

ROGER R. CAHEN

COURS DE RADIO



EDITION DU HAUT-PARLEUR

Revue de la



ASSOCIATION PHILOMATHIQUE

Cours de Radio

Télégraphie et Phonie

professé à

L'ÉCOLE D'ARTS ET MÉTIERS

de PARIS

par

Roger R. CAHEN

Chef de Laboratoire à l'Institut
d'Actinologie



FASCICULE N° 1

(Le cours complet comporte 8 fascicules)

PUBLICATIONS RADIO-ÉLECTRIQUES et SCIENTIFIQUES

Journal « Le Haut-Parleur »

23, Avenue de la République — PARIS

PRÉFACE

C'EST un plaisir pour moi de présenter ce volume aux fervents de la T. S. F.

M. Roger Cahen est suffisamment connu par ses travaux scientifiques sur les rayonnements X et ultra-violetts pour qu'il soit inutile d'insister sur sa valeur de technicien.

Le domaine de la radioélectricité s'étend chaque jour et la radiophonie, mise à la portée de tous, contribue à amplifier le mouvement d'intérêt dont elle est l'objet.

Comment tirer le maximum de rendement d'un récepteur si l'on ignore sa constitution et les phénomènes qu'il met en jeu ?

Il existe beaucoup d'ouvrages de vulgarisation qui sont trop peu techniques.

Le cours professé par R. Cahen depuis trois ans à l'École d'Arts et Métiers de Paris, sous les auspices de l'Association Philomathique, comble, à mon avis, cette lacune.

D'une rigueur scientifique certaine, ce cours a le mérite d'être accessible à tous, qu'il s'agisse de l'amateur ou du futur professionnel. Les lecteurs qui se destinent aux carrières radioélectriques (armée, marine, aviation, P. T. T.) en tireront un profit incontestable.

Les fascicules correspondant aux trente cours constituent un de ces livres qu'on aime à conserver.

Je remercie le journal « Le Haut-Parleur » d'avoir bien voulu aider à la vulgarisation de ces cours en les éditant, afin qu'il puissent être conservés.

A en juger d'après l'intérêt oral de cette suite de cours, il est heureux que l'édition leur assure une plus grande diffusion, et l'on ne peut que prévoir le succès de l'œuvre écrite.

Georges DUBOIS,
Directeur des Cours

TABLEAU des NOTATIONS

- \AA = unité Angström, un dix millionième de millimètre.
a : rapport de transformation.
AH : capacité en ampères-heure.
C : capacité électrostatique en Farads.
E : force électromotrice en volts.
f : fréquence par seconde.
H : intensité de champ magnétique en Gauss.
h : hauteur en mètres.
I : intensité en Ampères.
K : facteur de puissance d'un courant alternatif ou facteur d'amplification d'un relais électronique.
k : constante diélectrique ou coefficient d'accouplement.
L : coefficient de self-induction en Henrys.
l : longueur en centimètres.
M : coefficient d'induction mutuelle.
N : nombre de tours.
P : puissance en Watts.
Q : nombre de Calories ou de Coulombs.
R : résistance en Ohms.
S : inclinaison ou pente de la caractéristique d'un relais.
s : section ou diamètre.
T : durée d'une période en secondes.
t : température en degrés centigrades.
v : différence de potentiel en Volts.
V : vitesse de propagation des ondes électromagnétiques.
vg : accroissement du potentiel de la grille d'un relais électronique
vp : accroissement du potentiel de la plaque d'un relais électronique.
X }
Y } Valeurs indéterminées.
Z }
- λ : longueur d'onde en mètres (λ).
 μ : perméabilité magnétique (μ).
 ω : pulsation (ω).
 π : constante 3,1416 (π).
 ϕ : flux en Maxwells (ϕ).
 ρ : résistivité en Microhms (ρ).

Historique de la Radiotélégraphie

Les Mouvements Vibratoires. — Les Rayonnements Chimiques, Lumineux, Calorifiques, Electriques

La radiotélégraphie et la radiotéléphonie ont pour but de transmettre la pensée humaine entre deux ou plusieurs points de notre globe par l'intermédiaire d'ondes électromagnétiques dont la vitesse de propagation est très élevée : 300.000 kilomètres à la seconde, donc pratiquement instantanée.

Il convient de considérer l'évolution progressive de la radiotechnique jusqu'à nos jours : cette suite de recherches est féconde en enseignements.

Maxwell (1831-1879), physicien anglais, établit par le calcul la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques. Toujours par déduction, il forme l'hypothèse de l'Ether, milieu impondérable dont l'existence est nécessaire à la transmission des ondes électromagnétiques.

En effet, on conçoit difficilement qu'un ébranlement puisse se propager sans le secours d'un « support » si ténu soit-il.

L'ébranlement produit par la chute d'une pierre dans l'eau ne provoque des ondulations concentriques qui vont s'élargissant que par suite de l'existence propre à la masse du liquide. Il y a bien transmission d'énergie mécanique puisque les ondulations sont susceptibles de produire une pression sur un obstacle quelconque qui se trouverait relativement éloigné du point où la pierre est tombée.

Maxwell établit également la théorie des courants de déplacement dans les diélectriques.

Il arrive à la conclusion que l'action énergétique croît dans le même sens que la fréquence, ce qui est toujours confirmé par les expériences actuelles (portée remarquable des ondes de faible longueur).

Hertz (1857-1894), physicien allemand, en vérifiant les hypothèses de Maxwell, établit pratiquement l'identité des ondes électriques et de la lumière. Voilà pourquoi nous emploierons l'expression : « Ondes hertziennes ».

Les expériences de Hertz montrent que les ondes électriques possèdent les mêmes caractéristiques que les autres radiations = (Rayons X, ultra-violet, visibles et infra-rouges).

- | | |
|----------------|-----------------|
| 1° Réflexion. | 3° Diffraction. |
| 2° Réfraction. | 4° Absorption. |

La lumière est la partie visible du spectre qui impressionne la rétine humaine. Avec la chaleur radiante (infra-rouge) qui affecte nos terminaisons nerveuses, la lumière est une des radiations électromagnétiques qui nous est la plus familière.

Pour cette raison, nous illustrerons les quatre phénomènes (fig. 1, 2, 3 et 4) à l'aide d'un rayon lumineux, bien qu'ils soient valables pour toutes les ondes électromagnétiques visibles ou non. En choisissant le cas particulier d'une radiation visible, les expériences sont plus facilement contrôlables.

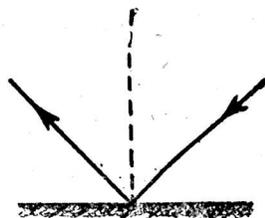


Fig. 1

Fig. 1. — Réflexions sur un miroir plan. L'angle d'incidence par rapport à la normale (perpendiculaire) est égal à l'angle de réflexion.

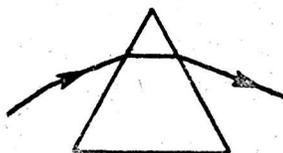


Fig. 2

Fig. 2. — Déviation à travers un prisme translucide provoquée par deux réfractions successives.

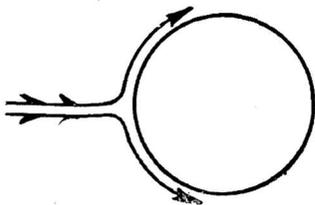


Fig. 3

Fig. 3. — Diffraction à la surface d'une sphère polie (phénomène de diffusion).

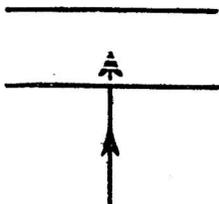


Fig. 4

Fig. 4. — Absorption dans un corps non translucide; dissipation d'énergie sous forme de chaleur.

Les mêmes lois sont applicables aux ondes hertziennes (fig. 5). Figure valable dans certaines conditions, notamment lorsque l'obstacle est relativement grand par rapport à la longueur d'onde.

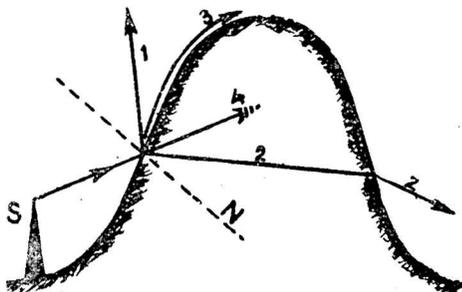


Fig. 5

Les flèches 1, 2, 3 et 4 montrent les directions approximatives prises par un rayon incident provenant de S (réflexion, réfraction, diffraction, absorption).

Hertz vérifie la vitesse de propagation (300.000 kilomètres seconde) qui est celle de la lumière.

Branly, physicien français, invente en 1889 le premier détecteur pratique connu sous le nom de « tube de Branly ».

Comme nous l'avons dit plus haut, parmi les ondes électromagnétiques, seules la lumière et la chaleur impressionnent nos sens (sans par-

ler de l'action biologique des radiations de plus courte longueur d'onde). Pour que les ondes hertziennes puissent transmettre notre pensée, il faut les rendre perceptibles. L'impuissance de nos sens explique la nécessité du détecteur.

Le tube de Branly contient une limaille métallique formant ainsi un conducteur de haute résistance en courant continu. Cette résistance diminue si la limaille est traversée également par un courant alternatif haute fréquence. La pile peut alors alimenter un dispositif convenable (relais inscripteur, appareil télégraphique Morse). Pour que le tube puisse être utilisé en vue de la réception d'un second signal, il faut lui permettre de recouvrer sa haute résistance primitive. Il suffit d'un léger choc pour cela, choc provoqué par un petit marteau, qui ébranle le système (fig. 6). Le détecteur est décohééré.

Un russe, *Popoff*, étudiant l'électricité atmosphérique, fit usage de conducteurs aériens dont les antennes actuelles s'inspirent. La priorité de ce dispositif est difficile à établir, puisqu'en 1857 un savant français, *Lemonnier*, mentionnait dans un mémoire, l'emploi d'une antenne assez perfectionnée.

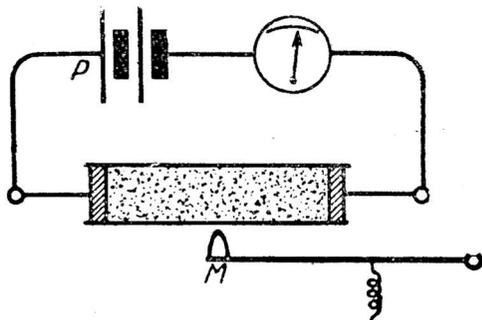


Fig. 6

Un savant italien, *Marconi*, réalise vers 1896 la première communication pratique. En 1898, il réussit à franchir la Manche entre la France et l'Angleterre. Il employait d'ailleurs le détecteur Branly.

Ceci marque une ère nouvelle. La propagation utile des ondes électromagnétiques n'est plus du domaine du laboratoire. Dix ans après, on obtient une communication entre l'Ecosse et l'Amérique du Nord: l'Atlantique est franchi. Au début de la guerre (1914-1918), les communications intercontinentales sont courantes.

Pendant cette période de quatre années, la radiotélégraphie fait des progrès importants

provoqués par les nécessités de la défense nationale. La lampe à plusieurs électrodes apparaît.

Comme le physicien *Maxwell* l'a indiqué, le premier, tous les rayonnements, qui sont une transmission de l'Énergie, se propagent sous forme d'un mouvement vibratoire par l'intermédiaire d'un milieu impondérable, l'Ether (que l'on ne doit pas confondre avec le liquide volatil bien connu).

L'Ether baigne non seulement notre globe, mais l'Univers. Il n'a rien à voir avec l'atmosphère qui est une couche gazeuse qui entoure la Terre (épaisseur variable 50 à 60 kilomètres).

Voici un tableau des principales radiations électromagnétiques :

DÉNOMINATION	LONGUEURS D'ONDES
Rayons cosmiques de Millikan	— 400 milliardièmes de millimètre.
Rayons Gamma du Radium	— 0,018 à 1 Angström.
Rayons X	— 0,057 à 144 Angströms.
Ultra-violet. Rayons chimiques.	— 144 à 3.900 Angströms.
Lumière visible (du rouge au violet)	— 3.900 à 8.000 Angströms.
Infra-rouge.	— 8.000 A à 6 millimètres.
Ondes hertziennes	— 6 mm à 30 kilomètres.

Dans toute l'échelle de ces radiations, seules les ondes électromagnétiques de 10 mètres à 20 kilomètres ont été employées avec succès sur des distances importantes.

Le groupe lumière visible et ultra-violet a été utilisé en télégraphie optique. Le calcul et l'expérience montrent que les radiations de plus faible longueur d'onde ne conviennent pas à cause des phénomènes cités plus haut (réflexion et absorption).

Pour donner une idée approchée de ce que peut être la longueur d'onde, nous devons avoir recours à une analogie.

Si l'on jette des pierres, au même point d'une nappe d'eau tranquille et à intervalles réguliers, on constate la production d'ondulations concentriques qui s'agrandissent de plus en plus.

La distance qui sépare deux crêtes d'eau voisines provoquées par le jet consécutif de deux pierres, est précisément la longueur d'onde du mouvement vibratoire transmis par l'eau.

Si l'on jetait les pierres à la surface d'une nappe d'huile, on ne tarderait pas à s'apercevoir que la vitesse de déplacement est infiniment moins grande à cause de la viscosité. La nature du milieu intervient donc dans le phénomène.

Lorsqu'une ondulation parcourt l'espace qui sépare deux crêtes et vient prendre la place qu'occupait la précédente un certain temps auparavant, elle a parcouru une longueur d'onde (fig. 7).

Ce temps correspond évidemment à celui qui s'écoule entre la chute de deux pierres.

Une distance parcourue par un mobile est égale au produit de la vitesse de ce mobile par le temps qu'a duré ce déplacement : un véhicule capable de faire 50 kilomètres à l'heure pendant deux heures, parcourt 100 kilomètres.

L'ondulation en question se propage à une vitesse V pendant un temps T et parcourt une longueur d'onde λ .

On peut écrire :

$$\lambda = VT$$

(Lambda λ = lettre L de l'alphabet grec, symbole de la longueur d'onde).

Il est à remarquer qu'au cours de ce phénomène, l'eau ou plutôt les molécules d'eau ne se déplacent pas dans le sens de la propaga-

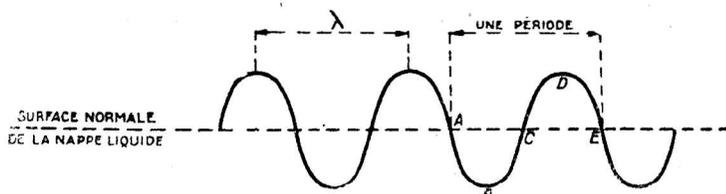


Fig. 7

tion. Elles oscillent simplement dans le plan vertical (vibrations transversales).

Une expérience de physique peut servir d'analogie :

Un certain nombre de pendules (boules métalliques suspendues par un fil) placées jointivement peuvent transmettre une certaine énergie sans mouvement apparent (fig. 8).

Si l'on écarte 1 de sa position initiale, il retombe sur 2 — les pendules 2, 3, 4, 5, 6 ne bougent pas à cause de leur inertie, mais 7 s'écarte du groupe. Les molécules d'eau de la nappe liquide envisagée agissent de la même façon, toutes proportions gardées.

La période sera constituée par ABCDE (fig. 7), c'est-à-dire un creux et la crête suivante. Nous sommes devant un phénomène périodique » qui se reproduit à des temps égaux, caractérisé par deux variations de niveau (ABC au-dessous de la surface normale et CDE au-dessus de cette surface).

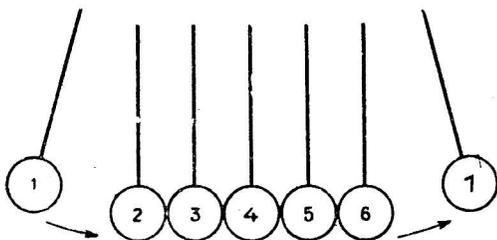


Fig. 8

La période ABCDE comprend les deux demi-périodes ABC et CDE. La longueur d'onde λ sera la période exprimée en fonction du temps lié à la vitesse de propagation V dans le milieu considéré. (Dans cet exemple hydraulique V est de l'ordre du mètre à la seconde).

La connaissance de V (vitesse de propagation) et de T (temps d'une période du phénomène) fournit λ la longueur d'onde).

De la formule précédente on tire :

$$T = \frac{\lambda}{V} \text{ et } V = \frac{\lambda}{T}$$

Nous avons vu que T était l'espace de temps qui séparait la chute de deux pierres. Plus le nombre de pierres jetées dans un temps donné est grand, plus le temps qui sépare deux chutes est court. La fréquence de chute est donc inversement proportionnelle au temps qui sépare deux de ces chutes.

$$\text{On écrit : } f = \frac{1}{T}$$

Tout ce qui précède est applicable aux ondes électromagnétiques hertziennes employées en radiotélégraphie et phonie. La vitesse de propagation devient 300.000 kilomètres à la seconde et la durée de la période relativement petite puisque la fréquence de courants alternatifs qui provoquent ces ondes est très grande, de l'ordre de la centaine de mille ou du million par seconde.

La pensée humaine peut être transmise graphiquement ou phoniquement :

Radiotélégraphie. — La station émettrice produit des courants alternatifs de haute fréquence qui parcourent son antenne. Les conducteurs aériens qui la constituent donnent lieu à un ébranlement électromagnétique de l'éther qui se propage autour du globe terrestre, entre sa surface et une couche conductrice qui l'entoure (couche ionisée d'Heaviside). Tout obstacle bon conducteur du courant électrique (les fils d'une antenne de réception, par exemple) qui se trouve dans le champ électromagnétique est le siège de courants alternatifs de même fréquence que ceux qui ont parcouru l'antenne d'émission. Ces courants sont détectés et souvent amplifiés pour nous être rendus perceptibles. Si l'onde transmise est discontinue

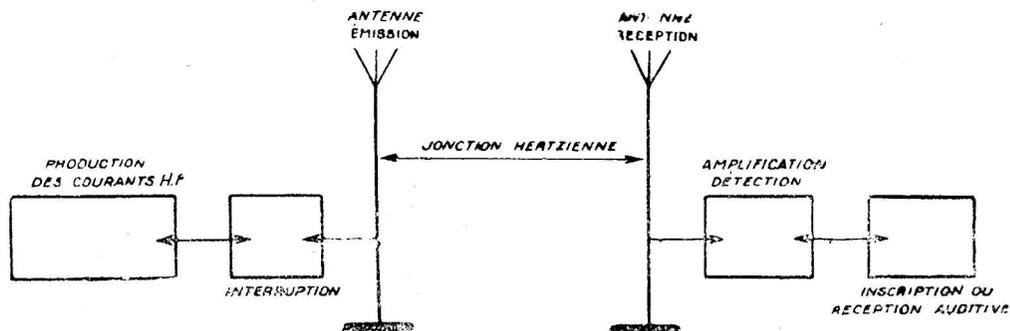


Fig. 9

(traits-points ou combinaisons quelconques) les mêmes variations sont fidèlement reproduites à la réception.

Un code arbitraire (alphabet Morse, signaux de télégraphie système Baudot, système Creed à grande vitesse) permet d'élaborer des lettres, des mots, des phrases (fig. 9).

Radiotéléphonie. — Le poste émetteur produit dans les mêmes conditions des ondes continues (sans interruption).

Un microphone (transformateur de vibrations sonores en vibrations électriques) module convenablement ces ondes continues en superposant la fréquence des différentes hauteurs de son de la parole ou de la musique (40 à 5.000 périodes par seconde) à leur très haute fréquence.

À la réception, l'antenne siège des courants

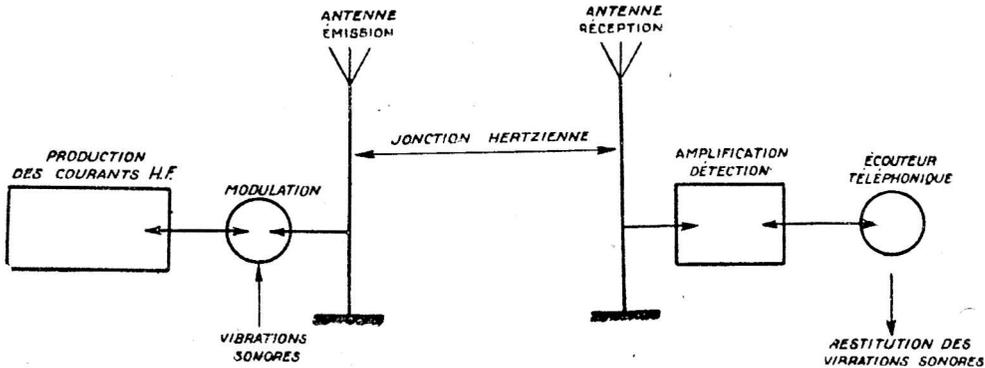


Fig. 10

haute fréquence légèrement déformés par la modulation basse fréquence sonore, alimente le dispositif détecteur qui restitue par l'intermédiaire d'un écouteur téléphonique les variations de départ, les sons émis devant le microphone (fig. 10).

Les figures 9 et 10, très schématisées, montrent la technique employée.

Exemples simples de calculs relatifs à la correspondance des fréquences et des longueurs d'onde :

I. Quelle est la longueur d'onde émise par une antenne de T.S.F. qui est le siège d'un courant alternatif haute fréquence f : 3 millions ?

Solution : Si la fréquence est de 3.000.000 de périodes par seconde, la durée d'une période est :

$$T = \frac{1}{3.000.000} \text{ de seconde.}$$

Appliquons la formule $\lambda = VT$ (V en mètres)

$$\lambda = 300.000.000 \times \frac{1}{3.000.000} = 100 \text{ m.}$$

II. Quelle est la fréquence d'une onde de deux mètres ?

Solution : La formule de base est $\lambda = VT$ d'où l'on tire :

$$T = \frac{\lambda}{V} \text{ mais } f = \frac{1}{T}$$

$$\text{donc } f = \frac{V}{\lambda} = \frac{300.000.000}{2} = 150.000.000.$$

DEUXIÈME LEÇON

Rappel des principales Lois Electriques Unités plus spécialement employées en T. S. F. Représentation graphique des courants variables

Lorsqu'on veut donner une idée de ce que peut être l'électricité ou un courant électrique on a recours à une analogie : un afflux d'eau par exemple dans une conduite. L'eau provoque une certaine pression à l'intérieur de celle-ci, et la quantité d'eau qui s'écoulera dans un temps donné est proportionnelle à cette pression.

De même, un conducteur métallique parcouru par un courant électrique sera le siège d'électrons en déplacement (un électron est une particule infinitésimale chargée négativement). A ce propos il faut dire que les termes « positifs et négatifs » sont arbitraires. Un point est dit « chargé positivement » lorsqu'il comporte moins d'électrons qu'un autre point dit « chargé négativement ». C'est une question de relativité et seuls les électrons sont en jeu.

Des électrons libres en déplacement dans un conducteur provoqueront une certaine pression (tension) et selon la différence de densité électronique aux extrémités du conducteur on pourra parler de différence de potentiel. La quantité d'électrons qui se propagera sera proportionnelle à la différence de potentiel et au temps qu'aura duré le phénomène.

Tout comme la puissance d'une turbine hydraulique est proportionnelle au débit et à la pression d'alimentation, la puissance d'un courant électrique sera proportionnelle à la différence de potentiel et à l'intensité.

Malheureusement on ne peut pousser ce genre d'analogie plus loin. Lorsque des molécules d'eau circulent à l'intérieur d'une conduite, le phénomène est localisé à celle-ci et ne donne lieu à aucune action extérieure. Un conducteur siège d'un afflux d'électrons pourra provoquer comme on le sait, un « champ » magnétique susceptible d'action à distance c'est d'ailleurs la base fondamentale de la Radiotechnique. »

Lois d'Ohm. — « L'intensité, dans un circuit est proportionnelle à la différence de potentiel existant entre ses extrémités et inversement proportionnelle à sa résistance électrique. »

$$I \text{ ampères} = \frac{E \text{ volts}}{R \text{ ohms}}$$

d'où l'on tire :

$$R \text{ ohms} = \frac{E \text{ volts}}{I \text{ ampères}}$$

$$E = R \text{ ohms} \times I \text{ ampères.}$$

La connaissance de deux grandeurs E et R ou E et I ou R et I permet de calculer la troisième.

Résistance d'un conducteur.

« La résistance d'un conducteur est proportionnelle à sa longueur et inversement proportionnelle à la surface de sa section, elle dépend en outre de la nature du métal qui le constitue. »

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

R = résistance du fil en ohms.

ρ = (rhô) coefficient de résistivité.

S = section en centimètres carrés.

La résistivité est la résistance d'une barre de un centimètre de long et de un centimètre carré de section.

Cette valeur augmente en fonction de la

température, d'environ $\frac{3.5}{1000}$ par degré centi-

grade. Les tables de résistivité donnant ρ à zéro degré, il convient de faire une correction :

$$\rho_t = \rho_0 (1 + \alpha t)$$

ρ_t = résistivité à une température donnée.

ρ_0 = résistivité à 0 degré donné par les tables.

a = coefficient de température.

t = différence de température envisagée.

Lorsque t est la température ambiante, la correction peut être négligée mais lorsque l'élévation est très importante il y a lieu de la faire (résistance chauffante).

TABLE DE RESISTIVITES

Métaux	Résistivité en millièmes	
	d'ohms	a
Aluminium	2,36	0,0043
Argent	1,46	0,004
Constantan	50	négligeable
Cuivre	1,56	0,0043
Fer	9,065	0,00625
Ferro-nickel	78	0,0009
Mercure	94,07	0,0009
Platine	8,98	0,0024
Plomb	19,14	0,0041

Puissance d'un courant.

La puissance d'un courant est l'énergie dont il est capable, par seconde. Cette puissance s'exprime en watts. Multiples employés : hectowatt = 100 watts. Kilowatt = 1.000 watts.

$$P = E \times I.$$

Il ne faut pas confondre puissance et travail.

Travail d'un courant. — Le travail sera l'expression de la puissance dépensée pendant un temps donné. Le travail s'exprime en joules ou en watts-heure.

$$W = E \times I \times t \text{ secondes.}$$

EFFET CALORIQUE D'UN COURANT

« La quantité de chaleur dégagée dans un conducteur est proportionnelle à sa résistance, au carré de l'intensité du courant et au temps qu'a duré le phénomène.

$$Q \text{ calories} = R \omega \times I^2 \times t_s \times 0,24.$$

Il s'agit ici de « petites » calories dont chacune vaut 4,18 joules, c'est pourquoi l'on multiplie le nombre de joules par 0,24 qui est l'inverse de 4,18.

ELECTROMAGNETISME

Champ magnétique d'un courant rectiligne:

Un conducteur rectiligne parcouru par un courant continu, traversant une feuille de papier recouverte de limaille de fer, provoquera un groupement concentrique de la limaille (fig. 11).

On obtient ainsi un spectre magnétique du courant qui s'inscrit lui-même en « lignes de force ».

Le champ magnétique produit possède un sens que l'on peut déterminer à l'aide de la règle du tire-bouchon de Maxwell.

Elle consiste à visser un tire-bouchon imaginaire dans le sens du courant : son sens de rotation indique celui du champ.

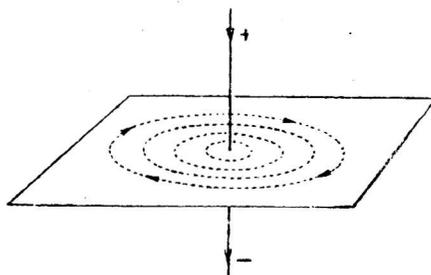


Fig. 11

Champ magnétique d'une bobine=(solénoïde).

Le spectre magnétique d'un solénoïde est donné par la figure 12.

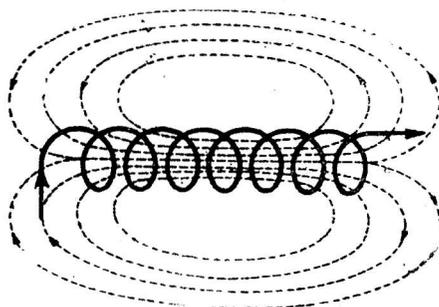


Fig. 12

Le champ H gauss est fourni par la formule:

$$H = 1,25 \frac{N}{l} \times I.$$

I en ampères. N le nombre de tours de fil et l la longueur de la bobine en centimètres.

Flux magnétique.

Le flux magnétique est l'évaluation du champ en fonction d'une surface. On peut concevoir qu'une surface donnée placée per-

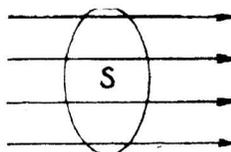


Fig. 13

pendiculairement aux lignes de force en interceptera un certain nombre. Il y a lieu de dire que ces lignes de force sont en nombre infini et que les figures n'en peuvent représenter qu'un nombre limité (fig. 13).

Le flux, en Maxwell, est égal au produit du champ, en Gauss, pour la surface considérée en centimètres carrés. $\varphi = (\text{phi})$.

$$\varphi = H \times S.$$

PERMEABILITE MAGNETIQUE

Si l'on introduit un barreau de fer doux à l'intérieur du solénoïde de la figure 12, le nouveau spectre magnétique indique que les lignes de force se rassemblent et passent de préférence par le fer. Celui-ci est donc plus perméable que l'air, ce qui provoque l'augmentation de la densité du flux.

Le coefficient de perméabilité magnétique μ (mû) est le rapport des deux flux Si φ_1 était le flux à travers l'air et φ_2 le flux dans le fer.

On a :

$$\mu = \frac{\Phi_2}{\Phi_1}$$

L'introduction du fer multiplie le flux φ_1 par la perméabilité μ .

Si l'on ne prend pas certaines précautions cette manœuvre entraîne des pertes d'énergie par hystérésis et courants de Foucault (dégradation sous forme de chaleur).

L'hystérésis est le phénomène par lequel un métal magnétique conservant une partie de son aimantation antérieure s'oppose à une variation magnétique de sens contraire. Une fraction de l'énergie doit être consacrée à vaincre cette inertie.

Les courants de Foucault sont ceux qui se produisent au sein des masses métalliques, même non magnétiques, qui se trouvent dans un champ variable. On y remédie en fractionnant celles-ci.

LOIS DE L'INDUCTION

« Si un conducteur fermé est placé dans un champ variable, ou un conducteur mobile dans un champ fixe il se produit un courant d'induction dont la durée est celle de la variation et d'autant plus intense qu'elle est rapide. » Si le conducteur est ouvert, il existe une certaine différence de potentiel entre ses extrémités.

Loi de Lenz. — « Le sens du courant induit dans le conducteur est tel qu'il

tend à s'opposer à la variation qui le produit. »

La règle du tire-bouchon de Maxwell est applicable (fig. 14).

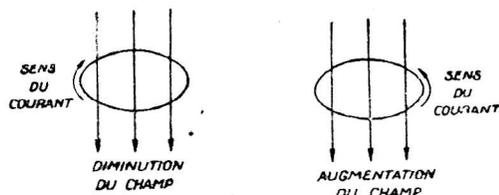


Fig. 14

Lorsque le champ inducteur décroît, le champ produit par le courant induit est de même sens et ce courant est de sens direct (de gauche à droite).

Lorsque le champ inducteur croît, le champ produit par le courant induit est de sens contraire et ce courant est de sens inverse (de droite à gauche).

$$E_v = \frac{\Phi^2 - \Phi^1}{10 \text{ puissan. } 8 \times ts}$$

$$I_A = \frac{\Phi^2 - \Phi^1}{10 \text{ puissan. } 8 \times ts \times R}$$

φ_1 et φ_2 étant exprimés en Maxwell, I ampère est l'intensité moyenne.

Self Induction. — Le courant électrique est capable d'une induction « sur lui-même » lorsqu'il parcourt un solénoïde et que son intensité passe par différentes valeurs.

Si l'on ferme l'interrupteur du circuit de la figure 15 le solénoïde voit son flux varier de zéro à une certaine valeur (augmentation) ce flux produit un courant induit de sens inverse qui tend à s'opposer à celui de la pile.

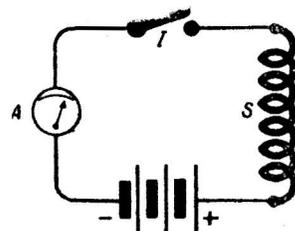


Fig. 15

L'ampèremètre A met un certain temps à indiquer l'intensité que l'on est en droit d'attendre, d'après la loi d'Ohm.

Lorsque l'on ouvre l'interrupteur le flux dans le solénoïde retombe à zéro (diminution).

Cette fois le courant de self induction est de même sens, et tend à prolonger celui de la pile. Il y a étincelle aux contacts de l'interrupteur, l'ampèremètre indiquant une intensité supérieure pendant une fraction de seconde.

Ce phénomène est comparable à celui de l'inertie en mécanique.

Le coefficient de self induction est la grandeur égale au flux magnétique pour une intensité de 10 ampères.

$$L = 12,5 \frac{N^2}{l} S \times \frac{1}{10 \text{ puissan. } 9}$$

N^2 est le carré du nombre de spires, l la longueur de la bobine en centimètres, et S la section en centimètres carrés.

Pratiquement le Henry est trop grand. On emploie le millihenry (millième de Henry) et le microhenry (millionième de Henry).

ASSOCIATION DES SELF-INDUCTIONS

(cas où il n'existe pas de couplage inductif entre elles)

Le coefficient de self induction de plusieurs selfs connectées en série est égal à la somme des coefficients de chaque self (fig. 16).

$$L_t = L_1 + L_2 \dots$$



Fig. 16

L'inverse du coefficient de self induction de plusieurs selfs connectées en parallèle est égal à la somme des inverses des coefficients de chaque self (fig. 17).

$$\frac{1}{L_t} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}$$

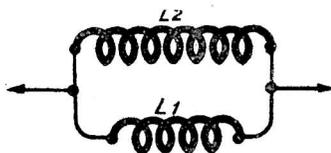


Fig. 17

ELECTROSTATIQUE

Si l'on relie deux plaques métalliques isolées et séparées par une mince couche d'air à une source de courant continu, on enregistre un courant de faible durée : le condensateur ainsi formé est chargé (fig. 18).

En court-circuitant les armatures du condensateur après l'avoir séparé du circuit, on obtient une étincelle : il y a restitution, décharge en sens inverse.

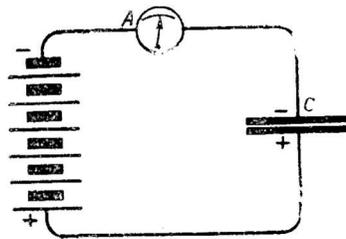


Fig. 18

Les armatures avaient pris une charge Q coulombs dépendant de la tension V de charge et de la capacité C du condensateur.

$$Q = CV \text{ d'où l'on tire } C_f = \frac{Q \text{ coulombs}}{V \text{ volts}}$$

L'unité de capacité est le Farad de valeur pratiquement trop grande.

Les sous-multiples employées sont le microfarad (millionième de farad), le millième de microfarad, et quelquefois le micromicrofarad (millionième de microfarad).

L'isolant qui sépare les armatures s'appelle le diélectrique (l'air dans la fig. 18). On emploie également d'autres isolants (verre, mica, papier sec, etc.)

La capacité d'un condensateur plan est proportionnelle au pouvoir inducteur spécifique du diélectrique (k), à la surface des armatures en regard et inversement proportionnelle à l'épaisseur du diélectrique.

$$C = \frac{k}{900.000} \times \frac{S}{4\pi e}$$

C = capacité en microfarads.

S = surface d'une armature en centimètres carrés.

e = épaisseur du diélectrique en centimètres.

k = coefficient du diélectrique employé.
 $\pi = 3,1416$.

Quelques valeurs de k :

Air	1	} variable suivant les échantillons.
Papier sec ..	2	
Ebonite	3	
Verre	6	
Mica	6,5	

ASSOCIATION DES CONDENSATEURS

La capacité totale d'une batterie de condensateurs en dérivation est égale à la somme des capacités constituantes (fig. 19).

$$C = C_1 + C_2.$$

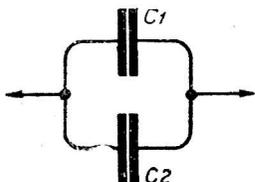


Fig. 19

L'inverse de la capacité totale d'une batterie de condensateurs en série est égale à la somme des inverses des capacités constituantes (fig. 20).

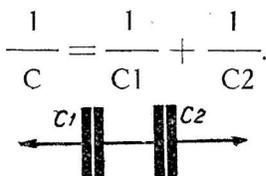


Fig. 20

REPRESENTATION GRAPHIQUE DES COURANTS

Il est souvent utile de figurer par le dessin l'allure générale d'un phénomène électrique ce qui permet de le juger d'un seul coup d'œil. Ce sont des représentations graphiques de « variations de fonctions » appelées familièrement « courbes ou caractéristiques ».

Deux ou plusieurs phénomènes sont fonctions les uns des autres lorsqu'à toute valeur de l'un correspond une certaine valeur des autres.

DETERMINATION ALGÈBRE D'UN POINT

Pour fixer la position d'un point P dans un plan (la feuille de papier) on trace deux axes à angle droit xx' et yy' dont le point d'intersection est l'« origine » (fig. 21).

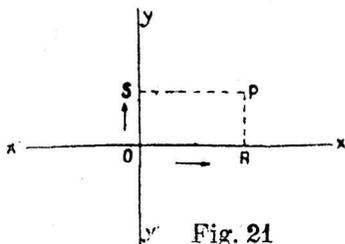


Fig. 21

On projette le point P sur les deux axes en abaissant deux perpendiculaires PR et PS.

Le nombre algébrique qui mesure OR est l'« abscisse » du point P et le nombre algébrique qui mesure OS est l'« ordonnée » du même point P.

OR et OS sont les coordonnées.

On compte positivement de O vers X et négativement de O vers x'. Ox est la région d'abscisse positive et Ox' la région d'abscisse négative.

On compte positivement de O vers y et négativement de O vers y'. Oy est la région d'ordonnée positive et Oy' la région d'ordonnée négative.

Dans le cas de la figure 21 les deux coordonnées de P étant positives (OR et OS) on se contentera de tracer les axes OX et OY : les autres régions ne sont pas utiles.

Pour déterminer une ligne géométrique il faudra évidemment représenter le plus grand nombre possible de points qui la constituent.

Exemple : Courbe représentative de l'échauffement d'un liquide. — L'eau contenue dans un récipient placé au-dessus d'une source de chaleur, accusera une élévation progressive de température.

Il est facile de déterminer à l'aide d'un thermomètre ces températures successives en fonction du temps (fig. 22).

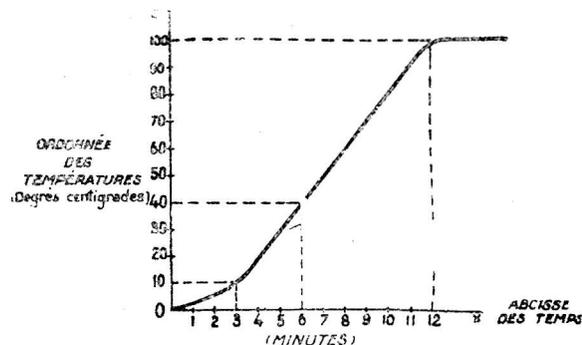


Fig. 22

La courbe sera tracée en se rappelant que les temps et les températures étant positifs, les axes OX et OY suffisent.

