire un courant circulant toujours dans le même sens. Nous avons vu qu'un tel courant électrique peut être comparé à un courant liquide s'écoulant d'un niveau A à un niveau inférieur B (fig. VIII-I-1). On peut maintenir constante ou non la différence D des niveaux entre A et B. Nous pouvons nous trouver en présence d'un

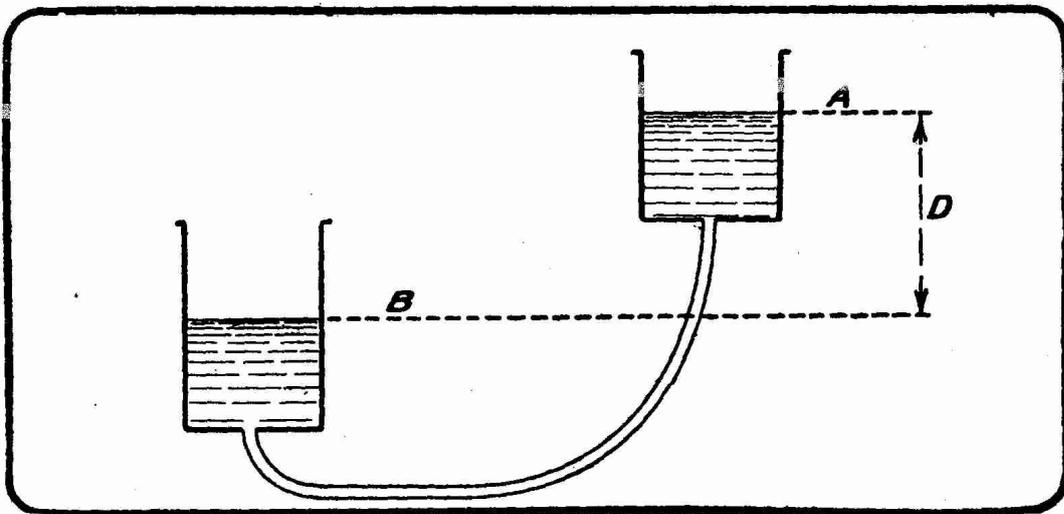


FIG. VIII-I-1. — Courant hydraulique créé par une différence de niveau D.

courant continu constant ou d'un courant continu variable, suivant que les niveaux de A et de B sont fixes ou variables. Lorsque ces niveaux sont variables, pour que l'on ait toujours affaire à un courant continu, il faut que, dans le cas de la figure VIII-I-1, le niveau A reste toujours supérieur au niveau B.

Pour concevoir un courant liquide alternatif, il suffit de supposer que le niveau A est élevé et abaissé alternativement *au-dessus et au-dessous* de B, et cela de quantités égales en valeur absolue. Si A et B sont réunis par un long tube en caoutchouc et si A est élevé et abaissé de part et d'autre du niveau B, il se produit dans le tube de caoutchouc un courant liquide alternatif. Il est utile, pour la bonne intelligence des courants alternatifs électriques, de s'arrêter un moment sur cette analogie hydraulique.

Comment réaliser un dispositif permettant de donner à A un mouvement alternatif de part et d'autre du niveau B ? On imagine pour cela l'appareillage suivant, qui est classique en la matière.

Supposons que le réservoir A soit fixé à l'extrémité d'une tige verticale  $t$  (fig. VIII-I-2) et que cette tige reçoive un mouvement alternatif de translation d'un volant V par l'intermédiaire d'une bielle OM dont la tête coulisse dans un évidement rectangulaire L fixé à la partie inférieure de la tige verticale  $t$ . La tige OM est animée d'un mouvement de rotation uniforme et le mouvement du point M le long de la circonférence de rayon OM est transformé en un mouvement alternatif de translation de la tige  $t$ .

Le réservoir A va donc être élevé et abaissé alternativement.

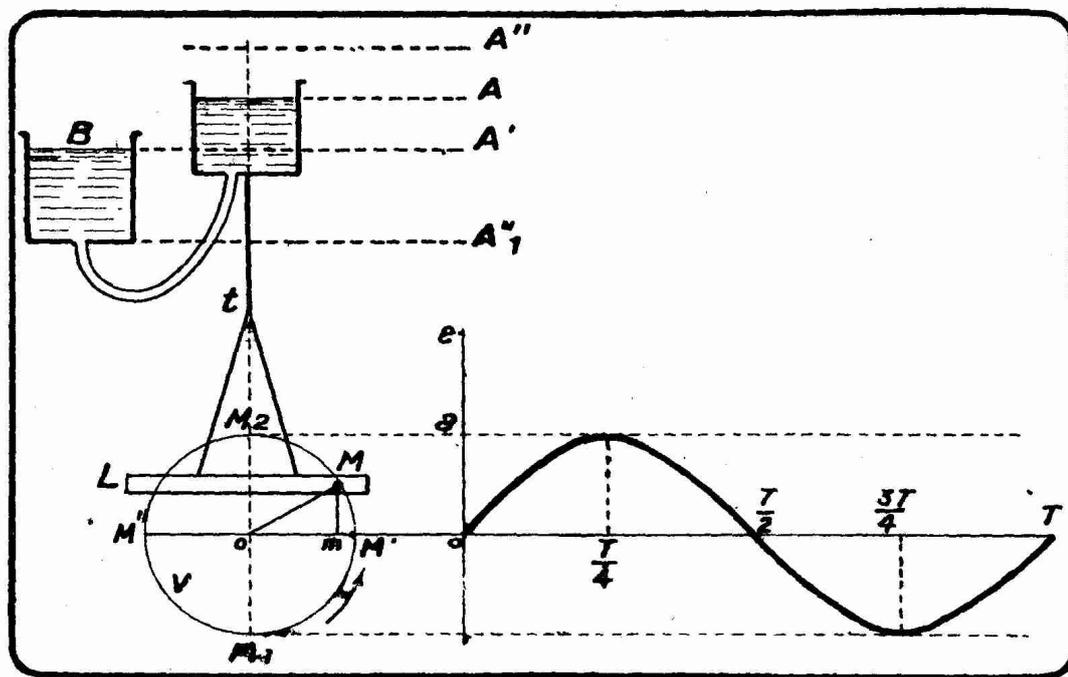


FIG. VIII-I-2. — Réalisation d'un courant hydraulique alternatif.

Supposons que  $M$  décrive la circonférence de rayon  $OM = a$  dans le sens contraire des aiguilles d'une montre. Lorsque  $M$  sera en  $M_2$ , le réservoir atteindra son niveau le plus élevé. La position moyenne  $A'$  de  $A$ , que nous supposons de même cote que le niveau  $B$ , correspond au point  $M$  en  $M'$  ou en  $M''$ . Si  $M$  part de  $M'$ ,  $A$  occupera à ce moment sa position moyenne. Lorsque  $M$  va de  $M'$  en  $M_2$ ,  $A$  s'élève de sa position moyenne  $A'$  à sa position la plus élevée  $A''$ . Lorsque  $M$  va de  $M_2$  à  $M''$ , le niveau  $A$  descend de sa position la plus élevée  $A''$  à sa position moyenne  $A'$ ; lorsque enfin  $M$  varie de  $M''$  à  $M_1$  et  $M'$ ,  $A$  s'abaisse de sa position moyenne à sa position la plus basse  $A_1$  et retourne de là à sa position de départ  $A'$ , et ainsi de suite.

On voit donc que  $A$  varie de part et d'autre de sa position moyenne  $A'$  d'une quantité égale à chaque instant à  $Mm$ ,  $m$  étant la projection de  $M$  sur l'axe horizontal passant par  $O$ .

Nous avons vu dans le livre I de la première partie que si nous appelons  $e$  cette valeur  $Mm$  et si  $M$  décrit la circonférence de rayon  $a$  d'un mouvement uniforme dans le temps  $T$ , on a :

$$(1) \quad e = a \sin \frac{2\pi t}{T}$$

$e$  exprime ici la différence de niveau hydraulique entre  $A$  et  $B$ . Cette différence de niveau varie suivant une loi sinusoïdale. Dans le caoutchouc reliant  $A$  et  $B$ , le courant liquide résultant de la différence de niveau entre ces deux réservoirs est également variable suivant une loi sinusoïdale.

## CHAPITRE II

**THEORIE ELEMENTAIRE DE LA PRODUCTION  
D'UNE DIFFERENCE DE POTENTIEL ALTERNATIVE**

Nous venons de voir qu'un courant hydraulique alternatif est produit par une variation sinusoïdale de la différence de niveau. De même, un courant électrique alternatif est produit par une variation sinusoïdale du niveau électrique, c'est-à-dire du potentiel.

1° *Comment peut-on envisager la production de potentiels électriques dont le sens varie suivant une loi sinusoïdale ?* On n'a pour cela qu'à appliquer les théories de l'induction et faire tourner d'un mouvement uniforme une spire conductrice dans un champ magnétique. Nous avons vu que lorsqu'une spire est déplacée dans un champ magnétique, les variations de flux passant à travers cette spire produisaient dans ladite spire un courant induit. Soit un cadre rectangulaire de surface  $S$  (fig. VIII-II-1) mobile autour de son axe  $xx'$  dans un champ magnétique d'intensité fixe  $H$  et de direction perpendiculaire à l'axe  $xx'$ . Supposons que ce cadre tourne d'un mouvement uniforme autour de  $xx'$ . Le flux à travers le cadre va varier, en valeur absolue, de 0 à  $H S$ . En effet, lorsque le cadre tourne, le nombre des lignes de force du champ  $H$  qui passent à travers le cadre varie de 0 (lorsque le plan du cadre est parallèle à la direction du champ) à  $HS$  (lorsque le plan du cadre est perpendiculaire à la direction du champ). Le flux varie en définitive comme la projection de la surface  $S$  sur un plan perpendiculaire à la direction du champ  $H$ .

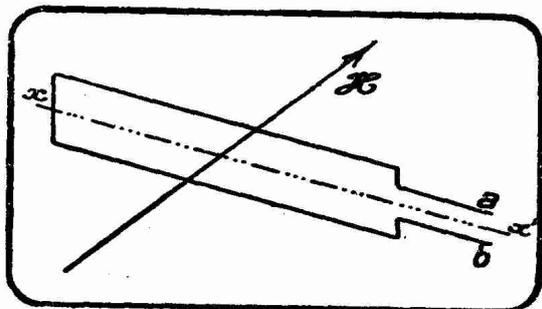


FIG. VIII-II-1. — Une spire conductrice tournant autour de son axe dans un champ magnétique perpendiculaire à cet axe donne naissance à ses bornes  $a$   $b$  à une tension alternative.

Supposons que la spire commence à tourner lorsque son plan est parallèle à la direction du champ  $H$ . Le flux croît de 0 à  $H S$  lorsque le cadre tourne d'un quart de tour ( $\frac{\pi}{2}$ ), puis décroît de  $H S$  à 0 pendant le quart de tour

suivant ( $\frac{\pi}{2}$  à  $\pi$ ). Le cadre continuant à tourner, il va présenter au flux son

autre face, le flux varie de 0 à  $-H S$  (lorsque la spire tourne de  $\pi$  à  $\frac{3\pi}{2}$ ),

puis de  $-H S$  à 0 (lorsque le cadre tourne de  $\frac{3\pi}{2}$  à  $2\pi$ ). Si le cadre tourne

d'un mouvement uniforme, ces variations de flux sont sinusoïdales. Les variations de la force électromotrice d'induction disponible aux bornes  $a$  et  $b$  du cadre sont, nous l'admettrons, également sinusoïdales.

C'est le principe des *alternateurs*, machines utilisées dans l'industrie à la production des courants électriques alternatifs et que nous examinerons en détails dans le chapitre V du présent livre.

2° *Equation de la force électromotrice.* — La théorie complète de la production du courant dans le cas de la figure VIII-II-1 est assez délicate, en ce sens qu'elle fait intervenir la notion de dérivée, notion mathématique que nous ne pouvons introduire dans cet ouvrage élémentaire. Qu'il nous suffise de donner le résultat de cette théorie.

La force électromotrice disponible aux bornes  $a$  et  $b$  de la spire est donc sinusoïdale, elle passe en particulier par une valeur maximum  $E_0$  et par une valeur minimum  $-E_0$ . Si nous désignons par  $E$  la valeur de cette force électromotrice au temps  $t$  et par  $T$  la durée d'une rotation du cadre, on trouve :

$$(2) \quad E = E_0 \sin \frac{2\pi t}{T}$$

expression tout à fait analogue à l'expression (1) du chapitre I, page 182.

L'expression (2), qui est l'équation de la force électromotrice alternative, donne la valeur de cette force électromotrice à un instant quelconque  $t$  ; c'est ce que l'on appelle la *valeur instantanée* de la force électromotrice.

La figure VII-II-2 donne la représentation graphique de la variation de la force électromotrice alternative. C'est une sinusoïde.

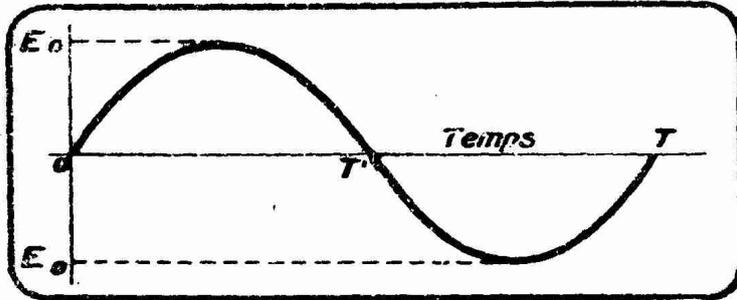


FIG. VIII-II-2. — Représentation graphique d'une différence de potentiel sinusoïdale.

Nous voyons donc que lorsque l'on dit qu'entre deux points  $a$  et  $b$ , on dispose d'une force électromotrice alternative, cela exprime que le courant qui peut circuler entre ces deux points change de sens plusieurs fois par seconde et que tout se passe comme si le point  $a$ , par exemple, était alternativement positif et négatif par rapport au point  $b$ .

3° *Définitions fondamentales.* — Le temps  $T$  mis par la spire de la figure VIII-II-1 pour repasser par la même position dans le même sens, est la *période du courant*. Chaque période  $OT$  (fig. VIII-II-2) se divise en *demi-périodes* ou *alternances*  $OT'$  et  $T'T$ .

La *fréquence* est le nombre de périodes par seconde, autrement dit, le nombre de tours par seconde de la spire de la figure VIII-II-1. On a :

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

La fréquence (1) d'un courant électrique caractérise donc la rapidité de sa variation. Les courants alternatifs industriels français ont généralement pour fréquence 25, 42, 50. A Paris, par exemple, le courant alternatif est depuis de nombreuses années à 50 périodes. C'est un courant dont la représentation graphique comporterait une longueur  $OT$  (période) égale

à  $\frac{1}{50}$  de seconde.

On rencontre en T.S.F. des courants alternatifs dont la fréquence atteint et dépasse 60.000.000 (onde de 5 mètres).

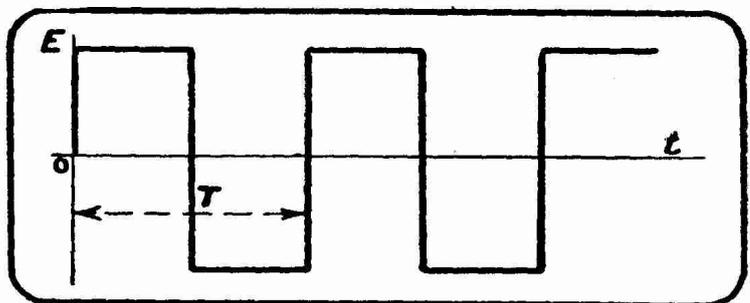


FIG. VIII-II-3. — Différence de potentiel non sinusoïdale.

(1) En France, on dit qu'un courant alternatif possède une fréquence de tant de « périodes par seconde ». Aux Etats-Unis et en Angleterre, on mesure également la fréquence en inverses de seconde, mais on appelle « cycles » les nombres de périodes par seconde. On dira ainsi qu'un courant alternatif est à la fréquence de 500.000 cycles ou encore de 500 kilocycles. En Allemagne, le cycle s'appelle le « hertz », et l'on emploie les multiples le kilohertz et le mégahertz.

Sous l'influence anglo-saxonne, le cycle et ses multiples le kilocycle et le mégacycle se sont répandus et sont de plus en plus fréquemment utilisés en France.

Nous retrouvons ici la *pulsation*  $\omega$  :

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

et l'équation (2) s'écrit :

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

Ce coefficient  $\omega$  joue un rôle capital dans les formules du courant alternatif. C'est par son intervention qu'une bobine présente une résistance apparente (on dit *impédance*) qui croît à mesure que la fréquence augmente.

L'angle  $\frac{2\pi}{T}$  qui est celui de la spire avec la direction  $H$  au temps  $t$ , est la phase de la différence de potentiel. Pendant une période complète quelconque la phase varie donc de  $2n\pi$  à  $2(n+1)\pi$ ,  $n$  étant un nombre entier.

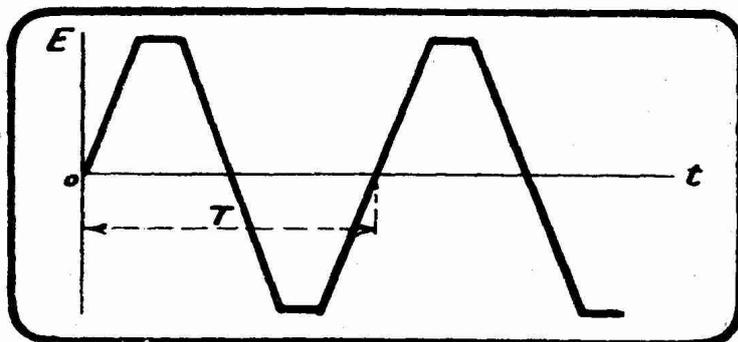


FIG. VIII-II-4. — Autre forme de différence de potentiel non sinusoïdale.

Les courants alternatifs qui nous intéressent ici n'ont qu'une phase. Ce sont des courants alternatifs *monophasés*. Il existe des courants alternatifs *diphasés*, *triphassés* et *hexaphassés* que nous rencontrerons dans le chapitre V consacré à la production du courant alternatif.

NOTE. — Nous avons supposé avoir affaire à une différence de potentiel rigoureusement sinusoïdale. Dans la pratique, on est le plus souvent en présence de différences de potentiel périodiques, mais de forme plus complexe que la forme sinusoïdale, et ce du fait d'harmoniques se superposant à la fondamentale. Les figures VIII-II-3 et VIII-II-4 représentent graphiquement les variations de la différence de potentiel dans deux cas assez fréquemment rencontrés dans la pratique.

## CHAPITRE III

## ETUDE DE L'INTENSITÉ D'UN COURANT ALTERNATIF

## § 1. — Généralités. Définitions.

1° *Notion d'intensité d'un courant alternatif.* — Un courant alternatif est produit par une force électromotrice ou une différence de potentiel qui, dans sa forme la plus simple, varie suivant une sinusoïde. De même que la force électromotrice  $E$  passe par des maxima et des minima que dans le chapitre précédent nous avons désignés en valeur absolue (amplitude) par  $E_0$ , l'intensité  $I$  passe par des maxima et des minima dont, par analogie, nous désignerons la valeur absolue (amplitude) par  $I_0$ . La période du courant est la même que celle de la force électromotrice. Cette proposition se démontre expérimentalement et théoriquement. Nous nous contenterons de l'admettre.

Nous verrons dans le paragraphe suivant que, dans la plupart des circuits, les minima et les maxima de  $I$  ne se produisent pas en même temps que les minima et les maxima de  $E$ . Courant et force électromotrice ne sont pas des phénomènes périodiques toujours en phase.

L'équation de la force électromotrice est :

$$(1) \quad E = E_0 \sin \omega t$$

celle de l'intensité :

$$(2) \quad I = I_0 \sin (\omega t - \varphi)$$

si l'intensité est en retard (1) sur la force électromotrice, ou :

$$(3) \quad I = I_0 \sin (\omega t + \varphi)$$

si l'intensité est en avance (2) sur la force électromotrice.