La lecture de cette courbe permet de déterminer, par exemple, que l'accroissement de température est lent au début, jusqu'à la 3^e minute où elle était de 10 degrés.

A partir de ce moment l'élévation est plus rapide (40° à la sixième minute) jusqu'à la

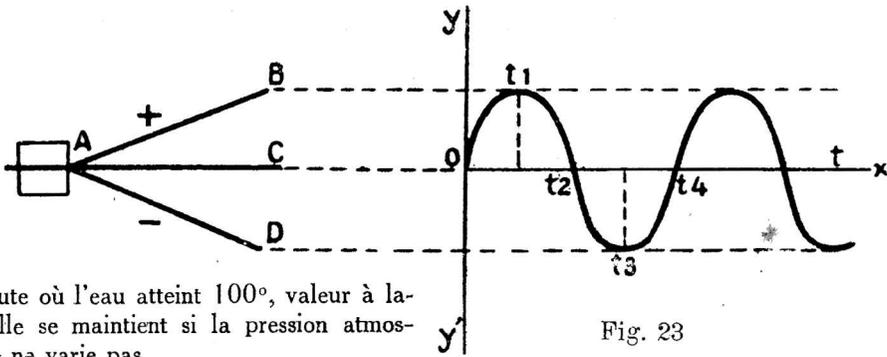


Fig. 23

12^e minute où l'eau atteint 100°, valeur à laquelle elle se maintient si la pression atmosphérique ne varie pas.

Courbe représentative d'un mouvement vibratoire. — Si l'on écarte de sa position de repos une lame vibrante dont une des extrémités est fixée solidement, cette lame, une fois libérée, vibrera pendant un temps qui dépend de son élasticité (fig. 23).

La position de repos est AC ; le premier écart a lieu suivant AB. Si on l'abandonne, elle revient en AC, en AD, puis de nouveau en AC.

A ce moment la lame vibrante a décrit une période complète.

Si l'on convient arbitrairement que les déplacements vers AB seront comptés positivement et que ceux vers AD le seront négativement, il faut tracer les deux axes perpendiculaires YY' et OX. En effet, nous avons besoin d'une région d'ordonnée négative (OY') puisque le phénomène passe par une phase du même signe algébrique. Les temps seront comptés positivement sur l'abscisse OX (axe des temps).

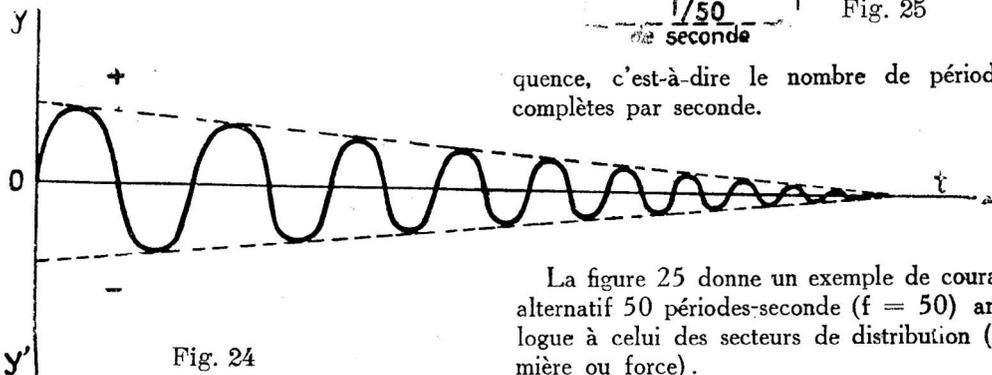


Fig. 24

La courbe s'amorcera en O (point origine), au bout d'un temps t1 le maximum d'amplitude positive sera atteint. Au moment t2 la lame sera revenue en AC. La position réalisée au moment t3 correspondra à AD. Au moment t4, la période sera terminée, la lame

étant revenue à sa position de repos AC. Inutile de dire que la lame continuera à vibrer avec des amplitudes décroissantes jusqu'à son immobilisation définitive en AC (équilibre indifférent) (fig. 24).

REPRESENTATION GRAPHIQUE D'UN COURANT ALTERNATIF

Un courant alternatif change de sens périodiquement, et se trouve caractérisé par sa fré-

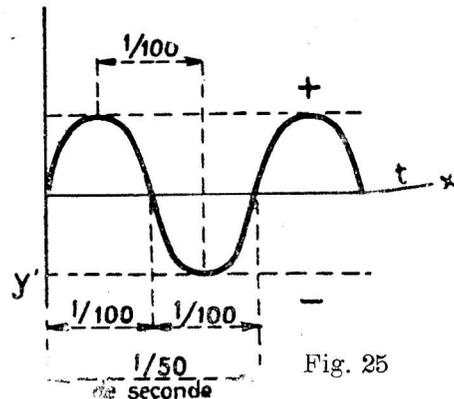


Fig. 25

quence, c'est-à-dire le nombre de périodes complètes par seconde.

La figure 25 donne un exemple de courant alternatif 50 périodes-seconde ($f = 50$) analogue à celui des secteurs de distribution (lumière ou force).

Les valeurs de tensions en volts ont été portées positivement et négativement en ordonnée et les temps l'ont été positivement en abscisse. On s'aperçoit que tous les centièmes de seconde la tension passe par zéro, les maxima étant également espacés de la même valeur.

TROISIÈME LEÇON

Circuits oscillants. — Un poste d'émission simple.

La Radiotélégraphie étant basée sur une induction électromagnétique haute fréquence à grande distance, un des problèmes, parmi les plus importants, sera de produire ces oscillations haute fréquence dans les circuits appropriés.

Ces circuits, sièges d'oscillations HF, sont appelés circuits oscillants.

Constitution d'un circuit oscillant et conditions d'oscillations. — Un condensateur peut retenir une quantité d'énergie égale à $\frac{1}{2} CV^2$, cette condensation électrique ayant lieu sous forme potentielle.

De même, un conducteur possédant une certaine self induction emmagasine une quantité d'énergie égale à $\frac{1}{2} LI^2$, sous forme cinétique.

Formons un circuit doué de self induction et de capacité, cet ensemble sera capable d'osciller (fig. 26), si la résistance est suffisamment faible.

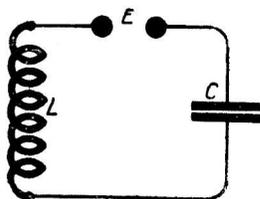


Fig. 26

Une différence de potentiel continue appliquée aux armatures de condensateur le charge et lui conserve cette charge.

Si l'on supprime la tension en jeu, le condensateur se décharge en sens inverse à travers la self induction et lui cède l'énergie qu'il détenait.

Mais, à cause de sa nature même, la self induction (voir : Rappel des principales lois électriques), prolonge le passage de ce courant de décharge et recharge le condensateur en sens contraire. De nouveau celui-ci est seul détenteur de l'énergie : le cycle recommence.

Au cours de ces échanges successifs des pertes se sont produites ; pertes par effet Joule à cause de la résistance du circuit en haute fréquence, pertes dans les isolants et le diélectrique du condensateur.

Ces dégradations d'énergie font cesser les oscillations au bout d'un temps plus ou moins long, la diminution d'amplitude de deux alternances successives étant appelée « décrement d'amortissement » (fig. 27).

Le système n'oscillera à nouveau que si un appoint d'énergie extérieur recharge le condensateur.

Pour que ces phénomènes oscillatoires puissent se produire, il est nécessaire que la résis-

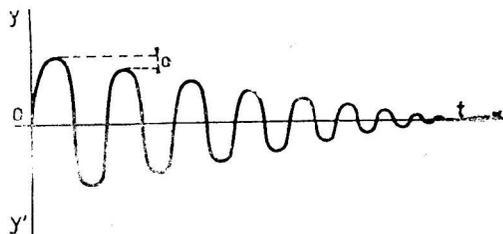


Fig. 27

tance du circuit ne dépasse pas la valeur égale

$$\text{à } 2\sqrt{\frac{L}{C}}$$

c'est-à-dire 2 fois la racine carrée du quotient de la self induction et de la capacité. (Unités = ohm, henry, farad.)

Si la résistance est plus grande que cette valeur, le circuit n'oscillera pas, le condensateur se déchargeant d'une façon continue, sans recharge inverse.

Il y a donc lieu de diminuer soigneusement toutes causes d'amortissement dans un circuit oscillant afin que la plus grande partie de l'énergie oscille et ne se perde en chaleur. D'autre part, nous verrons plus loin qu'en radiotélégraphie, les oscillations peu amorties sont plus avantageuses.

CHARGE D'UN CONDENSATEUR PAR UNE FORCE ELECTRO- MOTRICE CONTINUE

Lorsqu'on applique une différence de potentiel continue et constante aux armatures d'un condensateur, celui-ci ne se charge pas instantanément mais au bout d'un temps égal à : $T_s = 5 CR$

Unités : seconde, farad et ohm.

La charge a également lieu sous forme oscillante avec la particularité que la différence de potentiel des armatures atteint au cours de la première période une valeur presque double de la tension de charge. C'est d'ailleurs à cet instant qu'on a intérêt à favoriser la décharge puisqu'on dispose de la plus grande énergie disponible d'après la formule :

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

qui comporte V avec l'exposant 2.

Cette méthode de charge par tension continue n'est plus employée dans les grandes stations à ondes amorties mais seulement pour les postes de puissance réduite comme celui que nous allons étudier plus loin.

Rôle de l'éclateur. — L'éclateur est l'organe qui permet au circuit oscillant de se décharger à des intervalles égaux très rapprochés (pratiquement de 50 à 1.000 fois par seconde).

Il fournit en outre la possibilité de choisir le moment propice où la décharge doit avoir lieu, lorsque la différence de potentiel aux armatures de condensateur est maximum.

L'éclateur de Hertz, le plus simple, est constitué par deux sphères métalliques placées à quelques millimètres l'une de l'autre.

Si l'on intercale ce dispositif dans un circuit oscillant le condensateur se déchargera dans la self lorsque la différence de potentiel à ses armatures pourra vaincre la résistance de la couche d'air interposée dans le circuit (fig. 28).

La tension nécessaire à l'éclatement d'une étincelle entre les électrodes de l'éclateur est liée à leur forme et à l'épaisseur de la couche d'air qui les sépare (potentiel explosif).

Potentiels explosifs

entre sphères de 1 cm de diamètre	Distance des sphères
5.000 volts	1 millimètre
8.000 —	2 —

11.500 volts	3 millimètres
14.500 —	4 —
17.500 —	5 —

D'autres facteurs interviennent dans la valeur du potentiel explosif, notamment la température de l'éclateur. Les modèles perfectionnés sont refroidis par ventilation pour assurer une plus grande stabilité de fonctionnement.

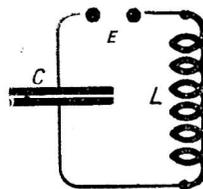


Fig. 28

QUELQUES TYPES D'ECLATEURS

On a utilisé des variantes de l'éclateur Hertz dans lesquels un profil spécial des électrodes augmente le refroidissement et la répartition de l'usure.

Modèle tube-plateau. — Comme son nom l'indique, l'étincelle éclate entre un disque et un point quelconque de la périphérie du tube par lequel on peut opérer un soufflage (fig. 29).

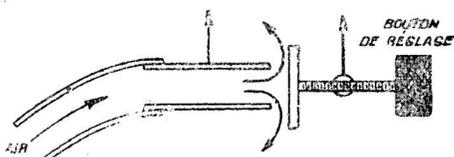


Fig. 29

Modèles à rouleaux. — Ce modèle est constitué par deux électrodes cylindriques parallèles, en cuivre. Les étincelles éclatent entre les deux génératrices de telle façon qu'une légère rotation de ceux-ci, produite manuellement de temps à autre, mette en présence des surfaces neuves (fig. 30).

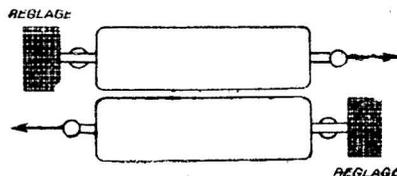


Fig. 30

Il existe d'autres systèmes, que nous étudierons dans un prochain cours, parce qu'ils mettent en jeu un principe particulier.

La bobine de Ruhmkorff ou bobine d'induction :

Pour les raisons indiquées plus haut, il y a intérêt à user de la plus grande tension possible pour charger le condensateur du circuit oscillant.

Les grandes stations ont utilisé des accumulateurs ou des dynamos haute tension, moyens onéreux ou peu pratiques. Pour les petites puissances on a recours à la bobine d'induction.

Cette bobine se compose de deux enroulements, un primaire relativement court à gros fil et un secondaire très long en fil fin.

Le primaire est parcouru par un courant continu de basse tension (accumulateurs 4 à 10 volts) interrompu à une fréquence audible (40 à 1.000 par seconde) au moyen d'un vibreur rappelant celui des sonnettes électriques.

On obtient au secondaire un courant d'induction haute tension de valeur d'autant plus élevée que le rapport du nombre de spires du secondaire au nombre de spires du primaire est grand.

Si N_2 est le nombre de spires du secondaire et N_1 celui du primaire, leur rapport A est appelé rapport de transformation.

$$A = \frac{N_2}{N_1}$$

La tension aux bornes du secondaire sera celle aux bornes du primaire multipliée par A .

Les deux enroulements sont bobinés concentriquement, le primaire comportant un noyau de fer afin d'augmenter le flux inducteur et de permettre le fonctionnement du vibreur (fig. 31).

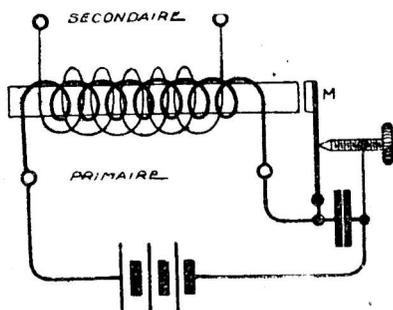


Fig. 31

Lorsqu'on ferme le circuit primaire, celui-ci est parcouru par un courant qui ne peut se prolonger du fait que le marteau du vibreur

est attiré et quitte l'extrémité de la vis de réglage.

L'interruption de courant empêche le marteau d'être sollicité plus longtemps et il revient à sa position initiale. Le phénomène se répète à une fréquence qui dépend de l'élasticité de la lame vibrante.

Cette coupure automatique est shuntée par un condensateur de l'ordre du microfarad afin de diminuer l'étincelle de self induction.

Si le courant était prolongé par une étincelle la rupture serait moins brusque, donc le phénomène d'induction moins important. On sait que la force électromotrice induite est inversement proportionnelle à la durée de la variation. Le second avantage est la moindre usure des contacts.

La figure 32 donne l'aspect des variations de courant au primaire et au secondaire en fonction du temps.

On voit que le courant n'atteint pas immédiatement sa valeur maximum au primaire à cause de la self induction, la rupture provoque une variation d'autant plus brusque que l'étincelle au vibreur est moins importante.

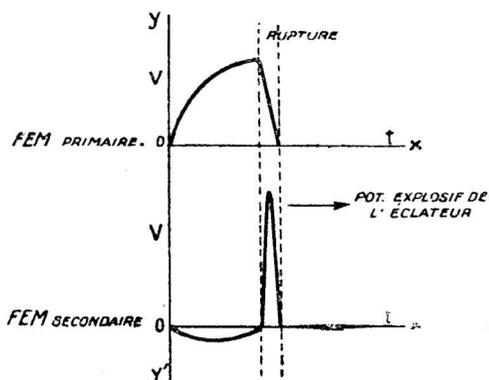


Fig. 32

Le secondaire accuse une force électromotrice inverse lors de l'établissement du courant primaire mais peu élevée à cause de la lenteur de variation inductrice. Au moment de la rupture du courant primaire, l'induction au secondaire est maximum.

L'alternance induite due à l'établissement du courant n'est pas employée, mais bien l'autre qui possède une plus grande valeur.

Disons tout de suite que l'éclateur du circuit oscillant alimenté par une bobine d'induction est réglé à un potentiel explosif correspondant à la pointe de tension du secondaire.

AUTRES TYPES D'INTERRUPTEURS

L'interruption du courant primaire de la bobine d'induction par vibreur possède quelques inconvénients parmi lesquels nous citerons l'irrégularité de fonctionnement (ratés) et l'impossibilité de couper de grosses intensités.

Ces interrupteurs prennent la place du vibreur dans le schéma de la figure 31 et sont shuntés de la même façon en vue de diminuer l'étincelle due à la self induction du primaire de la bobine.

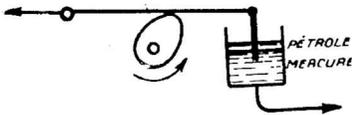


Fig. 33

Interrupteur de Foucault : Une électrode douée d'un mouvement alternatif de va et vient, commandée par came, vient plonger dans un récipient contenant du mercure qui forme l'autre électrode (fig. 33).

La came est fixée en bout d'arbre d'un petit moteur et le mercure est recouvert de pétrole pour éviter l'oxydation.

Interrupteur à turbine. — La fig. 34 en fait comprendre le fonctionnement. La rotation de la cage centrale provoque l'ascension du mercure qui s'échappe par l'ouverture latérale sous l'effet de la force centrifuge.

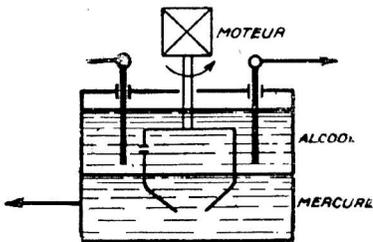


Fig. 34

Le jet de mercure tournant vient frapper des électrodes fixes situées à la périphérie.

La masse du mercure, forme une électrode, l'autre étant fournie par la réunion des contacts périphériques.

La fréquence d'interruption est liée à la vitesse de rotation du moteur et au nombre de contacts fixes.

Interrupteur à collecteur Klingelfuss. — Un balai vient frotter sur les lames d'un collecteur, isolées entre elles et néanmoins réunies électriquement (fig. 35).

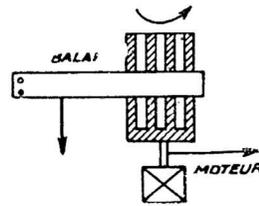


Fig. 35

Les parties hachurées représentent les lames conductrices solidaires à leurs bases. Puisque le collecteur est cylindrique, le balai n'en touche qu'une à la fois.

EMETTEURS A BOBINE D'INDUCTION (RUHMKORFF) MONTAGE DIRECT ET INDIRECT

Ce sont les plus simples parmi les postes à ondes amorties, leur peu d'encombrement pouvant les rendre portatifs (Poste d'infanterie PP4, émetteur d'avion, poste de secours des stations de bord).

Le circuit oscillant est chargé périodiquement par une bobine d'induction à une fréquence qui est celle d'interruption du courant primaire, donc liée aux caractéristiques du vibreur (fig. 36).

Le circuit primaire comporte un manipulateur M qui sert à former les traits et les points de l'alphabet Morse.

L'éclateur E est du modèle tube plateau.

On remarquera que la self-induction et la capacité sont celles du circuit antenne-terre. Celui-ci est parcouru par des courants alternatifs haute fréquence qui ébranlent l'éther sous forme d'ondes électromagnétiques.

La capacité d'une antenne est toujours faible ce qui permet de prévoir que l'énergie oscillante égale à $1/2 CV^2$ ne sera pas très importante.

La présence de l'éclateur en série dans l'antenne augmente sa résistance, donc l'amortissement des oscillations (montage direct).

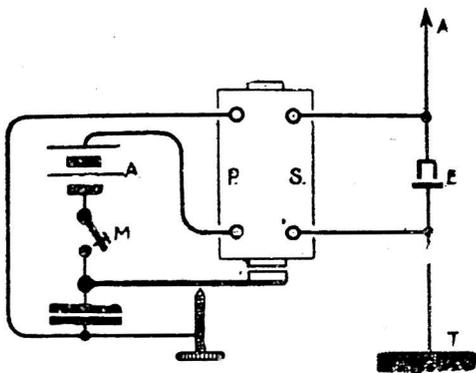


Fig. 36

Pour éviter cet inconvénient, on peut utiliser un montage indirect, c'est-à-dire dans lequel le circuit antenne-terre n'est pas attaqué directement par le circuit de charge (fig. 37).

Le circuit oscillant revêt son aspect habituel, le circuit antenne-terre est augmenté

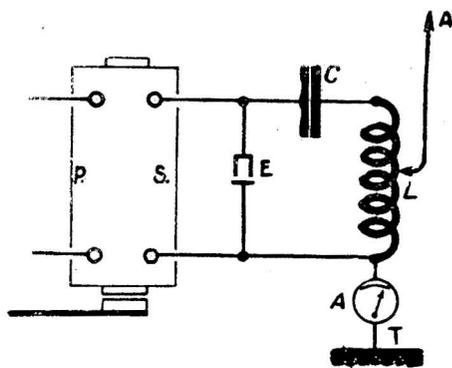


Fig. 37

d'une fraction de la self L. Un ampèremètre thermique placé à la base de l'antenne sert à déterminer la valeur du courant haute fréquence.

La portée de ces émetteurs n'est que de quelques kilomètres (en égard avec le mode de réception employé); ils servent aux liaisons des différentes armées en campagne.

QUATRIÈME LEÇON

Ondes amorties et entretenues. — Formule de Thomson

Si l'on figure les trains d'oscillations produits par les étincelles des émetteurs décrits au cours précédent, on obtient la figure 38.

Les temps sont portés en abscisse et les amplitudes en ordonnée. Supposons qu'il y ait 600 étincelles par seconde, que le circuit oscillant soit réglé sur 300 mètres et que chaque train comporte 50 périodes complètes ; ce dernier nombre est régi par l'amortissement du circuit (à noter que les dimensions du dessin empêchent de les figurer toutes).

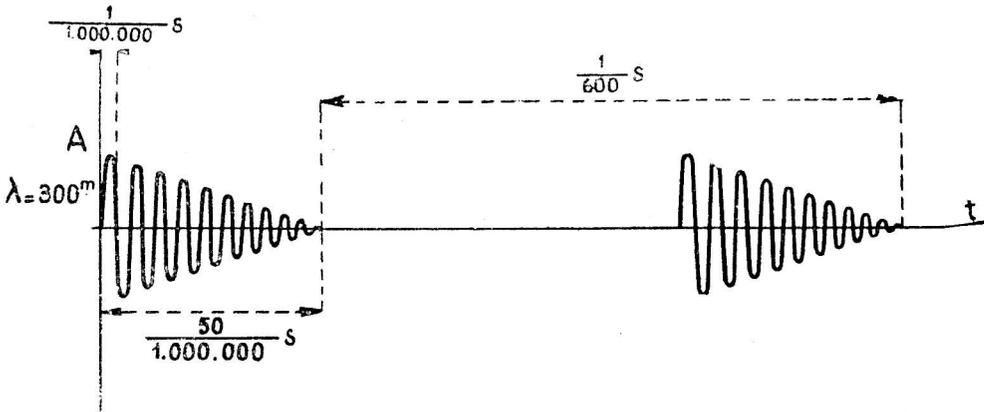


Fig. 38

Puisqu'il y a 600 étincelles par seconde déterminant 600 trains d'oscillations, ceux-ci seront évidemment séparés par $1/600^e$ de seconde = 0,00166 s.

On sait que $\lambda = VT$ dont $T = \frac{\lambda}{V}$ ce qui

fournit la durée d'une période :

$$\frac{300}{300.000.000} = \frac{1}{1.000.000} \text{ de seconde.}$$

L'hypothèse donnant 50 périodes par train, sa durée sera de 50 millionnièmes de seconde.

Ces chiffres donnent une idée des temps relatifs et de l'espace inutilisé entre chaque train.

Ondes entretenues:

Si l'on écarte un pendule de sa position de repos et qu'on l'abandonne à lui-même il effectuera un certain nombre d'oscillations qui iront en s'amortissant jusqu'à ce que le système reste inerte.

Supposons que dans le but d'éviter la décroissance des amplitudes on donne une petite impulsion supplémentaire pour compenser exactement la perte d'énergie due à l'amortissement : le mouvement sera entretenu.

Un exemple encore plus concret consiste à observer une personne complaisante donnant de temps à autre une impulsion à une balançoire d'enfant pour que le jeu ne finisse pas trop vite à cause de la diminution des amplitudes.

La courbe de la figure 39 traduit cet entretien :

Dans ce cas, le décrement d'amortissement est égal à zéro. De même, si dans un circuit oscillant, un certain appoint d'énergie extérieur vient s'opposer à l'amortissement, les oscillations sont dites entretenues et leur amplitude reste constante.

Nous étudierons plus loin les modes de production des ondes entretenues, mais nous donnerons dès maintenant un tableau comparatif des avantages et inconvénients :

ONDES AMORTIES :

Avantages : Facilité d'établissement des émetteurs. — Facilité de réception.

Inconvénients : Syntonie moins grande. — Portée plus faible à puissance égale. — Pas de téléphonie.

ONDES ENTRENUES :

Avantages : Grande syntonie. — Longues portées sous faible longueur d'onde. — Possibilité de téléphonie.

Inconvénients : Appareillage compliqué ou délicat.

La syntonie est l'aptitude d'un circuit oscillant à rayonner son énergie sur une seule longueur d'onde et non pas sur une bande plus ou moins large. Un système est d'autant moins syntonisé que son amortissement est grand et donne lieu à des inconvénients lors de la réception.

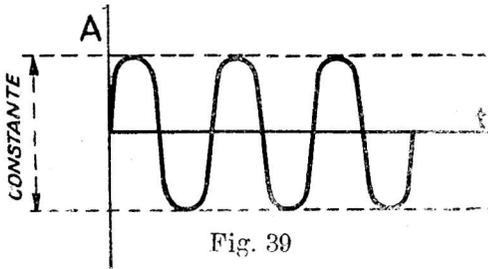


Fig. 39

tion. Le phénomène sera étudié au cours traitant de l'accouplement des systèmes oscillants.

Formule de Thomson :

Cette formule exprime la durée de la période propre d'un circuit oscillant.

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

$T =$ en seconde. $L =$ self induction en Henry.
 $\pi = 3,1416$ $C =$ capacité en Farad.

La connaissance de la durée d'une période complète (une alternance positive et une alternance négative) permet de déterminer la longueur d'onde d'un circuit oscillant.

La longueur d'onde en mètres est égale au produit de la durée de la période en secondes par la vitesse de propagation électromagnétique en mètres (300.000.000).

La formule devient :

$$\lambda = 2\pi V \sqrt{LC}$$

mais n'est guère pratique puisque L et C sont généralement exprimés par des sous-multiples du Henry et du Farad = le microhenry et le millième de microfarad.

Si l'on traduit L en microhenry et C en millièmes de microfarad, le produit LC devient 10 puissance 15 fois plus grand et le

radical est multiplié par la racine carrée de 10 puissance 15.

Pour que la longueur d'onde soit toujours exprimée en mètres, il faut diviser $2\pi V$ par cette racine de 10 puissance 15.

On a

$$\lambda = 2\pi \times V \sqrt{LC}$$

$$\sqrt{10 \text{ puissance } 15}$$

ce qui donne :

$$\lambda = 59,6072 \sqrt{LC}$$

ou pratiquement :

$$\lambda = 60 \sqrt{LC}$$

L en microhenry et C en millièmes de microfarad.

De même, si l'on veut employer le microhenry et le microfarad la formule pratique devient :

$$\lambda = 1884 \sqrt{LC}$$

CALCUL D'UN CIRCUIT OSCILLANT

Si l'on connaît 2 grandeurs parmi λ , L , et C , la formule de Thomson permet de calculer la troisième.

On tire :

$$C = \frac{\lambda^2}{60^2 L} \quad L = \frac{\lambda^2}{60^2 C}$$

Exemple : Quelle devra être la capacité d'un circuit oscillant dont la self induction est fixée à 4 microhenrys et dont la longueur d'onde sera de 600 mètres ?

$$C = \frac{60^2}{14.400} = 25 \text{ millièmes de microfarad}$$

Remarque. — Puisque la longueur d'onde est proportionnelle à la racine carrée du produit LC , on peut obtenir la même valeur absolue en diminuant L et en augmentant C ou réciproquement en augmentant L au détriment de C .

On ne devra pas perdre de vue au cours des calculs de circuits oscillants qu'il doit exister une certaine compatibilité entre L et C .

C devra être le plus grand possible pour augmenter la valeur de l'énergie oscillante, mais L ne devra pas être trop petit, surtout si la self doit servir de primaire dans un transformateur haute fréquence.

QUESTIONNAIRE

PREMIERE LEÇON

- 1° Pourquoi les ondes électro-magnétiques utilisées en radiotélégraphie sont-elles appelées « ondes hertziennes » ?
- 2° Existe-t-il d'autres rayonnements ?
- 3° Quelle est la vitesse de propagation d'une onde de 300 mètres ? d'une onde de 800 mètres ?
- 4° Quelle est la fréquence d'une onde de 1.000 mètres ? d'une onde de 400 mètres ?
- 5° Le kilocycle ou kilohertz est une unité pratique de fréquence valant 1.000 périodes par seconde. Quelle est la fréquence en kilocycles d'une onde de 1.200 mètres ?
- 6° Expliquez le fonctionnement du détecteur de Branly ?

DEUXIEME LEÇON

- 1° Énoncez la loi d'Ohm ?
- 2° Quelle est la différence de potentiel existant aux extrémités d'une résistance de 10 ohms parcourue par un courant d'une intensité de 2 ampères ?
- 3° Quel est l'effet produit par l'introduction d'un noyau de fer à l'intérieur d'une bobine de self ?
- 4° À quel phénomène mécanique peut être comparé celui de la self-induction ?
- 5° Comment pourrait-on augmenter la capacité d'un condensateur donné, sans modifier la surface, le nombre ou l'écartement des armatures ?
- 6° Tracer la courbe représentative de l'intensité d'un courant en fonction du temps ?

1^{re} minute : zéro ampère.

- 2^e minute : augmentation brusque à 2 ampères.
3^e minute : augmentation progressive jusqu'à 5 ampères.
4^e minute : intensité constante de 5 ampères.
5^e minute : diminution progressive jusqu'à zéro ampère.
-

TROISIÈME LEÇON

- 1^o Quelle est la constitution d'un circuit oscillant ?
2^o Quelle condition doit remplir un tel circuit pour osciller ?
3^o Quel est le rôle de la self-induction et celui de la capacité dans un circuit oscillant ?
4^o Qu'arrive-t-il lorsqu'on diminue la capacité d'un circuit oscillant ?
5^o Une antenne mise à la terre par sa base peut très bien ne pas comporter de condensateur. Comment peut-elle osciller ?
6^o Dessiner deux circuits oscillants couplés inductivement par leurs self-inductions.
-

QUATRIÈME LEÇON

- 1^o A quoi sert la formule de Thomson ?
2^o Énoncez la formule de Thomson.
3^o Quelle est la longueur d'onde d'un circuit oscillant composé d'une self-induction de 50 microhenrys et d'une capacité de 8 millièmes de microfarad ?



Notes Personnelles

Handwriting practice area consisting of 25 horizontal lines, each formed by a solid top line and a dotted bottom line.

COURS DE RADIO

Fascicule N° 1

A découper et joindre à l'envoi des réponses.

Cours de Radio

CINQUIEME LEÇON

Self Inductions. — Condensateurs. — Systèmes d'Accords en Haute Fréquence

La formule

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

montre que la longueur d'onde propre d'un circuit oscillant est proportionnelle à la self induction et à la capacité.

La variation d'un ou des deux facteurs L et C provoquera une variation correspondante de λ et de même sens.

La diversité des longueurs d'ondes employées par les postes d'émission oblige à rendre variables les constantes des circuits oscillants de réception pour réaliser un accord nécessaire.

On y parvient à l'aide de selfs et de condensateurs variables.

BOBINES DE SELF

La self induction d'un enroulement peut être rendue variable de plusieurs manières principales :

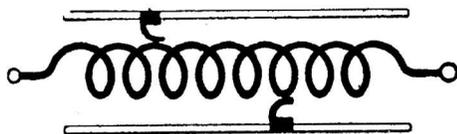
- 1° Variation du nombre de tours,
- 2° Variation de la perméabilité magnétique (noyau de fer);
- 3° Variation de l'induction mutuelle de deux bobines faisant partie d'un même circuit (Couplage variométrique.)

Lorsqu'il s'agit de courants alternatifs haute fréquence la seconde méthode (noyau de fer) devient pratiquement inutilisable à cause des pertes qui se produisent par courants de Foucault et par hystérésis. Ces pertes amènent une augmentation de la résistance apparente de l'enroulement par consommation inutile d'énergie, et croissent avec la fréquence du courant.

Les bobines de self sont des enroulements de fil conducteur isolé, afin d'éviter les courts-circuits entre spires aux endroits où elles se touchent par construction.

Les premières bobines s'inspiraient du solénoïde classique (spires jointives sur un mandrin cylindrique), un ou plusieurs curseurs, se déplaçant le long d'une génératrice dénudée pour permettre l'utilisation d'un plus ou moins grand nombre de spires.

La figure 40 représente une bobine Oudin à deux curseurs, qui en réalité est construite à tours jointifs, c'est-à-dire que toutes les spires se touchent, sur une seule couche.

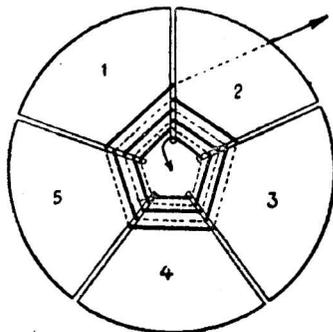


COURS - Fig 40

Ce type comportant des inconvénients qui seront signalés plus loin, d'autres techniques ont été utilisées.

Fond de panier Le support est un disque en matière isolante (carton paraffiné-presspahn) et découpé suivant un nombre de rayons impairs et équidistants.

Le fil est enroulé à partir du centre, passé alternativement sur une ailette, puis sous la suivante.

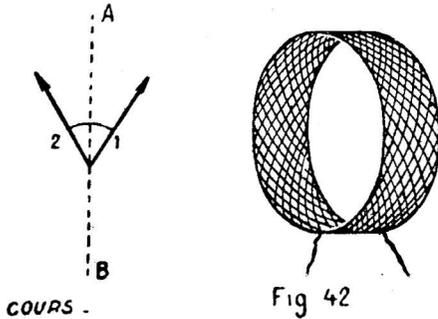


COURS - Fig. 41

Au deuxième tour, l'ordre de passage devient inverse à cause du nombre impair des éléments, les deux faces du support finissent par être couvertes (fig. 41).

Nid d'abeille : L'enroulement est opéré sans support et la rigidité seule du fil conserve

à l'ensemble la forme qu'on lui a donnée. Les différentes spires ne sont plus parallèles mais se coupent suivant un angle donné. Il est difficile de figurer graphiquement ce mode de bobinage, néanmoins la fig. 42 en donne une



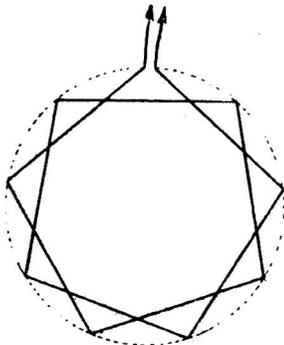
idée, dans le cas d'un nid d'abeille comportant 2 couches seulement pour plus de clarté.

Le fil est bobiné toujours dans le même sens de façon à ce que sa direction générale soit donnée par la flèche 1 pour toute une couche et par la flèche 2 pour la couche suivante.

Autrement dit les conducteurs de deux couches consécutives se coupent en formant un angle égal à celui déterminé par les deux flèches

Il existe plusieurs variétés de nids d'abeille mais tous sont basés sur le même principe qui est d'éviter le parallélisme des fils de couches très voisines.

Gabion ou flanc de panier C'est le type de l'enroulement « imbriqué » ou chaque spire est bobinée dans un plan parallèle à celui de la spire précédente. A chaque tour, l'épais-

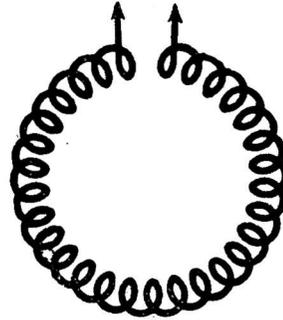


seur de l'enroulement croît d'une valeur égale au diamètre du fil isolé. Les spires sont polygonales, comportent un nombre impair de côtés et se trouvent automatiquement décalées à chaque tour.

La fig. 43 représente deux tours seulement pour plus de clarté.

Self à champ fermé : Un bobinage formé d'un solénoïde dont on rapproche les extrémités bout à bout, ne possède pas de champ extérieur appréciable.

Cette particularité est précieuse lorsqu'on veut éviter l'action électromagnétique d'une self sur un autre système (fig. 44).

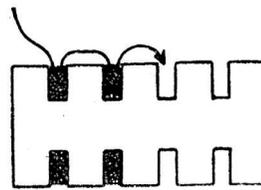


Si cette action doit être obtenue, elle ne peut l'être que sur un bobinage analogue, placé concentriquement.

Bobine en vrac Le fait d'enrouler « en vrac » sur une bobine à gorges ou munie de deux joues, amène des inconvénients qui pourtant, dans certains cas, peuvent être négligés.

En vue de les diminuer, la bobine peut être décomposée en plusieurs éléments séparés par un isolant.

Un mandrin massif en ébonite est évidé au tour de façon à créer des petites gorges dans lesquelles on place en vrac le fil de chaque enroulement partiel.



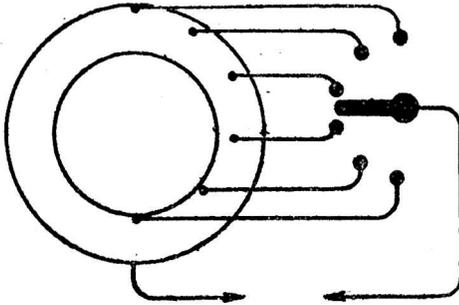
La fig. 45 donne l'aspect d'une self de choc.

Si les éléments de nombre pair sont reliés en série d'une part, et les éléments impairs d'autre part, on obtient un couplage fixe des deux circuits (Transformateur).

FRACTIONNEMENT DES BOBINES DE SELF

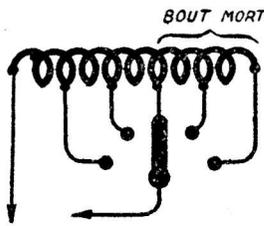
Le fractionnement de tous les types décrits peut être effectué afin de rendre la self induction variable.

La bobine à curseur permet une variation spire par spire alors qu'un dispositif à plots fournira une variation par saut (fig. 46).



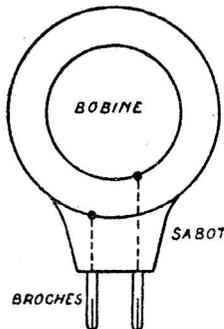
COURS... Fig. 46

Cette méthode donne lieu à l'inconvénient dit du « bout mort » (fig. 47).



COURS... Fig. 47

Les spires non utilisées forment un circuit auxiliaire (secondaire d'auto-transformateur) siège d'oscillations inutiles qui ne peuvent être produites que par un apport de l'énergie en jeu. Cet apport est gaspillé en pertes haute fréquence supplémentaires, l'amortissement croît, la syntonie et le rendement diminuent.



COURS... Fig. 48

L'emploi de bobines « interchangeables » dont on possède un jeu de différentes valeurs évite le fractionnement. Chacune des bobines est intercalée dans le circuit oscillant au moment même où l'on désire faire varier la lon-

gueur d'onde. Toutes les spires sont actives, l'interchangeabilité fournissant une variation par saut. La bobine est équipée avec un sabot muni de deux broches, qui facilite la manoeuvre (fig. 48).

VARIATION VARIOMÉTRIQUE

Lorsque deux bobines sont couplées, c'est-à-dire qu'elles sont rapprochées de façon à ce que chacune soit traversée par le flux de l'autre, on dit qu'il y a induction mutuelle.

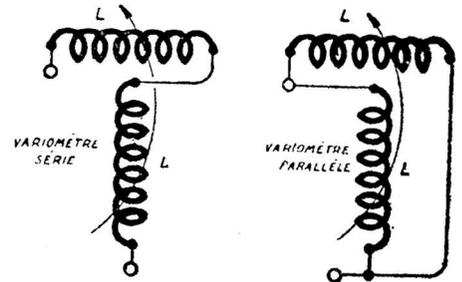
Chaque bobine est le siège de son flux propre et de celui de l'autre, la résultante est donc la même pour chacun des éléments.

Par rotation concentrique d'une bobine à l'intérieur de l'autre on peut rendre le coefficient d'induction mutuelle positif ou négatif en passant par 0.

$$-M \longleftrightarrow 0 \longleftrightarrow +M$$

Cette variation aura lieu sur 180 degrés de rotation angulaire suivant que les flux seront de sens contraire, perpendiculaires ou de même sens.

Lorsque les flux seront perpendiculaires, le coefficient d'induction mutuelle sera égal à 0 et la self induction égale à $2L$ si les bobines sont en série et à L : 2 si les bobines sont en dérivation (en envisageant des selfs de même valeur absolue) (fig. 49).



COURS... Fig. 49

En rendant les flux de même sens ou de sens inverse par modification des positions respectives des deux enroulements, le calcul montre qu'on obtient une variation $+2M$ ou $-2M$ qui donne une variation théorique de $4M$: quatre fois le coefficient d'induction mutuelle en Henrys autour des valeurs moyennes $2L$ et $L : 2$.

Pratiquement la variation de longueur d'onde propre du système est plus complexe à cause des modifications de capacité relative des deux bobines. Elles peuvent être mises à volonté en série ou en parallèle à l'aide d'un système de commutation pour couvrir la plus grande bande possible.

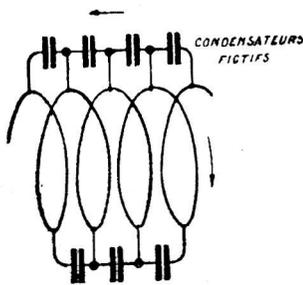
DISCUSSION DE LA VALEUR DES SELF-INDUCTIONS

En principe tout enroulement utilisé en haute fréquence devrait se rapprocher le plus possible de la self théorique, sans résistance ohmique ou capacité répartie.

Le conducteur isolé constituant l'enroulement forme condensateur avec lui-même et cette valeur de capacité est d'autant plus grande que les spires sont proches et parallèles entre elles.

L'âme métallique des différentes spires constitue les armatures et l'isolement du fil joue le rôle de diélectrique.

La fig. 50 fait comprendre qu'un enroulement à spires parallèles et serrées est shunté par une foule de capacités fictives.

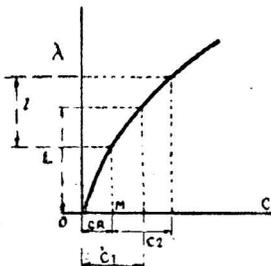


COURS.. Fig. 50

La résistance opposée au courant alternatif est d'autant plus grande pour la self et d'autant moindre pour la capacité que la fréquence du courant est élevée.

Un courant alternatif haute fréquence circulera donc de préférence directement entre spires que le long de celles-ci. Le champ dans la bobine sera plus faible, puisqu'il existera des fuites inutilisées.

D'autre part les isolants placés dans un champ haute fréquence donnent lieu à un phé-



COURS.. Fig 51

nomène d'hystérésis diélectrique, qui se traduit par une perte d'énergie provoquant une augmentation de la résistance apparente de l'enroulement. Le guipage (soie, coton) qui isole les conducteurs n'est pas parfait, loin de là, et

contribue à gaspiller l'énergie en jeu surtout si la fréquence est grande.

En plus des fuites et de l'hystérésis, il existe un autre inconvénient moins grave mais qu'il faut signaler.

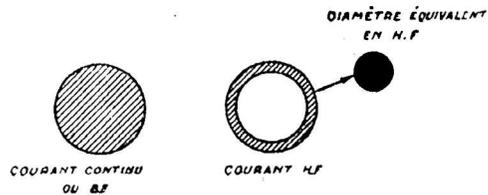
Si l'on accorde successivement à l'aide du même condensateur une self à faible capacité répartie, et d'autre part, une self à forte capacité répartie, l'échelle de longueurs d'ondes couverte est plus petite dans le second cas.

La fig 51 représente la courbe de la variation de la longueur d'onde en fonction de la capacité, dans un circuit oscillant.

La valeur de capacité C_1 appliquée en abscisse à partir de O , donne une variation de longueur d'onde L , alors que dans le cas d'une capacité répartie CR , la même valeur de capacité C_2 appliquée en abscisse à partir de M au lieu de O , fournit seulement une variation L' de longueur d'onde (un-tiers en moins dans le cas de la figure).

Il faut donc diminuer le plus possible la capacité répartie des bobines de self en écartant au maximum les spires entre elles, en utilisant le minimum d'isolant autre que l'air qui est le meilleur.

Les courants de fréquence relativement grande ne circulent pas au sein des conducteurs mais à leur périphérie (effet pelliculaire de Foucault).



COURS.. Fig 52

La fig. 52 indique la différence de propagation dans deux conducteurs métalliques de même diamètre.

Les courants haute fréquence n'empruntent que la surface des masses métalliques se verront opposer une résistance plus grande qu'en courant continu.

Il y a lieu d'employer des conducteurs de grande surface (gros diamètre et ruban ou tube) dans les cas où l'intensité H. F. est élevée.

Dans une bobine comportant plusieurs couches, la répartition du courant devient dissymétrique et se concentre de préférence dans la région des fils tournée vers l'intérieur.

La qualité de la surface intervient, l'oxydation devenant indésirable à cause de la plus grande résistivité qu'elle amène. Une argenture des fils est indiquée.

D'autres causes de pertes sont les courants de Foucault qui croissent avec le diamètre des

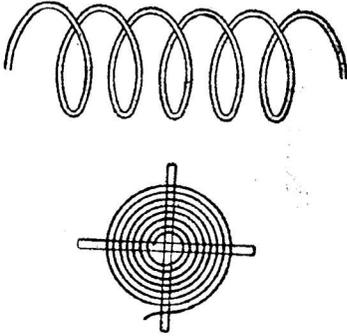
conducteurs ; il faudra donc concilier l'effet pelliculaire et l'effet de Foucault proprement dit en choisissant un diamètre moyen (pratiquement douze dixièmes de millimètre de diamètre pour les intensités habituelles à la réception dans le cas des fréquences très élevées, au-dessous de λ 200 mètres par exemple).

A cause du prix de revient et de l'encombrement, les diamètres employés sont plus faibles, de six à un dixième de millimètre pour la bande de longueurs d'ondes réservée aux communications radioélectriques.

LES BOBINES DE SELF A L'EMISSION

Celles-ci sont constituées par des spirales en ruban ou des solénoïdes en tube à cause des énergies en jeu (grande surface extérieure).

Elles sont isolées suivant la tension à laquelle elles sont soumises (300 à 10.000 volts) les spires se trouvant séparées par une couche d'air plus ou moins importante (fig. 53).



COURS. - Fig 53

Le fractionnement est obtenu à l'aide de prises en forme de pinces que l'on peut déplacer progressivement le long des spires.

CONDENSATEURS

Deux armatures métalliques planes séparées par un isolant (air, mica, verre) forment un condensateur.

$$\text{La formule } C = \frac{K S}{4 \pi e}$$

établit que la variation de capacité peut être réalisée par la modification des surfaces en regard ou celle de la distance qui existe entre elles.

Le changement du pouvoir inducteur spécifique K n'est guère possible puisque le choix du diélectrique est fixé au cours de la fabrication du condensateur.

CONDENSATEUR VARIABLE A DIÉLECTRIQUE AIR

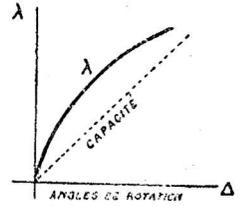
C'est le type du condensateur employé dans les appareils de réception.

Un ensemble de lames solidaires séparées par une couche d'air, formant rotor, pénètre, sans y toucher, dans un ensemble analogue, mais fixe formant stator.

La surface des lames en regard varie dans le même sens que l'angle de rotation du rotor si les armatures sont en demi-cercle, la variation de capacité sera donc proportionnelle à cet angle (fig. 54).



COURS. - Fig 54



COURS. - Fig 55

Pour cette raison le condensateur variable dont les lames sont en forme de demi-cercle est dénommé « à variation linéaire de capacité ».

La rotation du rotor d'un tel condensateur faisant partie d'un circuit oscillant n'amènera pas une variation linéaire de longueur d'onde (fig. 55).

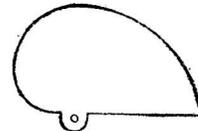
La variation de longueur d'onde sera beaucoup plus rapide dans la première partie de la rotation.

En effet, la longueur d'onde est proportionnelle à la racine carrée de la capacité, elle grandira moins vite que la capacité d'autant plus que celle-ci sera importante.

CONDENSATEUR A VARIATION LINÉAIRE DE LONGUEUR D'ONDE

Ce type (Square Law) comme son nom l'indique, grâce à un profil de lames spécial, donne une variation de longueur d'onde qui est fonction de l'angle de rotation des lames mobiles.

L'étude mathématique d'un tel profil sortirait des limites de ce cours, la fig. 56 indique son allure.



COURS. - Fig 56

Si l'on mesure les angles de rotation du rotor à l'aide d'un cadran gradué, les longueurs d'ondes seront proportionnelles aux divisions.

CONDENSATEUR A VARIATION LINÉAIRE DE FRÉQUENCE

Certains récepteurs basés sur un changement de fréquence peuvent requérir un étalonnage correspondant (straight line frequency).

Un profil convenable des lames assure une variation proportionnelle à la fréquence au cours de la rotation des lames mobiles (fig. 57).



COURS - Fig 57

Le cadran de ce condensateur est gradué en sens inverse (division 0 au maximum de capacité) puisque la fréquence est inverse de la longueur d'onde, donc de la capacité.

CONDENSATEURS FIXES

Dans le cas où la longueur d'onde d'un circuit oscillant peut rester invariable on utilise des condensateurs fixes qui s'inspirent des modèles à air ou à diélectrique solide lorsque la capacité doit être élevée pour un volume réduit.

DISCUSSION DE LA VALEUR D'UN CONDENSATEUR

Le meilleur condensateur sera celui dont les pertes en haute fréquence seront les plus faibles :

- 1° Pertes par conduction.
- 2° Pertes par hystérésis diélectrique.

Les premières sont évitées par l'emploi d'excellents isolants (mica, ébonite, quartz) et par

les soins de propreté auxquels ils donnent lieu.

On n'insiste pas assez sur le rôle des poussières, généralement hygrométriques qui, se déposant à la surface des meilleurs isolants, les shuntent par une résistance relativement faible.

Les pertes par hystérésis diélectrique sont diminuées par le choix d'isolants efficaces (air de préférence), ou dans le cas d'isolants solides par leur emploi en moins grande quantité possible.

Ces précautions doivent être prises non seulement dans la constitution du diélectrique mais dans celle des supports isolants nécessaires à la rigidité mécanique de l'ensemble.

CAPACITÉ RÉSIDUELLE

Lorsque les armatures mobiles d'un condensateur variable sont complètement sorties, la capacité de l'appareil n'est pas égale à zéro, mais à une faible valeur liée à la proximité des deux groupes.

On doit veiller par construction à ce que cette capacité résiduelle soit la plus petite possible car elle joue un rôle analogue à celui de la capacité répartie d'une bobine de self induction en limitant la bande de longueur d'onde que l'on peut espérer couvrir avec une self donnée.

CONDENSATEURS A L'ÉMISSION

Ils peuvent être du type variable à air dans le cas des petites puissances (lames plus écartées suivant la tension en jeu) ou à diélectrique solide (mica, verre).

Quand l'isolement doit avoir une valeur importante, le condensateur est avantageusement placé dans un bain d'huile.

SIXIEME LEÇON

Rappel des propriétés des courants alternatifs

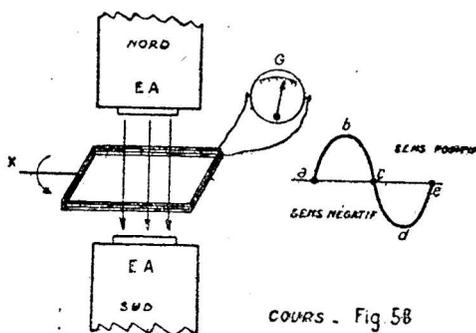
Le sentiment d'aversion que certaines personnes éprouvent pour les courants alternatifs est remarquable. Pourtant ceux-ci tendent à se généraliser de plus en plus et la compréhension de la Radiotélégraphie en suppose une connaissance assez exacte.

Il existe des ouvrages de vulgarisation très clairs qui ont contribué à faire comprendre les courants alternatifs aux non-initiés. Nous apporterons également notre pierre à l'édifice en rappelant les principales propriétés de ces courants.

Les phénomènes d'induction apprennent qu'un conducteur en boucle, une spire de fil conducteur, est le siège d'une force électromotrice d'induction si elle se déplace dans un champ magnétique constant ou si elle reste fixe au sein d'un champ magnétique variable.

C'est le principe des alternateurs, ou machines productrices de courant alternatif.

Envisageons un cadre comportant quelques spires de fil isolé et tournant dans un champ magnétique fixe produit par un électro-aimant E A (fig. 58).



COURS - Fig 58

Si l'on fait tourner le cadre dans un sens quelconque autour de l'axe X X', le galvanomètre accusera un courant changeant de sens périodiquement en égard à la vitesse de rotation.

Si un tour complet est opéré en une seconde, l'aiguille du galvanomètre deviera par exemple vers la gauche pendant la première demi-

seconde puis vers la droite pendant l'autre demi-seconde. Il se produit donc deux courants consécutifs de sens inverse au cours d'un tour complet.

La rotation des spires est la cause de la variation de flux nécessaire à la production du courant alternatif.

Le cadre, dans la position de la figure 58, est perpendiculaire aux lignes de force du champ magnétique : la force électromotrice d'induction est nulle (a, de la courbe).

Sa rotation l'amène parallèlement aux lignes de force : le flux intercepté est minimum : la force électromotrice est maximum (b, de la courbe).

A la fin du premier demi-tour le flux intercepté est maximum à nouveau, puisque le cadre revient perpendiculairement aux lignes de force : la force électro-motrice d'induction est nulle (c, de la courbe).

Le second demi-tour donne lieu aux mêmes phénomènes (d et e, de la courbe), mais la force électro-motrice est polarisée en sens inverse.

Les changements de sens ont lieu lorsque le cadre est rendu perpendiculaire aux lignes de force.

En effet, autour de cette position le flux atteint un maximum, puis décroît lorsque cette position perpendiculaire est dépassée.

Il y a bien aussi augmentation puis diminution de flux quand le cadre est amené parallèlement aux lignes de force, mais dans ce cas il n'y a pas changement de sens puisqu'au même instant sa position change par rapport au champ et lui fait présenter l'autre face.

La courbe de la figure 58 est une variation dite « sinusoïdale », parce qu'on établit en géométrie que la variation de la force électromotrice d'induction, ainsi représentée, varie comme la valeur du « sinus » de l'angle que fait le cadre avec la droite X X'.

a, b, c, d, e représente une période complète composée de deux alternances.

a, b, c est l'alternance positive, et c, d, e l'alternance négative. Les expressions positive et négative sont d'ailleurs arbitraires et ne servent qu'à établir le changement de sens du courant.

La fréquence, c'est-à-dire le nombre de périodes par seconde, est naturellement liée à la vitesse de rotation des spires. Les alternateurs comportent plusieurs électro-aimants inducteurs et plusieurs bobines induites.

La force électro-motrice aux bornes de la machine est la somme des f. e. m. dont on dispose aux extrémités de chaque bobine induite, celles-ci étant connectées en série.

FORCE ELECTRO-MOTRICE ET INTENSITE EFFICACES

Si l'on envisage un alternateur débitant dans un circuit résistant il faut avoir recours aux notions de force électro-motrice et d'intensité efficaces.

D'après ce que nous venons de dire au sujet d'un cadre mobile dans un champ magnétique, on a vu que la force électro-motrice variait à chaque instant en grandeur et en direction.

La courbe de la figure 58 indiquait que la f. e. m. atteignait un maximum positif, devenait nulle, atteignait un maximum négatif et revenait à zéro.

L'intensité dans un circuit possédant une certaine résistance ohmique suivra les mêmes variations.

La f. e. m. et l'intensité efficaces d'un courant alternatif sont les valeurs accusées par un voltmètre et un ampèremètre thermiques qui fournissent une résultante moyenne des variations.

Ces appareils de mesure, comme d'ailleurs ceux dits « à fer », ne sont pas polarisés n'étant pas sensibles aux changements de sens du courant.

Les valeurs efficaces trouvées correspondent par analogie à celles qui seraient données par un courant continu fournissant les mêmes effets (par exemple, la même élévation de température d'une résistance chauffante, le même éclairage d'une lampe à incandescence).

Il ne faut pas confondre ces valeurs efficaces avec les valeurs maxima.

Si le courant alternatif est sinusoïdal, on a :

$$I \text{ eff.} = \frac{I \text{ max.}}{\sqrt{2}}$$

et

$$E \text{ eff.} = \frac{E \text{ max.}}{\sqrt{2}}$$

$\sqrt{2}$ est égale à 1,4142.

Ces deux relations permettent de trouver la f. e. m. et l'intensité maxima connaissant leurs valeurs efficaces.

$$I \text{ max.} = I \text{ eff.} \times \sqrt{2}$$

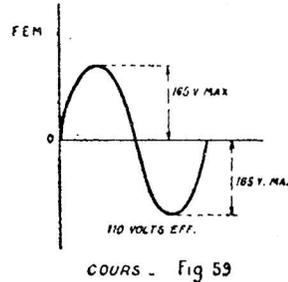
et

$$E \text{ max.} = E \text{ eff.} \times \sqrt{2}$$

Les secteurs de distribution d'énergie électrique délivrent généralement le courant sous une tension de 110 volts efficaces (fréquence 50).

Cela laisse supposer que les tensions maxima (positives et négatives) sont plus élevées. Les pointes ont pour valeur (fig. 59).

$$110 \times 1,4142 = 165 \text{ volts environ}$$



COURS - Fig 59

Mais ce courant atteignant 165 volts, 100 fois par seconde ne produira que les effets d'un courant de 110 volts continu, car s'il atteint périodiquement des valeurs supérieures, il revient aussi à zéro, 100 fois par seconde.

110 volts est une expression moyenne de ses variations : c'est la tension efficace.

Le même raisonnement est applicable à l'intensité efficace.

Il ne faut jamais oublier de faire suivre les tensions et les intensités de l'abréviation eff. pour qu'il n'y ait pas confusion avec les valeurs maxima qui doivent comporter l'abréviation max.

LOI D'OHM

Cette loi est applicable aux courants alternatifs.

Si le circuit envisagé est seulement doué de résistance ohmique et ne possède ni self induction ni capacité, on a :

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

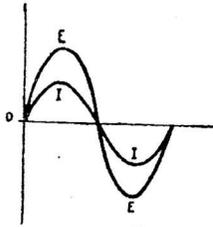
$$E \text{ eff.} = R \times I \text{ eff.}$$

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

La connaissance de deux valeurs parmi I, E et R permet de calculer la troisième.

Dans ce cas (ni self induction, ni capacité), l'intensité est « en phase » avec la force élec-

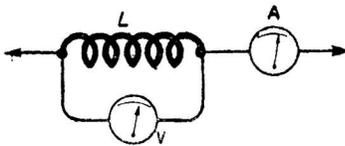
tromotrice, c'est-à-dire que ces deux valeurs atteignent leurs maxima et leurs minima au même instant (fig. 60).



COURS. Fig. 60

CIRCUIT COMPRENANT UNE SELF INDUCTION THEORIQUE

Un ampèremètre intercalé dans un tel circuit montre que la self induction oppose une résistance, au passage du courant alternatif. Par self théorique on entend un solénoïde de résistance ohmique négligeable, pour simplifier la question (fig. 61).



COURS. Fig. 61

Si ω est la pulsation du courant égale à $2\pi f$

f étant la fréquence, on a $E \text{ eff} = (L \omega) \times I$

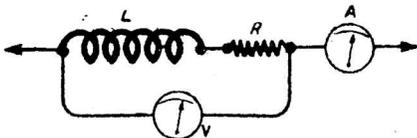
et

$$I \text{ eff} = \frac{E \text{ eff}}{L \omega}$$

Ces relations rappellent la loi d'ohm, relations dans lesquelles $L \omega$ représente la résistance de self induction et porte le nom de réactance.

LA SELF INDUCTION EST EN SERIE AVEC UNE RESISTANCE

La figure 62 représente ce cas.



COURS. Fig. 62

On a :

$$E \text{ eff.} = (\sqrt{L^2 \omega^2 + R^2}) \times I$$

et

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

La quantité $\sqrt{L^2 \omega^2 + R^2}$ est l'impédance du circuit : c'est la somme de la résistance ohmique et de celle due à la self induction.

COEFFICIENT DE SELF INDUCTION D'UNE SELF A NOYAU DE FER

Le coefficient L ne peut être calculé comme lorsqu'il s'agit d'un courant continu.

En effet la perméabilité magnétique du noyau dépend du champ, donc des intensités à un moment donné. Lorsque l'intensité augmente la perméabilité magnétique diminue.

On calcule L dans la formule $E \text{ eff.}$

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

ce qui donne :

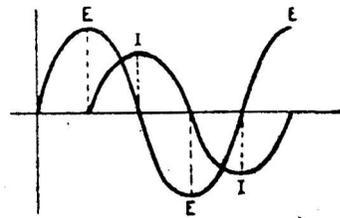
$$L = \frac{\sqrt{E^2 \text{ eff} - R^2 I^2 \text{ eff}}}{I \text{ eff} \times \omega}$$

Il suffit de remplacer les lettres par leurs valeurs.

Décalage : On sait que la self induction donne lieu à un phénomène d'inertie électrique.

Dans un circuit comportant une self-induction l'intensité alternative est décalée en arrière par rapport à la différence de potentiel. Ce décalage correspond à un retard de l'apparition du courant vis-à-vis de la force électromotrice qui le produit.

La figure 63 traduit ce retard, dans le cas



COURS. Fig. 63

où il atteint un quart de période, d'ailleurs théorique et ne correspondant qu'à une self induction parfaite.

Le décalage est égal à : $\frac{\omega L}{R}$

CIRCUIT COMPRENANT UNE CAPACITE

La figure 64 représente ce cas :

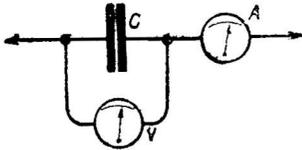
Le condensateur C qui s'opposerait au passage du continu, après s'être chargé, semble se laisser traverser par un courant alternatif.

Nous disons « semble » car le phénomène est plus complexe et par analogie au courant continu on ne peut dire que le diélectrique, étant

donné sa haute résistivité, peut-être le siège d'un courant de conduction.

Le condensateur se chargera au cours de la première alternance, puis se déchargera pendant la deuxième alternance ce qui le rechargera en sens inverse et ainsi de suite.

Cette décharge du condensateur introduit donc dans le circuit une force électromotrice supplémentaire qui s'appelle f. e. m. de condensation.



COURS - Fig 64

Mais cette force électromotrice ne se produit pas en même temps et peut être assimilée à une résistance car elle contribue à diminuer l'intensité dans le circuit.

La f. e. m. de condensation est égale à :

$$\frac{I}{\omega C}$$

ω étant la pulsation et C la capacité.

On obtient les relations :

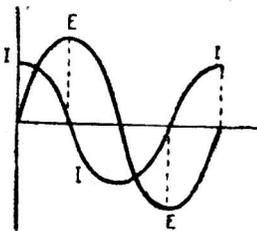
$$I \text{ eff.} = \frac{E \text{ eff.}}{\frac{I}{\omega C}} = E \text{ eff.} \times C \omega$$

et

$$E \text{ eff.} = I \text{ eff.} \times \frac{I}{C \omega}$$

$\frac{I}{C \omega}$ porte également le nom de capacité ou réactance de capacité.

Décalage : Dans un circuit comportant une capacité, l'intensité alternative est décalée en



COURS - Fig 65

avant par rapport à la différence de potentiel.

Ce décalage correspond à un retard de la force électromotrice (fig. 65).

Ce décalage a pour valeur, s'il existe une résistance ohmique dans le circuit :

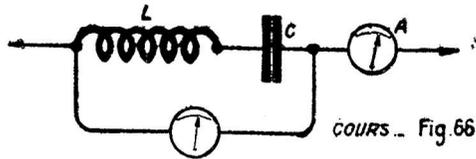
$$\frac{I}{\omega C R}$$

Il peut atteindre un quart de période.

CIRCUIT COMPRENANT UNE SELF INDUCTION ET UNE CAPACITE EN SERIE

Nous avons vu que la self induction et la capacité décalaient l'intensité l'une en arrière, l'autre en avant, par rapport à la f. e. m.

Une self et une capacité dans un même circuit agiront donc en sens inverse (fig. 66).



COURS - Fig 66

On a :

$$E \text{ eff.} = \left(L \omega - \frac{I}{C \omega} \right) \times I \text{ eff.}$$

$$I \text{ eff.} = \frac{E \text{ eff.}}{L \omega - \frac{I}{C \omega}}$$

Le décalage aura lieu en avant ou en arrière suivant que $\frac{I}{C \omega}$ sera plus grand que $L \omega$ ou l'inverse.

CIRCUIT COMPRENANT UNE SELF INDUCTION, UN CONDENSATEUR ET UNE RESISTANCE EN SERIE

Les formules précédentes laissent prévoir celle qui sera applicable à la figure 67.



COURS - Fig 67

On a :

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

et

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

La valeur du décalage est :

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

$$R$$

Dans ces formules $L\omega - \frac{1}{C\omega}$ qui peut avoir des valeurs positives ou négatives, s'appelle réactance totale et l'expression

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

est l'impédance.

PUISSANCE D'UN COURANT ALTERNATIF

La puissance d'un courant alternatif ne sera donnée par l'égalité :

$$P = E \times I$$

que si la force électromotrice et l'intensité sont « en phase », c'est-à-dire ne présentent pas de décalage.

S'il en existe un, les indications du voltmètre et de l'ampèremètre ne peuvent être utilisées et il faut recourir à un wattmètre.

Le produit $E \times I$ prend le nom de puissance apparente s'évaluant en volts-ampères et les indications du wattmètre donnent la puissance réelle en watts.

On a :

$$\frac{\text{Puissance réelle}}{\text{Puissance apparente}} = K$$

K est le facteur de puissance toujours plus petit que 1. S'il est égal à 1 la puissance apparente est égale à la puissance réelle : il n'y a pas de décalage.

Le décalage correspond donc à une diminution de puissance disponible et lorsqu'il est maximum (un quart de période) la puissance est nulle.

Résonance. — Si dans un circuit parcouru par un courant alternatif l'action de la self induction compense exactement celle de la capacité, le courant est maximum, le facteur de puissance est égal à 1 = il y a résonance.

On doit avoir :

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

d'où l'on tire la condition de résonance :

$$LC\omega^2 = 1$$

Le phénomène de résonance est souvent utilisé en radiotélégraphie.

Le circuit de la figure 68 alimenté par une source alternative de pulsation ω est le siège de deux courants : celui décalé en arrière par

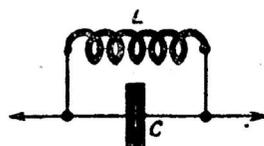
la self et celui décalé en avant par la capacité.

Si :

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

ces deux actions s'opposent également.

A ce moment le circuit présente une résistance presque infinie, la source ne débitant plus que pour compenser les pertes d'énergie par effet joule ou par rayonnement.



COURS. FIG. 68

Un tel dispositif, réglé à la résonance, prend parfois le nom de « circuit bouchon ».

L'action combinée de la self induction et de la capacité équivaut à une véritable force contre-électromotrice en opposition avec la f. e. m. de charge.

CAS DES COURANTS HAUTE FREQUENCE

Il y a lieu de considérer qu'en cas de courants haute fréquence la pulsation ω devient infiniment plus grande puisqu'elle est égale à :

$$2\pi f$$

f étant la fréquence.

La réactance de self $L\omega$ augmente alors que la capacité $\frac{1}{\omega C}$ diminue.

La résistance opposée par une self induction deviendra beaucoup plus importante, et celle opposée par une capacité beaucoup plus petite que dans le cas des fréquences industrielles. L'attention devra se porter sur des selfs inductions et des capacités qui pourraient être négligeables en basse fréquence.

D'autre part, la résistance des circuits parcourus par des courants haute fréquence s'augmente considérablement du fait de la propagation limitée à la surface des conducteurs (effet pelliculaire de Foucault) et des pertes dans les diélectriques ou les isolants.

Applications numériques. — Il suffit d'appliquer les formules précédentes en remplaçant les lettres par leurs valeurs en unités correspondantes.

Différence de potentiel E en volts.

Intensité I en ampères.

Self induction L en henrys.

Capacité C en farads.

Fréquence f en périodes par seconde.

Pulsation $\omega = 2\pi f$.

Mode de production des oscillations amorties et entretenues. — Systèmes à étincelles (tension alternative). — Alternateur. — Arc.

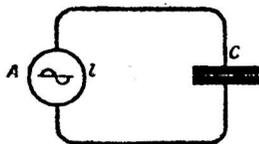
La troisième leçon a montré que, pour produire des oscillations amorties dans un circuit, il fallait charger un condensateur à un potentiel convenable, qui se déchargeait ensuite à travers un éclateur et une self induction.

La charge du condensateur par bobine d'induction pouvait être assimilée à une charge par courant discontinu, d'amplitude inconstante, mais toujours de même sens.

Un procédé très employé dans les émetteurs à ondes amorties de moyenne ou de grande puissance est la charge par courant alternatif.

CHARGE D'UN CONDENSATEUR

Le circuit composé de l'alternateur et de la capacité qu'il doit charger, possède une période propre, donnée par la formule de Thomson, la self induction étant celle de la machine (fig. 69).



COURS... Fig. 69

Mais le courant alternatif possède une période qui est l'inverse de sa fréquence par seconde.

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

Il faut étudier deux cas : celui où les périodes de la source et du circuit à charger sont différentes et celui où elles sont égales.

Lorsque les périodes sont différentes, le circuit est parcouru par deux courants alternatifs, l'un possédant la période du circuit, et l'autre celle du courant de charge. Ce deuxième courant produit ce qu'on appelle des « oscilla-

tions forcées », l'alternateur imposant sa fréquence à un circuit de période différente.

Le calcul et l'expérience montrent que, dans le cas où les périodes sont les mêmes, le rendement est maximum. Il y a résonance.

Les exemples de résonance mécanique sont multiples ; on se souvient de l'analogie déjà donnée qui évoquait une balançoire à laquelle des poussées opportunes étaient données pour augmenter l'amplitude des oscillations.

Si la période du courant alternatif est la même que celle du circuit de charge, l'énergie emmagasinée par le condensateur croît de plus en plus jusqu'à une limite qui dépend des pertes par effet joule.

A ce moment, la différence de potentiel entre les armatures est maximum et peut représenter une dizaine de fois celle de la source.

CONDITIONS DE RESONANCE

La période du circuit est :

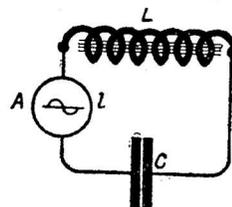
$$T = 2\pi\sqrt{LC}$$

d'où l'on tire :

$$\left(\frac{2\pi}{T}\right)^2 LC = 1$$

qui met en évidence le facteur $\frac{2\pi}{T}$ qui est la pulsation.

Le courant alternatif de charge possède aussi



COURS... Fig. 70

une pulsation liée à sa fréquence. Pour qu'il y ait résonance, il faut que les deux pulsations soient identiques.

La condition de résonance s'écrit en remplaçant $\frac{2\pi}{T}$ par le symbole de la pulsation =

$$LC \omega^2 = 1$$

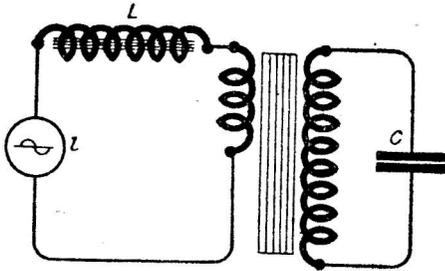
Généralement, la self l de l'alternateur est trop faible pour satisfaire cette égalité, ce qui oblige à intercaler une self additionnelle L qui permet de réaliser l'accord (fig. 70).

CHARGE SOUS HAUTE TENSION

En égard à la formule de l'énergie emmagasinée par un condensateur :

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

on a intérêt à élever la tension de l'alternateur en utilisant un transformateur (fig. 71).



COURS. Fig. 71

Si la tension aux bornes du primaire est V on obtiendra une tension $V a$ au secondaire, le rapport du nombre de tours des deux enroulements étant a (rapport de transformation).

La présence du transformateur modifie un peu l'allure du phénomène de résonance.

Le condensateur C n'est plus chargé sous une tension V , mais bien $V a$, l'énergie devient :

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

Charger un condensateur C sous une tension $V^2 a^2$ ou un condensateur $C a^2$ sous une tension V^2 revient au même.

On peut dire que tout se passe comme si le transformateur n'existait pas et que l'alternateur charge directement une capacité $C a^2$.

La condition de résonance devient :

$$L C a^2 \omega^2 = 1$$

Dans ce cas la self induction additionnelle de réglage doit être moins importante et cela se conçoit aisément puisque le premier membre de l'égalité est multiplié par le carré du rapport de transformation ce qui diminue l'insuffi-

sance apparente de la self induction de l'alternateur.

La formule précédente permet de calculer la valeur de la self additionnelle en se rappelant que L représente cette self plus celle de l'alternateur.

DECHARGE DU CONDENSATEUR

Pour que l'énergie oscillante soit la plus grande possible il faut provoquer la décharge du condensateur dans le circuit oscillant d'utilisation, lorsque la différence de potentiel entre ses armatures est maximum.

On pourra la produire à chaque alternance (deux étincelles par période de charge), soit toutes les 2... 3... 4 alternances, d'après le potentiel explosif de l'éclateur.

Le rendement est meilleur lorsqu'on choisit le cas d'une décharge par alternance.

La fréquence des étincelles détermine une hauteur de son musical qui sera la « note » de l'émission envisagée, chaque étincelle produisant un train d'ondes. La fréquence de la note est le double de celle de l'alternateur, s'il y a une décharge par alternance.

Les oscillations correspondant à la décharge du condensateur ont lieu dans le circuit oscillant haute fréquence qui est convenablement couplé à un circuit rayonnant : une antenne dont la base est à la terre.

Les constantes L et C du circuit oscillant de décharge et du circuit rayonnant déterminent la longueur d'onde de transmission de l'émetteur.

SCHEMA D'UN EMETTEUR A ONDES AMORTIES

La fig. 72 donne l'ensemble des organes :

Un manipulateur est intercalé dans le circuit primaire du transformateur pour découper l'émission suivant le rythme de l'alphabet Morse.

Le circuit de décharge comprend le condensateur, l'éclateur et le primaire d'un transformateur d'oscillations haute fréquence couplé à un secondaire intercalé en série dans l'antenne.

Le circuit antenne-terre comporte également une self additionnelle variable qui permet de l'accorder, c'est-à-dire de lui donner la même période (la même longueur d'onde) que celle du circuit de décharge. On obtient alors le maximum d'énergie rayonnée dont une lecture peut être faite à l'ampèremètre thermique situé à la base du système antenne-terre.

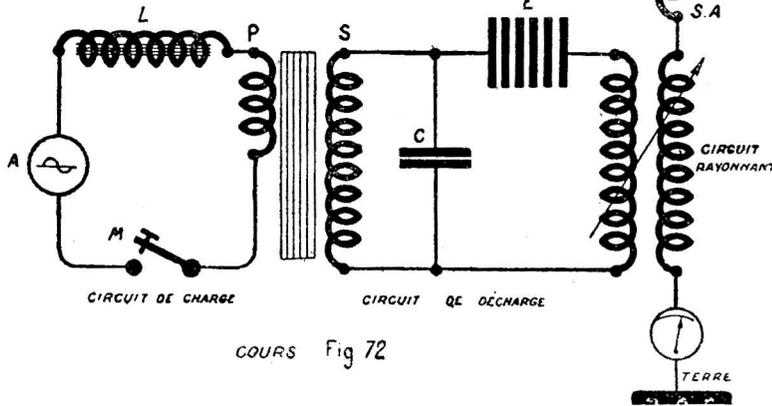
AUTRES TYPES D'ECLATEURS : ECLATEUR TOURNANT

L'alternateur porte en bout d'arbre, donc tournant synchroniquement avec lui, un disque métallique à la périphérie duquel sont disposées des électrodes également espacées.

A cause de la rotation, ces électrodes viennent se présenter devant deux électrodes fixes qui sont les bornes d'alimentation de l'éclateur (Marconi).

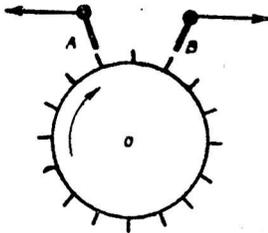
Il se produit donc deux étincelles en série lorsque les électrodes tournantes sont à peu de distance des électrodes fixes (fig. 73).

Le rendement maximum est obtenu si les étincelles éclatent en A et B au moment où la différence de potentiel est maximum aux armatures du condensateur du circuit de charge.



COURS Fig 72

L'éclateur demande un réglage pour cette raison : il est obtenu en déplaçant légèrement les électrodes fixes par rapport au disque tout comme l'on modifie le « calage » des balais d'une dynamo. Cette opération est très importante.



COURS. Fig. 73

Le nombre des électrodes tournantes détermine le régime de décharge (à chaque alternance, toutes les deux alternances... etc.).