$\varphi$  est l'angle de déphasage ou de décalage de  $I$  par rapport à  $E$ . Il varie, nous l'avons vu au début de cet ouvrage, de  $-\pi$  à  $+\pi$ .

En rapprochant les équations précédentes, on voit que les développements que nous avons consacrés dans le chapitre I de la première partie de cet ouvrage aux décalages entre deux fonctions harmoniques sont parfaitement justifiés puisqu'ils nous permettent de discuter en toute connaissance de cause

sur les points fondamentaux de la théorie des courants alternatifs.

Nous adoptons pour  $\varphi$  les conventions de signes suivantes :

Si  $\varphi$  est positif, l'intensité  $I$  est *en retard* (2) sur la force électromotrice agissante  $E$  d'un

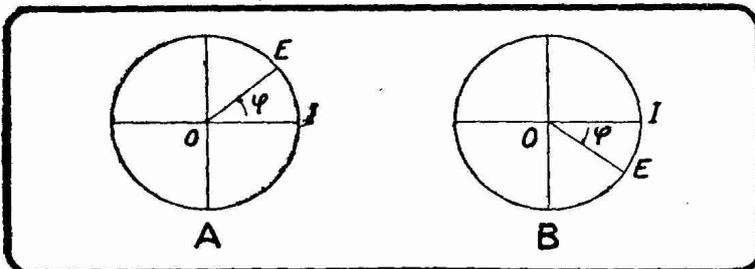


FIG. VIII-1-1. — Conventions de signes de l'angle de déphasage  $\varphi$  entre l'intensité  $I$  et la force électromotrice  $E$  d'un courant alternatif.

A :  $I$  est en retard sur  $E$  ; l'angle de déphasage  $\varphi$  est positif.

B :  $I$  est en avance sur  $E$  ; l'angle de déphasage  $\varphi$  est négatif.

maxima et les minima de  $I$  se produisent en même temps que ceux de  $E$ .

Si  $\varphi$  est négatif, l'intensité est *en avance* (2) sur la force électromotrice du

$$\text{temps } \theta = \frac{\varphi}{\omega}.$$

$$\text{temps } \theta \text{ égal à } \frac{\varphi}{\omega}.$$

Si  $\varphi$  est nul, intensité et force électromotrice sont *en phase* ; les

(1) On dit aussi « décalée en arrière ».

(2) On dit aussi « décalée en avant ».

Ces conventions de signes sont concrétisées et justifiées par les représentations graphiques de la figure VIII-1-1, où  $I$  et  $E$  sont représentés par des vecteurs tournants suivant la méthode générale en matière de mouvements vibratoires.

$$\text{Lorsque } \varphi = \frac{\pi}{2}, \text{ on a : } \frac{\varphi}{\omega} = \frac{\frac{\pi}{2}}{2\pi} = \frac{T}{4}; \text{ courant et force électromotrice}$$

sont dits alors en *quadrature*. Nous verrons tout à l'heure les particularités remarquables que l'on observe dans le cas de la quadrature.

Si l'on représente graphiquement les variations de la force électromotrice et celles de l'intensité, on obtient les courbes  $E$  et  $I$  de la figure VIII-1-2, dont les maxima et les minima ne coïncident généralement pas dans le temps, ainsi que nous venons de le dire.

Ces deux courbes sont *décalées* d'une certaine quantité  $OO'$ , que l'on appelle l'avance ou le retard de l'intensité (ou du courant) par rapport à la force électromotrice ; dans le cas de la figure VIII-1-2, il y a retard. Cette avance ou ce

retard s'expriment, nous l'avons vu, par le rapport  $\frac{\varphi}{\omega}$ .

Le décalage du courant par rapport à la force électromotrice contribue dans une très grande mesure à compliquer l'étude du courant alternatif.

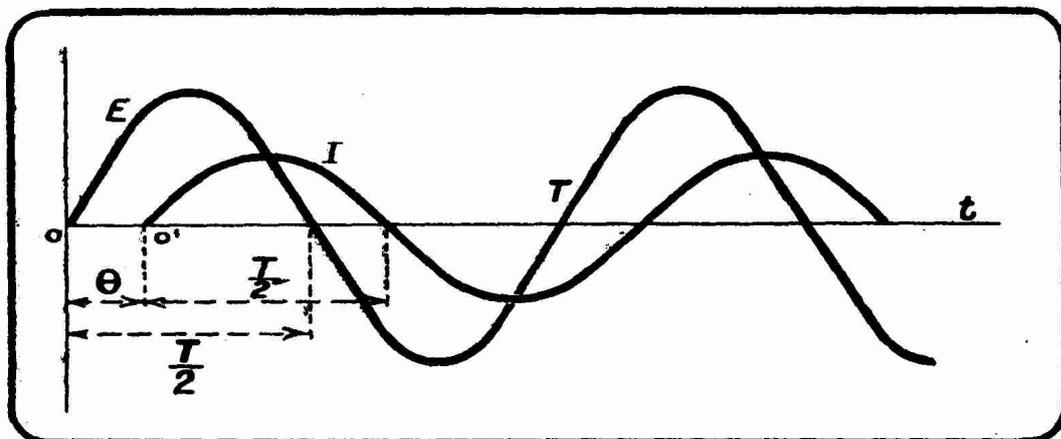


FIG. VIII-1-2. — Décalage du courant  $I$  par rapport à la force électromotrice  $E$ . Il y a ici retard de  $I$  sur  $E$ , les maxima de  $I$  se produisant un temps  $\theta$  après ceux de  $E$ .

Nous retenons de ce qui précède que courant et force électromotrice sont représentés théoriquement par des sinusoides. Des appareils spéciaux, appelés *oscillographes*, permettent d'obtenir les courbes de la figure VIII-1-2 pour un courant alternatif donné. Pratiquement, on ne trouve pas des sinusoides parfaites, ainsi que nous le remarquons à la fin du chapitre précédent. On obtient le plus souvent des courbes périodiques (1) complexes résultant de la composition de plusieurs sinusoides simples, ainsi que le montre l'analyse mathématique. Ces sinusoides simples, qui composent la courbe complexe résultante, admettent les périodes  $T$ ,  $T/2$ ,  $T/3$ ,  $T/4$ , etc., et par conséquent, les fréquences  $f$ ,  $2f$ ,  $3f$ ,  $4f$ , etc. Les sinusoides de périodes  $T/2$ ,  $T/3$ ,  $T/4$ , etc., qui s'ajoutent à la sinusoïde fondamentale de période  $T$ , sont les *harmoniques* de rang 2, 3, 4, etc.

(1) Courant et force électromotrice sont représentés par deux sinusoides dans le cas de la figure VIII-1-2.

Nous retrouvons ici toute la terminologie classique des phénomènes vibratoires, terminologie que nous avons exposée au début de cet ouvrage. Ces harmoniques sont des sources d'ennuis non seulement en T. S. F., où ils contribuent à encombrer « l'éther », mais encore en électricité industrielle, où ils peuvent provoquer des perturbations graves dans les lignes. On s'efforce pratiquement de les éviter.

Dans les considérations théoriques qui vont suivre, nous admettrons que nous avons affaire à des grandeurs  $E$  et  $I$  parfaitement sinusoïdales.

2° *Intensité et force électromotrice efficaces.* — Les courants alternatifs échauffent les conducteurs qu'ils traversent, suivant la loi de Joule

$$Q = \frac{1}{4,18} R I_{\text{eff}}^2 . \text{ L'alternatif peut donc servir à l'éclairage et au chauffage}$$

électriques (application au chauffage des cathodes des lampes de T. S. F.).

Dans la relation précédente,  $I_{\text{eff}}$  est l'*intensité efficace* (1) qui peut se définir :

*On appelle intensité efficace d'un courant alternatif l'intensité du courant continu qui, passant dans un ampèremètre thermique, donnerait la même déviation que celle qui est produite par ce courant alternatif.*

Les ampèremètres thermiques et, en général, les ampèremètres du deuxième degré (voir § 21, livre VI, page 168) donnent donc l'*intensité efficace* du courant alternatif. Cette intensité efficace s'écrit généralement  $I_{\text{eff}}$  (2).

De même, un voltmètre thermique, et, en général, tout voltmètre du deuxième degré, indiquent la *force électromotrice efficace*  $E_{\text{eff}}$  (3).

Le calcul donne les relations suivantes entre les valeurs efficaces de l'intensité et de la force électromotrice et leurs valeurs maxima :

$$I_{\text{eff}} = \frac{I_0}{\sqrt{2}} = 0,707 . I_0 \qquad E_{\text{eff}} = \frac{E_0}{\sqrt{2}} = 0,707 . E_0$$

Nous rappelons à cette occasion que  $\sqrt{2} = 1,414$ .

Pratiquement, on ne considère en électricité industrielle que les valeurs efficaces. Ainsi, lorsque l'on dit que le secteur alternatif est à 110 volts, on parle de la force électromotrice efficace et les « pointes » de tension, c'est-à-dire les maxima de tension, correspondent à  $110 \times \sqrt{2}$  ou 155,54 volts.

Lorsque la courbe représentative de la tension n'est pas une sinusoïde pure, le facteur 0,707, qui, multipliant la valeur maximum, donne la valeur efficace, change. Dans le cas de la figure VIII-2-3, par exemple, ce facteur est égal à 1.

Il est bon de remarquer que dans les relations qui précèdent la fréquence n'intervient pas.

REMARQUE. — Dans le cas d'un courant alternatif complexe, c'est-à-dire constitué par des courants de tension efficace  $E_1$  (par exemple fondamental),  $E_2$  (par exemple deuxième harmonique),  $E_3$  (par exemple troisième harmonique), etc., la tension efficace du courant complexe est

$$E = \sqrt{E_1^2 + E_2^2 + E_3^2 + \dots}$$

3° *Intensité et force électromotrice moyennes.* — Pour exposer rigoureusement la définition de la valeur moyenne d'une intensité et d'une force électromotrice sinusoïdales pendant une demi-période, il est nécessaire de faire appel au calcul intégral, que nous ne voulons sous aucun prétexte introduire dans ces leçons. Nous nous contenterons de donner les résultats des calculs.

Pendant une demi-période, les valeurs moyennes  $I_m$  et  $E_m$  du courant et de la force électromotrice sont exprimées par :

$$I_m = \frac{2}{\pi} I_0 = 0,636 I_0 \qquad E_m = \frac{2}{\pi} E_0 = 0,636 E_0$$

(1) Signalons que le Congrès de Turin a décidé de donner aux valeurs efficaces les représentations pures et simples  $E$  et  $I$ .

D'où l'on déduit évidemment les relations entre les valeurs moyennes et efficaces :

$$I_m = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{\text{eff}} = 0,9 I_{\text{eff}}$$

$$E_m = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_{\text{eff}} = 0,9 E_{\text{eff}}$$

Le rapport de la valeur efficace à la valeur moyenne est appelé quelquefois *facteur de forme*, parce qu'il varie avec la forme de la courbe représentative de l'intensité et de la force électromotrice. Ce facteur est égal, dans le cas d'une sinusoïde, à  $\frac{\pi}{2\sqrt{2}}$  c'est-à-dire à 1,112. Il est d'autant plus grand que la courbe est plus anguleuse. Dans le cas de la figure VIII-2-3, ce facteur est égal à 1.

On a affaire aux valeurs moyennes dans la discussion du redressement d'un courant alternatif (voir § 5, livre XI, page 286). Pratiquement, on ne considère et on ne mesure le plus souvent que les grandeurs efficaces.

4° *Cas d'un courant alternatif et d'un courant continu superposés.* — Ce cas se rencontre fréquemment en T.S.F. On se trouve alors en présence de ce que l'on appelle un *courant ondulé*. L'intensité efficace  $I$  de ce courant ondulé est égale à la racine carrée de la somme des carrés de l'intensité efficace  $I_a$  de la composante alternative et de l'intensité  $I_c$  de la composante continue.

$$I = \sqrt{I_a^2 + I_c^2}$$

**§ 2. — Etude de divers circuits traversés par un courant alternatif.**

Cette étude va nous donner les relations entre l'intensité et la force électromotrice.

1° *Circuit constitué par une résistance non inductive (1).* — Soit un circuit constitué par une résistance non inductive  $R$  (fig. VIII-2-1). La différence de potentiel efficace aux bornes  $A$  et  $B$  de  $R$  et l'intensité efficace traversant cette résistance sont liées par la relation d'Ohm :

$$E_{\text{eff}} = RI_{\text{eff}}$$

Il n'y a pas de décalage entre la différence de potentiel et l'intensité. On a :  $\varphi = 0$ . Intensité et force électromotrice sont en phase.

2° *Circuit comportant une bobine de résistance  $R$  et de coefficient de self-induction  $L$ .* — On a affaire soit à une bobine présentant self et résistance, soit à une résistance  $R$ , sans self, en série avec une bobine de self  $L$  de résistance négligeable (fig. VIII-2-2).

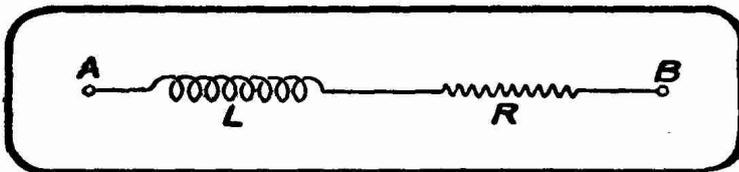


FIG. VIII-2-2. — Circuit comportant self et résistance en série.

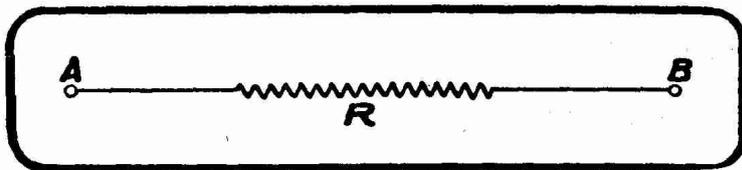


FIG. VIII-2-1. — Circuit comportant une résistance non inductive.

à une résistance  $R$ , sans self, en série avec une bobine de self  $L$  de résistance négligeable (fig. VIII-2-2).  $R$  est exprimé en ohms et  $L$  en henrys. Dans le cas de fréquences élevées,  $R$  n'est plus la résistance en continu, mais la résistance en

haute fréquence  $R'$  telle que nous la définirons dans le Livre X.

(1) Sans self.

Le calcul montre que différence de potentiel et intensité efficaces sont liées par la relation (1)

$$E = I_{\text{eff}} \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$$

$\omega$  étant la pulsation du courant alternatif considéré.  $E$  et  $I$  sont en unités pratiques (volts et ampères).

$\omega L$  s'appelle la *réactance de self-induction* du circuit ou, d'après Steinmetz, *inductance* (2) ;

$\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$  est l'*impédance*.

Inductance et impédance s'expriment en ohms. L'impédance, ou résistance apparente en courant alternatif, joue ici le rôle de la résistance en courant continu, avec cette différence que l'impédance d'un circuit n'est pas une constante : elle dépend de la fréquence du courant qui traverse le circuit.

La présence de la self produit un décalage du courant par rapport à la différence de potentiel. Les phases sont décalées(3) d'un angle  $\varphi$  donné, ainsi que le montre la théorie, par la relation

$$\text{tg } \varphi = \frac{\omega L}{R}$$

$\varphi$  est dans ce cas toujours positif, quelles que soient les valeurs prises pour  $L$  et  $R$ . Le courant est en retard sur la différence de potentiel appliquée. On a la représentation graphique de la figure VIII-2-3.

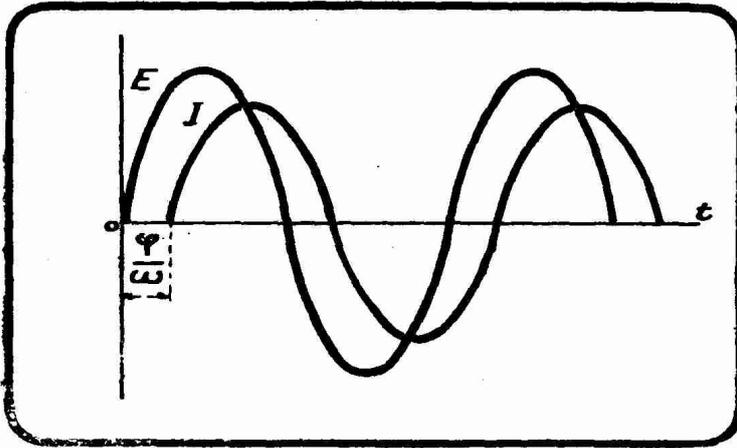


FIG. VIII-2-3. — La présence de la self produit un retard du courant sur la différence de potentiel appliquée.

L'expression  $\frac{\omega L}{R}$ , pro-

duit de la pulsation  $\omega$  par la constante de temps  $\frac{L}{R}$  du circuit (bobine) inséré figure VIII-2-2 entre A et B, joue un rôle capital dans les circuits résonnants utilisés en T. S. F. Le facteur  $\frac{\omega L}{R}$  s'appelle *coefficient de surtension* de la bobine pour des raisons que nous comprendrons lorsque nous étudierons la figure VIII-2-9. A la manière américaine, nous désignerons dans la suite de cet ouvrage le facteur  $\frac{\omega L}{R}$  par la lettre  $Q$ . Dans les bobines utilisées en T. S. F.,  $Q$  est compris pratiquement entre 75 et 200.

Pour mieux fixer les idées sur le cas de la figure VIII-2-2, considérons, par exemple, une bobine de self à fer présentant une résistance de 205 ohms et une self de 30 henrys. Supposons que l'on applique aux bornes de cette bobine une différence de potentiel alternative de 110 volts 50 périodes (courant du secteur). La pulsation  $\omega$  est de 314,16. L'impédance est

$$Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2} = \sqrt{205^2 + 314,16^2 \times 30^2}$$

(1) Une relation analogue existe naturellement entre les valeurs maxima  $E_0$  et  $I_0$ , d'une part, et les valeurs moyennes  $E_m$  et  $I_m$ , d'autre part.

(2) L'expression « inductance » est souvent employée à l'heure actuelle à la place du coefficient de self-induction, c'est-à-dire désigne  $L$  et non pas  $\omega L$  comme il se doit. Il convient de déplorer cette terminologie.

(3) On se reportera ici avec profit à ce qui a été dit sur la différence de phase entre deux mouvements vibratoires au début de cet ouvrage.

Le calcul, fait à la règle, donne :

$$Z = 9.400 \text{ ohms}$$

L'intensité efficace est :

$$I_{\text{eff}} = \frac{110}{9.400} = 0,0117 \text{ ampère}$$

C'est ce qu'indiquerait un ampèremètre (ou plutôt un milliampèremètre, puisqu'il s'agit d'un courant de 11,7 mA) du deuxième degré placé en série dans le circuit.

C'est un courant environ 45 fois plus faible que le courant :

$$I = \frac{110}{205} = 0,536 \text{ ampère}$$

qui passerait si l'on avait affaire à une différence de potentiel continue.

La self-induction s'oppose ainsi au passage des courants alternatifs et cela d'autant plus que la fréquence est plus élevée à self égale et que la self est plus forte à fréquence égale (1).

Certaines bobines modernes utilisent un circuit magnétique en métal divisé finement dont la perméabilité moyenne est de l'ordre de 10. Elles donnent de bons résultats jusqu'à 10<sup>7</sup> périodes par seconde (10.000 kilocycles par seconde).

3° Circuit comportant une résistance branchée en parallèle sur une self.

On est en présence d'un circuit du type de la figure VIII-2-4.

Ce circuit se ramène à celui de la figure VIII-2-2 par les transformations

$$R = \frac{\omega^2 L_1^2 R_1}{\omega^2 L_1^2 + R_1^2}$$

$$L = \frac{L_1^2 R_1}{\omega^2 L_1^2 + R_1^2}$$

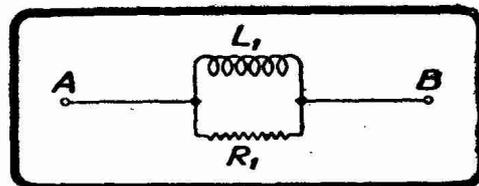


FIG. VIII-2-4. — Circuit comportant self et résistance en parallèle.