ECLATEUR A IMPULSION

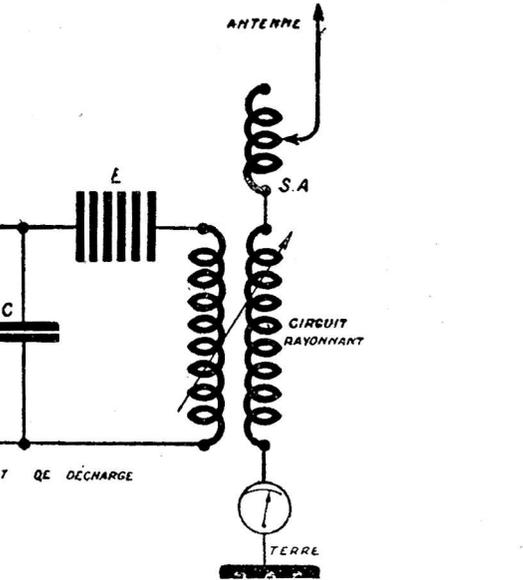
Dans ce type, l'étincelle est fractionnée en un certain nombre d'éléments qui se trouvent en série. La résistance de l'ensemble est beaucoup plus grande que dans le cas habituel.

L'éclateur est constitué par des disques profilés en cuivre rouge, isolés les uns des autres par des rondelles en marbre et en mica (S.FR — Téléfunken).

Il peut y avoir jusqu'à dix éléments mais des connexions volantes en forme de pince rendent le fractionnement variable.

La figure 74 représente deux disques, les étincelles éclatent en A et B.

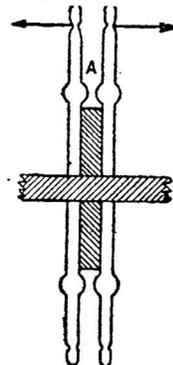
Il peut sembler paradoxal que l'on cherche à éteindre rapidement les étincelles en les rendant



résistantes, donc à provoquer un amortissement du circuit de décharge.

Lorsque deux circuits oscillants sont couplés inductivement, le primaire cède son énergie au secondaire, mais celui-ci réagit à nouveau sur le primaire. Nous verrons plus loin l'inconvénient de ces actions réciproques.

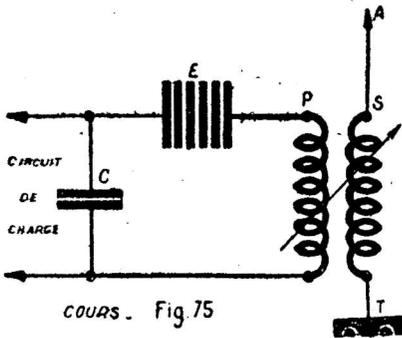
Dans le système à impulsion, on amortit très rapidement les oscillations primaires au point de n'en produire que quelques-unes. Toute l'éner-



COURS. Fig 74

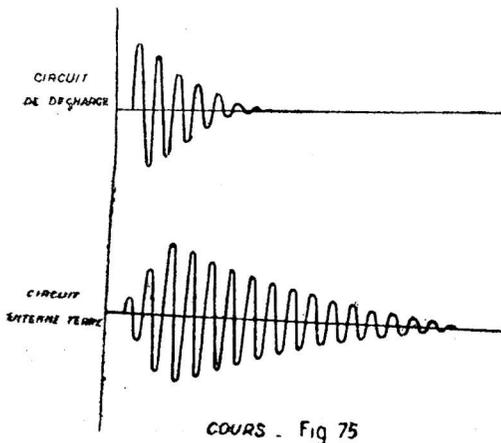
gie passe dans le secondaire qui vibre alors avec sa période propre et son amortissement, puisque peu après le primaire se trouve coupé par suite de la résistance de l'éclateur. Le phénomène se reproduit lorsque la tension aux armatures du condensateur atteint à nouveau le potentiel explosif lié à la distance des électrodes.

C'est l'effet d' « impulsion » ou de « choc » qui permet d'obtenir au secondaire des oscillations moins amorties (circuit antenne-terre de la fig. 75).



COURS. Fig. 75

La figure 76 représente les courbes correspondant aux oscillations du primaire vite amorties et aux oscillations du secondaire dont l'amortissement est moindre.



COURS. Fig. 76

L'examen de cette figure montre que l'on se rapproche de l'oscillation entretenue dans le but d'améliorer la synthonie, c'est-à-dire d'obtenir que l'énergie soit rayonnée sur une seule longueur d'onde et non pas sur une bande plus ou moins large. Le rendement augmente et l'on a la possibilité de multiplier les stations sans craindre de voir leurs émissions se recouvrir ou empiéter les unes sur les autres.

ONDES ENTRETENUES : ALTERNATEUR

Les fréquences produites par les alternateurs industriels sont trop basses pour être employées en radiotélégraphie ($f : 25-42-90$).

L'on sait que la fréquence du courant produit par un alternateur est proportionnelle à la vitesse de rotation du rotor et au nombre de pôles.

En agissant sur ces deux facteurs on peut

espérer obtenir des fréquences élevées, mais la réalisation d'une telle machine est délicate.

La crainte des ruptures dues à la force centrifuge limite la vitesse périphérique alors que l'encombrement des bobines de l'inducteur et de l'induit empêche de les multiplier autant qu'il serait nécessaire.

Le choix s'est porté sur le type dit « à fer tournant » dans lequel l'induit et l'inducteur sont fixes, les variations de flux étant produites par la rotation d'un circuit magnétique hétérogène (disque muni de dents alternativement magnétiques et non magnétiques).

La grande cohésion moléculaire d'un tel rotor permet de le faire tourner à une vitesse angulaire beaucoup plus importante que s'il comportait des enroulements arrachables.

Néanmoins les réalisateurs (Alexanderson-Béthenod) ont dû recourir à de véritables tours de force mécaniques pour obtenir des fréquences utilisables avec une énergie notable.

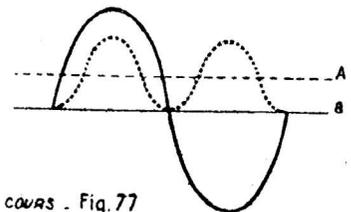
Les alternateurs semblent n'avoir pas donné des fréquences supérieures à 30 ou 40.000 qui correspondent à une longueur d'onde de 7.500 mètres dans le meilleur cas.

Pour abaisser cette valeur il a été construit des doubleurs et des tripleurs de fréquence.

Les doubleurs de fréquence se présentent sous la forme de transformateurs à trois enroulements et sont basés sur la « saturation » du circuit magnétique qui provoque l'atrophie d'une des alternances du courant de l'alternateur.

Si l'on monte deux de ces transformateurs de façon à ce que les circuits d'utilisation soient bobinés en sens inverse, on obtient une résultante formée de la succession des alternances avantageées par chaque groupe.

La figure 77 indique la période initiale en trait plein (abscisse a) les deux alternances avantageées par chaque transformateur en pointillé



COURS. Fig. 77

La lecture de la courbe en pointillé par rapport à la nouvelle abscisse A montre que la fréquence est bien doublée.

Les tripleurs de fréquence sont également basés sur le phénomène de saturation d'un noyau magnétique, mais vis-à-vis d'un autre qui n'y est pas sujet. Nous n'insisterons pas outre mesure sur cette question limitée.

L'avantage principal des alternateurs haute fréquence est de produire une énergie directe-

ment rayonnable par un système antenne-terre, mais ils sont difficiles à construire et ne conviennent pas à l'émission sur moyennes et courtes longueurs d'ondes.

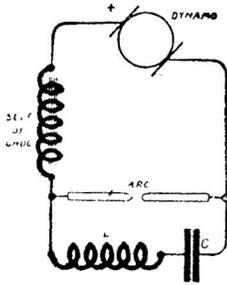
Seules les stations importantes les utilisent pour assurer un trafic télégraphique à longue distance (liaisons continentales et intercontinentales).

ARC CONTINU

Un second mode de production d'ondes entretenues est l'arc. Il tend d'ailleurs à être abandonné à cause de ses inconvénients.

Le principe est le suivant :

Si l'on branche un circuit oscillant aux bornes d'un arc voltaïque alimenté en courant continu, ce circuit sera siège d'oscillations de fré-



COURS. Fig 78

quence correspondante à ses valeurs de self et de capacité, selon la formule de Thomson (fig. 78).

Le physicien Duddell a montré qu'en choisissant des valeurs L et C suffisamment grandes, la flamme de l'arc pouvait rendre un son de hauteur déterminé par la fréquence (100 à 3.000) du circuit oscillant.

C'est l'« arc chantant » qui a donné l'idée de produire des oscillations de fréquence radiotélégraphique en diminuant L et C .

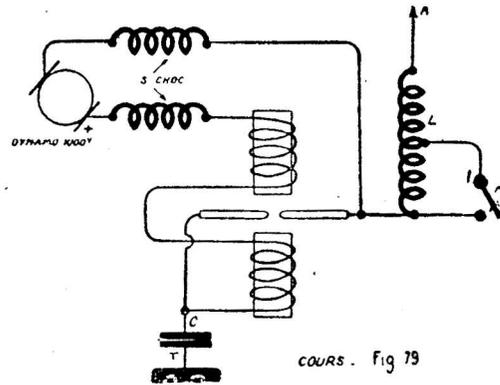
L'arc voltaïque est un conducteur qui ne suit pas la loi d'ohm, mais possède une « caractéristique inverse ». D'après cette loi, l'intensité ne peut croître dans un conducteur que si la différence de potentiel augmente elle-même.

Dans l'arc le phénomène inverse se produit ; la différence de potentiel entre électrodes augmente lorsque l'intensité diminue.

Lorsque la capacité du circuit oscillant se charge à travers la self, l'intensité de l'arc décroît ce qui amène une élévation de la différence de potentiel aidant à la charge. La fin de cette charge amène une augmentation de l'intensité dans l'arc liée à une diminution de la différence de potentiel. Mais la tension aux armatures du condensateur est plus élevée : il peut donc se décharger. La décharge accroît l'intensité dans le circuit et se trouve favorisée par la diminution de différence de potentiel correspondante.

Le cycle se reproduit ensuite de la même façon.

Les arcs radiotélégraphiques sont plus compliqués que celui de Duddell.



La flamme de l'arc est produite dans une enceinte fermée remplie de gaz d'éclairage ou de vapeur d'alcool. Elle est élargie en forme de disque par un champ magnétique puissant produit par un électro-aimant alimenté par le courant de l'arc. L'importance de l'énergie mise en jeu oblige à refroidir une électrode par un courant d'eau froide (fig. 79), l'autre est en charbon.

La source de courant continu alimente l'arc à travers des bobines de self dites bobines de choc qui empêchent les oscillations haute fréquence de se refermer sur l'alimentation, (grâce à leur haute impédance vis à vis des courants H F).

Les bobines de soufflage sont également en série avec l'arc.

Dans le montage direct, l'antenne et la terre (circuit rayonnant) sont connectées aux électrodes du condensateur de protection C empêchant le court-circuit de la dynamo au cas où l'antenne viendrait à toucher un obstacle relié au sol.

L'allumage de l'arc produira, radiotélégraphiquement parlant, un trait, une émission continue.

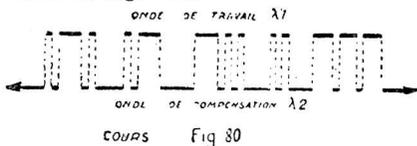
Quand le manipulateur M se trouve dans la position indiquée par la figure 79, l'onde émise correspond à la fréquence déterminée par la totalité de la self induction d'antenne L .

L'abaissement du levier du manipulateur court-circuite quelques spires ce qui diminue la self induction donc la longueur de l'onde émise.

En fait, ce dispositif produira des oscillations de deux longueurs d'ondes, la plus longue portant le nom d'« onde de compensation ».

Les récepteurs seront accordés sur la plus courte et reproduiront bien les traits et les points de l'alphabet Morse. L'accord sur l'onde de compensation donnerait également des signaux

rythmés mais sans signification puisqu'ils correspondent aux « espaces » existants entre les signaux réels (fig. 80).



Le gros avantage du système à arc est la simplicité. Malheureusement les inconvénients sont assez nombreux :

1° Rendement atteignant 50 % dans les meilleurs cas ;

2° Encombrement inutile de l'Ether hertzien par l'onde de compensation qui peut gêner la réception d'autres stations ;

3° Production de longueurs d'ondes « harmoniques », sous-multiples de celle employée, qui sont également une gêne pour les récepteurs situés à proximité de la station d'émission.

Exemple : Un arc réglé sur une fréquence de 30.000 (longueur d'onde 10.000 mètres) donnera des harmoniques puissantes de fréquences 60.000, 90.000, etc., correspondant à des longueurs d'ondes de 5.000 mètres, 3.333 mètres, etc., qui sont les harmoniques 2 et 3.

4° L'arc ne se prête guère aux petites puissances.

L'alternateur haute fréquence et l'arc sont remplacés de plus en plus par les systèmes employant les lampes à trois électrodes qui feront l'objet de leçons spéciales.

Les Détecteurs d'oscillations

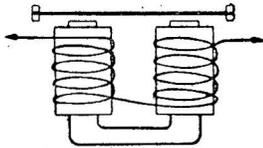
Un Poste simple : Accord direct, Détection par Galène

Les détecteurs ont pour but de rendre perceptibles à nos sens, les oscillations haute fréquence recueillies par un collecteur d'ondes.

Les modes de réception courants sont auditifs (téléphone — haut-parleur) ou visuels (appareil Morse — graphique des enregistreurs à grande vitesse).

Dans tous les cas, il faut que les oscillations haute fréquence actionnent un électro-aimant.

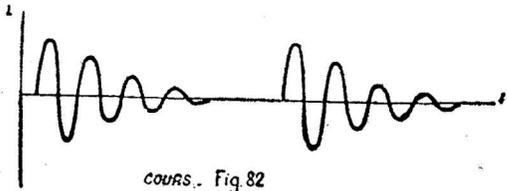
L'électro-aimant d'un écouteur téléphonique sollicite une plaque métallique vibrante qui rend un son de hauteur correspondant à la fréquence du courant alternatif d'alimentation (fig. 81).



COURS Fig 81

Si cette fréquence est comprise dans l'échelle des fréquences audibles, notre tympan vibre à son tour, influence les terminaisons nerveuses auditives et donne la sensation cérébrale d'une note de musique (100 à 4.000 environ).

L'alimentation directe d'un écouteur téléphonique par un courant alternatif haute fréquence ne donne aucun résultat audible à cause de l'inertie de sa plaque vibrante. En supposant



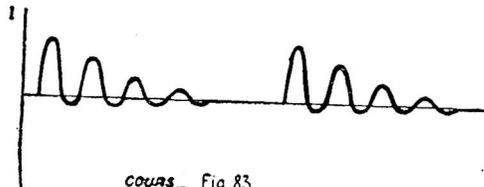
COURS. Fig 82

qu'elle vibre tout de même, notre tympan ne serait pas impressionné par des mouvements vibratoires de fréquence si élevée.

Les détecteurs auront pour effet de transformer les oscillations HF en une résultante qui aura l'allure d'un courant continu et pourra actionner un électro-aimant.

Etant donné un groupe d'oscillations amorties (fig. 82).

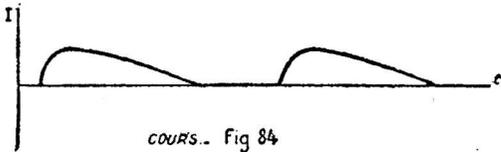
Si l'on supprime plus ou moins complètement les alternances négatives, par exemple (fig. 83)



COURS. Fig 83

les résultantes électriques des alternances restantes pourront être assimilées à un courant continu (fig. 84).

Un écouteur téléphonique branché aux extrémités d'un circuit parcouru par un tel courant verra sa plaque attirée à chaque résultante.



COURS. Fig 84

Si le groupe comporte par exemple 435 trains d'oscillations par seconde, la plaque sera sollicitée 435 fois dans ce temps et rendra la note « la ».

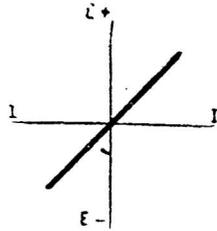
Un détecteur intercalé en série dans un circuit parcouru par des oscillations haute fréquence aura pour objet d'atrophier les alternances négatives (ou positives, le signe est arbitraire et dépend du sens de branchement).

Le détecteur est donc un organe à « conduction unilatérale » qui laisse passer beaucoup plus le courant dans un sens que dans l'autre. La suppression des alternances d'un signe n'est

jamais complète, c'est pourquoi nous avons parlé d'atrophie.

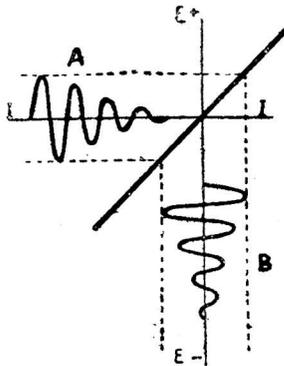
Autrement dit un détecteur ne suit pas la loi d'ohm.

Cette loi implique une résistance constante des conducteurs quel que soit le sens de déplacement du courant (fig. 85)



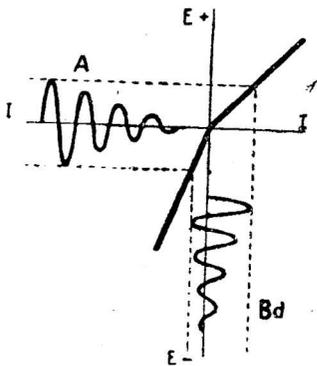
COURS. Fig 85

L'intensité est la même en valeur absolue dans les deux cas.



COURS. Fig 86

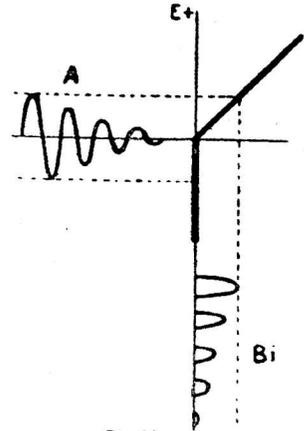
La fig. 86 montre que, dans le cas d'un conducteur suivant la loi d'Ohm, il n'y a pas de détection, puisque le train d'oscillations A n'est pas déformé en B.



COURS. Fig 87

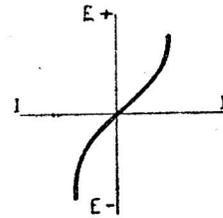
La fig. 87 représente l'atrophie liée à une caractéristique de détecteur ne suivant pas la loi d'Ohm.

De la figure 87, on tire aisément la figure 88 qui serait la caractéristique d'un détecteur idéal (disparition complète des alternances d'un signe).



COURS. Fig 88

En pratique, les détecteurs ne fournissent pas des caractéristiques d'une aussi belle rectitude (fig. 89).



COURS. Fig 89

DETECTEURS A CRISTAUX

Ils sont constitués par un point métallique appuyant en un point d'un cristal de nature spéciale.

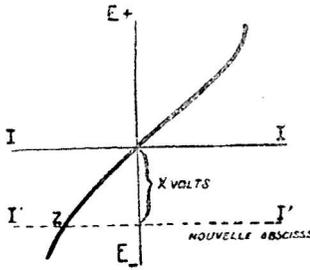
On a proposé une foule de cristaux de valeurs différentes. Parmi les plus employés, il faut citer : le Carborundum (composé de charbon et de silicium), le silicium, les pyrites de fer, la zincite (oxyde de zinc), mais surtout la galène (sulfure de plomb).

Ces cristaux requièrent une pointe métallique en fer, en acier, en cuivre. L'or est quelquefois utilisé en raison de son inoxydabilité.

Les Anglo-Saxons se sont servi beaucoup du carborundum, malgré qu'un tel détecteur ait besoin d'une source auxiliaire de courant pour fonctionner. Cette sujétion est amenée par la forme spéciale de la caractéristique, assez symétrique.

La caractéristique de la figure 90 indique qu'on ne peut utiliser qu'une région de courbure.

Pour cela, il faut abaisser artificiellement l'abscisse (ligne en pointillé), le point de fonctionnement se trouve alors au niveau de la courbure inférieure — (en Z).



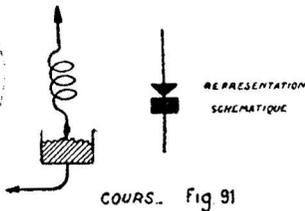
COURS. Fig. 90

Ce nouveau régime est obtenu en polarisant le détecteur à un potentiel de X volts : on utilise une pile de quelques volts à cet effet.

REALISATIONS DES DETECTEURS A CRISTAUX

Elles sont très diverses et leur originalité ne porte que sur des détails mécaniques destinés à rendre leur maniement plus commode ou assurer une bonne stabilité du contact pointe-cristal.

La pointe affecte presque toujours la forme d'une spirale dont la compression permet de faire varier à volonté la pression sur un point considéré du cristal (fig. 91).



COURS. Fig 91

Le contact détecteur le plus répandu est celui galène-cuivre.

DETECTEUR ELECTROLYTIQUE FERRIE

Le détecteur électrolytique, comme le tube cohéreur de Branly, n'a plus qu'un intérêt historique.

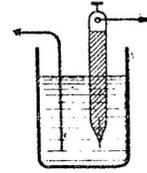
Il faut pourtant le signaler, puisqu'il a été très employé à une époque où il constituait un progrès appréciable.

Dans sa forme définitive, il a été constitué par deux électrodes dissymétriques plongeant dans une solution aqueuse d'acide sulfurique.

L'une des électrodes est en plomb et l'autre rappelle celle dite de « Wollaston ».

Cette dernière est un petit tube de verre effilé à une extrémité pour étrangler un fil de

platine d'un centième de millimètre de diamètre, qui affleure. L'intérieur du tube est rempli de mercure qui assure un contact commode avec la borne située à la partie supérieure (fig. 92).



COURS. Fig 92

Ce détecteur employé avec une pile auxiliaire dont on règle le débit à l'aide d'un potentiomètre, présente le phénomène de conduction unilatérale.

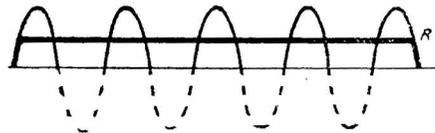
RECEPTION DES ONDES ENTRETENUES

Nous avons vu que dans le cas des ondes amorties, le détecteur fournissait une résultante en courant continu pour chaque train d'oscillations.

Le nombre de trains à la seconde déterminait la hauteur de la note musicale de réception.

Lorsqu'il s'agit de recevoir les ondes entretenues, le détecteur fournit encore un courant continu, mais comme par définition le train d'oscillations entretenues ne présente pas de discontinuités, la plaque vibrante de l'écouteur téléphonique sera sollicitée au début du train et regagnera sa position de repos à la fin.

Au cours du train, on n'entendra rien, la plaque restant infléchie à cause du passage de la résultante courant continu R dans l'enroulement de l'électro aimant (fig. 93).



COURS. Fig 93

Par exemple la lettre Z de l'alphabet Morse donnera lieu à 6 claquements (fig. 94)



COURS. Fig 94

nettement perceptibles surtout si l'on est proche de l'émetteur.

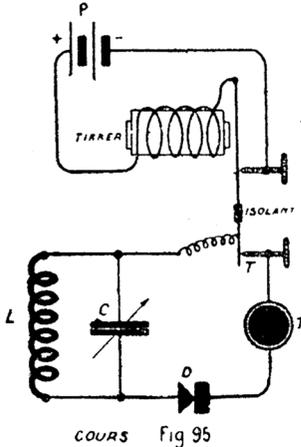
Pour recevoir correctement les ondes entre-

tenues il faut « découper » à fréquence audible la résultante R de la fig. 93.

Un vibrateur dont le fonctionnement rappelle celui de la sonnette électrique sollicite une lame vibrante qui joue le rôle d'interrupteur rapide.

C'est le tikker.

Un tel organe, intercalé dans un circuit oscillant de réception, comportant détecteur et téléphone « modulera » effectivement la résultante R qui deviendra discontinue à une fréquence audible (fig. 95).



COURS Fig 95

On voit que le circuit détecteur-téléphone comporte une coupure périodique T dont la fréquence est celle de la lame vibrante du tikker alimenté par une pile P.

La lettre Z de l'alphabet Morse sera perçue avec une hauteur de son liée à cette fréquence (fig. 96).



COURS Fig 96

Cette méthode n'est plus employée depuis l'apparition des lampes à trois électrodes, mais nous la citons pour aider à comprendre les phénomènes auxquels donnent lieu les ondes entretenues vis-à-vis des ondes amorties.

RECEPTION DE LA RADIOTELEPHONIE

Celle-ci peut être opérée sans le secours d'un dispositif spécial bien qu'il s'agisse d'ondes entretenues. Un détecteur suffit.

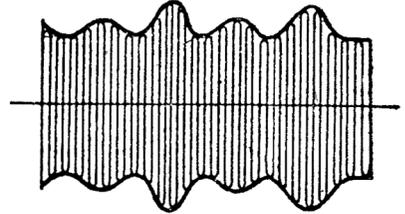
L'importance du sujet le fera traiter plus complètement à la leçon « Modulation ».

Nous n'en donnerons pas moins un aperçu de la question.

Le problème de la Phonic consiste à défor-

mer volontairement un train d'oscillations entretenues qui, en s'inspirant du langage Morse, serait un « trait » continu.

Le microphone « module » le train d'entretenues à une fréquence qui est celle des sons de la voix humaine ou de la musique.



COURS Fig 97

Il y a, en fait, superposition de cette basse fréquence 100 à 4.000) à la très haute fréquence de l'onde rayonnée.

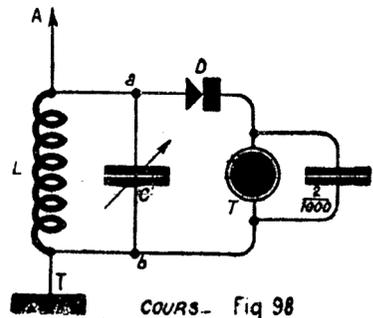
La basse fréquence n'arrive pas à rompre la continuité du train, mais provoque des diminutions d'amplitude (fig. 97).

Le profil ainsi découpé s'appelle l'enveloppe, dont la période est très grande par rapport à celle de l'onde.

A la réception, le détecteur suivra les variations de l'enveloppe (profil supérieur ou inférieur suivant le signe des alternances atrophiées) et fournira à l'écouteur téléphonique une résultante courant continu d'amplitude variable. Comme ces amplitudes variables sont provoquées à l'émission par les vibrations de la voix, on obtiendra une réception de fréquences semblables à celles de départ qui seront précisément l'expression des sons émis à proximité du microphone.

UN POSTE SIMPLE : ACCORD DIRECT DETECTION PAR GALENE

L'expression « accord direct » établit que l'antenne et la prise de terre sont connectées directement au circuit oscillant accordé (fig. 98).



COURS Fig 98

Celui-ci est constitué par la self L et le condensateur variable à air C. Afin d'obtenir

une possibilité d'accord sur une bande importante de longueurs d'ondes, il convient de rendre L fractionnable ou interchangeable.

Lorsque ce circuit oscillant est accordé, c'est-à-dire possède la même période de vibration qu'une onde émise par une station à ondes amorties ou à ondes entretenues modulées téléphoniquement, il présente une impédance maximum pour la fréquence en question. A ce moment il existe une différence de potentiel alternative haute fréquence relativement importante à ses bornes a b.

Le courant alternatif circulera à travers le détecteur et le téléphone qui est shunté par un condensateur fixe de deux millièmes de microfarad. afin de diminuer sa résistance apparente.

Cette résistance aurait pour effet de bloquer les oscillations haute fréquence.

Le détecteur jouera son rôle de conducteur unilatéral, et donnera une résultante courant continu utilisable par l'écouteur téléphonique T.

L'énergie recueillie par l'antenne est toujours faible. Pour obtenir un rendement acceptable il faudra donner toute son attention au choix du cristal du détecteur et à la qualité de l'écouteur téléphonique (type T.S.F. d'une résistance ohmique de 2.000 à 4.000 ohms).

Toujours dans le même ordre d'idée, les pertes haute fréquence devront être éliminées au possible, par l'emploi d'isolants d'excellente qualité et en moins grande quantité compatible avec la solidité mécanique de l'ensemble.

QUESTIONNAIRE

CINQUIÈME LEÇON

1° *Comment peut-on faire varier le coefficient de self induction, la capacité, d'un circuit oscillant ?*

2° *Pourquoi faut-il diminuer le plus possible la capacité répartie des enroulements ?*

3° *Quel est l'effet des pertes par hystérésis et courants de Foucault ?*

4° *Quel est l'avantage des condensateurs variables à variation linéaire de longueur d'onde ?*

5° *Quel est le meilleur diélectrique ? Pourquoi ?*

6° *Quel diélectrique doit être choisi lorsqu'on désire établir un condensateur de forte capacité sous petit volume ?*

SIXIÈME LEÇON

1° *Qu'est-ce qu'un courant alternatif ?*

2° *Quel est le principe des alternateurs ?*

3° *Quelle est l'action d'une bobine de self dans un circuit parcouru par un courant continu ? alternatif ?*

4° *Quelle est l'action d'une capacité dans un circuit parcouru par un courant continu ? alternatif ?*

5° *Comment peut être produite la résonance dans un circuit alternatif ?*

6° *Quelle sera l'intensité alternative efficace dans un circuit composé d'une self induction de 4 henrys et d'une résistance de 10 ohms aux extrémités duquel existe une tension efficace de 1.000 volts — 50 périodes ?*

SEPTIÈME LEÇON

1° *Que se passe-t-il au cours de la charge d'un condensateur par une force électromotrice alternative ?*

2° *Quel est le rôle de la bobine de self induction auxiliaire intercalée dans le circuit d'alimentation ?*

3° *Pourquoi élève-t-on habituellement la tension à l'aide d'un transformateur ?*

4° *Quel est le rôle de l'éclateur dans un poste d'émission à ondes amorties ?*

5° *Expliquez le phénomène d'excitation par « impulsion ou choc ».*

6° *Dessinez de mémoire le schéma de principe d'un poste d'émission à étincelles.*

HUITIÈME LEÇON

1° *Quel est le rôle du détecteur ?*

2° *Expliquez le fonctionnement d'un tel organe.*

3° *Quelles seront les qualités électriques, mécaniques, d'un bon détecteur ?*

4° *Quels sont les avantages et les inconvénients du détecteur à galène ?*

5° *Dressez la liste des pièces ou organes entrant dans la constitution du poste simple, accord direct, décrit dans la 8° leçon. Comment réaliseriez-vous pratiquement un tel montage ? (Disposition générale.)*



ASSOCIATION PHILOMATHIQUE

Cours de Radio

Télégraphie et Phonie

professé à

L'ÉCOLE D'ARTS ET MÉTIERS

de PARIS

par

Roger R. CAHEN

Chef de Laboratoire à l'Institut
d'Actinologie



FASCICULE N° 3

(Le cours complet comportera 8 fascicules)

PUBLICATIONS RADIO-ÉLECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES

Journal « Le Haut-Parleur »

23, Avenue de la République — PARIS

Cours de Radio

NEUVIEME LEÇON

Un poste d'émission à ondes amorties : Description d'un ensemble Emission-Réception S. F. R.

Ce poste type équipe maintenant la plupart des unités de la marine française de commerce et leur permet de correspondre entre elles ou avec des stations côtières. Les communications ainsi échangées sont multiples : acheminement de la correspondance publique, relèvements radiogoniométriques, réceptions des bulletins météorologiques ou des avis de navigation, réceptions de l'heure exacte dont la connaissance est nécessaire aux calculs de position du bâtiment, demandes de conseils médicaux lorsqu'il n'y a pas de médecin à bord, signaux de détresse, etc., etc.

L'ensemble Emission-Réception construit par la Société Française Radioélectrique est particulièrement adapté aux besoins maritimes et s'inspire des règles édictées par la Convention Internationale de Londres.

Le poste type « Cargo » est à émission musicale à excitation par choc, avec couplage indirect de l'antenne.

Sa portée est très variable et dépend des dimensions de l'antenne, donc de celles du navire. Portée moyenne de jour : 300 à 500 kilomètres. la portée de nuit atteignant facilement le double.

Le poste principal est doublé d'un poste de secours fonctionnant sur accumulateurs qui permet d'émettre encore, au cas où la dynamo d'alimentation du premier se trouverait hors de service (avarie, voie d'eau).

Les longueurs d'onde employées sont 300, 450, 600 et 800 mètres, selon la nature des télégrammes à transmettre.

Le montage de réception qui sera également décrit est du système Direct-Tesla détection par galène, réception au casque et peut couvrir la bande 250-2.800 mètres.

ENSEMBLE D'EMISSION 1 KW

La dynamo du bord fournit un courant continu 110 volts et alimente normalement le poste d'émission.

La puissance maximum nécessaire est 900 watts.

Ce courant continu arrive à un tableau qui comporte : (fig. 99)

- 1° Un interrupteur général bipolaire ;
- 2° Deux fusibles unipolaires ;
- 3° Un ampèremètre 10 ampères ;
- 4° Deux bornes « arrivée » et deux bornes « départ ».

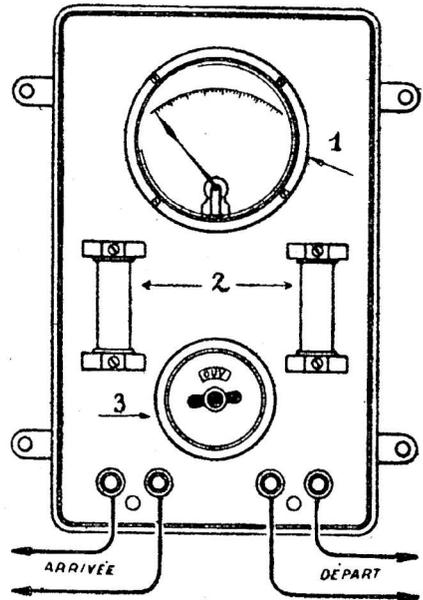


Figure 99. — 1. Ampèremètre ; 2. fusibles ; 3. interrupteur.

Le courant continu ainsi contrôlé est dirigé sur un « tableau de manœuvre » (fig. 100) qui dessert le « groupe convertisseur » (fig. 101).

Ce groupe convertisseur composé d'un moteur et d'un alternateur à résonance en bout d'arbre possède les caractéristiques suivantes :

a) Moteur continu, excitation shunt.

Courant absorbé en charge : 8 ampères.

Vitesse normale : 3.000 tours à la minute.

b) Alternateur, tension 125 volts, 600 périodes.

Le tableau de manœuvre (fig. 100) comporte les organes nécessaires à la mise en marche, à la régulation et au contrôle du groupe convertisseur.

1° Un rhéostat d'excitation qui permet de régler la vitesse du moteur ;

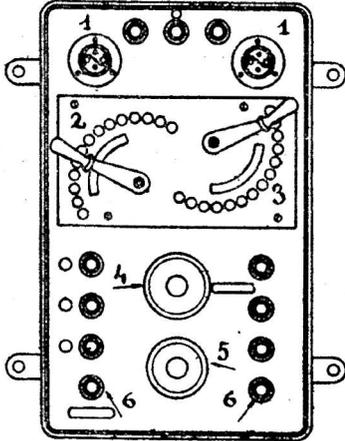


Figure 100. — 1. Lampes de protection ; 2. rhéostat (excitation moteur) ; 3. rhéostat (excitation alternateur) ; 4. interrupteur de démarrage ; 5. interrupteur circuit alternatif ; 6. bornes (arrivée, départ, excitation).

2° Un interrupteur de mise en marche et d'arrêt du groupe ;

3° Un rhéostat d'excitation de l'alternateur qui permet de faire varier la tension alternative (au-dessous de 125 volts) ;

4° Un interrupteur du circuit alternatif ;

5° Deux lampes de protection destinées à éviter le passage des courants haute-fréquence dans l'induit de l'alternateur.

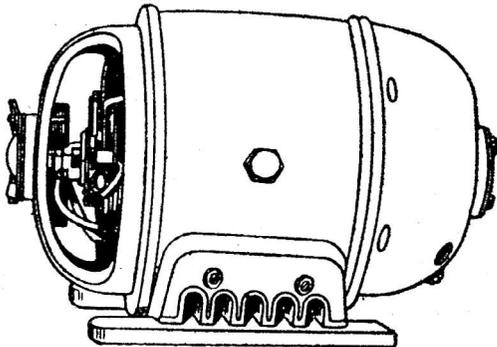


Figure 101

Le courant alternatif 125 volts alimente un transformateur élévateur de tension, rapport 50.

Le transformateur est du type industriel, à circuit magnétique fermé, isolement par bain d'huile (fig. 102). Le manipulateur est disposé en série dans le primaire.

La tension obtenue aux bornes du secondaire du transformateur est de :

$$125 \times 50 = 6.250 \text{ volts.}$$

Jusqu'ici nous n'avons assisté qu'à une transformation de courant. Le courant continu du bord est devenu un courant alternatif 6.250 volts, de fréquence 600 périodes par seconde (fréquence musicale).

Le circuit secondaire du transformateur charge la batterie de condensateurs d'un circuit oscillant.

La capacité de cette batterie est de un millièème de microfarad. Elle est composée de 3 condensateurs à diélectrique-mica, isolés à 15.000 volts.

Par mesure de prudence, un limiteur de tension à boules est branché aux bornes de la batterie afin de la protéger contre une surtension éventuelle.

Les condensateurs se déchargent sous forme d'étincelles à travers un éclateur placé en sé-

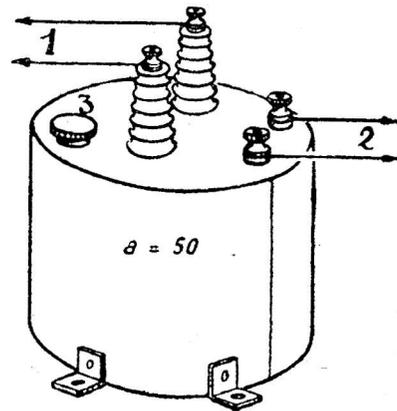


Figure 102. — 1. 6.250 volts 600 périodes ; 2. 125 volts 600 périodes ; 3. huile.

rie avec une bobine de self induction qui constitue le primaire d'un transformateur haute fréquence.

L'éclateur est à impulsion (excitation par choc). Ses électrodes sont en cuivre argenté à grande surface de refroidissement. Leur profil est établi de façon à ce que les étincelles éclatent à l'air libre.

Les disques sont montés sur un axe central isolant assurant leur parallélisme et permettant un démontage facile. Deux pinces mobiles introduisent dans le circuit oscillant le nombre de coupures voulu.

La self-induction en spirale dans laquelle se décharge la batterie de condensateurs est couplée à une autre self induction qui fait partie du circuit antenne-terre. (Transformateur haute-fréquence.)

L'ensemble : batterie de condensateurs-éclateur, self inductions du transformateur HF est contenu dans une ébénisterie ajourée qui le protège. Un interrupteur bipolaire placé à l'extérieur permet de fractionner les self-inductions pour choisir rapidement une des longueurs d'onde 300 ou 600 mètres (fig. 103).

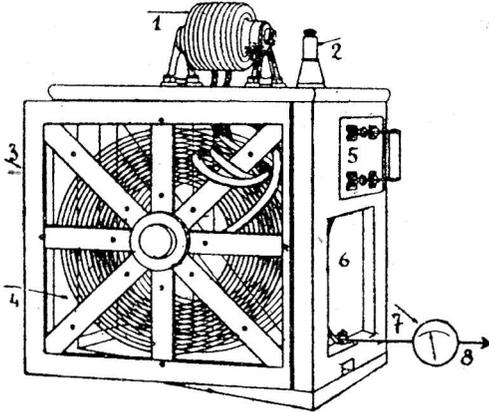


Figure 103. — 1. Eclateur, 10 disques ; 2. au variomètre d'antenne ; 3. couplage par volet ; 4. 2 self-inductions, transformateur H.F. ; 5. inverseur 300-600 m. ; 6 condensateurs (derrière) ; 7 ampèremètre H.F. ; 8 à la borne terre.

Le circuit antenne-terre comprend :

- 1° La self-induction formant secondaire du transformateur HF, déjà citée ;
- 2° Un variomètre d'antenne ;
- 3° Une self-induction additionnelle d'antenne ;
- 4° Un ampèremètre d'antenne.

L'antenne et la terre, cette dernière étant constituée à bord par la coque du bâtiment, sont reliées aux extrémités du circuit ainsi établi.

Le variomètre (fig. 104) sert à obtenir l'accord rapide du circuit oscillant et de l'antenne.

Il comporte deux self-inductions noyées dans l'ébonite, qui peuvent être mises en série ou en dérivation et dont le couplage est variable.

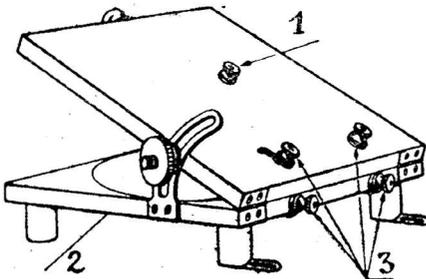


Figure 104. — 1. Entrée ; 2. sortie ; 3. combinaison série, dérivation.

Les deux self-inductions peuvent s'écarter comme les feuillets d'un livre, leurs positions respectives faisant varier la self-induction du circuit antenne-terre.

La self d'antenne peut être intercalée en série avec celle-ci pour lui donner une longueur d'onde propre déterminée au moment du réglage du poste (fig. 105).

L'ampèremètre thermique placé à la base du circuit antenne-terre permet d'apprécier l'énergie rayonnée par celui-ci, ce qui est très utile au cours des réglages.

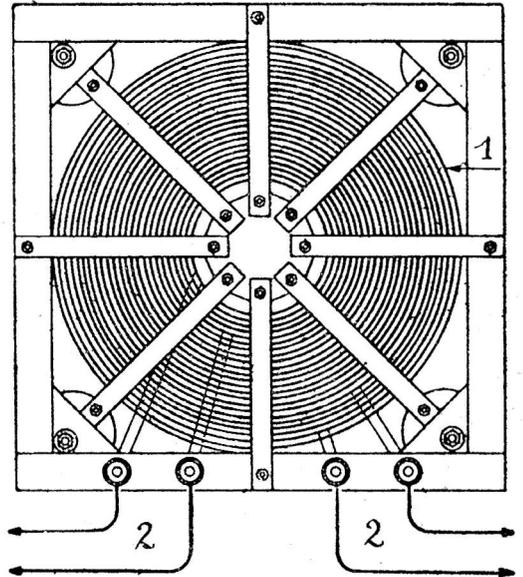


Figure 105. — 1. Spirale en ruban de cuivre ; 2. prises variables.

Un organe important est le commutateur « Transmission-Réception ». Comme son nom l'indique, il sert à mettre le poste d'émission hors d'état de transmettre lorsqu'on veut recevoir et réciproquement empêche toute réception, si le poste émet (fig. 106).

Le commutateur assure un passage instantané d'une fonction à l'autre et évite automatiquement les accidents qui se produiraient si l'émission et la réception étaient simultanées. En effet, l'antenne utilisée étant la même dans les deux cas, il y aurait des mélanges de circuits déplorables.

Le commutateur « Transmission-Réception » sur position transmission :

- 1° Connecte l'antenne au poste d'émission ;
- 2° Ferme le circuit d'excitation de l'alternateur ;
- 3° Il sépare l'antenne du poste de réception.

Sur position Réception :

- 1° Il sépare l'antenne du poste d'émission et la branche sur celui de réception ;
- 2° Il coupe l'excitation de l'alternateur.

Mise en marche :

- 1° Placer le commutateur Transmission-Réception sur Transmission ;
- 2° Fermer l'interrupteur du tableau continu ;
- 3° Fermer l'interrupteur de démarrage du groupe convertisseur (tableau de manœuvre) ;
- 4° S'assurer que l'interrupteur du circuit alternatif est fermé ;
- 5° Appuyer sur le manipulateur en regardant si l'aiguille de l'ampèremètre d'antenne dévie normalement.

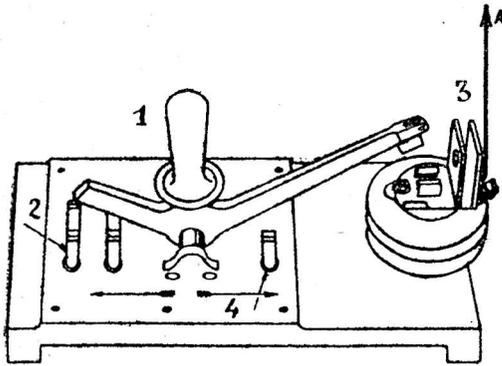


Figure 106. — 1. Poignée; 2. coupure, excitation de l'alternateur; 3. coupure de l'antenne à l'émetteur; 4. coupure de l'antenne au récepteur.

Arrêt :

Effectuer les manœuvres inverses, c'est-à-dire ouvrir les interrupteurs : circuits alternatif-démarrage et passer sur réception, s'il y a lieu.

Variations de la puissance :

Une augmentation de puissance est obtenue par l'accroissement de l'excitation de l'alternateur (rhéostat d'excitation du tableau de manœuvre) et celui du nombre des disques utilisés à l'éclateur (déplacement des pinces mobiles).

Une diminution de puissance découle des manœuvres inverses

Réglages du poste :

Ils n'incombent généralement pas à l'opérateur, mais celui-ci doit être capable de les effectuer.

1° Réglage de la longueur d'onde à l'ondemètre :

- a) Déconnecter l'antenne à l'entrée de poste ;
- b) Emettre un trait continu et déterminer la longueur d'onde à l'aide de l'ondemètre ;
- c) Suivant que cette longueur est trop basse ou trop élevée, augmenter ou diminuer le nombre des spires entre pinces mobiles de la self-induction primaire du circuit oscillant.

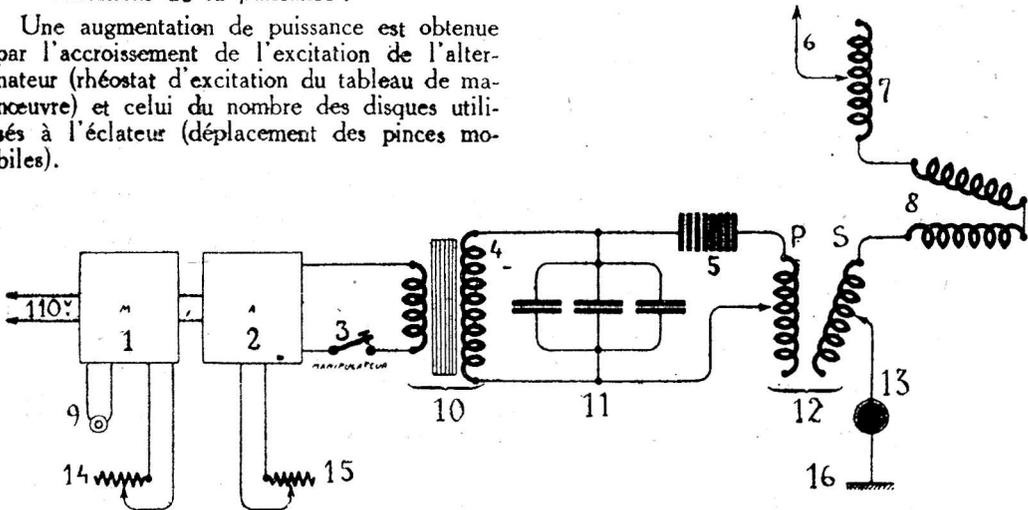
Pendant cette manœuvre et en principe, chaque fois que l'on touche au circuit oscillant, couper l'excitation de l'alternateur à l'aide du commutateur Transmission-Réception.

d) Connecter l'antenne qui avait été détachée au début. Appuyer sur le manipulateur : les étincelles à l'éclateur sont de couleur verte et d'une sonorité criarde.

Manœuvrer le variomètre jusqu'à ce que les étincelles apparaissent bleues et que leur son devienne relativement ouaté, étouffé.

A ce moment l'ampèremètre d'antenne dévie normalement.

Si la manœuvre du variomètre est impuissante à déterminer l'accord entre le circuit oscillant et l'antenne, il faut augmenter ou diminuer le nombre des spires de la self-induction additionnelle d'antenne.



SCHEMA DE PRINCIPE DE L'ENSEMBLE, EMISSION SFR : 1 KW.

Figure 107. — 1. Moteur continu 110 v. ; 2. alternateur 125 v. ; 600 périodes ; 3. manipulateur ; 4. rapport 50 ; 5. éclateur ; 6. antenne ; 7. self additionnelle d'antenne ; 8. variomètre ; 9. démarrage ; 10. transfo 600 périodes ; 11. batterie condensateurs 1/1000^e MFD ; 12. transfo HF ; 13. ampèremètre HF ; 14. réglage de la vitesse ; 15. réglage de la tension alternative ; 16. coque.

e) Vérifier de nouveau à l'ondemètre, en le plaçant assez loin du poste, si la longueur d'onde rayonnée est bien celle que l'on dési-rait.

Réglage de la longueur d'onde sans on- demètre :

a) Interpeller une autre station en lui deman-dant ce qu'elle pense de votre longueur d'onde ;

b) Suivant sa réponse, manœuvrer la self d'antenne et le variomètre jusqu'à ce que la station correspondante donne un avis favora-ble ;

c) A ce moment, on peut dire que le circuit antenne-terre est réglé sur la longueur d'onde voulue ;

d) Augmenter ou diminuer le nombre de spi-res de la self-induction du primaire du trans-formateur HF, afin d'obtenir la plus grande déviation à l'ampèremètre d'antenne.

POSTE DE SECOURS

Le poste de secours établi suivant les pres-criptions de la Convention de Londres, assure la transmission en cas de panne du courant du bord. A cet effet, une batterie d'accumulateurs fait fonctionner un vibrateur qui se substitue à l'alternateur pour alimenter le transformateur du poste.

Le vibrateur est à émission musicale (fig. 108) les organes qui le composent sont disposés dans une ébénisterie spéciale et for-ment ainsi un ensemble indépendant.

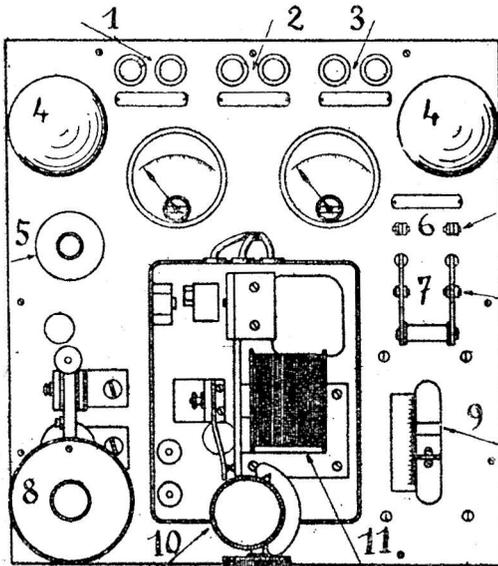


Figure 108. — 1. Courant de charge ; 2. cou-rant vibré ; 3. accumulateurs ; 4. lampes 32 B ; 5. poussoir du voltmètre ; 6. charge ; 7. décharge ; 8. manipulateur ; 9. rhéostat à curseur ; 10. réglage ; 11. électro-aimant.

Le vibrateur proprement dit est constitué par un électro-aimant dont l'armature est une lame vibrante de période propre correspondant à une note assez élevée. Les vibrations de cette lame sont entretenues électriquement par l'électro-aimant.

La lame porte un contact en platine qui vient fermer le circuit en s'appuyant sur un deuxième contact porté par une lame-ressort dont la po-sition est réglable au moyen d'une came.

L'attraction de l'électro-aimant a pour effet de rompre le circuit en écartant les deux con-tacts.

Un condensateur placé en dérivation absorbe l'étincelle de rupture.

Le réglage de l'énergie mise en jeu s'opère à l'aide d'un rhéostat à curseur.

Le courant vibré ainsi produit alimente un auto-transformateur dont le secondaire est con-necté au primaire du transformateur rapport 50 du poste principal. (L'auto-transformateur aug-mente la tension 20 volts du courant vibré jus-qu'à 125 volts).

Le panneau du poste de secours comporte également :

1° Un manipulateur en série avec le cir-cuit des accumulateurs ;

2° Un inverseur « charge » et « décharge » qui permet l'utilisation ou la charge de la bat-terie sans débranchements ;

3° Un ampèremètre ;

4° Un voltmètre mis en service par un bou-ton poussoir.

La batterie d'accumulateurs destinée à l'al-imentation du poste de secours a une capacité de 40 ampères-heures et une tension de 20 volts. Elle peut assurer un service de 48 heu-res.

La résistance nécessaire à sa charge est con-stituée par 2 lampes de 32 bougies en paral-lèle qui fournissent un régime de 3 ampères environ lorsque la source employée est la dy-namo 110 volts.

Un commutateur « Poste principal-Poste de secours » permet de passer rapidement de l'un à l'autre.

SYSTEME D'ANTENNE

Chaque station comprend :

1° Une antenne principale ;

2° Une antenne de secours ;

3° Un commutateur d'antenne ;

4° Un interrupteur de mise à la coque.

Les antennes sont généralement constituées par une nappe à deux ou trois fils, tendus en-tre vergues reliées au grand mât et au mât de misaine (fig. 109).

La nappe est maintenue horizontale à l'aide de cordages fixés aux extrémités des vergues et nommées « balancines ».

Les brins d'antenne sont convenablement isolés par des chaînes de maillons en porcelaine

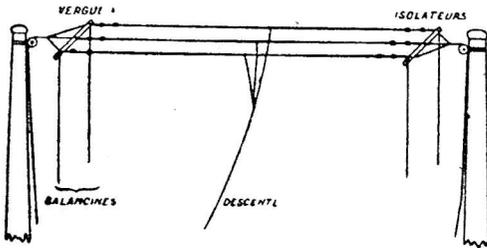


Figure 109

L'antenne de secours est tendue généralement entre la partie supérieure du « château » où se trouve l'installation radiotélégraphique, et la cheminée du vapeur.

ENSEMBLE DE RECEPTION

Il comprend un dispositif d'accord (type MR) avec détection par galène.

La boîte MR (fig. 110) renferme deux self-inductions fractionnables par plots et deux condensateurs variables à diélectrique-air.

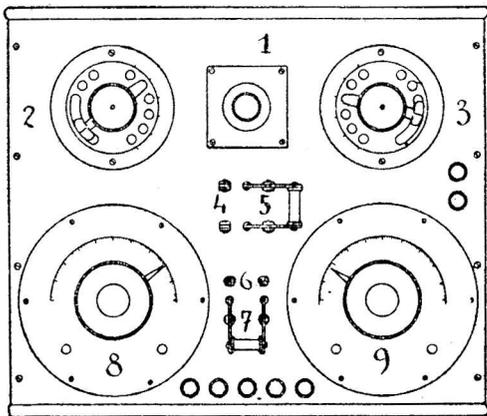


Figure 110. — 1. Couplage ; 2. inductance primaire ; 3. inductance secondaire ; 4. travail ; 5. veille ; 6. grandes ondes ; 7. petites ondes ; 8. C.V. primaire ; 9. C.V. secondaire.

La position « Veille » doit correspondre au minimum de syntonie pour permettre la réception du plus grand nombre d'émissions. On l'obtient en manœuvrant un inverseur qui branche le circuit « détecteur-téléphone » aux bornes du circuit oscillant antenne-terre (fig. 111)

L'autre position de l'inverseur transporte le circuit « détecteur-téléphone » dans un circuit oscillant secondaire couplé d'une façon varia-

ble au circuit antenne-terre. Nous verrons plus loin qu'un couplage plus ou moins serré entre primaire et secondaire permet de favoriser la

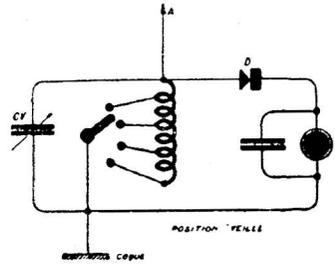


Figure 111

réception d'une transmission au détriment des autres. C'est la position de « Travail » (fig. 112).

Les détecteurs sont généralement au nombre de deux et placés à la partie supérieure d'une autre ébénisterie. Un inverseur donne la latitude de choisir l'un ou l'autre.

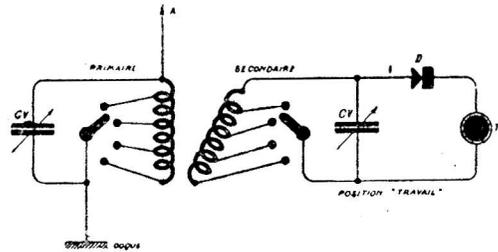


Figure 112

Le casque est du type T.S.F. à haute résistance, deux écouteurs de 2.000 ohms en série

ENTRETIEN

a) Vérification de la propreté de tous les contacts plus ou moins oxydés par l'air marin. Visites fréquentes de l'antenne dont les brins s'attaquent assez rapidement ;

b) Visite des balais du moteur ;

c) Vérification du plein d'huile du transformateur 600 périodes ;

d) Nettoyage des disques de l'éclateur à la peau de chamois ;

e) Vérifications journalières de l'état de la batterie d'accumulateurs de secours dont l'intégrité est une question vitale, en cas de détresse.

L'entretien de la dynamo 110 volts incombe aux mécaniciens du bord.

DIXIEME LEÇON

Accouplement des systèmes oscillants

Lorsqu'un circuit est siège d'oscillations électriques, il détient une quantité d'énergie qui tend à se « dégrader », se transformer en chaleur à l'intérieur même des conducteurs lorsqu'elle n'est pas rayonnée autour de ceux-ci sous forme de champs.

Dans certaines conditions une partie de cette énergie peut être cédée à un autre circuit.

Pour cela il faut qu'ils soient « couplés ». Il existe trois manières de coupler des circuits, qui peuvent être employées séparément ou simultanément.

1° *Couplage magnétique ou inductif (Tesla)*:

Le circuit primaire P détenteur de l'énergie la cède au secondaire S d'autant plus que les plans des spires des self-inductions sont parallèles (fig. 113).

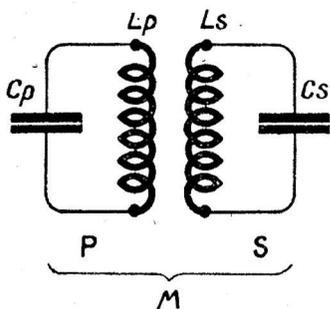


Figure 113

2° *Couplage-dérivation (Oudin)*:

Le circuit primaire P cède son énergie au secondaire S du fait qu'un certain nombre de spires de la self-induction est commun aux deux

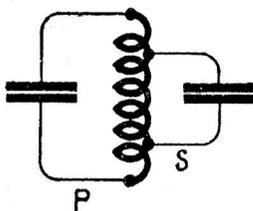


Figure 114

circuits (fig. 114). Le couplage est d'autant plus important que ce nombre est grand.

3° *Couplage par condensateur (statique)*:

Le circuit primaire P cède son énergie au secondaire S par l'intermédiaire d'une capacité commune (fig. 115).

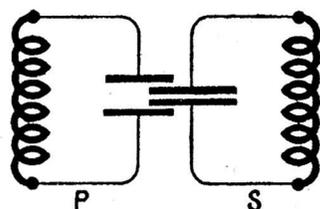


Figure 115

La figure 116 montre deux circuits P et S couplés par une capacité variable et dont les self-inductions ont leurs spires dans des plans perpendiculaires pour éviter le couplage inductif.

La valeur du couplage varie dans le même sens que celle de la capacité.

Ce couplage ne peut jamais avoir une valeur nulle à cause de la capacité résiduelle du condensateur de liaison.

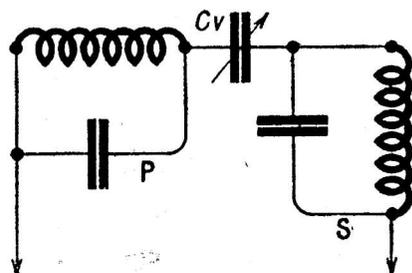


Figure 116

Couplage lâche et couplage serré :

Lâche et serré sont deux épithètes arbitraires mais que l'on emploie après avoir admis la convention suivante :

Un couplage est dit « lâche » lorsque l'action du circuit primaire est suffisamment faible pour qu'elle ne donne pas lieu à une action inverse du secondaire sur le primaire.

Un couplage est dit « serré » lorsque l'action du circuit primaire est importante au point

de provoquer une action inverse du secondaire sur le primaire. Le cycle des actions primaire secondaire et secondaire-primaire peut se répéter plusieurs fois.

On peut envisager un couplage « moyen » où le nombre des actions réciproques est moins élevé que dans le cas précédent.

Accouplement serré :

Voici un exemple mécanique souvent cité et que nous donnerons car il est particulièrement démonstratif :

Deux pendules (boules pesantes) seront suspendus en deux points d'une corde maintenue à ses extrémités (fig. 117).

Si l'on écarte P1 de sa position de repos il effectuera un certain nombre d'oscillations qui ne tarderont pas à décroître à cause de la Pesanteur et de la résistance de l'air.

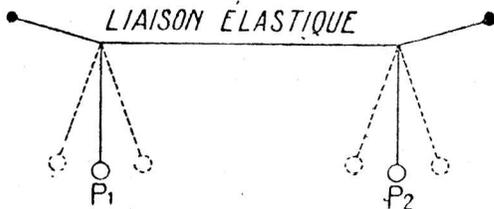


Figure 117

Mais P2 qui n'avait pas été sollicité manuellement commencera une série d'oscillations d'amplitudes croissantes; elles atteindront un maximum lorsque P1 sera revenu à sa position initiale de repos.

Le phénomène inverse se reproduira : l'énergie alors détenue par P2 sera rendue à P1 dans les mêmes conditions.

Au fur et à mesure que les oscillations de P2 décroîtront celles de P1 commenceront et augmenteront progressivement d'amplitude.

Le cycle d'échanges ne sera limité que par les pertes d'énergie citées plus haut.

Lorsque deux circuits oscillants sont couplés d'une façon serrée, on assiste exactement au même processus.

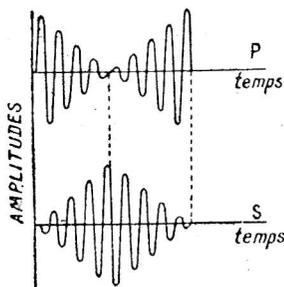


Figure 118

La figure 118 indique bien que les oscillations du circuit primaire P et du circuit secondaire S croissent et décroissent, ou l'inverse, d'une manière symétrique.

Les temps sont portés en abscisse et les tensions (amplitudes) en ordonnée.

Supposons que les deux circuits oscillants aient la même période d'oscillation (la même longueur d'onde) et que cette période soit T, déterminée par les mêmes caractéristiques de self-induction et de capacité.

S'ils sont couplés serrés, c'est-à-dire si les self-inductions sont parallèles et très proches, les deux circuits vibreront sur deux nouvelles périodes T1 et T2 qui ont pour valeurs :

$$T_1 = T \sqrt{1 + k}$$

$$T_2 = T \sqrt{1 - k}$$

K étant appelé « coefficient d'accouplement » et caractérisant la valeur du couplage (plus ou moins serré).

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_p L_s}}$$

Dans cette dernière formule, M est le coefficient d'induction mutuelle, Lp et Ls les self-inductions des deux circuits (fig. 113).

Cette formule montre que plus l'induction mutuelle est grande, plus k coefficient d'accouplement est important.

En transportant cette valeur k dans les égalités T1 et T2, on s'aperçoit que plus le coefficient d'accouplement est grand, plus les deux périodes T1 et T2 différeront, s'écarteront l'une de l'autre. Ceci est très important.

Couplage lâche.

Par définition, le coefficient d'induction mutuelle M diminue, le coefficient d'accouplement k aussi.

Dans les formules T1 et T2, les valeurs

$$\sqrt{1+k} \text{ et } \sqrt{1-k}$$

se rapprochent de l'unité, ce qui veut dire que T1 et T2 se rapprochent de T, période initiale.

Si le couplage est très lâche, M est petit, k faible, les deux périodes de vibration T1 et T2 tendent à se confondre avec T.

En résumé :

Lorsque deux circuits oscillants sont couplés d'une façon variable et qu'ils possèdent la même période d'oscillation, ils vibreront sur deux autres périodes d'autant plus différentes que le couplage sera serré (k donc M, grands).

Jusqu'ici, nous n'avons envisagé que des circuits ayant même période T.

S'ils sont de périodes (donc de longueurs d'onde) différentes, on observe :

Couplage serré

Les résultats obtenus précédemment laissent prévoir qu'on obtiendra quatre oscillations de périodes différentes qui correspondent deux à deux aux périodes initiales. A cause du couplage serré, on aura par exemple, deux oscillations T_a et T_b , s'écartant de la période T_p du primaire, et deux autres T_c et T_d différentes de la période T_s du secondaire.

Ces quatre périodes T_a , T_b , T_c , T_d de périodes différentes « interféreront », c'est-à-dire se superposeront en donnant deux résultantes appelées « battements ». — Ces résultantes seront retrouvées dans chacun des deux circuits.

Couplage lâche.

Par définition, les actions réciproques n'ont pas lieu.

Si P et S sont de périodes différentes, le primaire vibrera selon ses constantes L et C, imposera cette période d'oscillation au secondaire qui, en plus, vibrera avec sa période propre.

Dans ce cas, les oscillations imposées au secondaire par le primaire prennent le nom d'« oscillations forcées ».

Phénomène de résonance (couplage lâche)

Quand deux circuits sont couplés, le maximum d'énergie est transmis du premier au second lorsqu'ils ont même période d'oscillation.

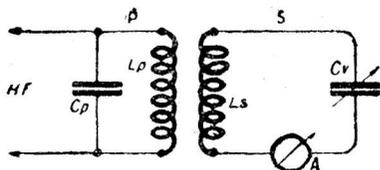


Figure 119

La figure 119 représente un circuit P, siège d'oscillations haute fréquence de période déterminée, couplé à un circuit S dont la capacité est variable et qui renferme un appareil de mesure sensible aux courants HF (ampèremètre thermique, par exemple).

Les valeurs C_p et L_p déterminent la période du primaire P, selon la formule de Thomson :

$$T = 2 \pi \sqrt{L C}$$

L_s et C_v déterminent la période du secondaire, mais comme C_v est variable, on pourra rendre cette période inférieure, égale ou supérieure à celle du primaire.

Au cours de cette variation de longueur d'onde du secondaire, l'appareil de mesure A permettra d'évaluer l'énergie cédée par P à S.

Les chiffres trouvés peuvent être traduits par une « courbe de résonance » qui exprimera l'intensité dans le circuit secondaire (ordonnée) en fonction des différentes longueurs d'onde de ce secondaire, inférieures, égales ou supérieures à celle du primaire (fig. 120).

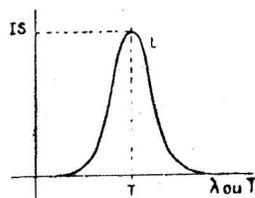


Figure 120

On voit que le maximum d'énergie est transmis (maximum d'intensité en ordonnée) quand la période ou longueur d'onde du secondaire est la même qu'au primaire. Il y a résonance.

Pour des réglages inférieurs ou supérieurs (variation de C_v), l'intensité décroît symétriquement.

Si l'on recommence l'expérience avec des couplages moyen ou serré, on trouve les courbes L, M et S (fig. 121).

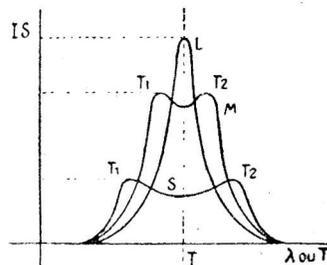


Figure 121

Ces courbes illustrent les phénomènes d'accouplement ; on voit que le maximum d'énergie est dédoublé et a lieu pour deux périodes ou longueurs d'onde, d'autant plus différentes de T (valeur du primaire) que le couplage se resserre.

D'autre part, à cause de la répartition de l'énergie sur une plus grande bande de longueurs d'onde, les maxima d'intensité au secondaire ont une valeur d'autant moins élevée que les couplages sont serrés.

Cela ne veut pas dire qu'en relâchant beaucoup le couplage, on obtiendrait une plus grande transmission d'énergie. Celle-ci décroît à partir d'une certaine valeur qui est celle employée lors du réglage des circuits oscillants radiotélégraphiques.

Transmission.

A l'émission, le circuit P est celui de décharge (dans un poste à étincelles) et le circuit S le circuit rayonnant antenne-terre (fig. 122).

La capacité de ce dernier est la capacité de l'antenne par rapport au sol.

Réception.

Le circuit P devient le circuit antenne-terre de réception et le circuit S celui où est intercalé le détecteur et le téléphone (fig. 123) (en faisant abstraction des amplifications par lampes triodes que nous étudierons plus tard).

Le maximum d'énergie rayonnée a lieu à l'émission pour un couplage convenable comme à la réception le maximum d'énergie détectée est obtenu à l'aide d'un couplage à déterminer.

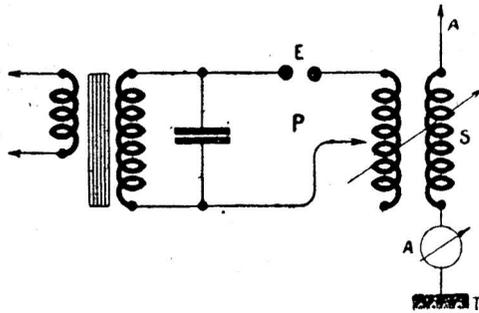


Figure 122

Le tableau suivant donne une idée des inconvénients à éviter:

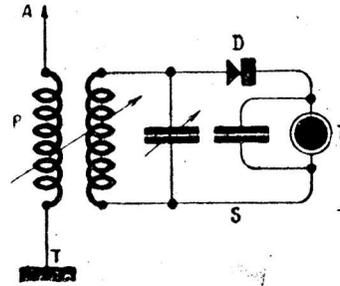


Figure 123

La syntonie ou sélectivité.

Ces deux expressions qualifient l'aptitude d'un circuit oscillant à rayonner ou à recevoir une émission sur une bande de longueurs d'onde très restreinte.

Cette aptitude est une qualité, puisqu'elle autorise la multiplication des stations émettrices sans crainte d'assister à des « interférences », des empiètements.

Lorsque les circuits d'émission ou de réception sont reliés directement au circuit antenne-terre, le couplage est très serré et amène les inconvénients cités plus haut (fig. 124) (montage direct).

Un montage indirect (Oudin ou Tesla) assure, par relâchement du couplage, une meilleur

Couplages	Emission	Réception
Très lâche.	Energie rayonnée sur une seule longueur d'onde. Rendement faible.	Energie reçue sur une seule longueur d'onde : Rendement faible.
de travail,	Idem. Rendement maximum.	Idem. Rendement maximum.
serré.	Energie rayonnée sur une bande de longueurs d'onde limitée par deux maxima. Le rendement ne croît pas.	Energie reçue suivant deux maxima. Le rendement ne croît pas.
très serré.	L'énergie rayonnée s'étale sur une bande plus large, les maxima s'écartent : Le rendement diminue.	Les maxima de réception s'écartent de plus en plus. Le rendement diminue.

Le couplage de travail correspond en fait à un couplage lâche.

leure utilisation de l'énergie haute fréquence en augmentant la syntonie.



Figure 124

Amortissement des circuits

Si les circuits envisagés sont amortis par

suite de la présence de résistances ohmiques, de pertes haute fréquence, la courbe de résonance devient moins aiguë. Elle présente toujours un maximum pour une période déterminée, mais la syntonie est diminuée.

Dans le but d'obtenir une sélectivité maximum, il faut ajouter la condition de moindre amortissement des circuits aux précautions précédentes de couplage.

C'est pour une raison analogue que les transmissions sur ondes amorties permettront une syntonie moins grande que sur ondes entretenues. Nous avons vu que dans les postes à étincelles, l'excitation par impulsion ou choc déterminait dans l'antenne une forme d'onde moins amortie, puisqu'elle vibre librement avec son amortissement et sa période propres.

Postes	dont les circuits sont très amortis.	dont les circuits sont peu amortis.
Emetteur	agira sur des récepteurs accordés sur des longueurs d'onde assez différentes. Mauvaise syntonie : gêne	n'agira que sur les récepteurs strictement réglés sur sa longueur d'onde. Sélectivité.
Récepteur	sera impressionné par des longueurs d'onde assez différentes de celle sur laquelle il est accordé par définition. Mauvaise syntonie : gêne.	ne sera impressionné que par des longueurs d'onde strictement égales à celle sur laquelle il est accordé. Sélectivité.

ONZIEME LEÇON

Les ondemètres. - Les mesures qu'ils permettent

Les ondemètres sont des circuits oscillants étalonnés au préalable et qui servent, comme leur nom l'indique, à la mesure des longueurs d'onde.

Leur emploi est basé sur le phénomène de résonance ; en effet, c'est au moment de la résonance qu'un circuit à mesurer aura même période que celui de l'ondemètre. Celle-ci est connue par définition.

D'autre part, la formule de Thomson :

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

permet de déterminer la période d'oscillation d'un circuit, sa self induction, sa capacité, si deux quelconques de ces valeurs sont connues.

Afin de faciliter les calculs, on utilise généralement (voir page 19) la formule :

$$\lambda = 60 \sqrt{LC}$$

où λ est exprimé en mètres.

L en microhenrys,

C en millièmes de microfarad.

De cette formule, on tire :

$$C = \frac{\lambda^2}{60^2 L}$$

et

$$L = \frac{\lambda^2}{60^2 C}$$

Etalonnage :

Le circuit oscillant de l'ondemètre (fig. 125) est étalonné, c'est-à-dire que, l'on sait à chaque instant la longueur propre d'oscillation correspondant aux différentes valeurs de capacité obtenues à l'aide de Cv.

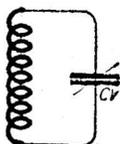


Figure 125

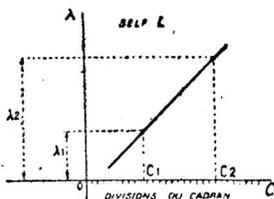


Figure 126

Si Cv est à variation linéaire de longueur d'onde (square law) on obtient l'« abaque »

de la figure 126 où, pour une self induction L constante, les longueurs d'onde sont données en fonction des variations de capacité (repères du cadran gradué du condensateur Cv).

On voit qu'étant donné une self induction constante L, une capacité C1 déterminera une longueur d'onde λ_1 , alors que pour régler le circuit oscillant de l'ondemètre sur λ_2 , il faut choisir une capacité C2.

Suivant la nature des mesures à effectuer, l'ondemètre doit pouvoir rayonner une faible énergie (ondemètre émetteur) ou remplir le rôle de circuit absorbant (ondemètre récepteur).

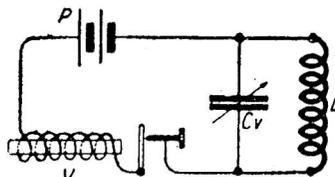


Figure 127

Dans le premier cas, la fonction émettrice est réalisée en intercalant un petit vibreur dans le circuit (fig. 127) ou en lui faisant exciter ce circuit inductivement (par choc) afin d'éviter son amortissement et la présence de la self induction de son enroulement (fig. 128).

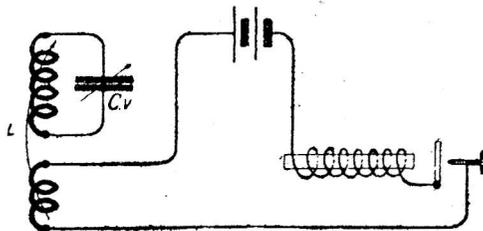


Figure 128

La fonction réceptrice est assurée par un dispositif convenable :

- Détecteur-téléphone (avec tikker pour les entretenues) ;
- Ampoule 2 à 4 volts (pour faibles puissances) ;
- Tube au néon (pour moyennes puissances) ;

d) Couple thermo-électrique (pour très faibles puissances).

L'ampoule 2 à 4 volts est la plus employée. Le tube au néon, qui peut prendre sa place, est constitué par deux électrodes proches à l'intérieur d'un petit tube de verre renfermant du néon à une certaine pression (fig. 129).

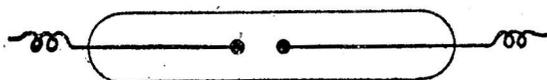


Figure 129

Lorsqu'une différence de potentiel de quelques dizaines de volts existe aux extrémités des électrodes, le tube s'illumine (lumière rouge bien connue).

L'avantage du couple thermo-électrique est de permettre des mesures quantitatives, alors que les autres méthodes (détecteur-téléphone, ampoule à incandescence, tube au néon) ne donnent que des renseignements qualitatifs en prévenant par une sensation auditive ou visuelle du moment de la résonance.

Le couple thermo-électrique est réalisé par une soudure de deux fils métalliques de natures différentes (fer-constantan) placés dans le vide (fig. 130).

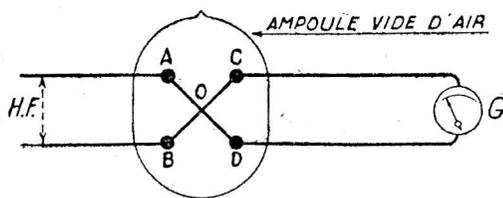


Figure 130

Les oscillations haute fréquence empruntent le parcours AOB (AO = fer, OB = constantan). Aux bornes CD du circuit COD on enregistre une différence de potentiel, due au courant continu produit par l'échauffement de la soudure O. La mesure est faite à l'aide d'un galvanomètre sensible G.

Il existe une proportion entre la valeur du courant HF et celle du courant continu mesuré puisque l'échauffement de la soudure est pro-

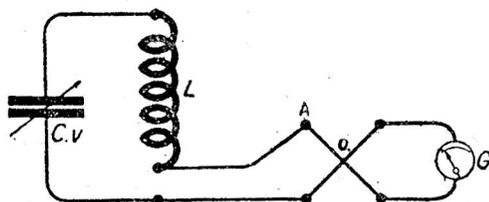


Figure 131

portionnelle à RI^2 haute fréquence. La résistance R des secteurs AOB et COD est la même et fixée par construction.