4° Circuit comportant un condensateur branché en série avec une résistance. — On est en présence d'un circuit du type de la figure VIII-2-5 : condensateur de capacité C en farads et résistance sans self R en ohms.

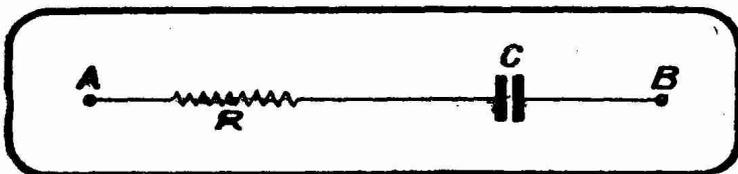


FIG. VIII-2-5. — Circuit comportant résistance et capacité en série.

Nous avons dit, à propos de l'étude des courants continus, que les condensateurs n'étaient pas traversés par un tel courant. Au moment de l'établissement du courant continu, on

observe un courant de charge de courte durée ; ensuite, tout se passe comme si le circuit était ouvert. Lorsque l'on place une capacité aux bornes d'une source alternative, cette capacité va être alternativement chargée dans un sens et dans l'autre ; tout se passe comme si le courant alternatif traversait le condensateur. On observe, en somme, une série de courants de charge dans un sens et dans l'autre.

(1) Cette propriété de la self d'offrir une résistance au passage des courants alternatifs est utilisée pratiquement pour faire varier l'intensité d'un courant alternatif à travers un circuit. On dispose pour cela d'une bobine dans laquelle on peut enfoncer plus ou moins un noyau de fer. On fait ainsi varier la perméabilité magnétique du milieu et, par conséquent, le coefficient de self-induction de la bobine. Faisant varier la self, on agit sur l'inductance  $\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$ . Cette méthode est préférable à celle du rhéostat, classique en courant continu, car elle ne s'accompagne pas de perte d'énergie par effet Joule. Subsistent seules les pertes par hystérésis et courants de Foucault, que l'on peut rendre très faibles.

Le calcul montre qu'aux bornes A et B du dispositif de la figure VIII-2-5, on a une différence de potentiel efficace liée à l'intensité efficace par la relation

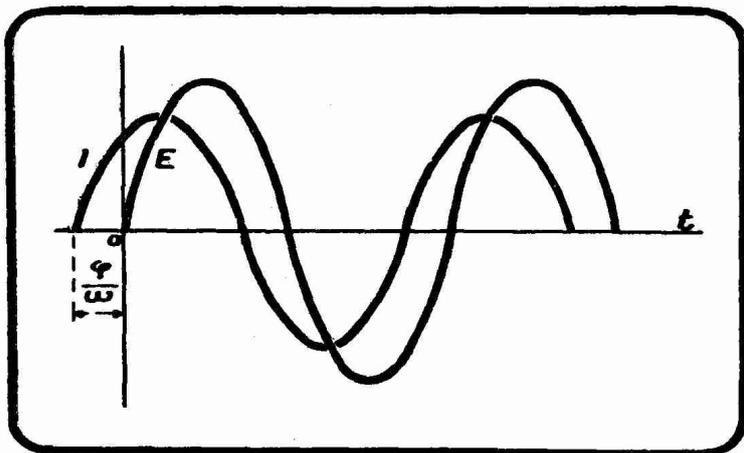
$$E_{\text{eff}} = I_{\text{eff}} \sqrt{R^2 + \frac{1}{C^2 \omega^2}}$$

La quantité  $\frac{1}{C\omega}$  s'appelle la *capacitance* ou *réactance de capacité*.

L'angle de déphasage  $\varphi$  est donné par sa tangente :

$$\text{tg } \varphi = - \frac{1}{C\omega R}$$

$\varphi$  est négatif quels que soient C et R. Le courant est en avance sur la différence de potentiel appliquée. On est en présence de la représentation graphique de la figure VIII-2-6.



Si R est nul on a  $\text{tg } \varphi = \infty$ , c'est-à-dire  $\varphi = \frac{\pi}{2}$ ; le courant est décalé de  $\frac{\pi}{2}$  par rapport à la différence de potentiel appliquée.

La quantité  $Q = \frac{1}{C\omega R}$  est appelée quelquefois *coefficient de surtension* du condensateur C. Quoique jouant un rôle moins im-

portant que le coefficient de surtension  $\frac{\omega L}{R}$  d'une bobine, elle sert à exprimer la

qualité d'un condensateur. Ainsi, pour un condensateur de 100 pF moulé dans de la bakélite, on a, à 1.000 kilocycles,  $Q = 40$ . Un élément de condensateur multiple du genre de celui qui est employé dans les récepteurs modernes a un Q de 700 à 1.500 suivant la fréquence. En utilisant un isolement de qualité entre rotor et stator de ce condensateur on obtient des coefficients de surtension compris entre 1.000 et 7.000.

Pour montrer l'importance de la capacitance (1), prenons le cas d'un condensateur de 2 microfarads ( $2 \cdot 10^{-6}$  farad) shuntant directement, sans interposition de résistance, le secondaire d'un transformateur d'émission de 1.000 volts travaillant sur un secteur à 50 périodes (fig. VIII-2-7).

Pour avoir la capacitance  $X_c$ , il faut exprimer C en farads ; on a :

$$X_c = \frac{1}{C\omega} = \frac{1}{2 \times 10^{-6} \times 3,1416 \times 50}$$

Toutes réductions faites, on trouve :

$$X_c = 1.592 \text{ ohms}$$

(1) La capacitance ou résistance apparente en courant alternatif diminue lorsque la fréquence augmente. Une capacité de 1.000 picofarads ne présente qu'une résistance de 160 ohms à un courant de 1.000.000 de périodes (haute fréquence), ce qui équivaut pratiquement à un court-circuit. Application au « shuntage » des téléphones, des primaires des transformateurs basse fréquence, des résistances de grille ou de cathode dans les postes récepteurs, etc.

Le courant efficace correspondant à une différence de potentiel de 1.000 volts efficaces, est alors :

$$I_{\text{eff}} = \frac{1.000}{1.592}$$

c'est-à-dire environ :

630 milliampères efficaces.

Un transformateur d'émission de modèle ordinaire d'amateur est fait pour débiter au plus 150 à 200 milliampères. On voit qu'un condensateur de 2 microfarads qui shunterait son secondaire équivaldrait pratiquement à un court-circuit.

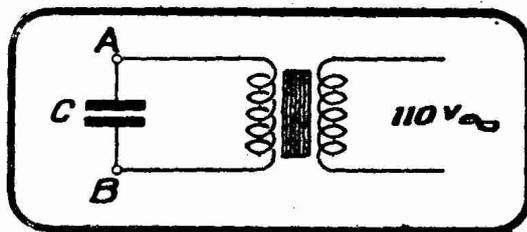
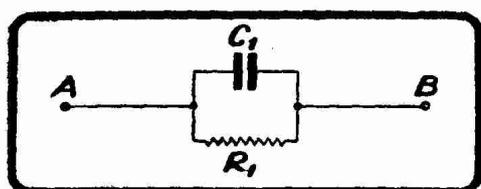


FIG. VIII-2-7. — Condensateur monté aux bornes d'un transformateur.

5° Circuit comportant une résistance branchée en parallèle sur un condensateur. — On est en présence d'un circuit du type de la figure VIII-2-8.

Ce circuit se ramène au circuit RC de la figure VIII-2-5 par les transformations :



$$(1) \quad R = \frac{R_1}{1 + \omega^2 C_1^2 R_1^2}$$

et

$$C = C_1 \left( 1 + \frac{1}{\omega^2 C_1^2 R_1^2} \right)$$

FIG. VIII-2-8. — Circuit comportant résistance et capacité en parallèle.

C est, en général, très peu différent de  $C_1$ .

Si  $R_1$  est grand, comme la chose se rencontre en T.S.F. lorsque l'on branche un espace cathode-grille en parallèle sur le condensateur d'un circuit oscillant, (1) peut s'écrire :

$$R = \frac{1}{\omega^2 C_1^2 R_1}$$

et l'on a :

$$C = C_1$$

Il résulte de là que le déphasage  $\varphi$  entre l'intensité et la force électromotrice appliquée est donné par

$$\text{tg } \varphi = - \frac{1}{\omega C R} = - \omega C_1 R_1$$

Pour  $R_1 = 1.000.000$  d'ohms,  $C_1 = 150$  pF et  $f = 125.000$  (1), on a :

$$R = 70 \text{ ohms}$$

On retiendra que monter une résistance élevée en parallèle sur un condensateur revient à introduire une résistance faible en série avec ce condensateur.

6° Circuit comportant self, capacité et résistance. Expression complète de l'impédance.

a) Self et capacité en série. — C'est le cas de la figure VIII-2-9, représentant une bobine de résistance R et de self L et un condensateur de capacité C.

Aux bornes A et B, la théorie montre que la relation suivante existe entre la tension et l'intensité efficaces :

$$E_{\text{eff}} = I_{\text{eff}} \sqrt{R^2 + \left( \omega L - \frac{1}{C\omega} \right)^2}$$

(1) 125 kc/s, autrement dit oscillation de 2.400 m de longueur d'onde.

$\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{C\omega}\right)^2}$  est l'impédance du circuit.  $\omega L - \frac{1}{C\omega}$  est la réactance. C'est la différence entre l'inductance (ou réactance de self) et la capacité (ou réactance de capacité) (1).

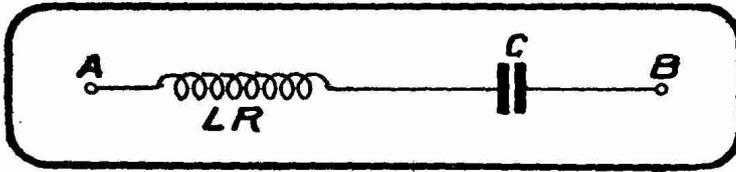


FIG. VIII-2-9. — Circuit comportant self, résistance et capacité en série.

Le déphasage  $\varphi$  est donné par l'expression :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega L - \frac{1}{C\omega}}{R}$$

Suivant les valeurs de  $\omega$ , de L, de C,  $\operatorname{tg} \varphi$  est positif, nul ou négatif. Le courant peut être en retard, en concordance ou en avance par rapport à la différence de potentiel.

Lorsque  $\omega$  est tel que l'on a :

$$\omega - \frac{1}{C\omega} = 0, \quad \text{c'est-à-dire : } \omega^2 LC = 1$$

on dit que le circuit de la figure VIII-2-9 est en *résonance*. Alors, suivant l'expression consacrée, « la capacité compense la self ». Au moment de la résonance, l'impédance est minimum : elle se réduit à la résistance ohmique R et l'on a :

$$E_{\text{eff}} = RI_r$$

Tout se passe comme si l'on avait affaire entre A et B à une simple résistance égale à la résistance ohmique de la bobine.

La fréquence f, correspondant à la pulsation  $\omega$  pour laquelle

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

est appelée *fréquence de résonance*.

L'intensité  $I_r$  qui traverse le circuit au moment de la résonance est maximum ; c'est la plus grande intensité possible pour la tension donnée aux bornes A et B.

A la résonance, la tension efficace  $E_s$  aux bornes de la bobine L et la tension efficace  $E_c$  aux bornes du condensateur C seront bien plus importantes que la tension aux bornes A et B de l'ensemble LC. Cela tient à ce que, au moment de la résonance, les deux tensions  $E_s$  et  $E_c$  ont un décalage très voisin de  $\pi$  et, en s'ajoutant, donnent une somme beaucoup plus petite que chacune d'elles.

A la résonance, le courant qui circule entre A et B est  $I_r = \frac{E}{R}$ , E étant

la tension efficace appliquée entre A et B. La tension efficace  $E_s$  aux bornes de la bobine de self L est donc :

$$(1) \quad E_s = I_r \omega L = E \frac{\omega L}{R}$$

La tension efficace  $E_c$  aux bornes du condensateur C est de même :

$$(2) \quad E_c = I_r \frac{1}{\omega C} = E \frac{1}{\omega CR}$$

(1) Toute cette terminologie (inductance, capacité, etc.) est due à l'Américain Steinmetz, dont les travaux sur les courants alternatifs sont devenus classiques.

Depuis quelques années, une tendance s'est manifestée vers l'utilisation incorrecte du terme « inductance » comme synonyme de coefficient de self-induction.

Comme nous sommes à la résonance, on a :  $\omega L = \frac{1}{\omega C}$  ; d'où  $E_s = E_0$ .

Dans les circuits utilisés en T.S.F., il est habituel que  $\frac{\omega L}{R}$ , ce que nous avons appelé le facteur Q, soit de l'ordre de 100 (cas de la réception) à 500 (cas de l'émission) et que  $\frac{1}{\omega CR}$  atteigne 1.000. Il en résulte qu'à la résonance les

tensions aux bornes de L et de C peuvent être de 100 à 1.000 fois la tension appliquée aux bornes A et B de l'ensemble LC. Cette circonstance oblige à prendre dans certains cas de sérieuses précautions d'isolement pour le condensateur C.

REMARQUE. — On utilise un circuit tel que celui de la figure VIII-2-9 en parallèle sur un pick-up pour éliminer le bruit d'aiguille constitué par des fréquences supérieures à 5.000. On règle la résonance de ce circuit sur 5.000 périodes par seconde, ce qui se réalise en faisant  $L = 140$  mH,  $C = 7.500$  pF et  $R = 300$ .

R est réparti dans L et dans une résistance d'appoint montée en série avec L et C dans la figure VIII-2-9.

Lorsque dans un circuit série la fréquence appliquée est plus petite que la fréquence de résonance,  $\omega L - \frac{1}{\omega C}$  est négatif, autrement dit  $\omega L$  est plus

petit que  $\frac{1}{\omega C}$  : la réactance de capacité l'emporte sur la réactance de self.

Lorsque la fréquence appliquée est plus grande que la fréquence de résonance,  $\omega L - \frac{1}{\omega C}$  est positif, autrement dit  $\omega L$  est plus grand que  $\frac{1}{\omega C}$  : la réactance de self l'emporte sur la réactance de capacité.

REMARQUE. — Prenons une droite OA de longueur égale à la résistance R (fig. VIII-2-10). Elevons en A une perpendiculaire AB égale en valeur et en signe à la réactance  $L\omega - \frac{1}{\omega C}$ . Dans le cas de la

figure, nous avons supposé cette réactance positive ; si cette réactance était négative, on porterait sa valeur sur la perpendiculaire en A menée *au-dessous* de OA. On obtient donc le triangle rectangle OAB dont l'hypoténuse OB représente évidemment l'impédance. L'angle OAB est l'angle de décalage  $\varphi$  en grandeur et en signe. Ici B étant au-dessus de OA,  $\varphi$  est positif. On a ainsi un moyen de construire graphiquement cet angle dans le cas d'un circuit du type de la figure VIII-2-9 (circuit avec self seule, circuit avec capacité seule, circuit avec self et capacité en série).

On peut utiliser une construction analogue pour obtenir graphiquement l'intensité efficace I connaissant la différence de potentiel efficace E, la résistance R, la réactance X et l'impédance Z.

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

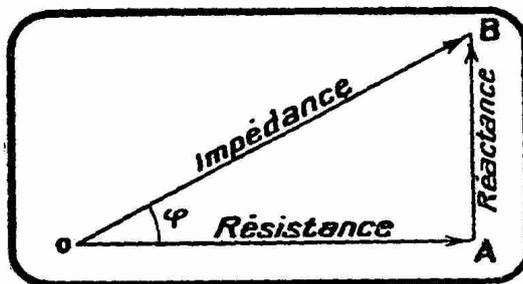


FIG. VIII-2-10. — Le triangle rectangle OAB donne les diverses relations liant l'impédance, la réactance et la résistance.

Elevons au carré, il vient :

$$I^2 = \frac{E^2}{Z^2}$$

En multipliant les deux termes du second membre par  $Z^2$ , on a :

$$I^2 = \frac{E^2 Z^2}{Z^4} = \frac{E^2 (R^2 + X^2)}{Z^4} = \frac{E^2 R^2}{Z^4} + \frac{E^2 X^2}{Z^4}$$

Cela montre que  $I$  peut être considéré comme l'hypoténuse d'un triangle rectangle dont les deux côtés de l'angle droit sont  $\frac{ER}{Z^2}$  et  $\frac{EX}{Z^2}$ . De là résulte la construction de la figure VIII-2-11. Portons une longueur horizontale  $OA$  égale à  $\frac{ER}{Z^2}$  ; en

A élevons une perpendiculaire  $AB$  égale en grandeur et en signe à  $\frac{EX}{Z^2}$  (la réactance  $X$  peut, nous le savons, être positive ou négative). L'hypoténuse  $OB$  est égale à l'intensité efficace  $I$ .

L'angle  $\varphi$  est l'angle de décalage. En effet, le triangle rectangle de la figure VIII-2-11 donne bien :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\frac{EX}{Z^2}}{\frac{ER}{Z^2}} = \frac{X}{R}$$

Ce triangle donne également :

$$OA = \frac{ER}{Z^2} = I \cos \varphi$$

$$AB = \frac{EX}{Z^2} = I \sin \varphi = I \cos \left( \varphi - \frac{\pi}{2} \right)$$

Le courant  $I$  peut être ainsi considéré comme constitué par deux composante : une composante  $\frac{ER}{Z^2}$  en phase et une composante  $\frac{EX}{Z^2}$  en quadrature (décalée de  $\frac{\pi}{2}$ ).

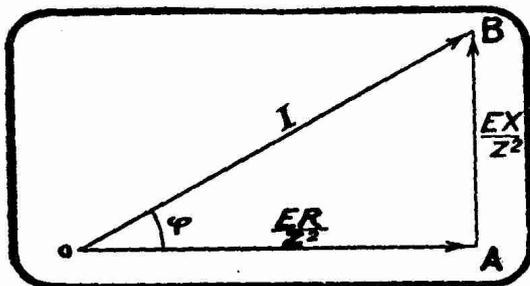


FIG. VII-2-11. —  $OA$  est la composante wattée du courant, la composante utile.  $AB$  est la composante déwattée du courant, la composante inutile.

$\frac{ER}{Z^2}$  s'est appelée de ce fait la *composante wattée du courant* ou *courant watté*, et  $\frac{EX}{Z^2}$  la *composante déwattée du courant* ou *courant déwatté* (1).

Plus l'angle  $\varphi$  sera voisin de zéro, c'est-à-dire plus  $\cos \varphi$  sera voisin de 1, moins la composante déwattée sera importante. Nous verrons tout à l'heure, à propos de la puissance d'un courant alternatif, le rôle indésirable que peut jouer la composante déwattée de ce courant (2).

(1) Le facteur  $\frac{R}{Z^2}$  est la « conductance effective »  $G$  ;  $\frac{X}{Z^2}$  est la « susceptance effective »

$S$ , qui s'exprime, comme la conductance, en inverses d'ohms, c'est-à-dire en mhos.

On remarquera que la quantité

est égale à l'inverse de l'impédance  $Z$  :

$$Y = \frac{1}{Z}$$

$Y$  s'appelle l'« admittance » et s'exprime en mhos.

(2) Les expressions « composante wattée » et « composante déwattée » ont tendance à être remplacées aujourd'hui par les expressions « composante active » et « composante réactive », d'après les décisions de la Commission électrotechnique internationale.

b) *Self et capacité en parallèle.* — C'est le cas, si fréquemment rencontré en T.S.F., de la figure VIII-2-12.

Nous avons une bobine de résistance  $R$  et de self  $L$  et un condensateur de capacité  $C$  en parallèle l'un sur l'autre. L'ensemble constitue ce que l'on appelle un *circuit oscillant*.

Des considérations mathématiques permettent d'appliquer aux dérivations  $L$  et  $C$  les lois de Kirchoff que nous avons trouvées à propos de la loi d'Ohm. Mais ces considérations font appel à une théorie assez complexe, appelée théorie des imaginaires, dont nous avons donné un exposé au début de cet ouvrage. Nous nous contenterons de donner, d'après Steinmetz (1), les résultats des calculs.

Appelons  $R$  la résistance ohmique de la bobine,  $X_s$  la réactance de self (ou inductance)  $\omega L$  de cette

bobine,  $X_c$  la réactance (ou capacitance)  $\frac{1}{C\omega}$  du condensateur de capacité  $C$ .

L'impédance  $Z$  présentée par le circuit compris entre les bornes A et B est :

$$(1) \quad Z = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{X_c} - \frac{X_s}{X_s^2 + R^2}\right)^2 + \left(\frac{R}{R^2 + X_s^2}\right)^2}}$$

L'angle de déphasage  $\varphi$  est donné par sa tangente :

$$\text{tg } \varphi = \frac{\frac{1}{X_c} - \frac{X_s}{X_s^2 + R^2}}{\frac{R}{R^2 + X_s^2}}$$

Il y a résonance lorsque  $\text{tg } \varphi = 0$ , c'est-à-dire lorsque :

$$(2) \quad \frac{1}{X_c} - \frac{X_s}{X_s^2 + R^2} = 0$$

Si  $R$  est négligeable, ce qui est le cas pour les circuits de T.S.F. bien construits (2), on tombe sur la condition :

$$\frac{1}{X_c} - \frac{X_s}{X_s^2} = 0$$

c'est-à-dire :

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

ou enfin :

$$(3) \quad \omega^2 LC = 1$$

C'est la condition de résonance trouvée pour la figure VIII-2-9 (self et capacité en série).

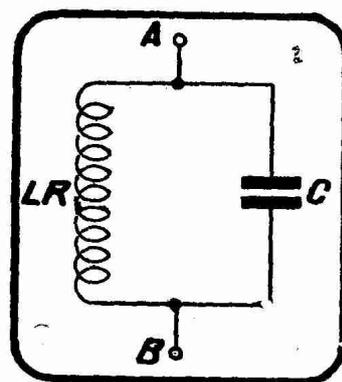


FIG. VIII-2-12. — Circuit comportant self, résistante et capacité en parallèle.

(1) D'après l'ouvrage fondamental de Steinmetz intitulé : « Theory and calculation of alternatif current phenomena ».

(2) Si  $R$  n'est pas négligeable, la condition de résonance dépend, on le voit, de la résistance du circuit.

Lorsque la condition de résonance (2) est remplie, l'expression (1) de l'impédance devient :

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

Comme  $R$  est très petit dans les circuits que nous avons principalement en vue (circuits de T.S.F.), on peut écrire :

$$(4) \quad Z = \frac{\omega^2 L^2}{R} = \omega L Q$$

$Q$  étant le facteur défini précédemment et que l'on appelle ici le facteur  $Q$  du circuit oscillant (1). L'impédance à la résonance est une pure résistance (2) égale à  $Q$  fois l'inductance  $\omega L$  de la bobine.

Au moment de la résonance l'impédance est maximum. Ce maximum sera d'autant plus élevé que le facteur  $Q$ , c'est-à-dire  $\frac{\omega L}{R}$ , sera plus grand.

D'autre part, on peut écrire d'après (3) :

$$\omega^2 L^2 = \frac{L}{C}$$

L'impédance de résonance devient alors d'après (4)

$$Z = \frac{L}{CR}$$

Cette autre manière d'écrire l'impédance de résonance montre que *cette impédance sera d'autant plus grande que la capacité  $C$  sera plus petite* ; d'où la recommandation classique en T.S.F. d'obtenir l'accord avec le moins de capacité et le plus de self possible ; en effet, dans les circuits, tels que celui de la figure VIII-2-12, utilisés en T.S.F., on cherche, au moment de la résonance, à obtenir entre les bornes  $A$  et  $B$  une impédance aussi grande que possible (3).

Au moment de la résonance, le courant qui passe de  $A$  à  $B$  est minimum, mais les courants efficaces  $I_s$  et  $I_c$  qui circulent dans la bobine et le condensateur sont beaucoup plus importants.

En effet ces courants efficaces  $I_s$  et  $I_c$  sont donnés, en fonction de la différence de potentiel efficace  $E$  existant aux bornes  $A$  et  $B$ , par les relations

$$(5) \quad I_s = \frac{E}{\sqrt{X_s^2 + R^2}} = \frac{E}{\sqrt{\omega^2 L^2 + R^2}} = \frac{E}{\omega L}$$

et

$$I_c = \frac{E}{X_c} = E \omega C$$

dans lesquelles on a négligé  $R$  par rapport à  $\omega L$ .

(1) Bien qu'il s'agisse ici d'une bobine et d'un condensateur en parallèle, le  $Q$  du circuit est simplement le  $Q$  de la bobine, les pertes dans le condensateur étant en général négligeables par rapport aux pertes dans la bobine.

(2)  $\omega$  est nul.

(3) En T.S.F., on place un dispositif du type de la figure VIII-2-12 dans un circuit où circule un courant à haute fréquence et l'on a en vue de transformer ce courant en différence de potentiel, de créer, en d'autres termes, à l'aide de ce courant une différence de potentiel aussi importante que l'on pourra. Pour cela, il faut évidemment intercaler un dispositif présentant pour la fréquence de ce courant une résistance apparente (impédance) aussi grande que possible. C'est le cas, comme nous le verrons, des circuits d'anode des lampes à vide montées en amplificatrices haute fréquence, par exemple.

Comme à la résonance  $\omega L = \frac{1}{\omega C}$ , on a  $I_s = I_c$ .

Le courant  $I$  qui passe entre A et B, courant pris à la source qui alimente le circuit parallèle LC, est, toujours au moment de la résonance :

$$(6) \quad I = \frac{E}{\frac{\omega^2 L^2}{R}}$$

On remarquera, d'après (5) et (6) que l'on a :

$$I_s = I \frac{\omega L}{R} = IQ$$

A la résonance, le courant dans la bobine, donc le courant dans le condensateur, est égal à  $Q$  fois le courant débité par la source branchée en AB.  $Q$  étant de l'ordre de 100, à un courant  $I$  de 100 milliampères peut correspondre dans la bobine et le condensateur un courant  $I_s = I_c$  de 10 ampères, ce qui oblige à prendre des mesures spéciales dans la construction de  $L$  et de  $C$ . Ces mesures s'imposent surtout dans les circuits oscillants mis en œuvre dans les montages émetteurs, circuits dans lesquels il est fréquent d'observer des facteurs  $Q$  de l'ordre de 400 ou 500.

Pour des fréquences plus faibles que la fréquence de résonance, le courant circulant entre AB — une tension alternative étant appliquée entre A et B — emprunte surtout la bobine : le circuit LC se comporte comme une self.

Pour des fréquences plus élevées que la fréquence de résonance, le courant passe surtout par le condensateur : le circuit LC se comporte comme un condensateur.

Il faut retenir de ce qui précède que, pour la fréquence de résonance, l'impédance du circuit de la figure VIII-2-9 (self et capacité en série) est minimum et celle de la figure VIII-2-12 (self et capacité en parallèle) maximum (1). Ces conclusions jouent un rôle capital en T.S.F.

On aura soin également de remarquer le rôle joué, aussi bien dans le circuit série que dans le circuit parallèle, par le coefficient de surtension

$Q = \frac{\omega L}{R}$ . Plus ce facteur sera grand, plus la tension disponible aux bornes

de la self ou de la capacité sera élevée dans le cas du circuit série, plus l'impédance effective entre A et B sera considérable dans le cas du circuit parallèle.

L'amplitude de la différence de potentiel recueillie aux bornes d'un circuit du type de la figure VIII-2-12 sera maximum au moment de la résonance. On utilisera donc ce circuit dans tous les cas où l'on voudra disposer entre deux points A et B d'une différence de potentiel d'amplitude maximum pour une certaine fréquence. En faisant varier la capacité  $C$ , on peut modifier la fréquence de résonance et, par conséquent, « favoriser » à volonté une fréquence aux dépens d'autres. C'est le principe de l'accord en T.S.F.

### § 3. — Puissance d'un courant alternatif.

La puissance apparente d'un courant alternatif est, par analogie avec le courant continu .

$$P_a = E_{\text{eff}} I_{\text{eff}} = \frac{E_o I_o}{2}$$

(1) Les Anglo-Saxons appellent quelquefois « admittor circuit » le circuit série de la figure VIII-2-9 parce que, à la résonance, il laisse passer la fréquence de résonance pour laquelle il présente une impédance très faible et « rejector circuit » le circuit parallèle de la figure VIII-2-12 parce que, à la résonance, il arrête la fréquence de résonance, pour laquelle il présente une impédance considérable.

Cette puissance se mesure en *volts-ampères* ou en *kilovolts-ampères* (kVA).

La *puissance réelle*, la puissance réellement dépensée dans un circuit traversé par un courant alternatif, est :

$$P = E I_{\text{eff}} \cos \varphi = P_a \cos \varphi$$

$P$  s'exprime en *watts* (1).

$Z$  étant l'impédance du circuit aux bornes duquel apparaît la tension alternative d'amplitude  $E_0$  lorsqu'il est traversé par un courant alternatif d'amplitude  $I_0$ , on a :

$$E_0 = Z I_0$$

D'où :

$$P_a = \frac{Z I_0^2}{2}$$

et

$$P = \frac{Z I_0^2}{2} \cos \varphi$$

La puissance est, on le voit proportionnelle au carré de l'amplitude du courant.

Si dans une installation, le  $\cos \varphi$  est trop différent de 1, le rendement est mauvais. On donne à la quantité  $\cos \varphi$  le nom de *facteur de puissance* ; c'est ce facteur qui caractérise le rendement. Lorsqu'il y a de grands décalages, il faut, pour obtenir une puissance donnée, de plus grandes forces électromotrices et de plus grandes intensités. Aussi les compagnies distributrices d'électricité pénalisent-elles ceux de leurs clients dont le  $\cos \varphi$  est inférieur à un certain minimum.

Lorsque l'on a  $\varphi = \frac{\pi}{2}$  la puissance réelle est nulle quels que soient  $E$  et  $I$ .

Au moment de la résonance, au contraire,  $P_a = P$ , car  $\varphi = 0$  et  $\cos \varphi = 1$ .

Dans l'expression de la puissance réelle, on remarque que c'est le facteur  $I_{\text{eff}} \cos \varphi$  qui multiplie  $E_{\text{eff}}$ . Plus ce facteur sera voisin de  $I_{\text{eff}}$ , plus la puissance réelle  $P$  sera grande, à force électromotrice constante.

Or, nous avons vu dans la remarque de la page 190 que  $I_{\text{eff}} \cos \varphi$  est une des composantes du courant efficace. On s'explique maintenant que l'on ait donné naguère à cette composante le nom de « *composante wattée* ». C'est elle qui constitue, en effet, la partie utilisable, « *créatrice* » de watts, du courant.

On corrige quelquefois le  $\cos \varphi$  d'une installation par l'adjonction judicieuse d'un condensateur qui modifie la réactance  $\omega L - \frac{1}{C\omega}$  du circuit.

*Cas d'un courant ondulé* : Lorsque l'on est en présence d'un courant ondulé, c'est-à-dire du résultat de la superposition d'un courant alternatif et d'un courant continu, il faut faire entrer en jeu, pour le calcul de cette puissance, l'intensité efficace de ce courant ondulé telle que nous l'avons définie au chap. III, § 1, page 188.

#### § 4. — Les appareils de mesure utilisés en alternatif.

Un galvanomètre du premier degré (appareil à cadre mobile), non oscillographique (indications lentes), ne donne en pratique aucune indication, demeure au zéro, lorsqu'on le fait traverser par un courant alternatif.

(1) Pour préciser ces notions de puissance apparente et de puissance réelle, disons que la puissance réelle est la puissance électrique transformable en puissance mécanique dans une machine, par exemple, et que la puissance apparente est la puissance fournie par l'usine génératrice de courant.

Un galvanomètre du deuxième degré (thermique <sup>(1)</sup>, électrodynamique) se comporte comme s'il était traversé par un courant constant ayant par définition comme valeur la valeur efficace du courant alternatif. Un tel galvanomètre indique donc l'intensité efficace. On étalonne les appareils de ce genre en continu et l'on n'a plus qu'à faire les lectures sur alternatif en valeurs efficaces.

Parmi les appareils du deuxième degré, signalons le *galvanomètre électromagnétique*, que nous avons passé sous silence dans l'énumération du livre précédent. Un galvanomètre électromagnétique est constitué essentiellement par un

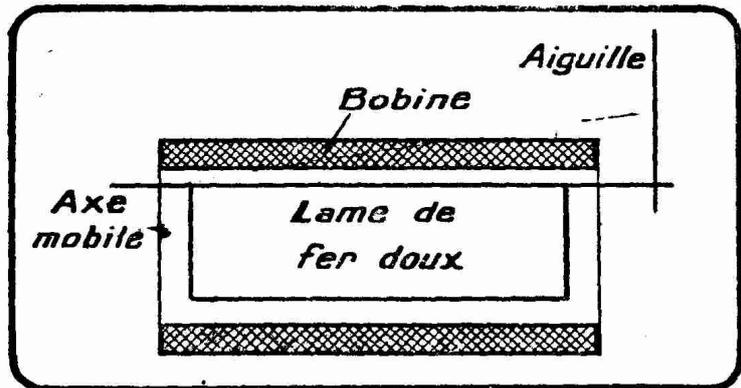


FIG. VIII-4-1. — Galvanomètre électromagnétique, dit galvanomètre à fer doux.

enroulement agissant sur une lame de fer doux (fig. VIII-4-1). Cette lame est solidaire d'une aiguille ou d'un miroir. Elle subit une déviation proportionnelle au carré de l'intensité tant que le fer n'est pas saturé. Si le fer est saturé, l'appareil n'indique plus la valeur efficace, mais la valeur moyenne. Les indications de ces appareils électromagnétiques à fer doux varient avec la fréquence. On doit donc les étalonner pour une fréquence donnée.

Les galvanomètres à fer doux sont les plus sensibles que l'on possède pour la mesure des courants alternatifs. Ils permettent la mesure des courants téléphoniques (appareils de Bellati).

Les électromètres gradués en courant continu donnent en courant alternatif la grandeur efficace de la tension. Ces appareils sont souvent utilisés sous le nom de *voltmètres électrostatiques* pour la mesure des hautes tensions alternatives. Leur grand avantage est de consommer très peu (capacité en général faible) et de pouvoir donner, par conséquent, des indications sérieuses sur ce que l'on appelle les *tensions à vide*, c'est-à-dire les tensions entre deux points sans circulation de courant entre ces deux points (force électromotrice). On utilise fréquemment ces appareils à la mesure du rapport de transformation des transformateurs. En général, les voltmètres électrostatiques industriels ne fonctionnent guère au-dessous de 50 volts.

On n'utilise pas en principe sur alternatif la méthode du shuntage pour faire varier la sensibilité d'un galvanomètre. On emploie de préférence le *transformateur de mesure*, dont il sera question dans le prochain chapitre.

On a réalisé des appareils spéciaux permettant de suivre toutes les variations d'un courant alternatif. Ce sont les *oscillographes*. Ce sont des galvanomètres, du type à cadre mobile dans l'oscillographe primitif de Blondel, dont la période propre d'oscillation <sup>(2)</sup> est une fraction extrêmement petite de la période du courant considéré. A ce point de vue, on voit qu'un balistique a tout ce qu'il faut pour faire un mauvais oscillographe, puisque sa période propre d'oscillation est de l'ordre de 10 secondes et plus. En photographiant les déplacements rapides du spot lumineux d'un oscillographe, on obtient des courbes permettant d'étudier la forme d'un courant alternatif, ce sont des oscillogrammes.

On a créé récemment des oscillographes encore plus sensibles fondés sur les déviations d'un flux d'électrons par un champ électrique alternatif (oscillographes cathodiques) <sup>(3)</sup>.

(1) Les appareils thermiques conviennent particulièrement pour les mesures en haute fréquence.

(2) Ces périodes propres peuvent être ici de l'ordre du  $\frac{1}{50.000}$  de seconde.

(3) Nous étudierons ces oscillographes à la fin de l'ouvrage.

## CHAPITRE IV

L'INDUCTION ET LES COURANTS ALTERNATIFS  
TRANSFORMATEURS

## § 5. — Généralités.

Nous avons vu que l'on ne pouvait observer des phénomènes d'induction qu'avec des *courants variables* et que ces phénomènes étaient d'autant plus importants que les *variations* du courant étaient plus rapides.

On conçoit donc très bien que des courants alternatifs, c'est-à-dire des courants en état de perpétuelle variation, permettent d'observer des effets d'induction très importants, et cela d'autant plus que leur fréquence est plus élevée.

Si une bobine de self est parcourue par un courant alternatif, le champ magnétique créé par cette bobine va varier suivant la même loi que le courant, et le champ magnétique variable ainsi produit va permettre d'obtenir des courants induits de même forme dans une bobine placée au voisinage de la première.

Un problème dont la solution est d'importance pratique considérable est le suivant : transformer un courant électrique alternatif de force électromotrice efficace  $E$  en un autre courant de force électromotrice efficace  $E'$  donnée.

Dans le cas du courant continu, un tel problème est fort compliqué à résoudre ; il faut utiliser des appareils délicats et chers (groupes convertisseurs ou commutatrices) comportant des organes mobiles dont la surveillance doit être constante et l'entretien ininterrompu.

Lorsqu'il s'agit d'un courant alternatif, ce problème de la *transformation* reçoit une solution pratique immédiate et élégante par ce que l'on appelle les *transformateurs*. Cette facilité de transformation constitue un des gros avantages des courants alternatifs.

Un transformateur est constitué essentiellement d'un noyau magnétique  $F$  autour duquel sont bobinés deux enroulements indépendants  $P$  et  $S$ , comprenant respectivement  $N$  et  $N'$  tours (fig. VIII-5-1). La représentation schématique d'un transformateur à fer est conforme à la fig. VIII-5-2.

classique en T.S.F.

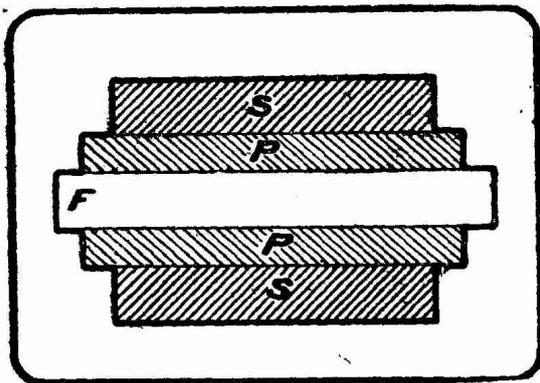


FIG. VIII-5-1. — Représentation simplifiée d'un transformateur. Cette disposition du noyau droit est utilisée pratiquement dans certains types de transformateurs de mesure (transformateurs d'intensité).

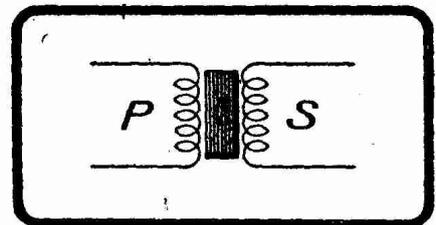


FIG. VIII-5-2. — Représentation schématique généralement adoptée pour un transformateur.

## § 6. — Théorie élémentaire du transformateur.

Le courant alternatif à transformer est lancé dans la bobine  $P$ , appelée *bobine primaire*. Nous appellerons  $E$  sa force électromotrice efficace. On produit de cette manière à travers  $P$  et à travers  $S$  des variations de flux magnétique. Il en résulte dans la bobine  $S$ , appelée *bobine secondaire*, un courant secondaire de force électromotrice de valeur efficace  $E'$ , mais de même fréquence que le cou-

rant primaire. Si le courant primaire est continu, on n'observe, en dehors des périodes d'établissement et de rupture, aucun courant secondaire. Un transformateur ne fonctionne pas lorsqu'il est parcouru au primaire par un courant continu en régime permanent.