Lorsqu'un couple thermo-électrique est intercalé dans un circuit oscillant d'ondemètre, on doit prendre garde à ce que la self induction et la capacité des connexions aux points A et B ne viennent fausser l'étalonnage (fig. 131).

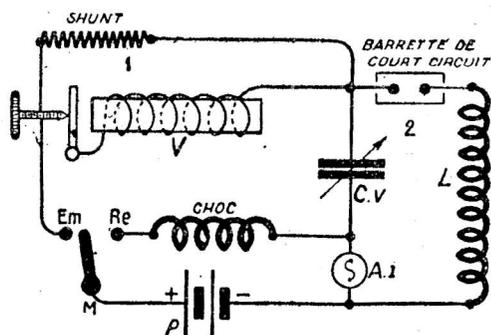


Figure 132

Réalisation pratique :

Elle donne lieu à la combinaison ondemètre émetteur-ondemètre récepteur, une manette permettant d'utiliser l'une ou l'autre fonction (fig. 132).

Manette sur plot « émission » (plot côté gauche) :

La pile P alimente le vibreur à travers la self-induction L qui est celle du circuit oscillant de l'ondemètre. Le shunt est une résistance placée en dérivation sur le vibreur en vue de diminuer l'étincelle de rupture. Le circuit oscillant LCv vibrera sur une longueur d'onde déterminée par ces deux valeurs.

Manette sur « réception » (plot côté droit) :

La pile P fait rougir légèrement le filament de la petite lampe à incandescence AI, le courant passant par une bobine de choc de faible résistance ohmique. Si le circuit oscillant LCv est excité par une source d'oscillations HF extérieure, au moment de la résonance, le filament brillera avec éclat. La bobine de choc dont l'impédance est grande vis-à-vis des courants HF évite le court-circuit par la pile P.

Le léger échauffement préalable du filament est destiné à diminuer son inertie calorique, donc à augmenter la sensibilité de la mesure.

Disposition pratique :

Une ébénisterie renferme les différents organes cités. Le condensateur variable à air est généralement du type à variation linéaire de longueur d'onde et les bobines de self-induction amovibles afin d'éviter les inconvénients inhérents aux inductances fractionnables.

Chaque self-induction est accompagnée d'une « courbe » donnant la longueur d'onde en fonction de la capacité, avec mention de sa self-induction propre.

Une autre « courbe » fournit les différentes valeurs de capacité en fonction de la rotation angulaire du rotor (ou repères du cadran gradué) (fig. 133).

Cette dernière figure constitue en quelque sorte l'étalonnage du condensateur lui-même.

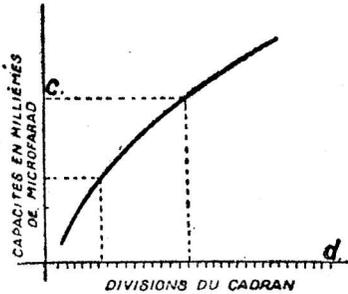


Figure 133

MESURES

Régler à l'avance un récepteur sur une longueur d'onde fixée :

Choisir la self-induction d'ondemètre, permettant d'obtenir la longueur d'onde envisagée. Régler le condensateur variable, en s'inspirant de la courbe d'étalonnage de la self-induction (fig. 126).

Actionner le vibreur et placer l'ondemètre à proximité du récepteur. Régler celui-ci d'une façon optimum. Relâcher le couplage ondemètre-récepteur pour déterminer un maximum net.

Mesure de la longueur d'onde sur laquelle une station vient de transmettre :

Placer l'ondemètre à proximité du récepteur toujours accordé sur la station qui vient d'être reçue. Actionner le vibreur et faire varier progressivement le condensateur de l'ondemètre pour chacune de ses bobines de self-induction.

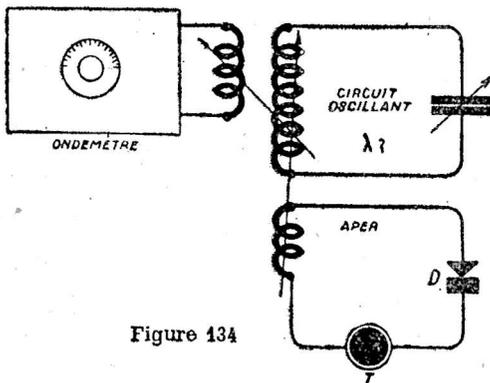


Figure 134

Lorsque le récepteur accuse un maximum, relâcher le couplage afin de parfaire le réglage.

La valeur de la self-induction utilisée et la

position du condensateur détermineront la longueur d'onde cherchée, en s'aidant de la courbe d'étalonnage correspondante.

Mesure de la longueur d'onde propre d'un circuit oscillant :

Exciter le circuit oscillant à mesurer par couplage avec l'ondemètre.

Coupler également à ce circuit un dispositif d'écoute ou de mesure « aperiodique », c'est-à-dire « non oscillant » puisqu'il ne possède pas de capacité (fig. 134).

Actionner le vibreur de l'ondemètre sur des longueurs d'onde progressives. Lorsqu'un maximum de réception est obtenu dans le circuit aperiodique c'est qu'il y a résonance entre l'ondemètre et le circuit oscillant à mesurer. Déterminer la longueur d'onde à l'ondemètre.

Mesure de la longueur d'onde propre d'une antenne :

Opérer de la manière précédente. Former une ou deux spires à la base de l'antenne afin de pouvoir coupler le système aperiodique d'écoute.

Exciter l'antenne en un autre point à l'aide de l'ondemètre. Explorer l'échelle des longueurs d'onde. L'obtention du maximum fournit la valeur cherchée (fig. 135).

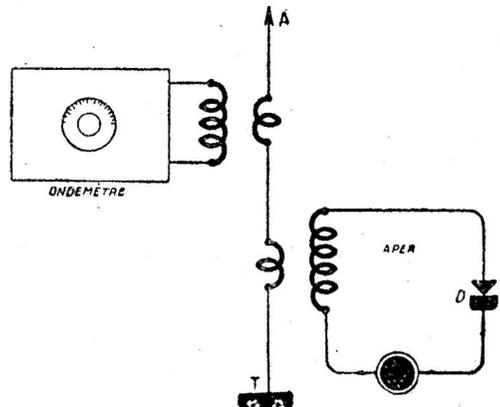


Figure 135

Mesure d'une longueur d'onde à l'émission :

Il s'agit de mesurer la longueur d'onde d'un poste d'émission que l'on veut régler.

Coupler l'ondemètre et observer le maximum d'éclat de la lampe à incandescence au cours de la variation de longueur d'onde de son circuit oscillant. L'éclat maximum est obtenu au moment de la résonance ; on peut alors déterminer la longueur d'onde d'après une courbe d'étalonnage.

Les ondemètres permettent d'effectuer certaines mesures des plus utiles, mesures de self-induction, d'induction mutuelle, de capacité, etc. Voici les principales :

Mesure des self-inductions :

Actionner le vibreur de l'ondemètre et régler celui-ci sur une longueur d'onde quelconque. Le coupler à un circuit dit « comparateur » qui peut être un secondaire de poste à galène, par exemple.

Accorder ce circuit comparateur avec l'ondemètre en se basant sur le maximum accusé par le téléphone.

Déterminer la valeur CA de capacité du condensateur de l'ondemètre d'après sa courbe d'étalonnage (fig. 133).

Intercaler en série avec la self-induction L de l'ondemètre, la self-induction Lx à mesurer en se servant des deux bornes spéciales habituellement réunies par une barrette métallique (fig. 136).

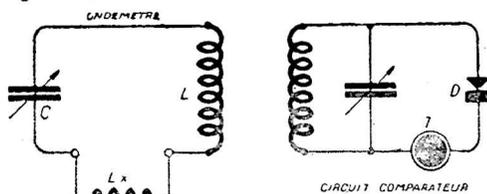


Figure 136

La période du circuit comparateur n'ayant pas varié, il sera facile de retrouver la résonance initiale en diminuant la capacité du condensateur de l'ondemètre

On trouve une valeur de capacité évidemment plus petite : soit CB.

Si L est la self-induction de l'ondemètre, la grandeur Lx à mesurer est :

$$Lx = L \frac{CA - CB}{CB}$$

Calculer Lx et L en microhenrys et CA, CB en millièmes de microfarad qui sont des unités pratiques.

Mesure d'une capacité plus petite que celle du condensateur de l'ondemètre

Exciter l'ondemètre et régler le circuit comparateur. On détermine ainsi une valeur de capacité CA de l'ondemètre.

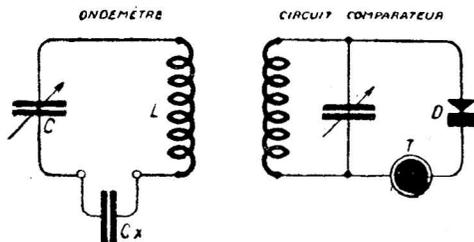


Figure 137

Placer la capacité à mesurer Cx en parallèle sur le condensateur de l'ondemètre. La longueur d'onde augmente par définition. Retrouver la résonance initiale en se basant sur le cir-

cuit comparateur par diminution de la capacité de l'ondemètre. La nouvelle valeur ainsi trouvée sera CB plus petite que CA (fig. 137) précisément d'une valeur égale à Cx que l'on cherche. Cx est donc égale à

$$Cx = CA - CB$$

Mesure d'une capacité plus grande que celle du condensateur de l'ondemètre :

Exciter l'ondemètre et régler le circuit comparateur. Déterminer la valeur CA de capacité de l'ondemètre (toujours à l'aide de sa courbe d'étalonnage).

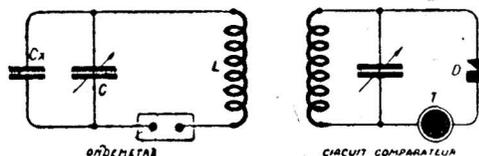


Figure 138

Placer la capacité à mesurer en série dans le circuit oscillant en reliant ses armatures aux bornes de la barrette qui devra naturellement être supprimée (fig. 138).

La longueur d'onde du circuit est diminuée par réduction de la capacité résultante (condensateurs C et Cx en série).

Retrouver la résonance initiale en se basant sur le circuit comparateur. La nouvelle capacité de l'ondemètre est CB plus grande que CA.

On a :

$$Cx = \frac{CA \times CB}{CB - CA}$$

Mesure d'une induction mutuelle

Etant donné deux bobines de self-induction A et B, dont on veut mesurer l'induction mutuelle M (fig. 139),

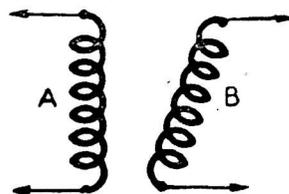


Figure 139

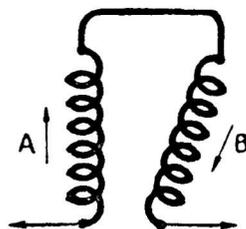


Figure 140

il faut mesurer la self-induction totale pour deux positions inverses. On sait que dans ce

cas l'induction mutuelle passe d'une valeur moins $2M$ à plus $2M$, soit une variation totale de $4M$ (voir page 23).

Afin de ne pas être astreint à déplacer les bobines (ce qui modifierait M quelque peu), on les relie d'abord en série, suivant la figure 140, pour réaliser la première mesure.

Puis, sans changer leur position dans l'espace on les branche suivant la figure 141 — ce qui inverse les flux.

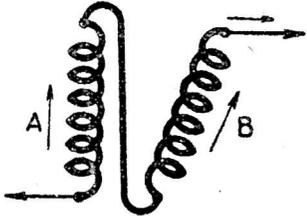


Figure 141

La mesure faite pour la première position a donné une valeur de self-induction L et celle de la seconde position, une valeur l .

La self-induction des bobines n'a pas changé puisqu'elles n'ont pas cessé d'être en série. La différence existant entre L et l représente $4M$, donc :

$$M = \frac{L-l}{4}$$

Précautions à prendre :

Au cours de toutes les mesures précitées, il faut veiller à ce que :

- 1° Les couplages entre circuits soient lâches, tout en restant compatibles avec un maximum net ;
- 2° Les connexions reliant les différents organes de mesure ou de comparaison soient courtes et de position invariable dans l'espace ;
- 3° La capacité du corps de l'opérateur n'apporte pas de perturbations (manœuvre à distance à l'aide d'un manche isolant).

Méthode dite « par absorption » :

Cette méthode permet de réduire un ondemètre à sa plus simple expression : un circuit oscillant.

Si on le couple à un récepteur en action, au moment de la résonance, il y aura extinction.

A ce moment, l'énergie nécessaire à la réception est transmise au circuit oscillant ; il y a absorption (fig. 142).

Il est nécessaire de réaliser un couplage lâche de façon à obtenir une extinction nette. (Théorie des circuits couplés.)

Si l'on connaît les longueurs d'onde de deux stations reçues et qu'elles puissent être étouffées par le jeu du condensateur du circuit oscillant, on détermine deux valeurs de

capacité de celui-ci qui correspondent respectivement aux longueurs d'onde envisagées.

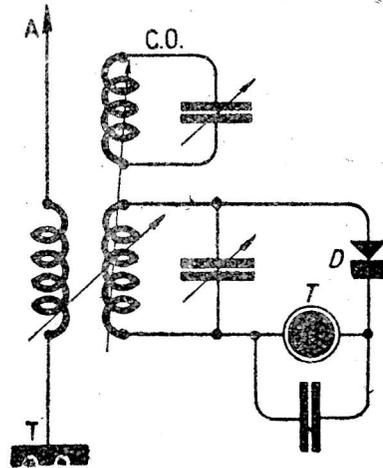


Figure 142

En admettant que le condensateur soit à variation linéaire de longueur d'onde, il est facile d'étalonner approximativement le circuit oscillant pour les valeurs de longueur intermédiaires. Par définition, une droite passant par les deux points obtenus donnera la solution. (fig. 143).

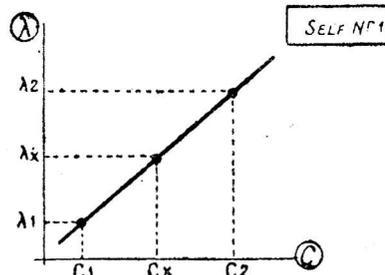


Figure 143

L'étouffement à la réception de λ_1 a été réalisé par C_1 ; l'étouffement de λ_2 par C_2 .

La droite montre qu'un étouffement obtenu à l'aide d'une capacité C_x correspond à une longueur d'onde λ_x .

Cette méthode permet la réalisation et l'étalonnage simples d'un ondemètre. L'introduction d'une petite lampe à incandescence (4 volts-200 milliampères) en série dans le circuit oscillant donne la possibilité de mesurer la longueur d'onde d'un poste émetteur, au cours de son réglage.

Élimination d'une station gênante à la réception :

Coupler le circuit oscillant (étalonné ou non) au récepteur — réglé sur l'émission indésirable.

Faire varier la capacité du circuit oscillant jusqu'à l'étouffement. Sans changer les positions respectives, accorder alors le récepteur sur l'émission voulue.

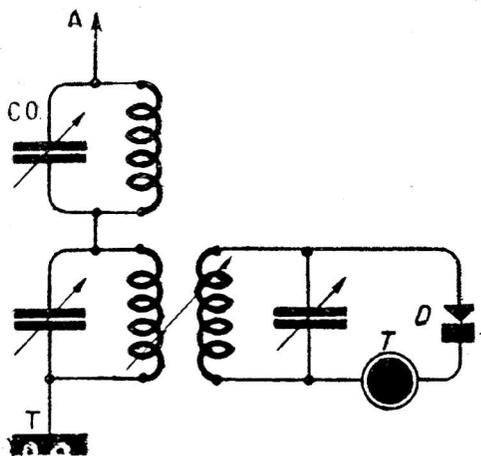


Figure 144

Le circuit oscillant peut également être connecté en série dans l'antenne. Au moment de sa résonance avec l'onde gênante, il acquiert une très grande impédance qui lui fera jouer le rôle de « circuit-bouchon » (fig. 144).

Dans ce dernier cas il faut craindre un amortissement supplémentaire, donc une diminution de la sélectivité.

Étalonnage des ondemètres :

D'après ce que nous venons de dire, on conçoit que les ondemètres puissent être étalonnés « par comparaison » à l'aide d'un étalon.

La réalisation de ce dernier est trop spéciale pour que nous insistions à son sujet.

Il suffit de savoir que l'étalonnage est obtenu en faisant osciller un dispositif à triodes, produisant des harmoniques nombreuses, à proximité de l'ondemètre à étalonner. (Abraham et Bloch).

Ces fréquences harmoniques sont par définition des multiples entiers de la fréquence fondamentale f , c'est-à-dire :

$$2f, 3f, 4f, 5f, \text{ etc...}$$

correspondant à des longueurs d'ondes plus courtes, puisque :

$$\lambda = \frac{V}{f}$$

Si l'on a déterminé préalablement f par une méthode mécanique, ou acoustique, on peut calculer les longueurs d'onde harmoniques qui servent à l'étalonnage.

Propagation des ondes hertziennes

Les grandes et les petites longueurs d'onde

En se basant sur la nature électromagnétique des ondes hertziennes, on peut exprimer que l'énergie reçue en un point décroît d'une façon inversement proportionnelle au carré de la distance.

Mais des expériences précises ont montré que ceci n'est vrai qu'à proximité de l'émetteur ; au delà, la propagation des ondes hertziennes semble obéir à une formule complexe.

Les théories émises pour expliquer cette anomalie sont nombreuses, malheureusement les développements mathématiques ne vérifient pas toujours les essais physiques.

Cette divergence apparente n'est pas prohibitive puisqu'il est possible de l'expliquer par l'hétérogénéité du globe terrestre : en effet, la composition de la croûte terrestre est très variable suivant les régions, ce qui entraîne des conductibilités électriques assez différentes. Un sol humide est plus conducteur qu'un sol desséché et beaucoup moins que l'eau salée des mers. D'autre part, les rugosités (montagnes), de l'écorce terrestre, peut-être négligeables par rapport au diamètre de la terre, acquièrent une importance vis-à-vis des longueurs d'onde de même ordre de grandeur.

Il est théoriquement impossible de vouloir appliquer une formule à des conditions de propagation aussi diverses. Il faudrait tenir compte de la nature du parcours terrestre ou maritime.

Hertz a montré que les surfaces bonnes conductrices réfléchissaient les ondes électromagnétiques qui portent son nom.

Dans ce cas, il existe en plus du phénomène de réflexion, une pénétration liée inversement à la fréquence. C'est l'effet pelliculaire de Foucault.

Les diélectriques, les isolants, se laissent traverser facilement en donnant lieu à des pertes moins importantes, puisqu'ils s'opposent aux courants de conduction.

La première hypothèse émise au sujet de la propagation des ondes faisait appel à leur diffraction, c'est-à-dire à leur faculté de contourner les obstacles.

Il fallait expliquer qu'une émission puisse être reçue aux antipodes en dépit de la sphéricité de la terre. Des calculs ont établi que la diffraction est impuissante à provoquer cette propagation.

Nous n'examinerons pas les différentes théories adaptées aux besoins de la cause pour ne retenir que celle qui prévaut à l'heure actuelle.

Le rôle de l'atmosphère serait très important.

Les rayons ultra-violetts de courte longueur d'onde émis par le soleil en même temps que les autres régions du spectre, n'arrivent pas jusqu'à nous.

L'ultra-violet de plus courte longueur d'onde qui parvient à la surface du globe est de 2.920 angströms (dix-millionnièmes de millimètre).

Schumann a montré qu'aux environs de 1.800 angströms, l'air arrête ces radiations.

L'absorption par l'air détermine un effet photo-électrique qui se traduit par une ionisation (mise en liberté d'ions positifs par suite d'arrachement d'électrons). Il se forme ainsi une couche conductrice à 80 ou 100 kilomètres de la terre, c'est la couche d'Heaviside.

La couche d'Heaviside forme réflecteur pour les longueurs d'ondes hertziennes, à cause de sa conductibilité.

Les ondes électromagnétiques émises en un point du globe rencontreraient ce réflecteur et seraient renvoyées en d'autres points. Des réflexions successives expliqueraient vraisemblablement la réception aux antipodes.

Les différences d'intensité de réception seraient liées aux variations d'ionisation de la haute atmosphère suivant l'activité solaire (jour nuit, périodes de moindre activité, etc.).

Il y a lieu de faire un parallèle entre les ondes courtes (au-dessous de 200 mètres) et les ondes longues.

Les résultats obtenus ces dernières années établissent que les ondes courtes permettent de réaliser des liaisons remarquables à grande distance avec une puissance à l'émission relativement faible (centaine de watts).

LES PARASITES

Leur emploi est sujet à quelques inconvénients :

1° La propagation est assez irrégulière et dépend de plusieurs facteurs : nature du parcours, conditions météorologiques, heures de la journée.

2° La réception s'évanouit (fading effect) sans cause apparente, puis se manifeste à nouveau, quelquefois avec renforcement, le rythme de ces fluctuations étant très irrégulier (de quelques secondes à plusieurs minutes).

3° Existence d'une « zone de silence » à une certaine distance de l'émetteur.

4° Importance exagérée des obstacles naturels à proximité de l'émetteur.

Néanmoins, les performances effectuées donnent lieu aux plus beaux espoirs lorsque les longueurs d'onde privilégiées seront connues à la suite de nombreux essais.

Les ondes dites « longues » permettent des communications régulières, mais la puissance mise en jeu et les dimensions du système rayonnant doivent être plus importantes.

L'effet d'« évanouissement » ne les affecte pas et l'on observe rarement des zones de silence.

A cause de leur plus grande diffraction, les obstacles naturels sont moins gênants.

En outre, qu'il s'agisse d'ondes courtes ou longues la propagation nocturne est deux à trois fois supérieure à la propagation diurne. L'influence solaire est manifeste.

Lorsque le calcul et l'expérience ne sont pas complètement d'accord il est difficile de préjuger de l'avenir. En fait, la sécurité du trafic officiel ou commercial requiert encore l'utilisation des ondes longues. Les ondes courtes s'y substitueront vraisemblablement dans quelques années si des faits nouveaux permettent de diminuer leurs inconvénients.

Ce sont des perturbations électromagnétiques généralement très amorties, qui, reçues en même temps qu'une station, troublent sa réception.

On les classe en parasites naturels et parasites industriels.

Les premiers sont produits par des décharges atmosphériques (orages) et par des courants vagabonds terrestres (parasites telluriques). Les variations du champ magnétique terrestre (orages magnétiques) peuvent être également rendus responsables.

Les parasites industriels sont produits comme leur nom l'indique, par certaines installations électriques. Ils sont dus aux étincelles des collecteurs des machines, des vibreurs, des interrupteurs, etc.

Les inductions à courte distance des lignes haute-tension sont quelquefois gênantes.

Les moyens de défense contre les parasites sont encore embryonnaires. Ils consistent à faire disparaître la cause (parasites industriels) ou à augmenter considérablement la syntonie des récepteurs.

Nous verrons plus loin que cette dernière méthode n'est pas toujours compatible avec la Radiotéléphonie.

En Radiotélégraphie, on a utilisé avec succès certains phénomènes de saturation des triodes réceptrices qui éliminent automatiquement les parasites plus intenses que la réception désirée.

Une tonalité de réception aiguë permet à l'oreille de séparer les signaux utiles des parasites de sonorité habituellement grave.

QUESTIONNAIRE

NEUVIÈME LEÇON

1. *Quel est le rôle du transformateur rapport 50 du poste à étincelles décrit ?*
2. *Déterminez approximativement la distance en millimètre qui sépare les disques de l'éclateur? (S'inspirer du tableau des potentiels explosifs, page 15, première colonne).*
3. *Quel est le rôle du variomètre ?*
4. *Calculez la self induction du circuit oscillant de décharge lorsqu'il est réglé sur 600 mètres de longueur d'onde.*
5. *Expliquez pourquoi le vibreur du poste de secours alimente le transformateur rapport 50 par l'intermédiaire d'un auto-transformateur?*
6. *Lorsqu'on appuie sur le manipulateur, où doit éclater l'étincelle si l'une des pinces de l'éclateur est détachée?*

DIXIÈME LEÇON

1. *Quels sont les phénomènes dus à un couplage très serré ? très lâche?*
2. *Quelles sont les qualités du couplage de travail ?*
3. *Que peut-on dire si l'on reçoit une station sur deux réglages peu différents, du circuit oscillant de réception?*
4. *Comment se comportera un récepteur peu sélectif devant une émission très synthonisée ? peu synthonisée ?*
5. *Comment se comportera un récepteur très sélectif devant une émission très synthonisée, peu synthonisée ?*
6. *Quelles conclusions en tirez-vous ?*

Notes Personnelles

Lined area for personal notes, consisting of approximately 25 horizontal lines.

COURS DE RADIO

Fascicules N^{os} 2 et 3

A découper et joindre à l'envoi des réponses.

ASSOCIATION PHILOMATHIQUE

Cours de Radio

Télégraphie et Phonie

professé à

L'ÉCOLE D'ARTS ET MÉTIERS

de PARIS

par

Roger R. CAHEN

Chef de Laboratoire à l'Institut
d'Actinologie



FASCICULE N° 4

(Le cours complet comportera 8 fascicules)

PUBLICATIONS RADIO-ÉLECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES

Journal « Le Haut-Parleur »

23, Avenue de la République — PARIS

AVRIL 1929

PRIX : 3 FRs



Cours de Radio

TREIZIEME LEÇON

Circuits rayonnants et absorbants — Antennes Mode de vibration des antennes — Terre — Contrepoids

CIRCUITS RAYONNANTS ET ABSORBANTS

La Radiotélégraphie suppose une transmission d'énergie à distance.

Nous avons étudié l'entretien d'oscillations haute-fréquence dans un circuit fermé sur lui-même (fig. 145).

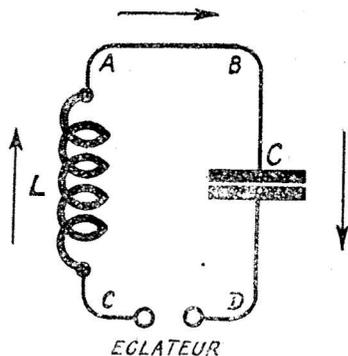


Figure 145

Si l'on observe le sens du courant pendant une alternance de l'oscillation, on s'aperçoit qu'à cause de la forme même du circuit, les branches symétriques AB — CD et AC — BD sont parcourues en sens inverse.

Les actions de ces courants (champ magnétique) s'opposent immédiatement, puisque les mêmes valeurs absolues sont de signes contraires.

Le champ électrique est cantonné entre les armatures du condensateur (dans le diélectrique) et ne donne pas lieu à une action extérieure.

Un circuit fermé rayonnera peu.

Mais si l'on ouvre le circuit selon la figure 146, le champ électrique peut se développer à l'extérieur et le champ magnétique n'est plus neutralisé.

A remarquer la suppression de la self-induction L, dans un but de simplification, celle-ci

se trouve remplacée par la self-induction du conducteur lui-même.

On voit que le champ électrique et le champ magnétique sont perpendiculaires et peuvent s'irradier à distance.

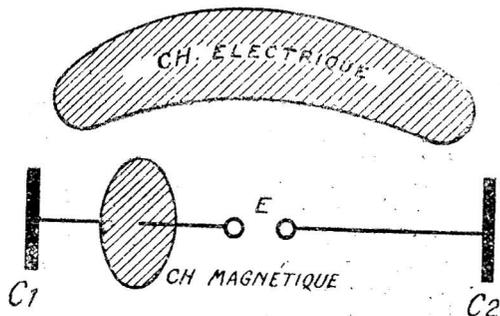


Figure 146

Enterrons maintenant la moitié du système de façon à ce que l'éclateur affleure à la surface du sol, après avoir éliminé le conden-

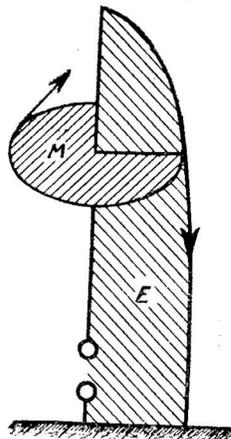


Figure 147

sateur dont la capacité se trouve remplacée par celle du conducteur par rapport au sol. (fig. 147).

De ce fait, on supprime la moitié du champ électrique. L'excitation d'une telle antenne (dite de Marconi), opérée à l'aide de l'éclateur provoquera un champ magnétique M et un champ électrique E , toujours perpendiculaires.

Ces deux champs resteront pratiquement en phase au cours de leur propagation dans l'éther (vitesse 300.000 kilomètres-seconde) propagation qui restera concentrique à l'antenne. Les champs seront oscillants comme les courants qui les ont produits (fig. 148).

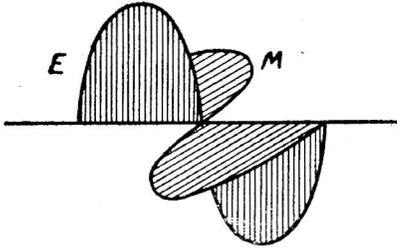


Figure 148

Près du sol, le champ électrique est perpendiculaire à celui-ci et le champ magnétique est parallèle, cela ressort clairement de la figure 147. A chaque instant, ces champs changent de signes synchroniquement avec les oscillations de l'antenne. Ils s'éloignent, comme nous l'avons dit, en formant des boucles sphériques (antenne non reliée au sol) ou hémisphériques (antenne reliée au sol). La figure 149 montre ce dernier cas lorsqu'il s'agit du champ électrique.

Pendant le temps nécessaire à une période complète, chaque boucle progresse précisément d'une longueur d'onde et une nouvelle boucle, au voisinage de l'antenne vient prendre la place de la précédente de même signe qui

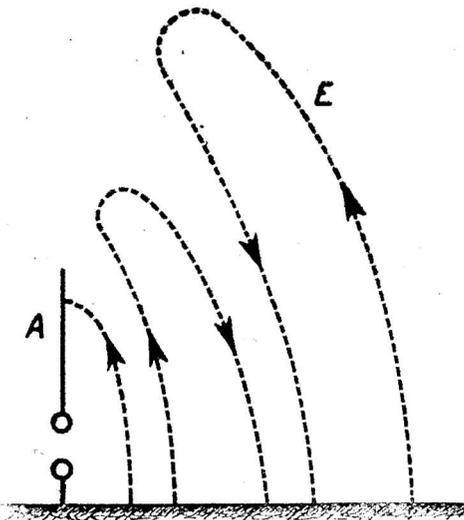


Figure 149

s'est éloignée. On comprendra mieux maintenant la signification de la formule :

$$\lambda = V T$$

Lorsque ces deux champs perpendiculaires, électrique et magnétique (onde électro-magnétique) atteignent un conducteur vertical relié au sol, analogue à celui qui a produit le rayonnement, on devine ce qui peut se passer.

Le champ électrique perpendiculaire au sol, donc de même sens que l'antenne de réception provoquera un courant dans celle-ci. Mais la boucle progresse dans l'espace et continue son chemin. La première demi-boucle déterminera un courant d'un certain sens, la deuxième demi-boucle un courant de sens contraire. Une seconde boucle fournira encore deux courants de sens contraire dans l'antenne. Celle-ci sera bien parcourue par un courant alternatif, puisque les deux branches d'une même boucle sont des forces électriques de sens inverse (fig. 150).

Une période complète à l'émission a produit deux boucles : lorsqu'elles atteindront une an-

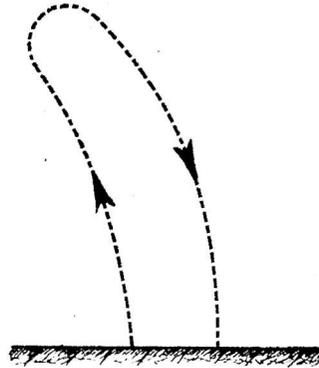


Figure 150

tenne de réception, le courant provoqué dans celle-ci correspondra de même à une période.

La fréquence des oscillations émises et reçues sera la même.

Le champ magnétique parallèle au sol, donc perpendiculaire à l'antenne, lui permettra de couper un certain flux magnétique. Comme il est en phase avec le champ électrique, la force électromotrice induite contribuera à entretenir un courant de même fréquence dans l'antenne.

REPARTITION DU COURANT DANS UNE ANTENNE

Si l'on excite une antenne verticale mise à la terre et que l'on mesure l'intensité en différents points de celle-ci, on trouve des valeurs décroissantes au fur et à mesure que l'ampèremètre s'éloigne du sol. On dit qu'il existe un ventre (un maximum) d'intensité à la base de l'antenne et un noeud (un minimum) d'intensité à l'extrémité isolée.

La fig. 151 représentant une antenne verticale l'ampèremètre A indiquera une intensité maximum alors que le même appareil de mesure situé en A' dévierait beaucoup moins. La ligne en pointillé exprime cette inégale répartition du courant.

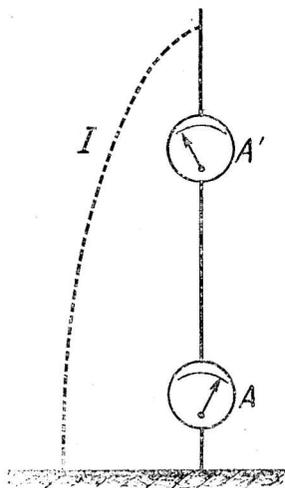


Figure 151

Si l'on mesurait la tension le long de l'antenne on s'apercevrait au contraire que la charge électrique maximum se trouve au sommet, alors qu'il existe un nœud de potentiel à la base (fig. 152).

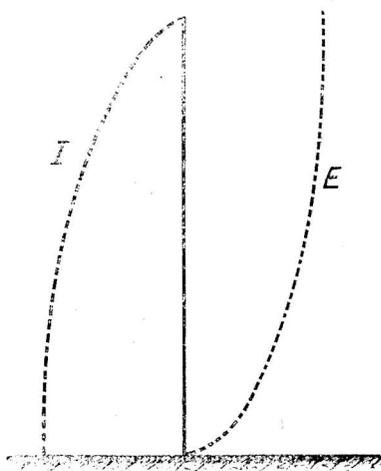


Figure 152

Sur cette figure, la tension décroissante du sommet à la base est indiquée de même par une ligne en pointillé (E).

A un ventre d'intensité correspond un nœud de potentiel et inversement.

Pourquoi, dans ce dernier cas existe-t-il un ventre de potentiel à l'extrémité isolée ?

Lorsque l'onde d'excitation de l'antenne se propage le long de celle-ci, elle est « réflé-

chie » à l'extrémité, comme un rayon lumineux rencontrant un miroir. Elle revient en arrière ce qui la superpose à l'onde incidente. Cette superposition provoque des battements, c'est-à-dire des nœuds et des ventres de vibration en des points déterminés : on obtient ce qu'on appelle une onde stationnaire.

Pour une longueur de fil d'antenne donnée les emplacements des nœuds et des ventres dépendront de la fréquence de l'onde d'excitation, mais il y aura toujours un ventre d'intensité à la base et un ventre de potentiel à l'extrémité.

Une antenne du type étudié (antenne verticale dont la base est enterrée) vibre normalement en quart d'onde, c'est-à-dire que sa période fondamentale (la plus grande longueur d'onde sur laquelle elle peut osciller) vaut un peu plus de quatre fois la longueur du fil.

$$\lambda f = 4l \text{ environ}$$

En plus de cette longueur d'onde fondamentale, l'antenne pourra osciller sur des harmoniques qui sont des sous-multiples entiers, tels que

$$\lambda 3 = \frac{4l}{3}$$

qui est par exemple l'harmonique 3.

Il résulte de ce qui précède qu'à cause de l'inégale répartition du courant et des charges électriques le long de l'antenne, la self-induction et la capacité seront aussi inégalement réparties.

ANTENNE ISOLEE AUX EXTREMITES

Une antenne isolée aux deux extrémités et située théoriquement loin du sol vibre en demi-onde. La longueur d'onde fondamentale devient (fig. 153):

$$\lambda f = 2l$$

autrement dit : deux fois la longueur du fil.

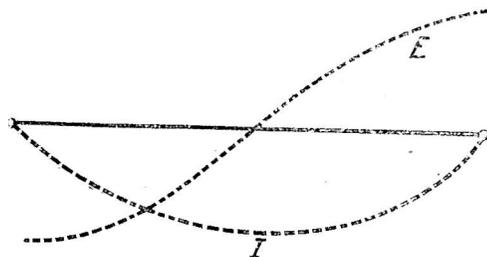


Figure 153

Dans ce cas, l'harmonique 4 devient, par exemple :

$$\lambda 4 = \frac{2l}{4}$$

Il existe un ventre de potentiel à chaque extrémité et un ventre d'intensité au milieu (vibration fondamentale).

MODIFICATIONS DE LA LONGUEUR D'ONDE FONDAMENTALE D'UNE ANTENNE

La période propre d'oscillation d'une antenne peut être exprimée par la formule de Thomson :

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

L et C étant les self-induction et capacité effectives de cette antenne, en tenant compte de leurs répartitions le long de l'antenne, qui dépend de la fréquence d'excitation.



Figure 154

Si l'on ajoute une bobine de self-induction à la base, elle s'ajoutera à celle de l'antenne (fig. 154) :

$$T = 2\pi \sqrt{(L + l) C}$$

T, donc λ augmentera.

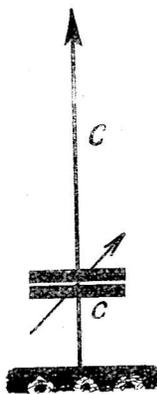


Figure 155

Si l'on intercale un condensateur à la base (fig. 155) sa capacité sera en série avec celle qui existe déjà par la présence même du conducteur de l'antenne à proximité du sol.

La capacité résultants est donnée par la formule :

$$\frac{1}{C_t} = \frac{1}{C} + \frac{1}{c}$$

d'autant plus éloignée de la capacité C de l'antenne que c additionnel est petit.

Une grosse valeur de capacité à la base d'une antenne diminuera très peu sa période d'oscillation.

Pour abaisser la longueur d'onde propre il faut donc utiliser une capacité relativement faible.

La valeur limite est donnée par une capacité infiniment petite, représentée schématiquement par la figure 156.

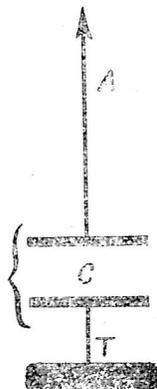


Figure 156

Cette manœuvre équivaut à une coupure qui change le mode de vibration de l'antenne : vibration en demi onde au lieu de vibration primitive en quart d'onde. On avait au début :

$$\lambda = 4l$$

on obtient :

$$\lambda = 2l$$

L'introduction d'une capacité n'amène théoriquement qu'une diminution maximum de longueur d'onde équivalente à 2 l (deux fois la longueur du fil).

LES ANTENNES

Les antennes ne revêtent pas toujours la forme étudiée. Le fil vertical subsiste et sert de descente, c'est-à-dire de connexion, à une nappe plus ou moins étendue.

Les nappes ont des formes variables qui dépendent trop souvent des conditions matérielles d'installation (point d'attache élevé au-dessus du sol, région dégagée d'obstacles... etc.).

Les antennes multifilaires sont employées surtout à l'émission car leur capacité est beaucoup plus élevée que celle des unifilaires : l'énergie rayonnée peut être plus importante pour cette raison et par suite de la diminution de la résistance ohmique et de la self-induction.