On établit que l'on a, au moins d'une manière approchée, la relation :

$$\frac{E'}{E} = \frac{N'}{N}$$

Ce rapport du nombre des tours du secondaire au nombre des tours du primaire s'appelle le *rapport de transformation*. Nous sommes en présence d'une constante fondamentale du transformateur. Elle est indépendante de l'impédance du circuit de charge (circuit sur lequel débite le secondaire). Si ce rapport est plus grand que 1, on dispose d'un transformateur *élévateur* de tension ; dans le cas contraire il s'agit d'un transformateur *abaisseur* de tension.

On voit souvent, dans la pratique T.S.F., le rapport de transformation écrit et évalué  $\frac{N}{N'}$  ; un transformateur élévateur a alors un rapport de transformation plus petit que 1, un transformateur abaisseur un rapport de transformation plus grand que 1. Cette manière de faire, en opposition avec les définitions de l'électrotechnique générale, doit être bien entendu évitée.

Si l'on appelle L et L' les selfs des enroulements primaire et secondaire, on déduit de la définition du coefficient de self-induction

$$\frac{N'}{N} = \sqrt{\frac{L'}{L}}$$

Nous avons vu, à propos du téléphone, que l'on utilisait pour effectuer la liaison du microphone et de la ligne un transformateur appelé généralement bobine d'induction. Le rapport de transformation de ce transformateur varie entre 7,5 et 20.

Supposons, pour fixer les idées, que le rapport de transformation d'un transformateur soit de 40. On a :

$$N' = 40 N$$

et :

$$E' = 40 E$$

La force électromotrice secondaire E' est quarante fois plus grande que la force électromotrice primaire E.

L'intensité I' du courant débité par le secondaire d'un transformateur élévateur est *moins* grande que celle du courant primaire I. On a, par exemple, dans le cas que nous venons de considérer :

$$I' = \frac{I}{40}$$

On observe donc, dans le cas présent, un courant secondaire de force électromotrice accrue et d'intensité abaissée.

Si l'on avait lancé le courant primaire dans la bobine S, on aurait recueilli dans P un courant alternatif secondaire de force électromotrice abaissée et d'intensité accrue. Ainsi, en partant du 110 volts alternatif du secteur, on peut obtenir du 700 volts alternatif avec un transformateur élévateur de tension, de rapport 6,35, ou, au contraire, du 7 volts alternatif avec un transformateur abaisseur de tension de rapport 1/15,7.

La puissance du courant secondaire (1) E'I' cos φ est au plus égale à celle du courant primaire EI cos φ.

Pour que le rapport  $\frac{E'I'}{EI}$  qui définit le *rendement* du transformateur soit

(1) En supposant que le secondaire débite sur un circuit sans self appréciable.

le plus voisin possible de l'unité (1), il faut, autant que faire se peut, éviter les pertes dans le noyau. Dans ce but, on utilise, dans la pratique, des transformateurs à circuit magnétique fermé.

### § 7. — Le circuit magnétique.

#### 1° Pertes dans les tôles :

Le circuit magnétique est, pour éviter des courants de Foucault trop importants, constitué par des tôles minces (0,4 mm) au silicium, empilées les unes sur les autres et isolées entre elles soit par du vernis, soit simplement par la rouille qui les recouvre. On atteint facilement dans ces conditions des rendements de l'ordre de 95 à 97 % pour des puissances de l'ordre du kilowatt et au-dessus. Certains gros transformateurs industriels réalisent même des rendements de 99 %, chiffre à proprement parler admirable. Pour des puissances plus faibles (50 watts et au-dessous) le rendement s'abaisse dans les transformateurs mal construits à 60, 50 % et même moins.

Le courant primaire  $I = I_0 \sin \omega t$  crée à travers le noyau un flux d'induction alternatif  $\Phi$  dont la valeur maximum (amplitude) est  $\Phi_0$ . A ce flux maximum correspond la valeur maximum  $B_0$  de l'induction (2).  $\Phi_0$  est lié à  $B_0$  par la relation élémentaire

$$(1) \quad \Phi_0 = B_0 S$$

S étant la section du noyau.

$\Phi_0$  est donné par

$$(2) \quad \Phi_0 = \frac{E\sqrt{2}}{N\omega} 10^8$$

E étant, en volts, la valeur efficace de la tension primaire,  $\omega$  la pulsation de cette tension et N le nombre des tours du primaire.

Les relations (1) et (2) sont très importantes ; elles permettent, en effet, de déterminer l'induction  $B_0$  avec laquelle fonctionne un transformateur.

Une valeur normale de l'induction  $B_0$  est 10.000 gauss. Les progrès incessants de l'industrie des substances magnétiques mettent chaque année à la disposition de l'électrotechnique des tôles perfectionnées dans lesquelles on peut atteindre et dépasser une induction  $B_0$  de 15.000 gauss et ce sans pertes excessives dans le noyau.

On est limité, en effet, dans les valeurs que peut prendre  $B_0$  par les pertes dans le noyau. Ces pertes qui s'expriment, pour une induction donnée, par le nombre de watts perdus par kilogramme de tôles, sont dues aux courants de Foucault et aux phénomènes d'hystérésis. Les courants de Foucault sont atténués par le feuilletage du noyau ; les phénomènes d'hystérésis par le choix des tôles. Dans les conditions de fonctionnement normales (à induction raisonnable), ce sont les pertes par hystérésis qui sont les plus importantes. L'ensemble de ces pertes, que l'on appelle *pertes totales* dans le fer, sert à exprimer la qualité des tôles employées. On distingue classiquement en électrotechnique :

1° Les « tôles ordinaires » qui conviennent pour le 25 périodes et dans lesquelles les pertes varient entre 2,6 et 3,5 watts par kg, pour une induction  $B_0$  de 10.000 gauss.

2° Les « tôles supérieures » contenant au plus 3 % de silicium, qui conviennent pour les 50 périodes et dans lesquelles les pertes varient entre 1,6 et 2,6 watts par kg.

(1) Les produits EI et E'I' s'expriment en volts-ampères ou encore en kilovolts-ampères (kVA).

(2) De même que le courant alternatif de  $-I_0$  à  $+I_0$ , le flux d'induction  $\Phi$  à travers le noyau varie de  $-\Phi_0$  à  $+\Phi_0$  et l'induction de  $-B_0$  à  $+B_0$ . C'est la valeur  $B_0$  que l'on adopte pour caractériser l'induction maximum à laquelle est soumis le noyau.

3° Les « tôles extra-supérieures » contenant plus de 3 % de silicium qui conviennent pour les transformateurs de haute qualité et dans lesquelles les pertes sont inférieures à 1,6 watt par kg.

En France, l'industrie radioélectrique (transformateurs d'alimentation) se sert d'ordinaire de tôles de 2,5 watts. Aux Etats-Unis, on utilise couramment des tôles de 1,2 watt pour une induction de 10.000 gauss. Aussi n'est-il pas rare d'observer outre-Atlantique des rendements de 93 % pour des transformateurs de 60 watts seulement.

2° Coefficient de dispersion :

Si l'on désigne par L le coefficient de self-induction du primaire d'un transformateur, par L' celui du secondaire, par M le coefficient d'induction mutuelle des deux circuits, on a, en supposant qu'il n'y ait pas de fuite magnétique :

$$(1) \quad M^2 = L L'$$

Nous avons établi cette relation page 155.

Mais, en pratique, on ne parvient jamais à réaliser un transformateur d'une perfection telle que la relation (1) se trouve satisfaite. En réalité, si un

courant continu <sup>(1)</sup> d'intensité I circule dans le primaire, le flux moyen <sup>(2)</sup>  $\frac{M I}{N'}$  produit par ce courant à travers *une spire* du secondaire est plus petit que le

flux moyen <sup>(2)</sup>  $\frac{L I}{N}$  que le courant primaire produit à travers *une spire* du

primaire. Le rapport de ces deux flux peut s'écrire :

$$(2) \quad \frac{\frac{L}{N}}{\frac{M}{N'}} = \nu$$

Ce coefficient  $\nu$  est un coefficient plus grand que 1, tout à fait analogue à un coefficient d'Hopkinson <sup>(3)</sup>.

On trouve de même, en considérant un courant d'intensité I' circulant dans le secondaire, le rapport :

$$(3) \quad \frac{\frac{L'}{N'}}{\frac{M}{N}} = \nu$$

Les relations (2) et (3) donnent :

$$\frac{M^2}{L L'} = \frac{1}{\nu \nu'}$$

Comme  $M^2$  est en pratique plus petit que  $LL'$ , le rapport précédent est plus petit que 1. Plus ce rapport est voisin de 1, meilleur est le transformateur.

(1) Un courant continu, car il s'agit de créer, pour les besoins du raisonnement, un flux constant. Il n'y a donc pas lieu de s'étonner de cette apparente contradiction avec la cinquième phrase du § 6 précédent, page 203, lignes 1 et 2.

(2) Voir définitions au § 15, livre VI, pp. 151 et suivantes.

(3) Défini au § 9, livre VI, p. 145.

L'expression :

$$1 - \frac{M^2}{L L'} = 1 - \frac{1}{\sigma\sigma'} = d$$

est ce que l'on appelle le *coefficient de dispersion* du transformateur. Dans le cas d'un circuit magnétique parfait, on a  $d = 0$ . Le  $d$  des transformateurs industriels qui, nous l'avons dit, ne sont pas à circuit magnétique ouvert comme le transformateur schématisé de la figure VIII-5-1, varie pratiquement entre 0,01 et 0,001.

### § 8. — Les transformateurs industriels.

Les transformateurs industriels les plus fréquemment utilisés à l'heure actuelle sont de l'un des deux types suivants :

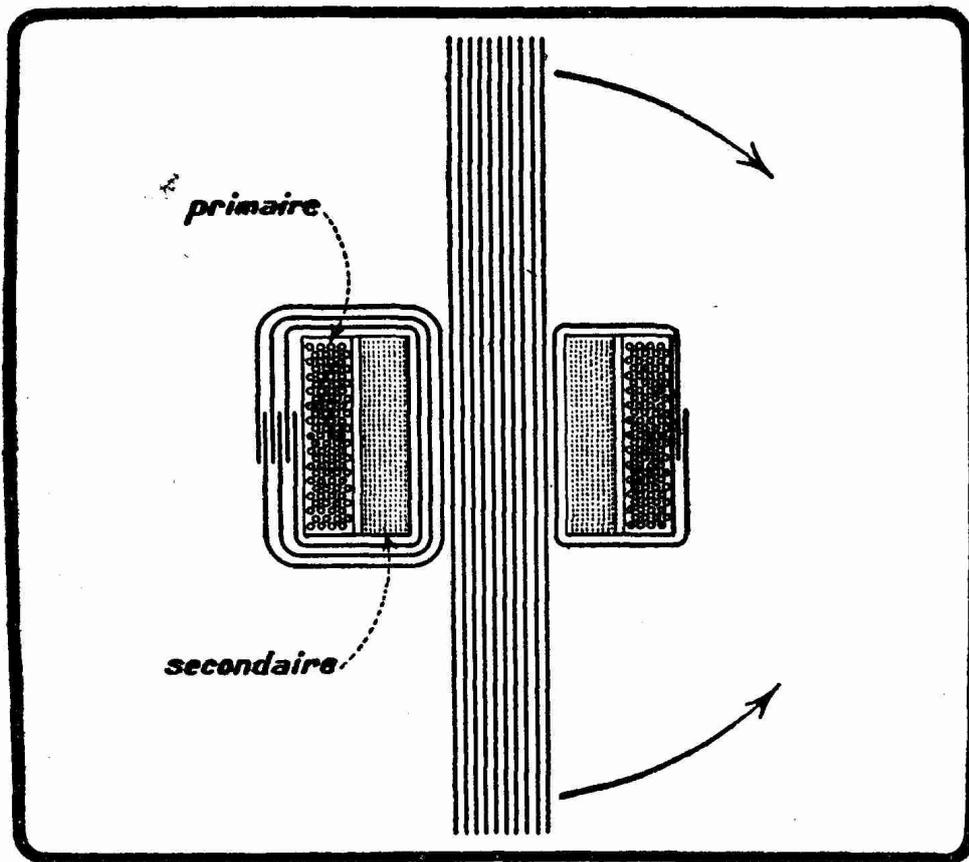


FIG. VIII-8-1. — Transformateur cuirassé. Les bobines primaire et secondaire, embrochées l'une sur l'autre, sont enfilées sur un paquet de tôles constituant le circuit magnétique. Ces tôles sont repliées de manière à constituer un circuit magnétique du type de celui de la figure VI-9-3.

1° Le type *cuirassé* : Dans ce type de transformateur, dû à Ferranti, les tôles planes qui constituent le circuit magnétique sont repliées comme le montre la figure VIII-8-1. Cette disposition a été employée par la maison Ferrix, bien connue des amateurs français.

2° Le type à *noyau* : Dans ce type, des tôles superposées présentant alternativement la forme ABCD' et la forme A'BCD constituent une sorte d'U (ABCD de la figure VIII-8-2). On embroche sur les branches AB et CD les circuits primaire et secondaire en utilisant par exemple la disposition ex galettes

alternées représentée figure VIII-8-2 (1). Cette disposition permet de réduire les fuites magnétiques et de réaliser des appareils ayant des coefficients de disper-

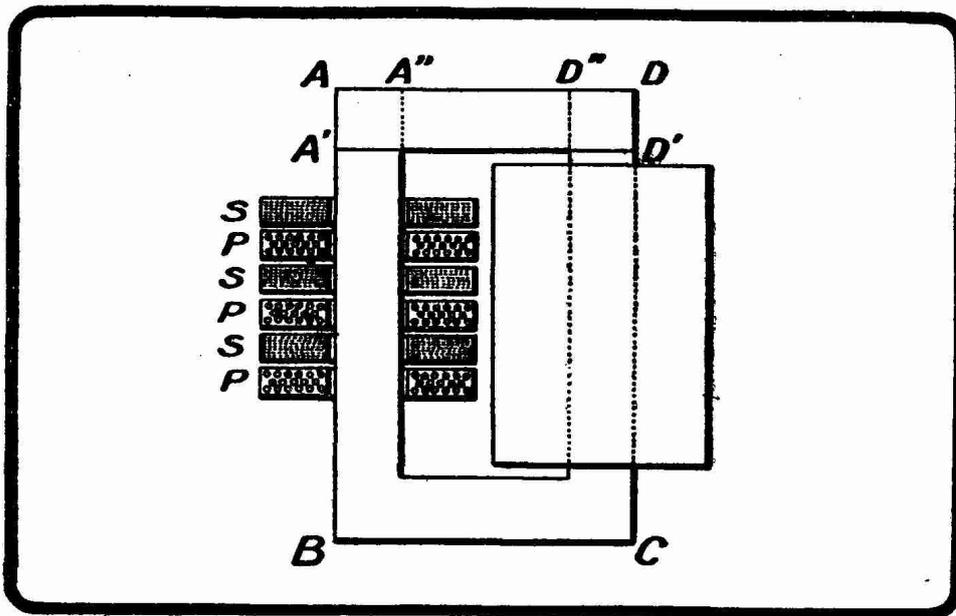


FIG. VIII-8-2. — Transformateur à noyau. Les bobines primaires P et secondaires S (galettes isolées) sont embrochées alternativement. Les deux branches AB et CD du circuit magnétique rectangulaire sont utilisées.

sion très faibles. Ces fuites seraient importantes si l'on répartissait les enroulements primaire et secondaire chacun sur une branche différente du circuit magnétique comme le montre, par exemple, la figure VIII-8-3. Une fois les bobines de la figure VIII-8-2 fixées, on termine le circuit magnétique en mettant en place les tôles rectangulaires telles que AD'' et A''D. Ces tôles rectangulaires sont entrecroisées avec celles des branches de l'U, les joints en AA'A'' et DD'D'' sont énergiquement serrés pour éviter l'introduction dans le circuit magnétique d'une réluctance qui diminuerait le rendement.

Les transformateurs d'alimentation qui équipent tous les récepteurs de T. S. F. modernes du type secteur utilisent le plus souvent des tôles découpées en E avec lesquelles on constitue des circuits magnétiques tels que celui de la figure VIII-8-4. On réalise en somme une variante du circuit magnétique cuirassé de la figure VIII-8-1. Les enroulements sont disposés autour du bras central C.

L'isolement doit être toujours très soigné entre primaire et secondaire et entre les enroulements et le circuit magnétique.

Pour des tensions très élevées, bien plus élevées que les tensions auxquelles les amateurs peuvent avoir pratiquement affaire, l'isolement des transforma-

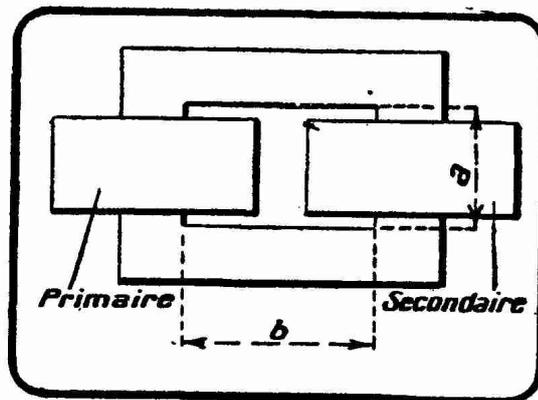


FIG VIII-8-3. — Transformateur d'amateur. Le primaire et le secondaire sont enroulés chacun sur une branche du circuit magnétique. Le coefficient de dispersion du transformateur est notablement augmenté, mais la construction est facilitée.

(1) La disposition des bobines primaires et secondaires concentriques de la figure VIII-8-1 peut évidemment être appliquée à la figure VIII-8-2.

teurs tels que ceux des figures VIII-8-1 et VIII-8-2 est assuré par immersion dans un bain d'huile spéciale.

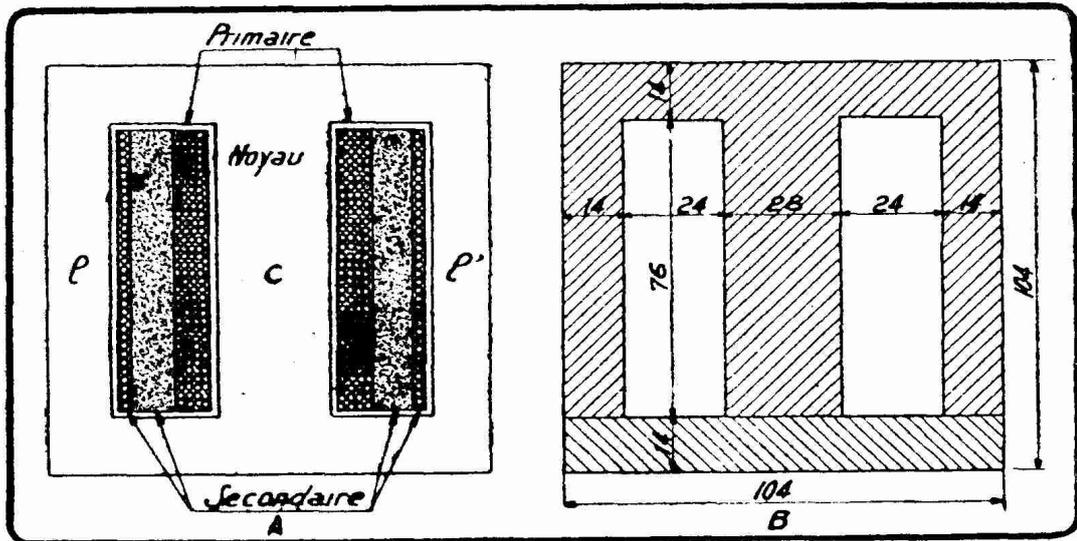


FIG. VIII-8-4. — A. Disposition du circuit magnétique (dit « en E ») des transformateurs d'alimentation des récepteurs pour secteur alternatif. Les enroulements s'effectuent autour du bras central C du noyau.

B. Cotes en millimètres d'une tôle du circuit magnétique d'un type de transformateur d'alimentation très répandu en France. La tôle est en deux parties, comme l'indiquent les hachures. Cette disposition permet l'embrochage facile des enroulements. Chaque tôle a de 4 à 5 dixièmes de mm d'épaisseur. Dans l'appareil considéré, la hauteur totale d'entassement des tôles est de 54 millimètres.

### § 9. — Quelques considérations générales.

Le calcul d'un transformateur est assez hasardeux pour l'amateur qui ne connaît pas en général les propriétés magnétiques des tôles qu'il emploie. Nous ne conseillons pas, en règle générale, de construire soi-même ses transformateurs. Toutefois, les amateurs qui désireraient s'atteler néanmoins au bobinage de leurs transformateurs trouveront à la fin de ce chapitre des renseignements qui leur seront de grande utilité.

Un transformateur est construit pour une fréquence ou plutôt pour une certaine bande de fréquences (42-50 par exemple). Un transformateur pour 25 périodes doit avoir, toutes choses égales d'ailleurs, plus de tours au primaire et par suite, au secondaire, qu'un transformateur de 50 périodes (1). D'un autre côté, plus on monte en fréquence, plus les tôles du noyau doivent être minces. En résumé, on voit qu'à puissance égale, plus la fréquence utilisée est élevée, moins encombrant est le transformateur.

On peut, sans autre inconvénient qu'une diminution de puissance (2), lancer du courant à 600 périodes dans un transformateur construit pour 50 périodes, mais il serait mauvais de faire le contraire et de lancer du 50 périodes dans un transformateur prévu pour 600. L'impédance de ce dernier serait, en effet, bien faible pour une fréquence douze fois plus petite que sa fréquence de service. Lorsque l'on commande un transformateur dans le commerce, il faut avoir bien

(1) Un transformateur prévu pour 50 périodes pourra fonctionner sur 25 périodes, à la condition de diminuer de moitié la tension appliquée au primaire (55 volts au lieu de 110 volts par exemple). La tension secondaire diminue bien entendu dans les mêmes proportions.

(2) La puissance est diminuée, car les produits  $EI$  et  $E'I'$  sont faibles, du fait de l'impédance très grande présentée à un courant de fréquence 600 périodes par un circuit prévu pour du 50 périodes.

soin de spécifier la fréquence du courant, indépendamment des tensions primaire et secondaire de la puissance.

Le rôle des transformateurs dans l'industrie électrique et en particulier en T. S. F. est capital. Ils permettent de transformer facilement dans n'importe quel rapport un courant alternatif de force électromotrice donnée et, en particulier, le courant fourni par un secteur alternatif.

Mettons leur utilité en relief par un exemple pratique. Il y a économie à transporter du courant à haute tension (économie d'établissement de la ligne, car le poids de cuivre par kilowatt transporté est proportionnel au carré de l'intensité dans la ligne, laquelle intensité, pour une puissance donnée, est inversement proportionnelle à la tension de transport). On cherche donc à transporter des courants sous des tensions très élevées : 100.000 à 275.000 volts par exemple (1). Une centrale électrique produit donc du courant alternatif à 12.500 volts : cette tension est élevée par un transformateur à 100.000 volts par exemple et transportée par une ligne de souvent plusieurs centaines de kilomètres sur les lieux de l'utilisation. Là on abaisse à 10.000 volts et c'est sous cette tension de 10.000 volts que l'on alimente une série de petits transformateurs donnant au secondaire les 110 ou 220 volts classiques des distributions urbaines (2).

### § 10. — Les transformateurs de mesure.

Nous avons parlé incidemment, à propos des appareils de mesure de courants alternatifs, des *transformateurs de mesure*. Nous pouvons nous rendre compte maintenant du mécanisme de leur intervention.

Au lieu de placer l'appareil de mesure directement dans le circuit parcouru par de l'alternatif, on le monte dans le secondaire d'un transformateur dont le primaire est intercalé de façon convenable dans le circuit principal. Des mesures faites sur la tension ou l'intensité secondaire permettent de calculer la tension et l'intensité primaires, connaissant le rapport de transformation et les caractéristiques des enroulements de l'appareil.

Cette méthode donne une très grande sécurité dans le cas de tensions élevées car l'appareil de mesure, travaillant sur une tension de l'ordre de la centaine de volts, est isolé du circuit dangereux ; un second avantage réside en ce que le transformateur peut être aussi éloigné de l'appareil de mesure que l'exigent les circonstances locales ; enfin, un troisième avantage est la faible consommation d'un voltmètre branché par l'intermédiaire d'un transformateur (3).

Les transformateurs utilisés à la mesure des tensions alternatives sont des transformateurs abaisseurs de tension du type de la figure VIII-8-2, par exemple. Ils atteignent dans certains cas des dimensions impressionnantes et sont de véritables transformateurs industriels.

Les transformateurs utilisés à la mesure des intensités alternatives sont des transformateurs du type de la figure VIII-5-1 (noyau droit feuilleté, circuit magnétique ouvert) comportant quelques spires primaires ; les spires secondaires, très soigneusement isolées du primaire, sont reliées à un ampèremètre (transformateurs d'intensité).

(1) En câbles souterrains on ne dépasse pas 220.000 volts (câble du Nord de Paris, installé en mars 1936).

(2) Lucien Gaulard (1851-1886), électricien-installateur, créa le transport de l'électricité par courant alternatif à haute tension. Il est l'inventeur incontesté du transformateur industriel qui élève ou abaisse la tension d'un courant alternatif. Il gagna, en 1884, à Turin, le prix institué par la Reine d'Italie pour le meilleur procédé de transmission de l'énergie à distance : la distance était de 40 kilomètres, la tension de 2.000 volts.

Gaulard, comme il fallait s'y attendre, fut complètement méconnu en France. Il y fut fort attaqué même, en particulier par Marcel Deprez comblé de tous les appuis financiers et industriels pour ses essais de transport de l'énergie électrique sous la forme... continue.

(3) Si l'on mesurait en effet la tension de 100.000 volts avec un voltmètre ne consommant même que 0,1 ampère, il faudrait monter en série avec le galvanomètre constitutif, une résistance de 1 million d'ohms, et la puissance absorbée par cette résistance serait de 10 kilowatts!...

C'est sans doute le transformateur qui a le plus contribué à la diffusion des courants alternatifs. Le rendement qu'il permet d'obtenir est considérable ; c'est de plus un appareil peu coûteux, relativement modeste dans ses encombrements et pouvant enfin être laissé dans des endroits isolés sans surveillance ni entretien.

### § 11. — Méthode pratique de calcul d'un transformateur (transformateurs d'alimentation de récepteur de T. S. F.)

La T.S.F. fait un grand usage des transformateurs. Les récepteurs destinés à être alimentés sur un secteur alternatif comprennent un transformateur d'alimentation dont le primaire comporte des prises pour pouvoir être adapté aux secteurs de 110, 130, 220, 250 volts. *Ce transformateur comporte plusieurs secondaires* pour satisfaire aux divers besoins de tensions alternatives du récepteur. Par exemple, il faut un secondaire pour chauffer les éléments chauffants des lampes du récepteur, un secondaire pour chauffer les lampes basse fréquence, un secondaire pour fournir les 350 à 400 volts nécessaires au redresseur, un secondaire pour le chauffage de la cathode de la valve de redressement. Pour répondre aux nécessités du montage, il faut que certains de ces secondaires soient pourvus d'une prise médiane ; c'est-à-dire d'une prise présentant, entre chaque extrémité de ce secondaire, *rigoureusement* la même tension (on exprime cette exigence en disant que la prise est non pas médiane géométriquement, mais médiane électriquement).

La forme adoptée pour le circuit magnétique est, le plus souvent, celle de la figure VIII-8-4 que l'on appelle quelquefois circuit « en E ». Le bras central C, autour duquel on effectue les bobinages, a une section double de celle de chaque bras latéral *l* et *l'*. Les cotes portées figure VIII-8-4 donnent en millimètres les dimensions relevées sur un transformateur d'alimentation d'un type très répandu sur le marché français (M.C.B.).

Voici la méthode utilisée par les techniciens américains pour le calcul des transformateurs de petite puissance, du type rencontré en T.S.F. (1). Cette méthode est connue aux U.S.A. sous le nom de méthodes des « dix étapes ».

PREMIÈRE ÉTAPE. — Déterminer les tensions aux bornes de chaque secondaire et les intensités correspondantes. On trouve ainsi la puissance totale  $P_s$  du secondaire.

On en déduit la puissance primaire  $P_p$  (dite aussi puissance du transformateur) en admettant un rendement de 90 %, rendement, il faut le dire, assez peu souvent réalisé dans la pratique française du transformateur de T.S.F., mais qui *devrait* l'être... et que nous supposons ici exigé. On a donc

$$P_p = \frac{P_s}{0,9}$$

L'intensité primaire est alors,  $E_p$  étant la tension du secteur :

$$I_p = \frac{P_p}{E_p \times \cos \varphi}$$

En admettant un  $\cos \varphi$  de 0,9, on a

$$I_p = \frac{P_p}{E_p \times 0,9} = \frac{P_s}{E_p \times 0,81}$$

DEUXIÈME ÉTAPE. — Détermination du diamètre des fils des divers enroulements : Cela se fait en admettant une densité de courant de 2 ampères

(1) La puissance des transformateurs d'alimentation des récepteurs de T.S.F. varie entre 75 et 200 watts.

par mm<sup>2</sup> de section pour des transformateurs de puissance inférieure à 50 watts et de 1,5 ampère par mm<sup>2</sup> pour des transformateurs au-dessus de 50 watts.

TROISIÈME ÉTAPE. — *Le circuit magnétique* : La section S de ce circuit (c'est-à-dire la section du bras central C) est donnée en cm<sup>2</sup> par la relation

$$S = \sqrt{P_p} \times 1,155$$

où P<sub>p</sub> est la puissance primaire (puissance du transfo) en watts. Dans le cas, le plus général, du circuit magnétique en E, les enroulements sont effectués autour du bras central C du circuit magnétique (fig. VIII-8-4) ; la section de ce bras central, dont la section du circuit magnétique, est la même que la section intérieure du bobinage, mais il faut tenir compte des facilités d'embrochage des tôles une fois les bobinages terminés et prévoir une section intérieure du bobinage de 10 % plus forte que la valeur trouvée pour S.

QUATRIÈME ÉTAPE. — *Pertes dans le noyau et induction* : Le fabricant de la tôle employée fournit les courbes donnant les pertes en watts par kg, pour l'induction adoptée (qui est d'ordinaire de 10.000 gauss) et pour la fréquence du secteur ; on choisit ainsi la nature et l'épaisseur des feuilles de tôle devant constituer le noyau pour obtenir une perte de 1,6 watt par kg (si l'on accepte des tôles de perte plus élevée, le rendement diminue).

CINQUIÈME ÉTAPE. — *Calcul du nombre de tours par volt du transformateur* : Des relations (1) et (2) du § 7 page 204, on déduit

$$E = 4,44 \cdot 10^{-8} \cdot B_0 \cdot S \cdot N \cdot f$$

E étant la valeur efficace en volts de la force électromotrice désirée appliquée aux bornes d'un des enroulements, B<sub>0</sub> l'induction adoptée en gauss, S la section du noyau en cm<sup>2</sup>, N le nombre de tours de l'enroulement et f la fréquence en périodes par seconde.

Il est commode de mettre en évidence la quantité  $\frac{N}{E}$  qui s'appelle le nombre de tours par volt et la relation précédente devient

$$\frac{N}{E} = \frac{10^8}{4,44 \cdot B_0 \cdot S \cdot f}$$

On arrondit (par augmentation) les nombres de tours par volt ainsi trouvés de manière à obtenir pour  $\frac{N}{E}$  un nombre pair, ce qui facilite la réalisation des prises médianes. On peut être amené dans cet ordre d'idées à modifier S pour obtenir une valeur commode de  $\frac{N}{E}$ . Une valeur commune de  $\frac{N}{E}$  est de 4.

Il faut considérer ici les chutes de tension en charge observées aux bornes des enroulements du fait de leur résistance ohmique et de celle des fils de liaison. Ainsi dans le cas d'un secondaire à 6,3 volts (chauffage des lampes), il peut être bon de faire les calculs comme s'il s'agissait d'un secondaire à 7 volts ; les chutes sont ainsi compensées.

SIXIÈME ÉTAPE. — *Calcul du nombre de tours de chaque enroulement* :

Ayant  $\frac{N}{E}$ , il est facile de calculer N pour chaque enroulement dont on

connaît E. Ainsi, si l'on a trouvé 4 tours par volt, le primaire à 110 volts aura 440 tours, le secondaire à 700 volts (2 fois 350 volts) aura 2.800 tours et sera constitué par deux enroulements bien égaux de 1.400 tours (pour que la prise soit bien électriquement médiane).

SEPTIÈME ÉTAPE. — C'est la plus délicate, celle qui consiste à établir si l'on dispose, dans la fenêtre du noyau, de la place exigée pour le logement des bobinages calculés.

Connaissant le nombre de tours de chaque enroulement et le diamètre du fil (déterminé par la deuxième étape), on peut déterminer l'encombrement en tenant compte bien entendu de l'isolement du fil et de la présence des couches de papier entre enroulements. Il existe pour ce travail des tables spéciales.

Si l'on arrive ainsi à un trop grand encombrement, il faut refaire les calculs en partant d'une section  $S$  du noyau plus grande. On peut ainsi diminuer le diamètre des fils employés (attention aux chutes de tension !) et utiliser un isolement moins important. Il y a là une série de tâtonnements qui exigent une assez grande habitude et contre laquelle peut venir se heurter en vain toute la bonne volonté d'un débutant...

HUITIÈME ÉTAPE. — On connaît la longueur du fil de chaque enroulement, son diamètre et sa résistance. On détermine la résistance ohmique  $R_1, R_2, R_3$  de chaque enroulement et l'on calcule les « pertes dans le cuivre » par les relations  $R_1 I_1^2, R_2 I_2^2, R_3 I_3^2$ , etc...  $I_1, I_2, I_3$  étant les intensités efficaces (1) circulant dans chaque enroulement en fonctionnement normal. En ajoutant ces produits on obtient les pertes dans le cuivre  $L_{cu}$ .

NEUVIÈME ÉTAPE. — On détermine les « pertes dans le fer »  $L_{fe}$ , autrement dit dans le noyau, par les courbes relatives aux tôles que l'on possède. On trouve, par exemple, pour 10.000 gauss une perte de 1,6 watt par kg de tôle. Si le noyau pèse 2,5 kg, les pertes dans le fer sont de 4,6 watts.

DIXIÈME ÉTAPE. — Vérification du rendement. Ce rendement  $\rho$  est donné approximativement (2) par la relation

$$\rho = \frac{P_s}{P_s + L_{cu} + L_{fe}}$$

$P_s$  étant la puissance secondaire.

Si l'on trouve  $\rho = 0,9$ , le rendement est de 90 % et l'on peut être fier de son œuvre.

Si le rendement est de beaucoup inférieur à 90 %, on augmente les diamètres des fils et la section du noyau.

Il est important de noter que les chiffres de base du calcul (en particulier densité de courant et détermination de la section  $S$ ) ci-dessus conduisent à un transformateur de très bonne qualité, assez cher et assez encombrant. Si l'on désire sacrifier le rendement à l'économie et au faible encombrement, on est amené à adopter des densités de courant plus élevées, des sections de noyau plus modestes... et des tôles de moins bonne qualité.

REMARQUES. — I. L'ordre adopté pour les enroulements est le suivant : le plus près du bras central  $C$ , après interposition d'un carton isolant, l'enroulement primaire avec ses prises éventuelles (110, 120, 220, 250 volts) ; par-dessus, après isolement par couches de papier, l'enroulement HT qui peut être lui-même entrecoupé de couches de papier d'isolement ; enfin les enroulements basse tension (chauffage des lampes et chauffage de la valve de redressement).

II. Le primaire est recouvert, avant enroulement du secondaire, d'une feuille de clinquant non refermée électriquement sur elle-même (pour éviter toute absorption de courant) et reliée par un fil de cuivre au circuit magnétique, circuit qui est d'ordinaire mis à la masse du châssis, lui-même à la terre. Cette disposition réalise un *écran électrostatique* entre le primaire et les secondaires. Cet écran protège, dans une certaine mesure, le récepteur alimenté contre les parasites véhiculés par le secteur.

(1) Pour l'enroulement « haute tension » l'intensité efficace est prise pratiquement égale au courant de débit du redressé divisé par  $\sqrt{2}$ .

(2) A 2 ou 3 % près.

## CHAPITRE V

**PRODUCTION INDUSTRIELLE DU COURANT ALTERNATIF. —  
ALTERNATEURS. — COURANTS ALTERNATIFS POLYPHASES.**

## § 12. — L'alternateur.

On donne industriellement le nom d'alternateur à toute machine d'induction produisant des courants alternatifs.

Le courant alternatif monophasé, du type qui a été jusqu'ici exclusivement envisagé dans ces pages, peut être produit par une machine Gramme constituée comme le montre la figure VIII-12-1.

Un *inducteur mobile*, appelé de ce fait *rotor*, comporte par exemple huit électro-aimants NS montés en couronne autour de l'axe de rotation O.

Ces électro-aimants sont excités par une source continue auxiliaire (dynamo excitatrice non représentée figure VIII-12-1).

L'*induit fixe*, appelé de ce fait *stator*, est formé par une série de huit bobinages régulièrement distribués sur un anneau en fer doux ; sur deux bobines consécutives AA' le fil induit est enroulé en sens inverse. Les deux extrémités B<sub>1</sub> et B<sub>2</sub> du fil induit sont les pôles de la machine. Il n'y a sur l'induit qui est fixe, ni collecteur, ni balais ; il en résulte une grande simplification de manipulation des courants à grande intensité et à haute tension. Les balais se retrouvent pour l'excitation des électro-aimants du rotor par contact avec des bagues. Le contact bague-balai est différent du contact collecteur-balai en ce que la bague établit une liaison électrique permanente (pas d'étincelles) tandis que le collecteur coupe et rétablit à chaque instant des circuits. Aussi bien le courant continu d'excitation est de très faible puissance par rapport à celle du courant alternatif fourni par l'alternateur.

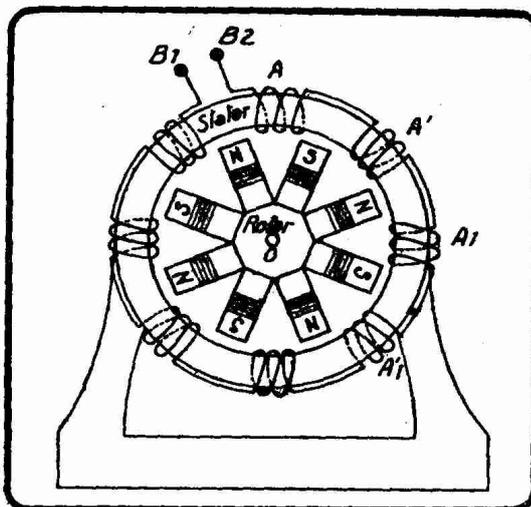


FIG. VIII-12-1. — L'alternateur Gramme. Le courant alternatif monophasé produit apparaît aux bornes B<sub>1</sub>, B<sub>2</sub> du stator. La variation d'induction est produite par la rotation du rotor dans lequel circule le courant continu d'excitation.

## § 13. — Fonctionnement.

On voit figure VIII-12-1 que le flux créé par chaque électro-aimant de la couronne du rotor va de chaque pôle N aux deux pôles S voisins. Ce flux traverse le fer doux du stator et les enroulements que supporte ce stator. Lorsque le rotor tourne de un huitième de tour chaque pôle N a pris la place du pôle S qui le précède ; le flux qui traverse une des bobines A du stator varie de  $+\Phi$  à  $-\Phi$  en passant par zéro ; pendant le huitième de tour suivant le flux varie de  $-\Phi$  à  $+\Phi$  et cela selon une loi à peu près sinusoïdale. Lorsque le rotor est en mouvement, la variation de flux dans les bobines A, A<sub>1</sub> etc. est la même à un instant donné ; de même dans les bobines A', A'<sub>1</sub>, etc. ; mais la variation du flux dans ce groupe se fait dans le sens opposé à celui de la variation du flux dans l'autre groupe ; du fait que le sens des enroulements est inverse dans ces deux groupes, la force électromotrice induite dans le groupe A est de même sens que la force électromotrice induite dans le groupe A'. Au même instant *t*, toutes les forces électromotrices d'induction

s'ajoutent pour donner aux pôles  $B_1B_2$  de la machine une valeur instantanée de la force électromotrice produite, laquelle est en définitive à peu près sinusoïdale, comme la variation de flux qui la crée.