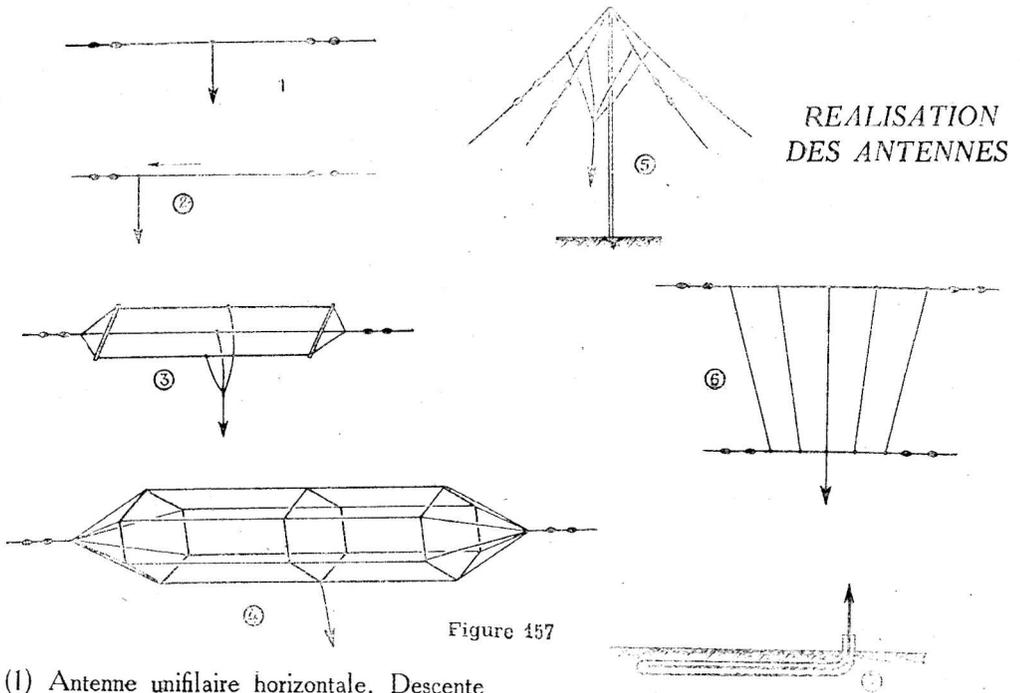


Figure 157

- (1) Antenne unifilaire horizontale. Descente médiane.
 (2) Antenne unifilaire horizontale coudée. Elle rayonnera et absorbera beaucoup plus dans le sens de la flèche.
 (3) Antenne en hamac.
 (4) Antenne prismatique.
 (5) Antenne en parapluie.
 (6) Antenne en rideau vertical.
 (7) Antenne souterraine.

A la réception les nappes horizontales sont inutiles puisqu'elles sont parallèles au sens de propagation du champ de l'onde.

Elle n'intervient que pour modifier les constantes de l'antenne au point de vue période de vibration (self-induction et capacité).

RESISTANCE D'UNE ANTENNE

La puissance mise en jeu dans une antenne d'émission, sous forme oscillante, est proportionnelle au carré de l'intensité lue à un ampèremètre situé à sa base.

$$W = RI^2$$

Le facteur R qui entre dans cette formule est la résistance totale de l'antenne qui se décompose comme suit :

$$R = R_r + R_{oh} + R_{ob} + R_{ob, Ac}$$

où l'on a :

R_r = Résistance de rayonnement.

R_{oh} = Résistance ohmique du circuit antenne-terre.

R_{ob} = Résistance des obstacles proches de l'antenne.

$R_{ob, Ac}$ = Résistance provoquée par des obstacles « accordés » sur la longueur d'onde propre de l'antenne.

L'intensité lue à l'ampèremètre d'antenne sera inversement proportionnelle à l'ensemble de ces résistances.

Parmi celles-ci, seule la résistance de rayonnement est avantageuse et devra être la plus grande possible vis-à-vis des autres.

Il peut sembler paradoxal que l'énergie « rayonnée » soit fonction d'une résistance. Cette résistance est plutôt « un coefficient de rayonnement » qui produit une perte comme les autres résistances, mais par définition cette perte est utile puisqu'elle est rayonnée.

Les autres, dues, comme nous venons de le voir à la résistance chimique du circuit antenne-terre, à la présence d'obstacles absorbants proches de l'antenne (arbres, habitations) ou à la présence de constructions métalliques accordées involontairement par leur constitution même, provoquent des pertes d'énergie nuisibles.

Il résulte de ceci que l'ampèremètre d'antenne n'indiquera pas la puissance rayonnée à distance mais l'ensemble des consommations d'énergie, donc une valeur beaucoup plus grande.

La résistance de rayonnement d'une antenne verticale mise à la terre est donnée par la formule :

$$R_r = 1.600 \left(\frac{h}{\lambda} \right)^2$$

On voit qu'elle est proportionnelle au carré de sa hauteur h au-dessus du sol et varie inversement avec le carré de la longueur d'onde.

Ces deux conditions montrent l'intérêt d'antennes élevées au-dessus du sol et de l'emploi de longueurs d'onde relativement courtes.

D'autre part, la résistance d'une antenne est maximum lorsqu'on l'emploie au voisinage de sa valeur de période propre : on met à profit les phénomènes de résonance étudiés plus haut.

Les pertes provoquées par la résistance ohmique sont diminuées, et ceci d'autant plus que la fréquence est grande, par le choix de conducteurs d'antenne de gros diamètre, non oxydables en égard à l'effet pelliculaire de Foucault.

Les conducteurs de l'antenne doivent être isolés soigneusement à leurs points d'attache à l'aide de chaînes formées de maillons isolants.

L'isolement soigné de la partie la plus élevée de l'antenne est nécessaire à cause de la présence permanente d'un ventre de potentiel.

Il est souvent préférable de raccourcir volontairement une antenne en reportant les isolateurs assez loin des supports qui la soutiennent.

On limite ainsi la partie active mais on évite les pertes dues aux obstacles proches.

Les obstacles « accordés » (antennes voisines, pylones métalliques, armatures de béton armé) ne doivent pas être approchés car ils constituent des circuits absorbants.

Ces obstacles correspondent généralement à des longueurs d'onde courtes et sont d'autant plus gênants qu'elles se rapprochent de celle utilisée à l'émission.

LA PRISE DE TERRE

C'est la réunion d'une antenne au sol par sa base, qui assure une vibration en quart d'onde.

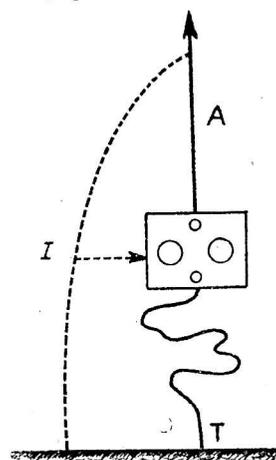


Figure 158

parfaite, puisqu'elle se trouve en milieu oxydant.

L'attaque de l'antenne, à l'émission ou à la réception, doit se faire le plus près possible de la prise de terre, c'est-à-dire au ventre d'intensité.

La prise de terre doit posséder une résistance ohmique la plus faible possible par rapport à la résistance de rayonnement.

Des plaques métalliques, des grillages de grande surface sont enterrés en sous-sol humide pour satisfaire à cette condition.

La connexion de l'antenne à sa prise de terre implique une soudure

Une prise de terre trop éloignée de l'ensemble des circuits émetteurs ou récepteurs équivaut à placer ceux-ci schématiquement au milieu de l'antenne surtout si elle est peu développée (fig. 158).

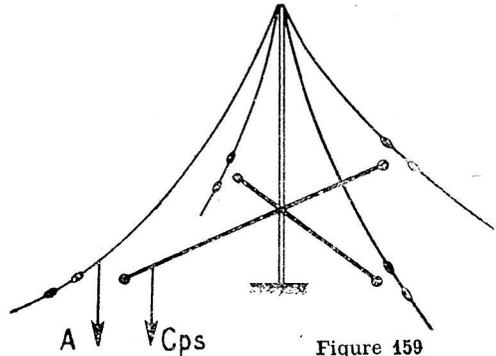
Ceci conduit à une diminution de la hauteur réelle de l'antenne au-dessus du sol.

CONTREPOIDS

L'impossibilité d'établir une prise de terre correcte, à cause de la nature du sol ou du manque de temps (armée en campagne) conduit à l'usage du contrepoids qui la remplace.

C'est en quelque sorte une seconde antenne placée sous la première et près du sol. Elle donne lieu aux mêmes précautions d'isolement.

La capacité du contrepoids par rapport au sol permet d'assimiler l'ensemble à une antenne réunie à la terre par l'intermédiaire d'une faible capacité (fig. 156). On réalise ainsi une vibration en demi onde.



Il y a intérêt à ce que les conducteurs du contrepoids soient les projections horizontales de ceux de l'antenne. La figure 159 montre une antenne en parasol équipée avec contrepoids.

INFLUENCE DE L'ELECTRICITE ATMOSPHERIQUE

Il est assez courant d'entendre dire que les antennes peuvent constituer un danger en cas d'orage.

Une antenne élevée peut certes se comporter comme un paratonnerre. Cette faculté est très heureuse puisqu'un nuage électrisé passant à proximité voit sa charge neutralisée par une charge équivalente de nom contraire. Il n'y a pas d'étincelle, mais une décharge lente non dangereuse.

Pour que l'antenne remplisse ce rôle protecteur il faut qu'elle soit très correctement reliée au sol.

En cas de perturbations électriques de l'atmosphère il convient de brancher l'antenne directement à la prise de terre ce qui élimine les appareils radioélectriques du circuit. Il n'existe aucun danger si cette précaution élémentaire est prise.

QUATORZIEME LEÇON

Les cadres — Éléments de radiogoniométrie

Les cadres sont des bobines de self-induction, de grand diamètre par rapport à leur longueur, qui servent de « collecteurs d'onde ».

Au début de la treizième leçon, il a été dit qu'un circuit fermé rayonnait et absorbait beaucoup moins qu'un circuit ouvert (fig. 145).

L'utilisation des cadres à la réception implique, à priori, un rendement beaucoup plus faible qu'avec celle d'antennes de mêmes dimensions.

Nous verrons plus loin que cet inconvénient ne subsiste plus si l'on « amplifie » l'énergie reçue à l'aide de dispositifs appropriés. Par contre les cadres sont doués d'un « effet directif » très utile.

ENERGIE REÇUE PAR UN CADRE

Soit un cadre ABCD (fig. 160) composé de plusieurs spires de grand diamètre disposées dans un plan vertical par rapport au sol.

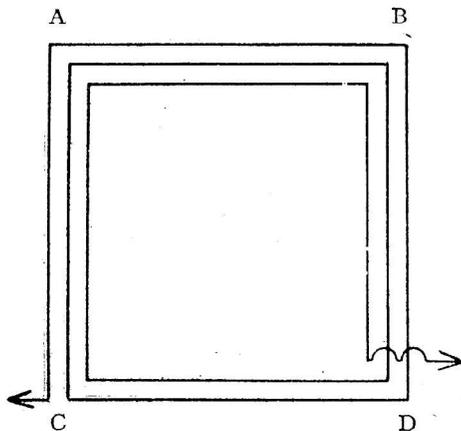


Figure 160

Les fils verticaux situés en AC et BD peuvent être considérés comme des ensembles d'antennes verticales reliées en série par les portions AB et CD.

Mais généralement, les cadres ont des dimensions très petites vis-à-vis des longueurs d'ondes qu'il s'agit de recevoir, et ceci pour des raisons d'encombrement.

Ce qui revient à dire qu'à un instant donné, les actions de l'onde sur les groupes AC et BD ont à peu près la même valeur absolue, mais sont de sens contraire.

La force électromotrice aux bornes du cadre sera la différence de ces valeurs absolues de flux intercepté.

Le meilleur cas est représenté par la fig. 161 où le flux est minimum pour le groupe AC et maximum pour le groupe BD.

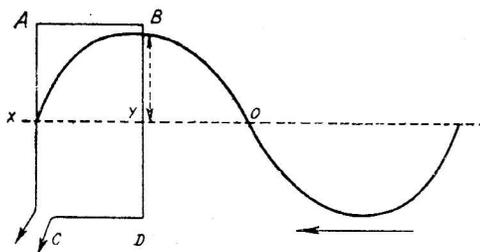


Figure 161

Lorsque l'onde, qui se propage dans le sens de la flèche avec une vitesse de 300.000 km. à la seconde, a progressé d'un huitième de période, les courants provoqués dans le cadre s'opposent (fig. 162).

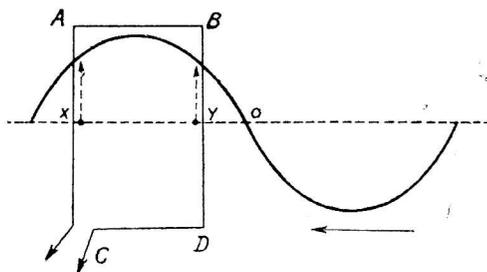


Figure 162

À la fin du premier quart de période, on se trouve dans un cas analogue à celui de la figure 161, mais avec maximum dans le groupe AC au lieu de BD.

La conclusion à tirer est qu'à des instants régulièrement espacés, les tensions induites dans le cadre sont en opposition et s'annulent.

Le rendement moyen d'un cadre sur une période complète sera donc inférieur à celui d'une antenne de même hauteur au-dessus du sol.

Ceci amène la conception de la « hauteur effective » d'un cadre qui est celle correspondant à une antenne de même pouvoir absorbant.

Autrement dit, pour qu'un cadre ait le même pouvoir absorbant qu'une antenne, il faut qu'il ait une hauteur beaucoup plus grande que cette dernière.

La hauteur effective d'un cadre en mètres est donnée par la formule :

$$H = \frac{2 \pi S}{\lambda}$$

où S est la surface d'une spire multipliée par le nombre de celles-ci (surface totale du cadre) et λ la longueur d'onde, également en mètre.

L'application de cette formule montre que les cadres de dimensions usuelles (1 à 3 mètres de côté) équivalent à des antennes 8 à 10 fois moins hautes. Un cadre d'un mètre absorbera comme une antenne haute de 10 centimètres.

Cette infériorité étant rachetée par une amplification, on peut bénéficier de l'« effet directif » et des applications qui en découlent.

EFFET DIRECTIF

L'expérience montre qu'un cadre de réception est impressionné surtout par les stations émettrices qui se trouvent dans la direction du plan des spires.

Le cadre de la figure 163 recevra au maximum les émetteurs situés dans les directions opposées X et Y .

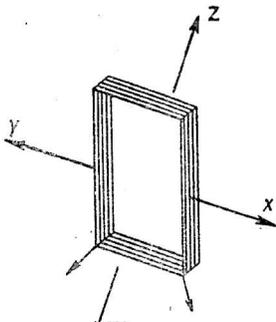


Figure 163

Ceux existants vers W et Z ne seront pas reçus (à moins d'être très puissants ou proches).

L'explication de ce phénomène est la suivante :

Lorsque le plan des spires est perpendiculaire à la direction de l'émetteur, le flux magnétique coupé est presque nul : il ne peut y avoir de force électro-motrice induite dans le cadre (fig. 164, position A).

Au contraire, lorsque les spires sont paral-

lèles, le flux magnétique intercepté est maximum (fig. 164, position B).

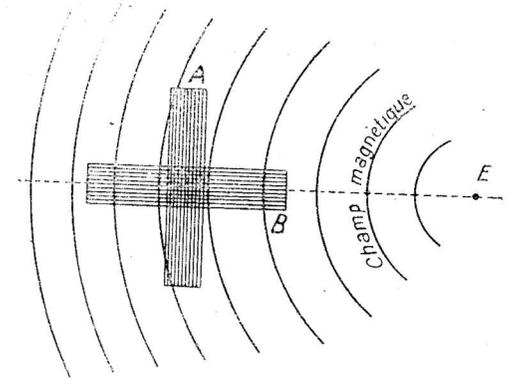


Figure 164

On conçoit que l'effet directif sera d'autant plus prononcé que l'épaisseur du cadre sera faible.

Si l'on opère une rotation du cadre dans un sens quelconque, pour l'amener de A en B, par exemple, la réception de la station E croîtra progressivement avec maximum en B.

Un tour complet du cadre fournira 2 maxima et 2 minima.

Il est bien entendu que les spires du cadre doivent se trouver dans un plan perpendiculaire au sol. Si elles étaient parallèles à celui-ci, le flux magnétique intercepté serait presque nul (fig. 165). Il n'y aurait pas de réception possible.

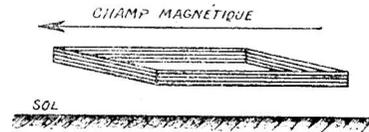


Figure 165

L'effet directif donne lieu à deux applications intéressantes :

1° Augmentation de la sélectivité :

Un récepteur donné possède par construction un certain pouvoir sélectif (circuits peu amortis, couplages lâches, etc.).

L'emploi d'un cadre comme collecteur d'ondes augmente pratiquement cette sélectivité, puisqu'une rotation judicieuse permet de le soustraire à l'action du champ des stations indésirables.

Les parasites telluriques sont supprimés, puisqu'il n'est pas fait usage de prise de terre. Pour les raisons citées plus haut, les parasites atmosphériques sont nettement diminués.

2° Radiogoniométrie :

La radiogoniométrie est la mesure des angles par la Radio.

QUESTIONNAIRE

TREIZIÈME LEÇON

1. — *Pourquoi les circuits ouverts rayonnent-ils mieux que les circuits fermés ?*
 2. — *Expliquez la formation du champ magnétique et du champ électrique à l'émission ?*
 3. — *Quelle sera la longueur d'onde fondamentale d'une antenne verticale de dix mètres de haut, réunie au sol par la base ?*
 4. — *Quelles seront ses longueurs d'ondes harmoniques de rang 2, de rang 3 ?*
 5. — *Pourquoi ne peut-on pas se fier aux indications fournies par l'ampèremètre thermique d'antenne ?*
 6. — *Quelles seront les causes d'amortissement d'un circuit antenne-terre ? Quels seront les effets d'un amortissement exagéré ?*
-

QUATORZIÈME LEÇON

1. — *Quel est le mode de vibration d'un cadre ?*
2. — *Où se trouvent les ventres et les nœuds de potentiel et d'intensité ?*
3. — *Expliquez la raison de l'effet directif des cadres ?*
4. — *Qu'est-ce que la « hauteur effective » d'un cadre ?*
5. — *Quels sont les avantages et les inconvénients comparatifs des cadres et des antennes ?*
6. — *L'isolement d'une antenne doit être particulièrement étudié. — Pourquoi celui d'un cadre doit-il être encore meilleur ?*

QUINZIÈME LEÇON

1. — *Quel est le principe de l'ampèremètre thermique ?*
2. — *Pourquoi ne peut-on pas se servir des appareils à cadre mobile pour la mesure des courants alternatifs ? Qu'arrive-t-il si l'on essaye ?*
3. — *Quels sont les types à employer pour la mesure des courants alternatifs de fréquences industrielles (25-50-90) ?*
4. — *Quel type doit être employé lorsqu'il s'agit de courants de très haute fréquence (fréquences radiotélégraphiques) ?*
5. — *Quelle différence existe-t-il entre un ampèremètre et un voltmètre ?*
6. — *Quelles seront les qualités d'un ampèremètre et d'un voltmètre de bonne fabrication ?*

SEIZIÈME LEÇON

1. — *Pourquoi l'expression « relais électronique » est-elle plus logique que celles employées souvent pour qualifier les lampes utilisées en T. S. F. ?*
2. — *Pourquoi une énergie donnée ne peut-elle pas être « amplifiée » ?*
3. — *Expliquez l'artifice de l'amplification ?*
4. — *Peut-il exister des limites théoriques à l'amplification ?*
5. — *Une valve électronique ou à gaz ne laisse passer le courant électrique que dans un sens. — Trouvez une analogie mécanique ou hydraulique ?*
6. — *Un relais électronique est sans « inertie » mécanique. — Prévoyez-vous des avantages à cette faculté ?*



Notes Personnelles

Handwriting practice lines consisting of 25 horizontal dotted lines.

COURS DE RADIO

Fascicule N° 4

A découper et joindre à l'envoi des réponses.

A large rectangular frame containing a series of horizontal dotted lines for writing. The lines are evenly spaced and extend across the width of the page. In the bottom-left corner, there is a smaller, empty rectangular box with a double-line border. To the right of this box, there are four additional horizontal dotted lines, also within the main frame's boundary.

L'effet directif d'un cadre permet de déterminer l'angle que fait la direction d'une station émettrice avec la ligne Nord-Sud passant par le poste récepteur (fig. 166).

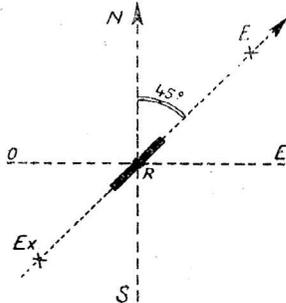


Figure 166

Par rapport à la ligne NS, la station émettrice E fait un angle de 45 degrés pour un récepteur placé en R.

La direction Nord-Sud est donnée par une boussole et celle d'E par la position du cadre au maximum de réception.

Le « relèvement » de la station E s'énoncera : « Nord 45 Est. »

Une seule mesure de relèvement donne lieu à une incertitude de 180 degrés, puisque la position du cadre correspondrait également à la réception d'une station située en Ex, dont le gisement serait : « Sud 45 Ouest. »

Des montages spéciaux permettent de lever cette incertitude de 180 degrés, mais la distance séparant R et E reste inconnue.

Dans la pratique, une station mobile E (navire, avion, etc.) qui veut déterminer sa position géographique interroge deux postes récepteurs radiogoniométriques. L'intersection des deux relèvements fournit la solution complète (fig. 167).

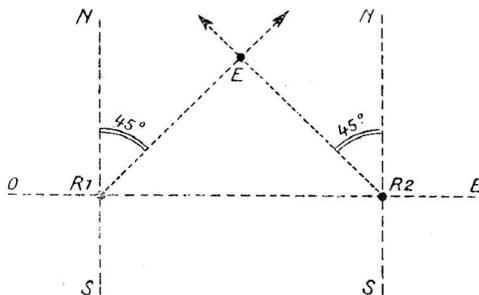


Figure 167

La station E interpelle le poste R1 qui, lui, déclare la recevoir suivant : « Nord 45 Est », alors que le poste R2, également consulté, annonce : « Nord 45 Ouest. »

La station E reporte sur une carte les angles donnés par R1 et R2, ce qui lui fournit sa position.

Lorsque la position de E est critique (navire engagé dans des récifs), elle doit questionner un troisième poste, R3 par exemple.

Si les angles mesurés par R1, R2 et R3 sont exacts, le point E se trouve à cette triple intersection (fig. 168).

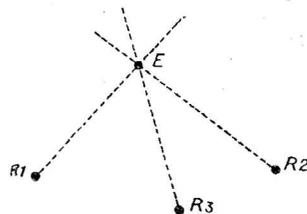


Figure 168

Il arrive que le relèvement de R3 ne coïncide pas avec les deux premières. Dans ce cas, E doit supposer qu'il se trouve au milieu du triangle formé (fig. 169).

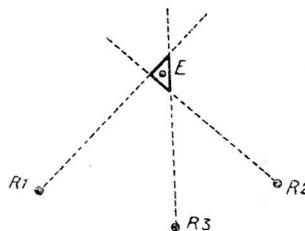


Figure 169

Le récepteur radiogoniométrique peut se trouver à bord de la station mobile et permettre de fixer des relèvements par rapport à des émetteurs fixes quelconques dont la position géographique est connue. Cette méthode restera la meilleure tant que le nombre des radiogoniomètres fixes ne sera pas très grand.

CARACTERISTIQUES D'UN CADRE

Un cadre vibre en demi-onde ; le ventre d'intensité se trouve au milieu de l'enroulement, un ventre de potentiel existant à chaque extrémité.

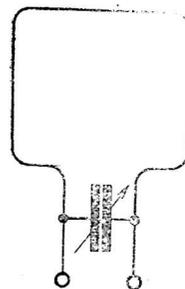


Figure 170

Un condensateur variable à air placé en dérivation à ces extrémités permet un accord continu sur une plus ou moins grande bande de longueurs d'onde (fig. 170).

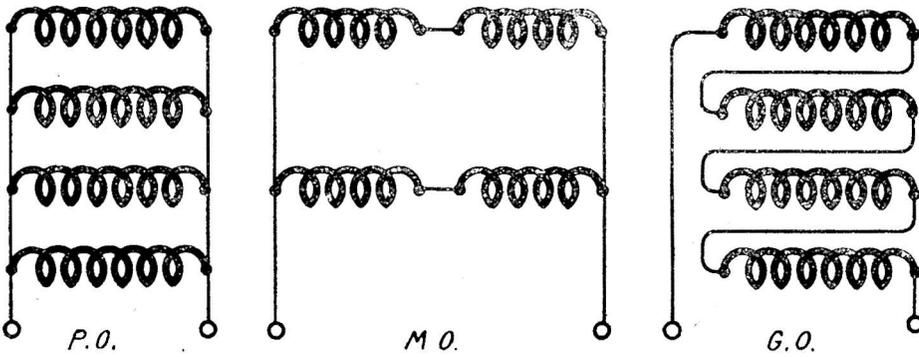


Figure 171

L'enroulement peut être fractionnable avec contacteur évitant les « bouts morts » ou composé de sections connectées en parallèle, série-parallèle, série, pour couvrir l'échelle des longueurs d'onde habituelles avec une capacité aux bornes relativement faible.

La fig. 171 représente trois combinaisons principales des sections d'un cadre, relatives à la réception des petites ondes, moyennes ondes et grandes ondes.

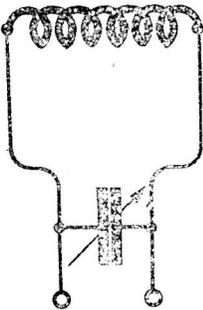


Figure 172

L'adjonction d'une bobine de self-induction à un cadre de faible nombre de spires, en vue de la réception des grandes longueurs d'onde,

n'est pas très recommandable. Cette méthode conduit, en effet, à une diminution du nombre des spires actives.

Pour ne pas modifier le régime de vibration du cadre, il convient de connecter la self-induction additionnelle à l'endroit où se trouve le ventre d'intensité (fig. 172).

Les cadres peuvent revêtir les formes les plus diverses : circulaires, carrées, rectangulaires (avec prépondérance des côtés verticaux), hexagonales.

La surface des spires doit être la plus grande possible et la self-induction maximum pour une longueur d'onde donnée.

Les fils multiples torsadés doivent être évités à cause des pertes haute fréquence auxquelles ils donnent lieu : l'emploi de conducteurs de cuivre, argentés ou non, isolés soigneusement à leurs points de contact avec la carcasse du cadre, donnent les meilleurs résultats.

Les connexions du cadre au récepteur proprement dit (amplificateur et détecteur) seront maintenues à plusieurs centimètres l'une de l'autre pour éviter les pertes diélectriques qui ne manqueraient pas de se produire, puisque les ventres de potentiel se trouvent dans ces régions.

QUINZIEME LEÇON

Les appareils de mesure usuels

Nous engloberons dans cette catégorie les ampèremètres et voltmètres pour courant continu et alternatif.

Leur emploi journalier doit en impliquer une compréhension d'autant plus complète qu'ils sont assez divers.

Il est logique de mesurer les courants électriques d'après les effets qu'ils produisent : effets chimiques, caloriques, mécaniques.

Nous verrons que les deux derniers sont les seuls employés pratiquement :

1° EFFETS CALORIQUES :

Lorsqu'un courant électrique parcourt un conducteur doué d'une certaine résistance ohmique R il s'ensuit une perte d'énergie :

$$W \text{ joules} = E \times I \times \text{temps}$$

Par seconde, la puissance dépensée est :

$$P \text{ watts} = E \times I.$$

Mais :

$$E = RI$$

d'après la loi d'ohm.

En remplaçant E par son équivalent RI , on obtient :

$$W \text{ joules} = RI^2 \times \text{temps.}$$

$$P \text{ watts} = RI^2.$$

Une petite calorie vaut 4,18 joules (deuxième leçon, page 9). En divisant RI^2 par 4,18 ou en multipliant par 0,24, ce qui revient au même, on détermine la quantité de chaleur dégagée par seconde :

$$Q \text{ calories} = R \times I^2 \times 0,24.$$

Cette quantité de chaleur est donc proportionnelle à la résistance R du conducteur et au carré de l'intensité.

Le dégagement de chaleur provoque une dilatation, un allongement du conducteur, qui sera, lui aussi, proportionnel au carré de l'intensité.

Si un dispositif quelconque permet d'apprécier l'allongement du fil conducteur, il sera possible de mesurer I . C'est l'ampèremètre thermique.

L'échauffement du fil en courant continu est indépendant du sens du courant ; cela permet

d'affirmer que l'ampèremètre thermique pourra servir à la mesure de l'intensité d'un courant de sens variable, donc du courant alternatif.

Qu'il s'agisse du courant continu ou alternatif, l'échauffement du conducteur dilatable devrait croître indéfiniment, ce qui pourrait conduire à une fusion. En pratique, le fil chaud se refroidit par pertes caloriques et il se produit un équilibre de température qui fournit un allongement moyen.

Réalisation :

Cet allongement est toujours très petit puisqu'il porte sur un fil chaud de quelques centimètres au plus. Il faut « amplifier » mécaniquement l'augmentation de longueur par un artifice (fig. 173).

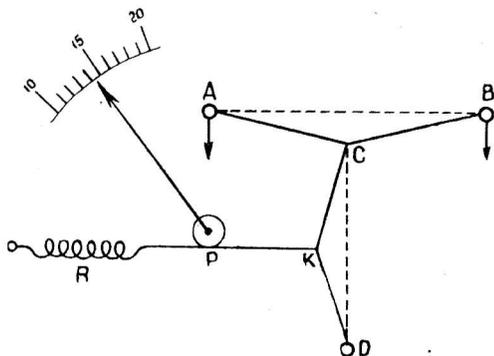


Figure 173

Le courant dont on veut mesurer l'intensité emprunte le fil dilatable AB qui prend la position ACB . Cela permet à un second fil CD de se ployer suivant CKD grâce à un ressort de rappel R .

Un fil de soie RPK faisant un tour mort autour de la poulie P assure le déplacement de l'aiguille devant un cadran gradué.

Des mesures répétées peuvent détendre le fil actif AB , c'est pourquoi les constructeurs prévoient un système tenseur de ce fil qui sert à ramener l'aiguille au zéro du cadran en l'absence de courant.

Méthode thermo-électrique :

Le couple thermo-électrique (onzième leçon, page 59) constitué par la soudure de deux fils métalliques de natures différentes placés dans une ampoule vide d'air permet également d'apprécier l'intensité d'un courant de sens variable et de faible valeur.

Il n'est plus question d'un allongement de fil mais de la production d'une force électromotrice continue, due à l'effet thermo-électrique.

La mesure a lieu à l'aide d'un galvanomètre sensible.

Cette dernière méthode n'est guère employée qu'au laboratoire et pour les courants de haute fréquence.

2° EFFETS MECANIQUES :

Les actions mécaniques du courant continu ou alternatif sont dues aux phénomènes d'induction.

A) Action d'un champ magnétique produit par le courant sur un aimant (mesure du courant continu).

B) Action d'un champ magnétique produit par le courant sur une palette de fer doux (mesure du courant continu et alternatif).

C) Action d'un champ magnétique constant (aimant) sur le courant (mesure du courant continu).

D) Action du courant sur lui-même (mesure du courant continu et alternatif).

Cette énumération concise renferme l'esprit de toutes les réalisations.

A. Ampèremètres à aimant mobile :

Si l'on place à l'intérieur d'une spire parcourue par un courant continu, l'aiguille aimantée d'une boussole, celle-ci tendra à s'orienter perpendiculairement au plan de la spire, dans le sens des lignes de force (fig. 174).

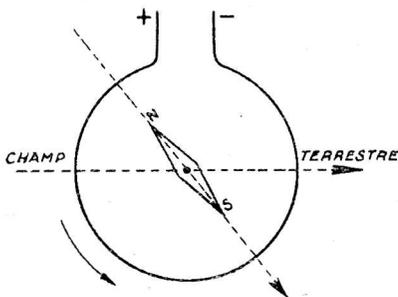


Figure 174

Le déplacement sera proportionnel au champ, donc à l'intensité du courant et inversement proportionnelle à l'action retardatrice d'un ressort spirale qui freinera ce déplacement.

Dans la pratique, il existe plusieurs spires

bobinées pour renforcer l'action, alors que deux aimants directeurs remplacent le champ terrestre, mis à profit dans l'expérience de la figure 174.

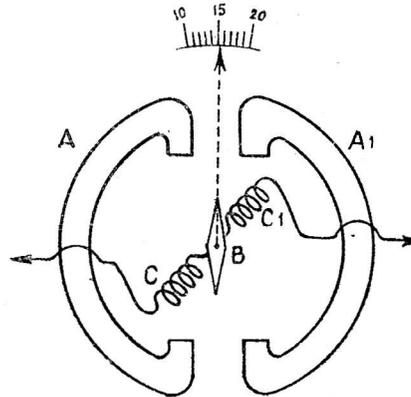


Figure 175

La figure 175 montre les deux aimants permanents A et A1 dont le champ oriente un barreau aimanté B solidaire de l'aiguille du cadran. Le courant à mesurer emprunte les deux bobines en série C et C1 qui agissent alors sur le barreau. Celui-ci se place suivant la résultante des deux champs. Le premier étant constant, du moins à un instant donné, on obtiendra une mesure du second, proportionnelle à l'intensité.

L'étalonnage de l'appareil qui a été réalisé par comparaison d'après un ampèremètre étalon doit être vérifié de temps à autre puisque les aimants directeurs peuvent se désaimanter à la longue.

La mesure d'un courant continu est seule possible puisqu'un champ alternatif produit par un courant alternatif traversant les bobines C et C1 ferait osciller le barreau, donc l'aiguille, autour d'une position moyenne (zéro du cadran).

Ce genre d'appareil est dit « polarisé » les indications étant liées au sens du courant.

Les bornes sont marquées « plus » et « moins » ; une erreur de branchement peut faire dévier l'aiguille hors du cadran, à gauche du zéro.

B. Ampèremètres à fer doux :

Pour éviter la « polarisation » qui vient d'être citée, par conséquent l'impossibilité d'utiliser les ampèremètres à aimant pour la mesure des courants alternatifs, on peut remplacer le barreau aimanté par une palette de fer doux.

Cette deuxième catégorie n'est pas affectée par un changement de sens du courant, elle conviendra aux courants alternatifs.

Le courant parcourt un ensemble de spires S

qui aimantent deux palettes de fer doux, l'une fixe PF et l'autre mobile PM (fig. 176).

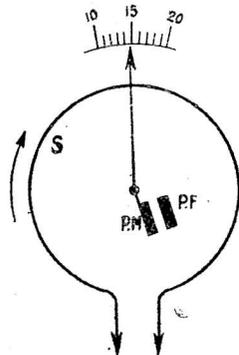


Figure 176

Les faces en regard des deux palettes sont alors des pôles de même nom : elles se repoussent, ce qui déplace l'aiguille solidaire de PM.

L'étalonnage qui est effectué par comparaison avec un ampèremètre thermique peut être faussé avec le temps.

En effet, des aimantations successives de PF et PM finissent par créer une aimantation rémanente qui s'ajoute à celle déterminée par le courant. Les lectures ne sont guère précises.

La graduation n'est valable que pour une fréquence déterminée d'un courant alternatif à cause des phénomènes d'hystérésis et de courants de Foucault qui varient avec cette fréquence.

La valeur des appareils de cette catégorie est liée à la qualité de fer doux entrant dans la constitution des palettes.

C. Ampèremètres à cadre :

Ils sont basés sur le même principe que les galvanomètres de laboratoire, type d'Arsonval (fig. 177).

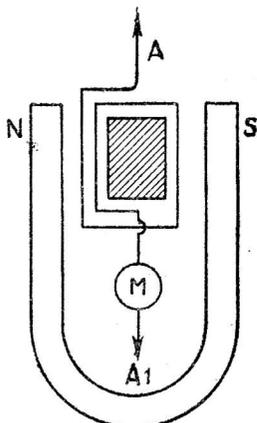


Figure 177

Un cadre léger formé de plusieurs spires est placé entre les branches d'un aimant en fer à cheval dont l'entre-fer est réduit par un cylindre de fer doux.

Le passage d'un courant dans le cadre provoque un champ proportionnel, qui, par réaction sur le champ fixe donne lieu à une résultante.

Le cadre pivote autour d'un axe de suspension AA1 qui remplit également le rôle de connexions. La torsion des suspensions empêche les spires de se placer perpendiculairement aux lignes de force du champ permanent pour un courant très faible. Cet antagonisme n'est pas absolu de façon à permettre une rotation proportionnelle au courant.

L'angle de réflexion d'un rayon lumineux dirigé sur le petit miroir M accusera la torsion d'une suspension, de l'ordre de grandeur de la déviation du cadre.

La lecture par miroir n'est pas compatible avec la pratique industrielle qui fait recourir à une lecture directe sur un cadran.

Le cadre est fixé par son axe autour du cylindre de fer doux, entre les pôles d'un aimant NS (fig. 178). Sa rotation entraîne une aiguille indicatrice.

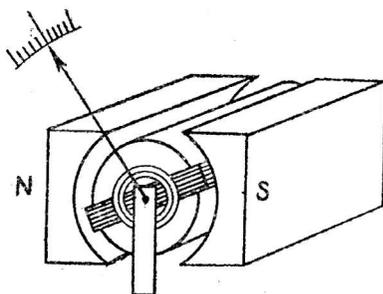


Figure 178

La torsion des fils de suspension est remplacée par l'effort d'un ressort spirale antagoniste.

La sensibilité des ampèremètres à cadre peut être grande : ce n'est qu'une question de faible inertie du cadre (légereté, frottement réduit à l'axe) et de valeur du champ permanent NS (milliampèremètres et microampèremètres).

Comme pour la catégorie A, ces appareils ne conviennent qu'à la mesure des courants continus.

Un courant alternatif ferait osciller le cadre autour d'une position moyenne.

La désaimantation de l'aimant faussera naturellement l'étalonnage.

D. Wattmètres :

Ils mettent à profit l'action d'un courant sur lui-même.

Si A et B sont connectées en série, c'est-à-dire parcourues par le même courant, elles détermineront chacune un champ proportionnel à l'intensité I du courant.

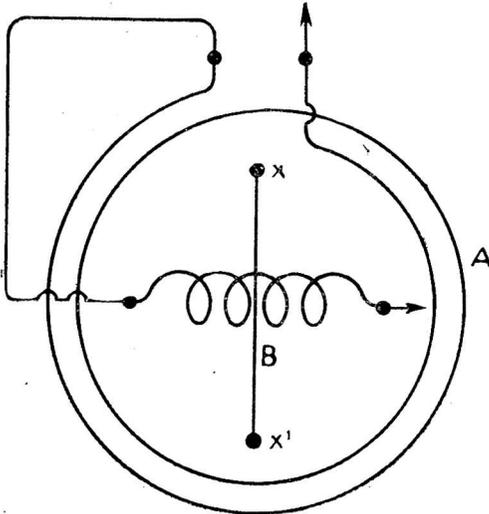


Figure 179

Ces champs auront tendance à se placer parallèlement ce qui entraînera une rotation de la bobine B, seule mobile, autour de l'axe $X X'$.