On a donc produit du courant alternatif monophasé à l'aide de l'alternateur élémentaire de la figure VIII-12-1.

REMARQUE. — Lorsque, figure VIII-II-1, nous avons indiqué le principe de la production des courants alternatifs, nous avons supposé une spire mobile dans un champ fixe. On voit que, en réalité, dans les alternateurs, c'est l'inverse que l'on réalise : champ variable à travers des bobines fixes.

La fréquence  $f$  du courant produit est

$$f = vp$$

$v$  étant la vitesse de rotation en tours par seconde du rotor et  $p$  le nombre de paires de pôles de l'inducteur. Ainsi un alternateur à rotor octopolaire tournant à 750 tours par minute (12,5 tours à la seconde) donne un courant alternatif de 50 périodes par seconde.

#### § 14. — Réalisations industrielles. Courants diphasés et triphasés.

L'alternateur Gramme de la figure VIII-12-1 fournit une idée simple des grands alternateurs actuellement employés par l'industrie, alternateurs dont la figure VIII-14-1 donne le schéma de principe.

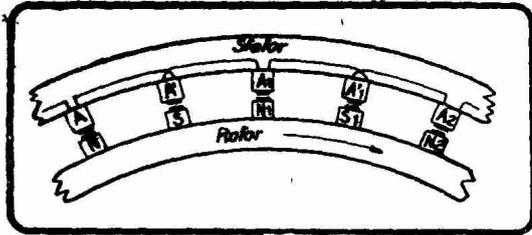


FIG. VIII-14-1. — Disposition schématique d'un alternateur industriel monophasé.

L'inducteur (rotor), entraîné directement (sans intervention de courroie) par le moteur fournissant le mouvement, dépend de la nature de ce moteur d'entraînement.

Dans le cas des machines à vapeur à piston (type d'ailleurs abandonné à l'heure actuelle dans les centrales électriques), l'inducteur tient lieu de volant ; il est donc à grand diamètre (au moins 5 mètres), à grand nombre de pôles (une

centaine) et à faible vitesse de rotation (1 à 1,25 tour par seconde).

Dans le cas aujourd'hui très fréquent des alternateurs actionnés par des turbines à vapeur (turbo-alternateurs), l'inducteur n'est plus un volant, mais un cylindre tournant ; il est à faible diamètre (2 mètres au plus), à très petit nombre de pôles (2 ou 4) et à grande vitesse de rotation (25 à 50 tours à la seconde).

Un type d'alternateur intermédiaire est l'alternateur entraîné par une turbine hydraulique. Les nombres de pôles atteignent et dépassent alors souvent 12, les vitesses dépendent de la hauteur de chute disponible.

Les électros montés sur le pourtour du rotor, toujours en nombre pair, sont excités par une dynamo à courant continu entraînée par l'arbre de ce rotor. Une couronne fixe en acier, le stator, entoure complètement le rotor ; elle porte les bobines induites  $A, A', A_2, A_2'$ , etc., dont le sens d'enroulement change pour deux bobines consécutives ainsi que le montre le croisement des connexions sur la figure VIII-14-1. Ces bobines sont disposées de manière à faire face d'aussi près que possible aux pôles inducteurs  $NS, N_1S_1$ , etc., du rotor.

Le fonctionnement est bien entendu absolument identique à celui de l'alternateur Gramme de la figure VIII-12-1. Lorsque le rotor tourne, les pôles  $NS, N_1S_1$  en passant successivement devant les bobinages induits  $AA', A_2A_2'$  font varier le flux de  $-\Phi$  à  $+\Phi$  et de  $+\Phi$  à  $-\Phi$  à travers ces bobines. Il en résulte aux pôles de la machine une différence de potentiel alternative dont la période est égale au temps mis par un pôle  $N$  à prendre la place du pôle  $N_1$  le précédant sur le rotor dans le sens de rotation de ce rotor.

S'il y a  $p$  paires de pôles, la fréquence est de  $p$  par tour, donc de  $vp$  par seconde si le rotor fait  $v$  tours par seconde.

Cet examen de l'alternateur nous conduit tout directement à la conception si féconde en applications pratiques des courants alternatifs *polyphasés* <sup>(1)</sup> parmi lesquels se signalent tout particulièrement à l'attention les courants *diphasés* et les courants *triphasés*.

En effet, les bobines successives du stator de l'alternateur de la figure VIII-14-1 laissent entre elles un vide que l'on peut combler avec une seconde série de bobines B, B', B<sub>1</sub>, B'<sub>1</sub>, branchées entre elles suivant le principe de l'inversion de sens expliqué précédemment, mais indépendantes électriquement des bobines A, A', A<sub>1</sub>, A'<sub>1</sub> (fig. VIII-14-2). On a créé ainsi avec le même stator et le même rotor un alternateur à sortie indépendante de celle du premier. Le courant produit par ce second alternateur est déphasé par rapport à celui du premier et ce de l'angle de décalage sur le stator des bobines de la série B par rapport aux bobines de la série A.

Les deux courants ainsi produits par l'alternateur de la figure VIII-14-2 sont dits *diphasés*. Si la distance de la bobine A à la bobine B est, figure VIII-14-2, le quart de la distance AA<sub>1</sub>, autrement dit si les distances entre A et B, B et A', A' et B', B' et A<sub>1</sub> sont égales, le déphasage entre les deux courants est de

$$\frac{\pi}{2} \quad \left( \text{c'est-à-dire de } \frac{1}{4} \text{ de période} \right).$$

La représentation graphique des deux courants de l'alternateur diphase, courants disponibles aux deux sorties de cet alternateur, est conforme à la figure VIII-14-3, qui montre le déphasage

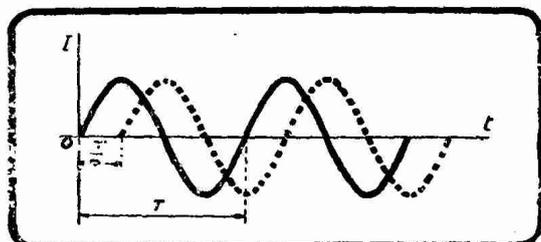


FIG. VIII-14-3. — Représentation graphique de deux courants produits par un alternateur diphase. Ces deux courants sont décalés de  $\frac{T}{4}$ , T étant la période, commune évidemment aux deux courants.

CC<sub>1</sub> correspond à une sortie indépendante. Les trois courants sont utilisés simultanément dans des circuits spéciaux, comme nous le verrons dans un instant.

La représentation graphique des trois courants du triphasé est conforme à la figure VIII-14-5 qui montre les décalages de 1/3 et de 2/3 de période (déphasages

$$\text{de } \frac{2\pi}{3} \text{ et de } \frac{4\pi}{3} \text{ ) résultant de la}$$

répartition des bobines sur le stator.

On peut concevoir plus de trois séries de bobines et obtenir des courants polyphasés plus complexes que le triphasé.

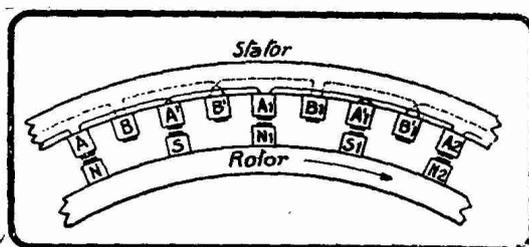


FIG. VIII-14-2. — Disposition schématique d'un alternateur diphase.

de  $\frac{1}{4}$  de période résultant de la répartition des bobines sur le stator.

Au lieu de placer entre les bobines successives du stator de l'alternateur monophasé de la figure VIII-14-1, une seule autre série de bobines indépendantes des premières, on peut concevoir que l'on en loge deux autres séries B et C, et ce de telle façon que les distances de A à B et de A à C soient respectivement le tiers et les deux tiers de la distance AA<sub>1</sub> (fig. VIII-14-4).

Chaque groupe de bobines AA<sub>1</sub>... BB<sub>1</sub>...

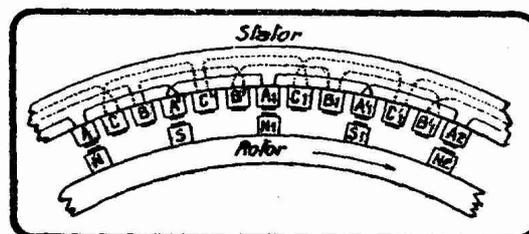


FIG. VIII-14-4. — Disposition schématique d'un alternateur triphasé.

(1) La conception de ces courants est due à Nicolas Tesla, dont une biographie est donnée en note au § 6, livre IX, page 247.

Le déphasage des constituants d'un courant *n* *phasé* est de  $\frac{2\pi}{n}$ .

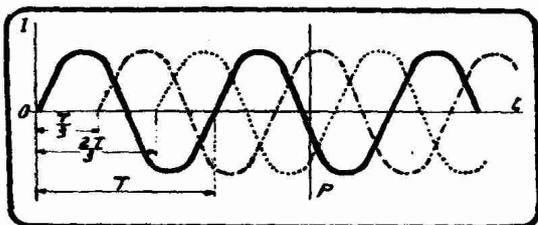


FIG. VIII-14-5. — Représentation graphique des trois courants fournis par un alternateur triphasé. Ces trois courants sont décalés de  $\frac{T}{3}$  et de  $\frac{2T}{3}$ , *T* étant la période commune.

REMARQUE. — D'après cette définition générale, les courants que nous avons appelés diphasés sont, en réalité, des courants

tétraphasés ( $n = 4$ , donc  $\frac{2\pi}{n} = \frac{\pi}{2}$ , qui est

bien l'angle de déphasage des deux courants de la figure VIII-14-3) ; mais on les appelle diphasés parce que deux phases seulement

sont transmises : les phases 0 et  $\frac{\pi}{2}$ .

### § 15. — Transport et utilisation des courants polyphasés.

#### 1° Expression des intensités :

L'intensité d'un courant alternatif simple, monophasé, obéit à la loi de variation

$$I = I_0 \sin 2\pi \frac{t}{T}$$

ou

$$I = I_0 \sin \omega t$$

si l'on veut faire apparaître la pulsation  $\omega = \frac{2\pi}{T}$ . Dans ces relations nous avons pris pour origine la phase du courant et non celle de la force électromotrice, comme nous avons procédé au chapitre III de ce livre, page 186.

Le transport d'un tel courant alternatif monophasé se fait par deux fils.

Les deux courants du diphasé sont décalés l'un par rapport à l'autre de un quart de période et les équations de ces courants sont

$$I_1 = I_0 \sin 2\pi \frac{t}{T} = I_0 \sin \omega t$$

et

$$I_2 = I_0 \sin 2\pi \left( \frac{t}{T} - \frac{1}{4} \right) = I_0 \sin \left( \frac{2\pi t}{T} - \frac{\pi}{2} \right) = I_0 \cos \frac{2\pi t}{T}$$

car l'angle de déphasage est  $\frac{\pi}{2}$ .

Le transport d'un tel courant exige quatre fils. Cependant on peut faire du transport de diphasé par trois fils, ainsi que nous le verrons au 5° de ce paragraphe, page 219.

Les trois courants du triphasé sont décalés l'un par rapport à l'autre (en suivant) d'un tiers de période et leurs équations respectives sont :

$$I_1 = I_0 \sin 2\pi \frac{t}{T} = I_0 \sin \omega t$$

$$I_2 = I_0 \sin 2\pi \left( \frac{t}{T} - \frac{1}{3} \right) = I_0 \sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$I_3 = I_0 \sin 2\pi \left( \frac{t}{T} - \frac{2}{3} \right) = I_0 \sin \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right)$$

puisque les angles de déphasage sont respectivement de  $\frac{2\pi}{3}$  et  $\frac{4\pi}{3}$ .

C'est une simple conséquence de la définition du décalage des fonctions sinusoïdales.

### 2° Le transport du triphasé :

A première vue, on pourrait supposer que le transport d'un tel courant triphasé exige six fils. Un examen plus approfondi des trois équations ci-dessus montre que *trois* fils suffisent. En effet, la *somme des intensités des trois courants constitutifs*  $I_1, I_2, I_3$  du triphasé est constamment nulle.

Cela se démontre graphiquement en coupant les trois courbes de la figure VIII-14-5 par une verticale quelconque P et en vérifiant que la somme des ordonnées des points de rencontre est nulle quelle que soit l'abscisse de la verticale P.

Il existe également une démonstration trigonométrique que voici.

La somme  $I_1 + I_2 + I_3$  s'écrit

$$(1) \quad I_1 + I_2 + I_3 = I_0 \sin \omega t + I_0 \sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + I_0 \sin \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right)$$

Considérons le facteur  $\sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$  et appliquons lui la transformation du 6° de la page 16 :

$$\sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) = \sin \omega t \cos \frac{2\pi}{3} - \cos \omega t \sin \frac{2\pi}{3}$$

La même transformation appliquée au facteur  $\sin \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right)$ , donne

$$\sin \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right) = \sin \omega t \cos \frac{4\pi}{3} - \cos \omega t \sin \frac{4\pi}{3}$$

En portant ces valeurs de  $\sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$  et de  $\sin \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right)$  dans la relation (1) et en groupant les facteurs de  $\sin \omega t$  et de  $\cos \omega t$ , on trouve

$$I_1 + I_2 + I_3 = I_0 \sin \omega t \left( 1 + \cos \frac{2\pi}{3} + \cos \frac{4\pi}{3} \right) - I_0 \cos \omega t \left( \sin \frac{2\pi}{3} + \sin \frac{4\pi}{3} \right)$$

Cette somme est nulle parce que chacune des parenthèses est nulle :

$$\cos \frac{2\pi}{3} = \cos \frac{4\pi}{3} = -\frac{1}{2} \quad \text{et} \quad \sin \frac{2\pi}{3} = -\sin \frac{4\pi}{3} \quad (1)$$

(1) En effet, si l'on se reporte à ce qui a été dit au début de cet ouvrage à propos des relations élémentaires entre sinus et cosinus,

$$\cos \frac{2\pi}{3} = \cos \left( \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{6} \right) = -\sin \frac{\pi}{6} = -\frac{1}{2}$$

$$\sin \frac{2\pi}{3} = \sin \left( \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{6} \right) = \cos \frac{\pi}{6}$$

$$\cos \frac{4\pi}{3} = \cos \left( \pi + \frac{\pi}{3} \right) = -\cos \frac{\pi}{3} = -\frac{1}{2}$$

$$\sin \frac{4\pi}{3} = \sin \left( \pi + \frac{\pi}{3} \right) = -\sin \frac{\pi}{3} = -\cos \frac{\pi}{6}$$

Cette propriété remarquable de la nullité de la somme des trois courants du triphasé simplifie considérablement le transport et l'emploi de ce genre de courant alternatif.

Il suffit, en effet, de brancher les séries A, B, C d'enroulements de l'alternateur de la figure VIII-14-4 et d'utiliser

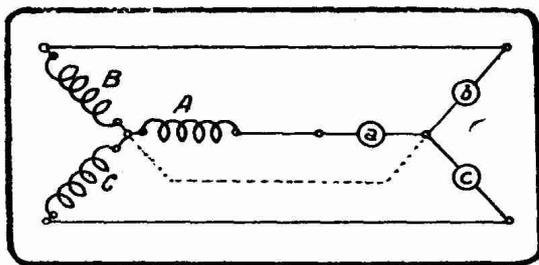


FIG. VIII-15-1. — Distribution du triphasé en étoile.

les tensions produites comme l'indique la figure VIII-15-1, qui correspond à ce que l'on appelle le *montage en étoile* (inventé par Tesla). A, B et C sont les trois groupes de bobinages de l'alternateur, a, b et c les circuits d'utilisation monophasés (lampes à incandescence par exemple). Il est essentiel que chaque branche de l'étoile du côté « utilisation » soit équilibrée (afin que les amplitudes de  $I_1$ ,  $I_2$  et  $I_3$  soient égales, condition de nul-

lité de la somme  $I_1 + I_2 + I_3$ ), sinon on est conduit à utiliser le fil pointillé figure VIII-15-1, fil que l'on appelle *fil de retour* ou *fil neutre*.

Au lieu du montage en étoile, on peut utiliser le *montage en triangle* de la figure VIII-15-2. Du fait de la nature même du courant triphasé, il ne se produit aucun courant inutile dans le circuit fermé constitué par le triangle A B C.

De toutes façons on voit qu'il suffit de trois fils pour transporter le triphasé.

Par généralisation, les courants  $n$  phasés se transportent avec  $n$  fils ou

$\frac{n}{2} + 1$  fils suivant que  $n$  est impair ou

pair. Ils s'utilisent avec montages polygonaux de  $n$  côtés. Actuellement le triphasé est le plus répandu, car il permet des rendements élevés aux moindres frais.

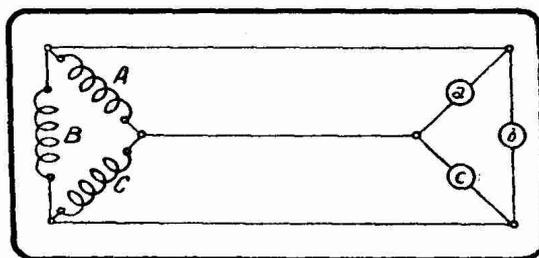


FIG. VIII-15-2. — Distribution du triphasé en triangle.

### 3° Tension engendrée et tension composée :

Un courant diphasé et un courant triphasé présentent bien entendu pour chaque phase une valeur efficace et une valeur moyenne de l'intensité, qui se déduisent de la valeur maximum  $I_0$  des relations établies page 216, comme il a été dit à propos du courant monophasé. De même, on définit une valeur moyenne et une valeur efficace de la tension de chaque phase : car bien entendu il existe entre  $E_1$ ,  $E_2$ ,  $E_3$  et  $E_0$  des relations identiques à celles qui existent entre  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$  et  $I_0$ .

Lorsque l'on dit d'un secteur triphasé qu'il est d'une tension de  $E$  volts, cela veut dire que la tension engendrée par chaque branche de l'étoile A B C de la figure VIII-15-1 est de  $E$  volts efficace. La *tension engendrée* est la tension de  $E$  volts efficaces. Entre deux fils d'aménée du triphasé, la tension efficace  $V$  est, dans le cas du montage en étoile et ainsi que le montre un calcul trigonométrique simple,

$$V = E \sqrt{3}$$

autrement dit si  $E = 110$  volts,  $V = 190$  volts. La *tension composée* est la tension de  $V$  volts efficaces.

Dans le cas d'un montage en triangle, la tension composée est égale à la tension engendrée ; en effet, le seul examen de la figure VIII-15-2 montre que la tension entre deux fils d'aménée du courant est, de toute évidence, égale à la tension aux bornes de chaque côté du triangle.

On a réalisé des alternateurs fournissant jusqu'à 25.000 volts, mais en pratique, on ne dépasse pas les 12.000 volts, l'élévation de la tension pour

le transport et l'abaissement pour l'utilisation étant confiés à des transformateurs.

REMARQUE. — On peut faire du transport de diphasé par trois fils (fig. VIII-15-3) en réunissant entre elles deux des bornes de sortie de l'alternateur de la figure VIII-14-2. Les appareils monophasés sont montés sur chaque pont, ou bien on utilise des machines réceptrices diphasées (moteur par exemple) à trois bornes. On s'efforce d'équilibrer les deux ponts au point de vue débit. On a alors, entre les quantités définies figure VIII-15-3 (quantités efficaces par exemple), les relations

$$V = E \sqrt{2}$$

$$I = i \sqrt{2}$$

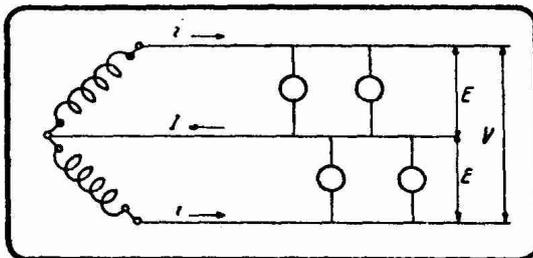


FIG. VIII-15-3. — Transport du diphasé par trois fils.

#### 4° Puissance d'un courant triphasé :

Considérons la figure VIII-15-1 ; la tension efficace aux bornes de chaque branche de l'étoile est  $E_{\text{eff}}$  ; soit  $I_{\text{eff}}$  l'intensité efficace ; la puissance réelle correspondante est, d'après ce qui a été dit au § 3, livre VIII, page 200.

$$E_{\text{eff}} I_{\text{eff}} \cos \varphi$$

$\varphi$  étant le décalage entre le courant et la tension.

Comme il y a trois branches, la puissance réelle totale est

$$P = 3 E_{\text{eff}} I_{\text{eff}} \cos \varphi$$

Si l'on désire introduire la tension composée  $V_{\text{eff}}$ , égale, nous l'avons vu il y a un instant, à  $E_{\text{eff}} \sqrt{3}$ , on a

$$P = V_{\text{eff}} I_{\text{eff}} \sqrt{3} \cos \varphi$$

Les puissances des alternateurs modernes s'échelonnent entre 50.000 et 100.000 kilowatts.

#### 5° Les transformateurs polyphasés :

Dans le cas d'un courant polyphasé (triphase pour fixer les idées), on pourra utiliser plusieurs transformateurs monophasés identiques, un sur chaque phase. Pour le triphasé, on aura donc trois transformateurs ; pour le diphasé utilisé suivant le principe de la figure VIII-15-3, deux transformateurs.

Pour le triphasé, les primaires peuvent être groupés en triangle ou en étoile ; l'emploi du fil neutre est inutile. Les secondaires peuvent être groupés en triangle ou en étoile. Fréquemment les primaires sont en triangle et les secondaires en étoile, afin de pouvoir disposer du fil neutre.

On peut aussi construire un transformateur unique à trois noyaux, dans le cas du triphasé. Ces noyaux peuvent être disposés dans le même plan ou, d'une manière plus symétrique, suivant les trois arêtes d'un prisme triangulaire équilatéral. Sur chaque noyau, de même section, il y a un enroulement primaire et un enroulement secondaire. Chaque noyau est parcouru par un flux alternatif, mais à chaque instant la somme des trois flux est nulle, ainsi qu'il résulte des relations de la page 217.

### § 16. — La commutatrice.

Les machines productrices de courant continu et les machines productrices de courant alternatif semblent au premier examen assez différentes. Lorsque l'on étudie plus à fond ces deux sortes de machines électriques, on constate par exemple que la machine Gramme de la figure VI-23-1 est assimilable à un quart  $AA_1$  de l'alternateur de la figure VIII-12-1. Dans l'un des cas c'est l'induit qui tourne, dans l'autre c'est l'inducteur. Cette différence ne change rien évidemment au principe de fonctionnement de l'appareil.

Il est même possible de faire de l'anneau Gramme, ou de toute autre machine « continu » analogue, un alternateur triphasé. Il suffit pour cela de

considérer les trois tiers de l'enroulement de cet anneau comme trois bobines distinctes montées en triangle suivant le principe de la figure VIII-15-2.

On se trouve en présence de la disposition de la figure VI-25-1 dans les trois bobines  $B_1$ ,  $B_2$ ,  $B_3$  de laquelle apparaissent des courants alternatifs de même période, mais décalés de  $\frac{1}{3}$  de période. Pour recueillir ces courants, on

utilise trois bagues métalliques isolées, calées sur l'axe et reliées aux points  $b_1$ ,  $b_2$ ,  $b_3$ , c'est-à-dire à chacun des sommets du triangle constitué par les parties d'enroulement  $B_1$ ,  $B_2$ ,  $B_3$ .

On peut conserver à un bout de l'arbre de la machine le collecteur et les balais ordinaires de la dynamo et monter les bagues à l'autre extrémité de cet arbre, autrement dit adopter la disposition de la figure VIII-16-1.

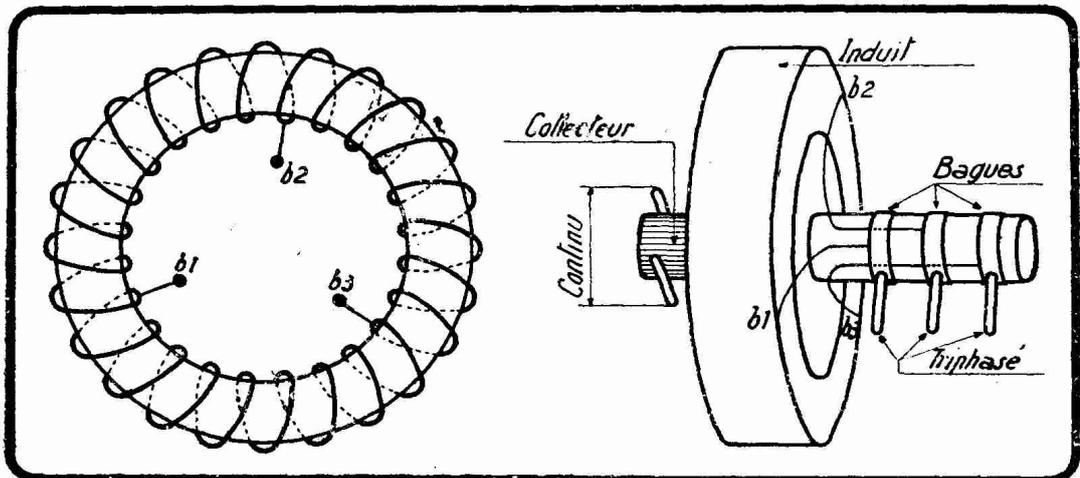


FIG. VIII-16-1. — Schéma de la commutatrice. Le courant triphasé est recueilli ou appliqué aux bagues ; le courant continu appliqué ou recueilli au collecteur.

Ainsi équipée, la machine donne à volonté des courants alternatifs triphasés (sortie bagues) ou un courant continu (sortie collecteur).

Il serait maladroit d'utiliser une telle machine à la production de courants triphasés par rotation mécanique de l'induit. Mais cette machine présente un gros intérêt lorsqu'elle est employée en *commutatrice*, c'est-à-dire en machine à transformer soit du courant continu (appliqué du côté « collecteur ») en triphasé (recueilli du côté « bagues »), soit du triphasé (appliqué du côté « bagues ») en courant continu (recueilli du côté « collecteur ») (1).

(1) Dans cette dernière application, l'induit tourne quand on lui applique du triphasé pour les raisons que nous allons exposer dans le chapitre qui suit.

## CHAPITRE VI

## LES MOTEURS ALTERNATIFS

## § 17. — Utilisation des moteurs universels.

Un moteur dynamo-électrique prévu pour continu peut fonctionner sur courant alternatif monophasé à condition que les circuits magnétiques soient feuilletés pour empêcher les courants de Foucault. Nous avons vu que ce moteur est un moteur universel. Pour les fortes puissances, ce sont les moteurs série qui s'imposent, les moteurs shunt produisant de trop fortes étincelles aux balais du fait de l'induction de l'excitation.

En fait les moteurs dynamo-électriques alimentés par alternatif présentent divers inconvénients (complication des phénomènes de commutation dans l'induit, self-induction importante limitant l'intensité du courant, donc la puissance, etc.) qui les ont fait rejeter pour la traction, où le moteur série alimenté par continu reste sans rival.

## § 18. — Les moteurs synchrones.

Tout comme une dynamo à courant continu, un alternateur monophasé ou polyphasé est réversible, il peut donc jouer le rôle de moteur alternatif que l'on appelle alors *moteur synchrone*. Le sens de rotation de ce moteur est défini par le sens de circulation du courant continu d'excitation des électro-aimants du rotor. Mais il faut disposer de ce courant d'excitation continu, ce qui complique l'installation. D'autre part, les alternateurs ainsi utilisés en moteurs synchrones présentent certaines difficultés de démarrage. Il faut, en effet, *accrocher* le rotor au moment du démarrage, c'est-à-dire lancer le rotor avant d'appliquer à son stator le ou les courants alternatifs : ce ou ces courants entretiennent en réalité le mouvement de rotation lorsqu'il a atteint la vitesse voulue, mais ne sauraient le créer.

Dans les petits moteurs synchrones, on lance le rotor à la main ; dans les moteurs industriels, on utilise à ce lancement le courant de la dynamo d'excitation des électro-aimants du rotor.

Enfin si le travail demandé au moteur n'est pas constant dans d'assez étroites limites, le moteur décroche et le rotor s'immobilise.

Les moteurs synchrones sont intéressants lorsque la vitesse de rotation demeure pratiquement constante et lorsque l'on ne demande pas de trop grandes variations de puissance mécanique.

## § 19. — Les moteurs à champ tournant dits aussi asynchrones ou à induction.

Les courants électriques diphasés et triphasés ont permis de réaliser d'excellents moteurs alternatifs à auto-démarrage, par suite de la précieuse propriété de ces courants de créer un *champ magnétique tournant*.

En quoi consiste un champ tournant ? On peut mettre en œuvre un champ de cette nature par l'expérience classique d'Arago : un disque de cuivre suspendu par son centre dans le plan horizontal est placé au-dessus d'un aimant permanent en fer à cheval que l'on peut faire tourner autour de son axe de symétrie. L'aimant est séparé du disque par une cloison. Si l'on fait tourner l'aimant, le champ magnétique de cet aimant tourne et crée dans la

masse du disque de cuivre des courants de Foucault qui entraînent le disque, lequel prend un mouvement de rotation de même sens que celui de l'aimant.

1° Cas des courants diphasés :

Considérons deux bobines  $AA_1$  disposées comme le montre la figure VIII-19-1

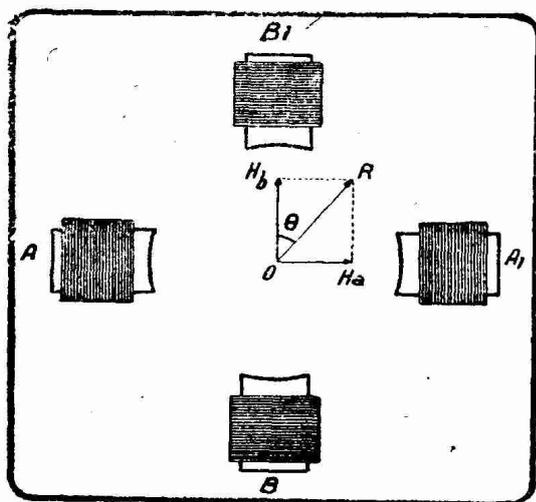


FIG. VIII-19-1. — Création d'un champ tournant avec les deux courants du diphasé lancés respectivement dans les bobines  $AA_1$  et  $BB_1$ . Le champ résultant est constant en grandeur, mais tourne autour de O avec une vitesse angulaire égale à la pulsation du diphasé.

et recevant l'une des phases du courant diphasé, autrement dit l'un des deux courants monophasés  $I_1$  qui constituent le diphasé. Il se crée entre les bobines un champ magnétique qui varie à la fréquence du courant appliqué aux bobines  $AA_1$ . En un point central O, en particulier, existe une force magnétique  $H_a$  de direction constante, mais de grandeur variant avec le temps  $t$  suivant la loi

$$H_a = H_0 \sin 2\pi \frac{t}{T}$$

$H_0$  étant la valeur maximum prise par la force au cours de la variation de courant qui la produit et  $T$  étant la période du courant alternatif.

Considérons de même deux bobines  $BB_1$  qui reçoivent le second courant  $I_2$  du diphasé et disposées perpendiculairement à  $AA_1$ . Au point O existe une force magnétique  $H_b$  de direction constante (perpendiculaire à celle de  $H_a$ ) et de grandeur variant avec le temps  $t$  suivant la loi

$$H_b = H_0 \sin 2\pi \left( \frac{t}{T} - \frac{1}{4} \right) = H_0 \sin \left( \frac{2\pi t}{T} - \frac{\pi}{2} \right) = H_0 \cos 2\pi \frac{t}{T}$$

La résultante  $R$  de ces deux champs se déduit suivant la règle du rectangle déjà rencontrée à propos de la figure VI-3-1. La règle de géométrie élémentaire relative aux côtés d'un triangle rectangle (théorème de Pythagore) donne

$$R^2 = H_a^2 + H_b^2$$

ce qui donne

$$R^2 = H_0^2 \sin^2 \frac{2\pi t}{T} + H_0^2 \cos^2 \frac{2\pi t}{T} = H_0^2$$

puisque la somme des carrés du sinus et du cosinus d'un angle est égale à 1.

On a donc :

$$R = H_0$$

La résultante est constante en grandeur ; mais sa direction varie ; en effet, si l'on appelle  $\theta$  l'angle que fait  $R$  avec  $H_b$ , on a :

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{H_a}{H_b} = \operatorname{tg} \frac{2\pi t}{T}$$

d'où

$$\theta = \frac{2\pi t}{T}$$

Le champ résultant tourne d'un angle  $\theta$  proportionnel au temps  $t$  ; sa rotation est uniforme. Le champ effectue un tour en une période. Autrement dit

sa vitesse angulaire est égale à la pulsation  $\frac{2\pi}{T}$  du courant.

On a ainsi produit un champ magnétique tournant sans faire tourner aucune pièce mécanique.

Pour réaliser un moteur diphasé, il n'y a qu'à disposer dans le champ tournant créé figure VIII-19-1 un cylindre métallique mobile autour de l'axe O. Ce cylindre est entraîné dans le sens de rotation du champ résultant R.

2° Cas des courants triphasés :

Les trois courants  $I_1, I_2, I_3$  du triphasé sont respectivement appliqués aux bobines A, B, C placées suivant les trois sommets d'un triangle équilatéral comme le montre schématiquement la figure VIII-19-2. Au point O naissent trois forces magnétiques, trois champs magnétiques  $H_a, H_b$  et  $H_c$  de directions constantes mais de grandeur variant avec le courant qui les crée :

$$H_a = H_0 \sin 2\pi \frac{t}{T}$$

$$H_b = H_0 \sin 2\pi \left( \frac{t}{T} - \frac{1}{3} \right)$$

$$H_c = 2H_0 \sin 2\pi \left( \frac{t}{T} - \frac{2}{3} \right)$$

Ces trois champs ont une résultante R de grandeur constante (le calcul montre que  $R = \frac{3}{2} H_0$ ) mais dont la

direction effectue autour de O un tour en une période.

On a ainsi réalisé des moteurs triphasés asynchrones en utilisant comme rotor un cylindre métallique.

3° Réalisations pratiques :

Les stators sont construits comme ceux des alternateurs diphasés ou triphasés ; leurs enroulements sont reliés aux conducteurs du réseau.

Les rotors ne sont parcourus que par des courants d'induction ; sous leur forme la plus simple, ils sont constitués par une série de disques de tôle enfilés par leur périphérie sur des barreaux de cuivre s'appuyant sur deux couronnes terminales de cuivre. A cause de sa forme, le stator s'appelle communément cage d'écureuil.

Le démarrage ne présente quelques difficultés que dans le cas des moteurs à grande puissance où les courants induits dans le rotor peuvent prendre au départ des valeurs telles qu'ils amènent la fusion des barres de la cage.

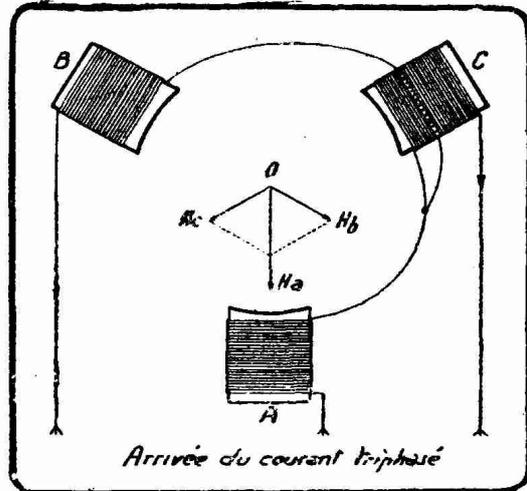


FIG. VIII-19-2. — Création d'un champ tournant par les trois courants du triphasé. Les composantes  $H_a, H_b, H_c$  créent une résultante constante en grandeur mais qui tourne autour de O avec une vitesse de rotation égale à la pulsation du courant triphasé.



## LIVRE IX

# La Bobine de Ruhmkorff et ses applications principales

### CHAPITRE PREMIER

#### LA BOBINE DE RUHKORFF OU BOBINE D'INDUCTION

Bien avant les transformateurs que nous venons d'étudier dans le précédent chapitre, transformateurs qui n'ont pu être conçus et réalisés que lorsque les courants alternatifs furent facilement produits (alternateurs), quelques techniciens, parmi lesquels il faut citer Masson et Bréguet, eurent l'idée d'utiliser les phénomènes d'induction, observés à la fermeture et à l'ouverture de circuits inducteurs traversés par un *courant continu*, à l'élévation de la tension électrique fournie par les piles. Divers appareils furent réalisés sous le nom générique de *bobines d'induction*. Ruhmkorff <sup>(1)</sup> perfectionna considérablement ces dispositifs et créa, en 1851, la bobine qui a porté longtemps son nom.

Nous avons vu que l'établissement <sup>(2)</sup> du courant continu dans un circuit au moment de la fermeture de ce circuit n'est pas instantané, tout en durant un temps très court. Par suite de cette courte durée de la période d'établissement, la force électromotrice du

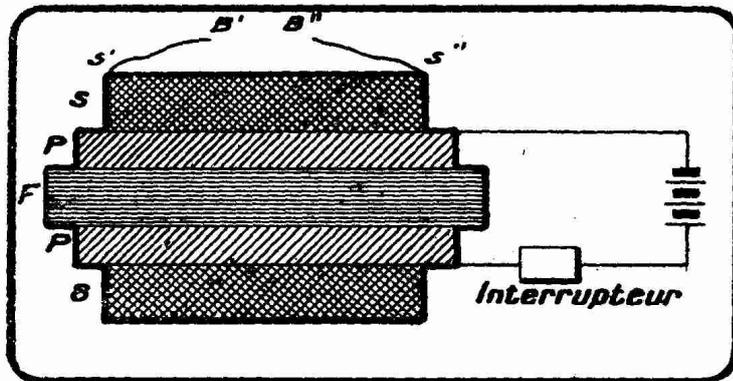


FIG. IX-1-1. — Schéma élémentaire d'une bobine de Ruhmkorff.

courant induit inverse produit dans un circuit voisin est importante. De même, au moment de la rupture <sup>(3)</sup> du courant, il se produit un courant induit direct dont la tension est très élevée, plus élevée encore que celle de l'inverse (figure VI-12-3).

Si, par conséquent, dans un primaire P de gros fil enroulé autour d'un noyau de fer doux F <sup>(4)</sup>, nous établissons et nous rompons rapidement le courant d'une source continue de 4 à 20 volts (fig. IX-1-1), nous pouvons induire dans une bobine secondaire S, comprenant un grand nombre de tours de fil fin

(1) Le constructeur Ruhmkorff (1803-877), né à Hanovre, vint se fixer à Paris, où il fonda une maison d'instruments de précision qui jouit d'une grande prospérité. Il se signala par la perfection de sa fabrication et un grand prix vint consacrer la célébrité qu'il avait acquise par l'invention de la bobine d'induction qui porte son nom.

(2) Partie Oa de la courbe A de la figure VI-12-3.

(3) Partie bc de la courbe A de la figure VI-12-3.

(4) Destiné à augmenter le flux, donc les effets d'induction.