La rotation de B sera proportionnelle au carré de l'intensité I puisqu'elle est la résultante de deux actions proportionnelles à I .

On peut donc réaliser un ampèremètre qui prendra le nom d'électrodynamomètre.

L'électrodynamomètre conviendra à la mesure du courant continu et alternatif puisque la mise préalable des bobines A et B en série détermine des champs respectifs de position invariable l'un par rapport à l'autre. Si le sens du courant change dans la bobine A, il s'inverse également dans B et toute se passe, au point de vue champ, comme s'il n'y avait pas eu de modification.

L'étalonnage de cet appareil restera fixe dans le temps, car il n'entre pas d'aimant dans sa constitution.

Un électrodynamomètre devient un wattmètre à la suite de quelques modifications.

La puissance d'un courant entre deux points d'un circuit est égale à :

$$P = E I$$

Si la bobine A comporte peu de spires en gros fil et B un grand nombre de tours de fil fin, l'action de A sera proportionnelle à l'intensité I et celle de B à la différence de potentiel E existant entre les deux points considérés. Il faut naturellement que A soit intercalée en série dans le circuit et B en dérivation aux deux points.

La résultante $E \times I$ fournira la puissance du courant en watts, le wattmètre réalisant automatiquement le produit de ces deux valeurs.

Nous verrons plus loin pourquoi les bobines A et B doivent être réalisées respectivement en gros fil et en fil fin.

Obtention de diverses sensibilités ; Shunts

Les constantes de l'enroulement ou du fil dilatable d'un ampèremètre ne lui permettent de fonctionner que dans les limites déterminées à l'avance.

Il est possible d'élargir ces limites en utilisant des shunts réducteurs.

Un shunt est une résistance de valeur fixe que l'on branche en dérivation aux bornes d'un ampèremètre en vue de diminuer sa sensibilité (fig. 180).

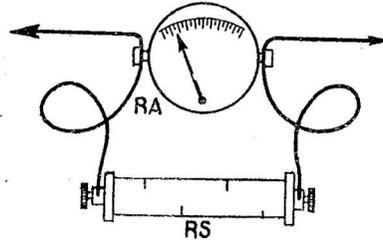


Figure 180

Le shunt est établi, par construction, de manière à ce que sa résistance soit une certaine fraction de la résistance de l'ampèremètre.

Soient R_A la résistance ohmique de l'appareil de mesure et R_S , celle du shunt.

Si R_S est la neuvième partie de R_A , d'après la loi des courants dérivés, les neuf dixièmes du courant passeront à travers le shunt et seulement un dixième par l'ampèremètre.

Pour fixer les idées, supposons posséder un ampèremètre dont la déviation totale de l'aiguille sur le cadran soit obtenue pour une intensité de un ampère. Sa résistance est, par exemple, un ohm.

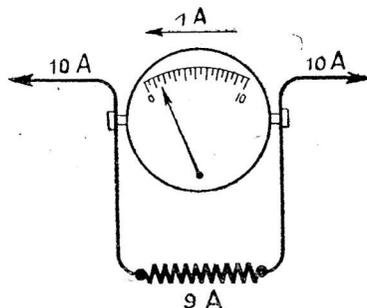


Figure 181

Le fait de le shunter pour une résistance d'un neuvième d'ohm ne lui permettra de marquer un ampère que s'il passe 9 ampères dans la résistance.

Soit deux bobines A et B placées l'une à l'intérieur de l'autre, leurs axes faisant au repos un angle de 90 degrés (fig. 179).

L'intensité totale dans le circuit sera la somme des intensités des deux branches (ampèremètre et shunt) soit 10 ampères (fig. 181).

Si l'ampèremètre accuse 1 ampère lorsqu'il existe une intensité de 10 ampères dans le circuit d'alimentation, on peut dire que sa sensibilité est divisée par 10.

Lorsque ce shunt sera employé, on ne devra plus lire 1 ampère sur le cadran, mais bien 10 ampères.

Si au cours d'une autre mesure, l'ampèremètre marque 0,5 ampère, c'est que l'intensité dans le circuit est 5 ampères.

D'autres shunts dont la résistance serait la 99^e partie, la 999^e partie, de celle de l'ampèremètre donneraient la possibilité de mesurer des intensités de 100, 1.000 ampères.

On conçoit l'utilité de la méthode puisqu'un milliampèremètre convenablement shunté peut convenir à l'appréciation d'intensités extrêmement grandes, pour lesquelles il n'a pas été construit.

LES VOLTMETRES :

Tous les appareils étudiés jusqu'ici peuvent devenir des voltmètres dans certaines conditions.

Les principes des catégories A, B, C, D entrent également dans l'établissement des voltmètres.

Ils ne se différencient des ampèremètres que par leur très haute résistance ohmique.

Ceci posé, voyons comment ils peuvent servir à mesurer une différence de potentiel.

Intéressons dans le circuit d'une pile P, une résistance R et un ampèremètre A (fig. 182).

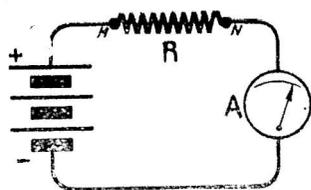


Figure 182

L'ampèremètre A dont la résistance est très faible par définition ne modifiera que fort peu l'intensité dans le circuit qui sera donnée par la loi d'ohm :

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

E étant la différence de potentiel aux bornes de la pile.

Plaçons alors en dérivation sur la résistance R, un autre ampèremètre V dont la résistance aura été accrue par l'interposition d'une forte résistance additionnelle W (fig. 183).

La dérivation ainsi créée n'influe pas appréciablement sur l'intensité générale, précisément à cause de sa résistance élevée.

La présence de la résistance R provoque une chute de tension, il existe donc une différence de potentiel entre les bornes M et N : soit e.

L'intensité dans le circuit M, V, W, N est d'après la loi d'ohm :

$$i = \frac{e}{r}$$

r étant la résistance de l'ampèremètre V et de W.

On tire :

$$e = r i.$$

Mais l'ampèremètre V accuse i. Au lieu de graduer son cadran en unités d'intensité, on effectue par construction le produit r i qui se trouve sur le cadran sous forme d'unités de différence de potentiel : de volts.

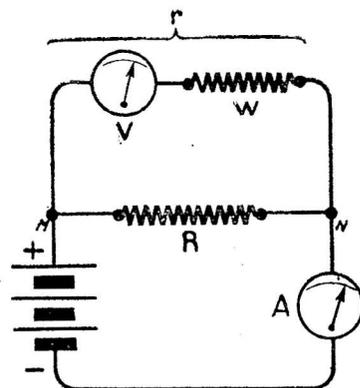


Figure 183

L'ampèremètre V devient un voltmètre à cause de la résistance W. Il marque réellement l'intensité i dans le circuit M, V, W, N mais pratiquement, à cause de la graduation de son cadran, le produit r i qui est égal à la différence de potentiel à mesurer entre M et N.

Les voltmètres, seront des milliampèremètres connectés en série avec une résistance élevée, d'ailleurs contenue dans le boîtier de l'appareil.

On comprend mieux maintenant pourquoi la bobine A du wattmètre mentionné plus haut doit être en gros fil de faible résistance pour

jouer le rôle d'ampèremètre alors que la bobine B est réalisée en fil fin de grande longueur, très résistant, pour donner des indications relatives à la différence de potentiel.

Obtention de diverses sensibilités : bobines de circuit

Tout comme pour les ampèremètres la sensibilité des voltmètres peut-être diminuée par l'adjonction, en série, de résistances additionnelles qui prennent le nom de bobines de circuit (fig. 184).

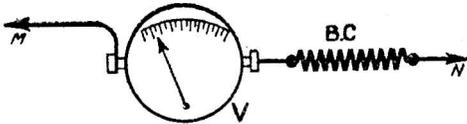


Figure 184

Ces bobines produisent une chute de tension supplémentaire qui diminue la différence de potentiel que le voltmètre doit mesurer si l'en-

semble (bornes M et N) est placé en dérivation aux bornes d'un circuit dont la tension est plus élevée que celle pour laquelle le voltmètre seul a été établi.

Si l'on veut mesurer une différence de potentiel 1.000 volts à l'aide d'un voltmètre 100 volts la bobine de circuit devra produire une chute de tension de 900 volts.

CONCLUSIONS

Il ressort que les ampèremètres devront avoir une résistance ohmique très faible devant celle du circuit dans lequel ils sont intercalés en série, afin de ne pas diminuer l'intensité qu'ils sont chargés de mesurer.

Par contre, les voltmètres seront de résistance très élevée vis-à-vis de celle du circuit aux bornes duquel ils sont mis en dérivation, pour ne pas créer une chute anormale de la tension qu'ils doivent apprécier.

Les voltmètres de faible prix de revient n'ont pas toujours cette qualité et se rapprochent pratiquement trop des ampèremètres.

SEIZIEME LEÇON.

Généralités sur les lampes à plusieurs électrodes

Avant de commencer l'étude si fertile en applications des lampes à plusieurs électrodes, il convient d'exprimer quelques idées assez générales.

Les lampes à plusieurs électrodes portent des noms très divers qui sont autant d'appellations imparfaites puisqu'elles n'évoquent qu'une de leurs caractéristiques qui sont nombreuses.

Nous pouvons citer : Audion, tube à vide, tube thermionique, tube électronique, lampe à trois ou quatre électrodes, triode et tétraode.

« Audion », du latin audire : entendre, ne signifie pas grand chose.

« Tube à vide » n'est pas suffisant : beaucoup d'autres appareils requièrent une enceinte vide d'air, les simples lampes électriques d'éclairage, par exemple.

« Tube thermionique, tube électronique », peuvent s'appliquer à tous les appareils dont la cathode, incandescente ou non, est une source d'électrons (ampoule cathodique, tube à rayons X).

« Triode et lampe à trois électrodes, tétraode et lampe à quatre électrodes » sont synonymes et ne fixent qu'une particularité, le nombre d'électrodes, caractéristique qui peut être commune à d'autres organes.

Pour dénommer plus logiquement ces lampes utilisées en Radiotechnique, il faut recourir à un caractère qui leur est propre.

Nous proposons l'expression « Relais électronique » beaucoup plus exacte, sans nous cacher l'inanité d'un tel vœu puisque les appellations déjà citées sont entrées dans la langue française.

Certains organes, composés de deux électrodes dans le vide, que l'on utilise comme conducteurs unilatéraux pour réaliser le redressement du courant alternatif prendront les noms de « valves électroniques » ou de « valve à gaz » suivant le phénomène qui assure leur fonction.

« Valve » qui possède à peu près le sens de « clapet » montre par analogie avec la

mécanique qu'il y a un écoulement de fluide dans un seul sens.

Ceci posé, voyons toujours d'une façon très générale pourquoi ces appareils sont des relais.

SYSTEMES AMPLIFICATEURS, DETECTEURS, OSCILLATEURS

Les systèmes amplificateurs portent ce nom du fait qu'une faible énergie qui leur est appliquée provoque la libération utilisable d'une énergie plus grande. Si l'énergie libérée est le double de l'énergie initiale on a coutume de dire que l'amplification est équivalente à « deux ».

Pratiquement cette expression est acceptable bien que théoriquement une énergie ne puisse être « amplifiée » ; on peut seulement lui « substituer » une énergie proportionnellement plus grande. Ce facteur proportionnel est précisément ce qu'on appelle le coefficient d'amplification.

Le mot « substituer » employé ci-dessus montre ce qui peut se passer dans un système amplificateur.

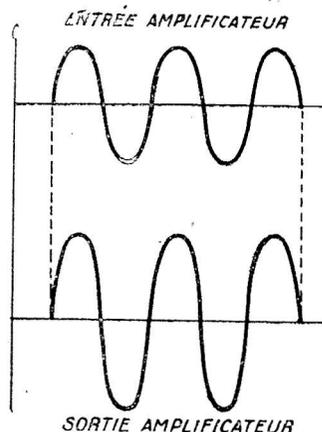


Figure 185

L'énergie (courant alternatif haute fréquence collecté par un cadre, une antenne ou courant alternatif basse fréquence d'un circuit détec-

teur) de faible valeur peut impressionner un dispositif convenable qui réagira en libérant une énergie plus importante (courant HF ou BF de plus grande amplitude) (fig. 185).

Mais il faut bien se pénétrer de l'idée que l'énergie résultante n'est pas la même que l'énergie initiale.

Tout se passe comme si cette dernière avait été amplifiée.

L'apport d'énergie nécessaire ne peut se faire qu'au détriment de sources d'alimentation locales du système amplificateur. On se trouve donc bien devant un effet de « relais ».

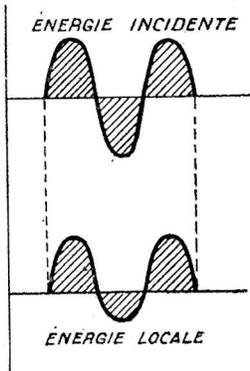


Figure 186

Les systèmes détecteurs jouent le rôle de conducteurs unilatéraux qui suppriment une alternance d'un courant alternatif (Voir huitième leçon, page 38).

Dans le cas où l'effet détecteur est demandé à un relais électronique, l'énergie résultante peut être amplifiée ou non, mais la résultante unilatérale est encore dûe à une source locale (fig. 186).

On assiste encore à un effet de relais.

Ces relais électroniques peuvent transformer l'énergie qui les alimente sous forme de courant continu, en oscillations haute fréquence.

Ils deviennent « oscillateurs ».

L'énergie locale agit sur elle-même suivant un mécanisme qui sera étudié en détail.

Des milliers ou des millions de fois par seconde l'apport d'une certaine quantité d'énergie provoque une réaction dont l'effet est de diminuer ce déséquilibre qui tendait à croître : il s'ensuit une série d'oscillations forcées.

Les réactions successives ne peuvent se produire qu'à la faveur d'un effet de relais.

L'avantage le plus précieux des relais électroniques est de n'avoir pas d'« inertie » appréciable ; leur résistance peut être réduite jusqu'à zéro et même devenir négative. A cet instant, non seulement leur résistance n'existe plus, mais devient une véritable « conductance ».

Les relais électroniques peuvent être différenciés entre eux par le nombre de « grilles » qu'ils possèdent. La grille est une électrode de forme spéciale qui sert à produire l'effet de relai.

Nous parlerons de monogrigle, de bigrigle, de trigrigle suivant qu'il existera une, deux ou trois grilles. Le genre féminin sera conservé pour ces appellations de façon à sous-entendre le mot « lampe » et à ne pas choquer des habitudes de langage.

Exemple : « Une monogrigle » pour « Une lampe à une grille ».

Les observations faites au début de la leçon ont eu surtout pour but de mieux faire comprendre les phénomènes mis en jeu ; nous aurons néanmoins la sensation d'avoir accompli une œuvre utile si elles sont écoutées.

Cours de Radio

DIX-SEPTIEME LEÇON

Effet Edison — Valve — Monogrille — Bigrille

La recherche de la constitution de la matière est un problème qui a préoccupé les physiciens de tous temps.

On s'était accordé, depuis des centaines d'années, à dire que les corps étaient formés de molécules et ces molécules, d'atomes.

Atome, veut dire en grec « que l'on ne peut couper » ; ainsi l'atome est étymologiquement la plus petite parcelle que l'on puisse envisager, si petite, qu'elle est indivisible.

Les acquisitions scientifiques de ces dernières années montrent que l'atome n'est pas d'une constitution homogène, mais formé d'un noyau positif autour duquel gravitent des électrons qui sont des corpuscules chargés négativement.

Les électrons se déplacent autour du noyau suivant des trajectoires appelées « orbites » telles la Terre autour du Soleil ou la Lune autour de la Terre, en réalisant ainsi un véritable système planétaire.

Le nombre d'électrons est variable et caractérise chaque corps. L'hydrogène comporte un noyau positif et un électron ; le néon, un noyau positif et 10 électrons ; le baryum, un noyau positif et 56 électrons ; le thorium, un noyau positif et 90 électrons, etc.

La stabilité du système formé implique l'égalité en valeur absolue de la charge positive du noyau et de la charge négative des électrons.

Si pour une raison quelconque un électron quitte son orbite, la diminution de charge négative conduit à rendre l'atome plus positif ; l'électron dissident ne peut guère s'éloigner à moins qu'il ne soit sollicité vers l'extérieur par une charge encore plus positive que celle du système qu'il veut quitter.

Les métaux renferment généralement beaucoup d'électrons dont les plus éloignés du noyau, les « électrons périphériques » ont tendance à s'échapper d'autant plus que la température absolue est élevée.

Un métal chauffé serait donc susceptible de libérer beaucoup plus d'électrons, s'ils n'étaient retenus en surface par la charge positive que leur départ provoque.

La figure 187 montre un filament de tung-

stène (74 électrons par atome) analogue à celui des lampes à incandescence, échauffé dans le vide par un courant électrique.

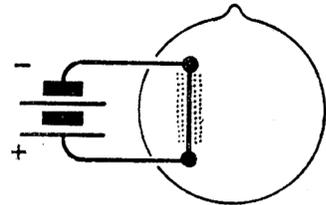


Fig. 187

Les électrons libérés par l'élévation de température forment un « nuage » autour du filament, exagéré quel que peu, par nécessité de dessin.

Si l'on place, à proximité du filament, une électrode de large surface et que l'on porte cette électrode à un potentiel très positif, les électrons se déplaceront dans le champ électrique formé et pourront vaincre la faible charge qui les retenait (fig. 188).

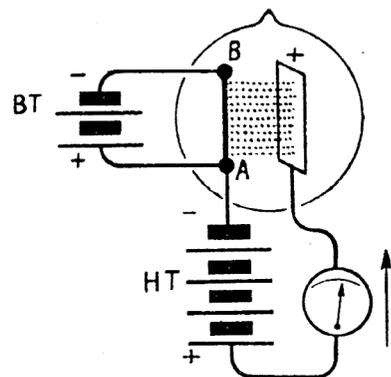


Fig. 188

A cause de sa forme, l'électrode de grande surface par rapport à celle du filament prend le nom de « plaque ».

La figure 188 indique de quelle façon cette plaque est rendue positive vis-à-vis du fila-

ment : par la présence d'une batterie H.T. intercalée en série dans le circuit filament-plaque.

S'il existe une différence de potentiel de 80 volts entre les bornes de la batterie H.T., la même différence aura lieu entre le filament et la plaque, et son sens dépendra de celui de branchement de la batterie.

Une remarque est néanmoins nécessaire.

La batterie B.T. qui débite à travers le filament possède, elle aussi, une différence de potentiel à ses bornes; la même différence existe aux extrémités de ce filament : soit 4 volts, par exemple (fig. 189).

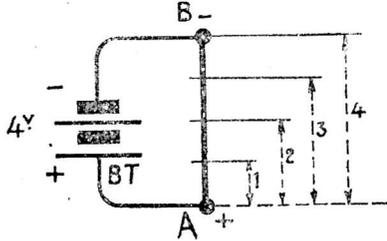


Fig. 189

Le filament est doué d'une certaine résistance ohmique : il se produira une chute de tension le long de celui-ci.

Chute : un volt pour le premier quart.

» deux volts pour la moitié.

» trois volts pour les trois-quarts.

» quatre volts pour la totalité.

Si donc, il existe une différence de potentiel de 80 volts entre la plaque et l'extrémité A du filament, il y aura 84 volts entre cette plaque et l'extrémité B.

Les deux extrémités A et B du filament ne sont pas au même potentiel par rapport à la plaque mais comme la valeur absolue de la batterie H.T. est très grande vis-à-vis de celle de la batterie B.T., on peut négliger pratiquement cette particularité : il suffit de dire que le potentiel moyen est de

$$\frac{80+84}{2} = 82 \text{ volts.}$$

par rapport au milieu du filament, si l'on veut être exact.

L'observation du milliampèremètre placé en série dans le circuit filament-plaque du montage de la figure 188 indique la présence d'un courant de sens : plaque — filament.

La direction est le sens normal de décharge de la batterie H.T. (du plus vers le moins).

La présence de ce courant peut être expliquée de la manière suivante :

L'apport d'électricité négative sur la plaque, sous forme d'électrons libres, est compensé par un apport égal, mais positif par la batterie H.T.

Si l'on observe l'allure de l'intensité dans le circuit en fonction de différentes tensions plaque on s'aperçoit qu'elle croît pratiquement d'une façon proportionnelle à la différence de potentiel entre plaque et filament (fig. 190).

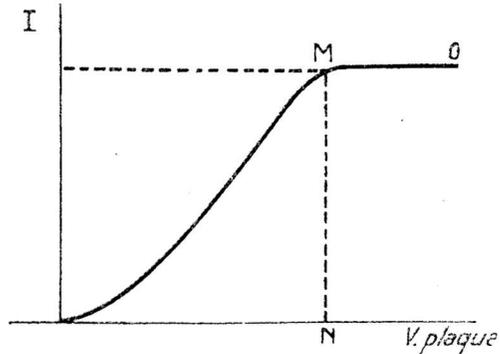


Fig. 190

L'augmentation de la tension-plaque à partir d'une valeur limite N ne provoque plus d'accroissement d'intensité : à ce moment on peut dire que tous les électrons émis par le filament atteignent la plaque (palier MO).

On appelle cette valeur le courant de saturation.

Si l'on augmente l'émission électronique du filament en le portant à une température supérieure, la valeur du courant de saturation ne sera augmentée que si la tension-plaque croît également (Richardson).

La figure 191 représente différents courants de saturation pour des températures croissantes du filament.

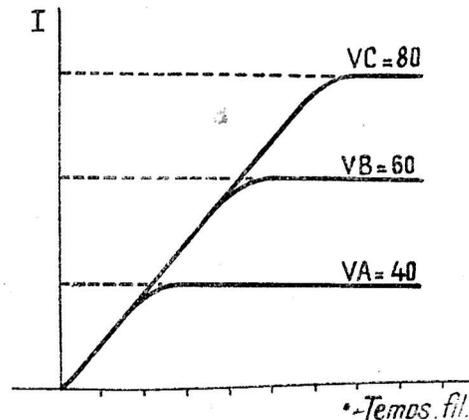


Fig. 191

Les trois courbes VA, VB, VC correspondant à des tensions-plaque constantes, 40, 60, 80 volts établissent que le moment de la saturation est retardé si la tension-plaque augmente, à condition que la température du filament prenne des valeurs supérieures.

Autrement dit l'augmentation séparée de la température du filament, ou de la tension-plaque ne conduit à une augmentation d'intensité dans le circuit plaque-filament que si l'on se trouve au-dessous de la valeur de saturation.

Au moment où cette valeur est atteinte, seul un accroissement simultané permet de le reporter plus loin.

Les valves, composées d'un filament et d'une plaque concentrique, sont des organes à conduction unilatérale puisque le courant ne peut les traverser que dans le sens plaque-filament (fig. 192).

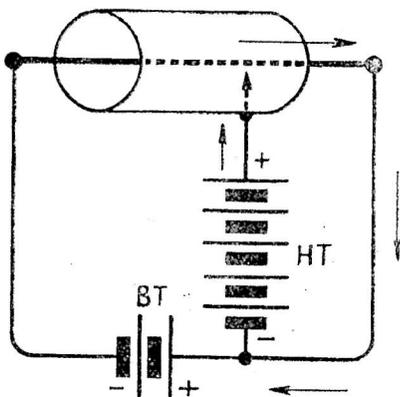


Fig. 192

Un groupe de deux valves ou une seule munie de deux plaques, fournit le moyen de redresser le courant alternatif.

La batterie HT de la figure 192 est remplacée par un secondaire de transformateur dont le primaire est alimenté par le courant alternatif à redresser. Le secondaire possède une prise médiane et fournit une tension totale théoriquement égale au double de la tension qu'il faut obtenir.

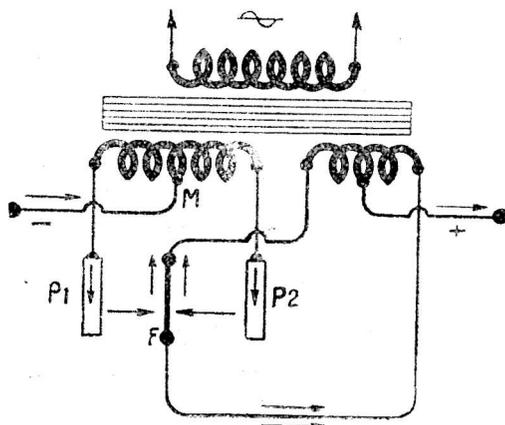


Fig. 193

Pratiquement elle doit être supérieure au double pour compenser la chute de tension qui a lieu à l'intérieur des valves.

L'examen de la figure 193 montre que les plaques de la valve biplaque sont alternativement positives et négatives par rapport au point milieu M du secondaire du transformateur.

A chaque période du courant alternatif les plaques sont positives par rapport au filament, à tour de rôle. Au même instant, lorsque l'une d'elles est positive, l'autre est négative (fig. 194).

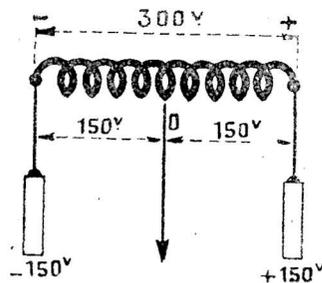


Fig. 194

Le filament de la valve est alimenté par un secondaire séparé à prise médiane qui fournit la tension nécessaire.

On conçoit ce qui peut se passer.

Le courant correspondant à une alternance du courant alternatif empruntera le chemin « P2-Filament » et celui de l'autre alternance « P1-Filament ». Dans un circuit extérieur branché aux bornes latérales plus et moins, le courant aura le même sens de déplacement : il aura été redressé.

La figure 195 indique la forme du courant alternatif initial et celle du même courant redressé.

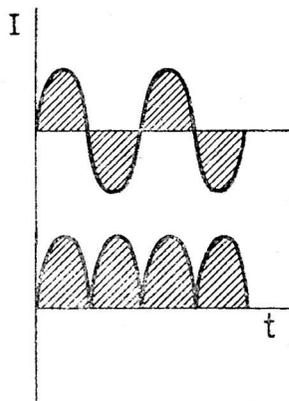


Fig. 195

La résultante n'est plus alternative mais toujours ondulée. Un ensemble de self-inductions et de capacités, appelé « filtre » (fig. 196)

permet d'obtenir une amplitude plus ou moins constante (fig. 197).

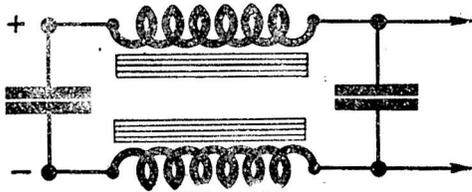


Fig. 196

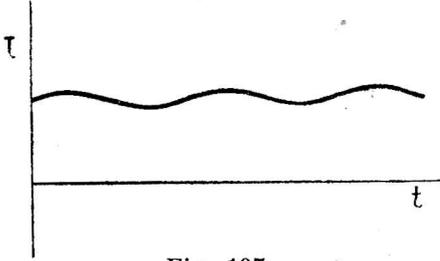


Fig. 197

Les self-inductions à noyau de fer agissent par inertie comme un volant mécanique, absorbent au moment des maxima et restituent pendant les minima. La charge et la décharge des condensateurs qui se produisent au moment voulu contribuent à la régularisation.

ADJONCTION D'UNE GRILLE

La grille est une troisième électrode qui peut affecter la forme d'un ressort en spirale ou celle d'un réseau à fils parallèles (fig. 198).



Fig. 198

La grille entoure concentriquement le filament sans toutefois le toucher (fig. 199). Elle est donc située entre le filament et la plaque de façon à ce que les électrons soient obligés de traverser ses mailles.

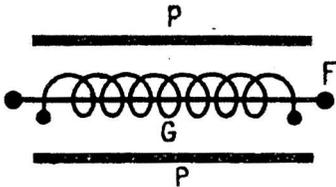


Fig. 199

Une valve dont le filament est entouré d'une grille devient une « monogridde ».

Si dans un montage la grille est libre c'est

à-dire ne fait partie d'aucun circuit, sa présence ne modifie pratiquement pas le bombardement de la plaque par les électrons issus du filament. La valeur du courant de saturation ne change pas.

Mais si l'on donne des potentiels déterminés à cette grille, par rapport au filament, elle va jouer un rôle « régulateur ».

Très négative, elle s'opposera au passage des électrons en les repoussant; positive, elle accélérera la vitesse des électrons qui passeront en plus grand nombre; très positive, elle jouera le rôle de plaque en accaparant les électrons aux dépens de la véritable.

Réalisons le montage d'une monogridde suivant la figure 200.

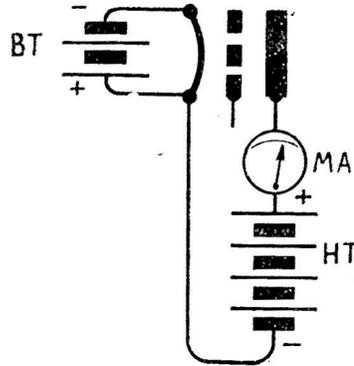


Fig. 200

La grille restant libre reçoit, par sa présence même, un certain nombre d'électrons qui tendent à lui donner une charge négative. On peut vérifier ce fait en reliant la grille au sol ou en touchant la borne correspondante avec le doigt, ce qui revient au même : la charge négative s'écoule aussitôt, ce qui rend la grille plus positive; le milliampèremètre MA accuse une légère augmentation d'intensité dans le circuit plaque-filament.

Relions maintenant la grille à l'extrémité positive du filament; elle devient positive par rapport à la majeure partie de celui-ci; il s'en suit une augmentation d'intensité plaque-filament appréciable grâce au milliampèremètre.

Relions la grille à l'extrémité négative du filament; elle devient négative par rapport au reste de ce filament : légère diminution de l'intensité plaque-filament (si toutefois la tension plaque est assez grande).

En fixant le potentiel de la grille à des valeurs positives ou négatives beaucoup plus importantes, à l'aide d'une batterie de piles auxiliaires par exemple, on obtiendrait des variations de l'intensité-plaque plus marquées.

Il est maintenant compréhensible comment l'adjonction d'une grille à une valve permet de

réaliser l'effet « relais ». Une légère variation du potentiel de la grille amène des fluctuations correspondantes du courant-plaque.

BIGRILLE

Au lieu d'une seule grille, on peut envisager la présence de deux grilles concentriques au filament (fig. 201).

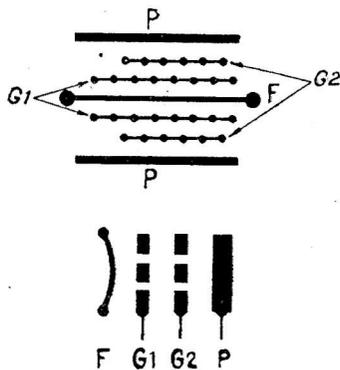


Fig. 201

Le fait de porter la grille interne G1 à un potentiel très supérieur à celui du filament mais inférieur à celui de la plaque favorise le travail d'extraction des électrons : G1 s'appellera grille accélératrice.

G2 subsiste et reste la grille de contrôle du courant-plaque.

Le principal avantage des bigrilles est d'autoriser une diminution, qui peut atteindre 80 % du potentiel-plaque, puisque la grille G1 augmente, dans le même sens, le champ électrique qui agit sur les électrons.

Nous verrons plus loin qu'il est possible d'adjoindre une grille spéciale qui porte le nom de « grille-écran », l'explication de son rôle exigeant des connaissances plus étendues qui seront acquises au cours des leçons suivantes.

REALISATIONS

L'ensemble des électrodes est fixé à l'intérieur d'un globe de verre dans lequel un vide très poussé a été obtenu par pompage et parfait grâce à la volatilisation d'une pastille de magnésium.

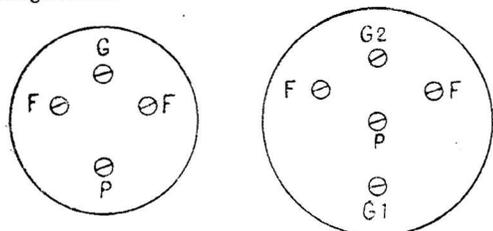


Fig. 202

Les électrodes sont réunies à des broches dissymétriques scellées dans un culot.

La figure 202 représente la disposition des broches d'une monogrigille et d'une bigrille.

Dans le cas de la bigrille il y a lieu de ne pas confondre les broches relatives à la grille interne accélératrice (G1) et à la grille externe de contrôle (G2).

Les dimensions, la forme et la distance qui séparent les électrodes sont très variables et déterminent les caractéristiques de chaque type.

La nature du filament et ses dimensions fixent sa valeur « électronique » et l'énergie qu'il faudra lui fournir.

Il existe deux catégories principales :

1° Les filaments de tungstène pur qui consomment environ huit dixièmes d'ampère sous quatre volts. Ils tendent à être abandonnés à cause de leur grande consommation pour une émission électronique relativement faible ;

2° Les filaments de tungstène enrobés d'une pellicule d'un métal riche en électrons (thorium, baryum). Ces filaments consomment de six centièmes à un dixième d'ampère sous quatre volts. Ils libèrent leurs électrons à une température inférieure à celle qui est nécessaire au tungstène pur.

Certains filaments sont établis de façon à ne requérir qu'une tension de un volt à leurs extrémités, mais ne jouissent pas d'une faveur aussi grande que les autres.

Les chiffres donnés sont arbitraires, seule la température à laquelle est porté le filament est à considérer en dehors des conditions les plus pratiques d'alimentation.

ALIMENTATION

La tension aux extrémités du filament est fournie par accumulateurs ou piles (basse-tension = 4 volts).

La capacité en ampères-heures de ces sources doit être calculée de façon à satisfaire aux conditions d'emploi.

Un rhéostat intercalé dans le circuit permet de modifier l'intensité, donc le pouvoir émissif du filament.

Les sources haute-tension sont également réalisées par accumulateurs ou piles (40 à 120 volts).

Les stations fixes peuvent employer le courant alternatif des secteurs de distribution après redressement et filtrage ou le courant continu après filtrage à cause de sa forme plus ou moins ondulée.

L'emploi du courant continu produit par l'échauffement de piles thermo-électriques a été proposé. L'idée est séduisante, malheureusement le rendement de ces piles est très faible et leur réalisation délicate.

DIX-HUITIEME LEÇON

Caractéristiques statiques des relais électroniques

Fonction amplificatrice

La caractéristique d'un relais électronique est la courbe représentative des variations d'intensité qui ont lieu dans le circuit plaque-filament en fonction des potentiels négatifs et positifs de la grille par rapport à une extrémité du filament.

Cette courbe prend le nom de « caractéristique-plaque » alors qu'une autre qui traduira les variations d'intensité dans le circuit grille-filament, toujours en fonction du potentiel grille, sera dénommée « caractéristique-grille ».

Les caractéristiques ainsi déterminées sont dites « statiques » car elles correspondent à un état de repos et non au fonctionnement réel du relais électronique.

Ces courbes sont précieuses puisqu'elles servent de base à l'explication des phénomènes dynamiques.

Détermination des caractéristiques :

Alimentons, comme il a été déjà dit, une monogrise (batteries haute et basse tensions), fig. 203.

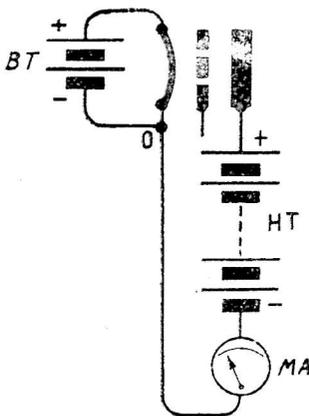


Fig. 203

Un milliampèremètre MA est intercalé en série dans le circuit plaque-filament, afin de contrôler l'intensité.

Introduisons entre la grille et l'extrémité négative du filament une batterie de piles (tension 10 volts environ) dont le pôle négatif est tourné vers la grille (fig. 204).

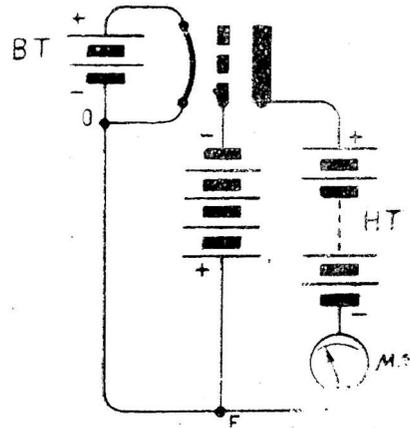


Fig. 204

Le potentiel de cette électrode sera de « moins dix volts » par rapport à l'extrémité du filament (comptée comme point origine) qui est la plus négative.

L'aiguille du milliampèremètre MA reste au zéro. En effet, la grille, étant très négative, repousse les électrons qui sont négatifs, eux aussi, par définition.

Si l'on rend la grille moins négative en diminuant le nombre des éléments de piles insérés dans son circuit, on s'aperçoit qu'un courant d'intensité croissante prend naissance dans le circuit plaque-filament. Devenant de moins en moins négative par rapport au filament, la grille s'oppose moins au passage des électrons qui atteignent la plaque en plus grand nombre.

Continuons la suppression des éléments de la batterie grille jusqu'au dernier et réunissons directement la grille en O (fig. 205).

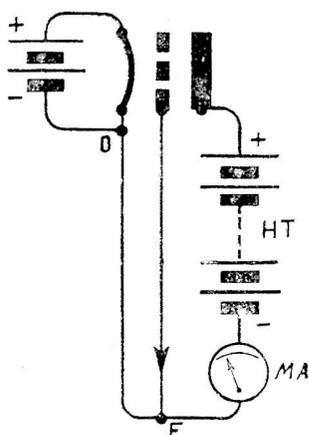


Fig. 205

Sur la figure 205, on peut voir que le retour de grille se fait en F par esprit de symétrie, ce qui revient au même (F est au même potentiel que O si le conducteur FO est de résistance négligeable)

La déviation de l'aiguille du milliampère-mètre MA croît toujours. La grille est au potentiel du point O et ne repousse plus les électrons.

Insérons à nouveau la batterie grille dans le circuit de celle-ci, mais, cette fois, élément par élément, le dernier pôle positif étant tourné vers la grille (fig. 206).

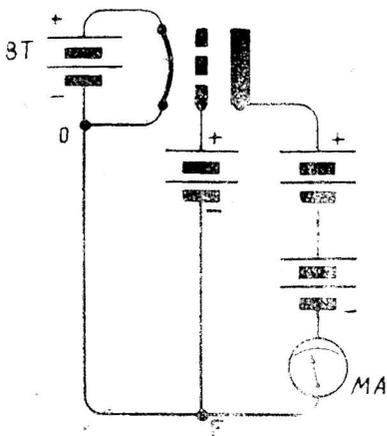


Fig. 206

La grille acquiert alors des potentiels positifs croissants par rapport à O. Elle attirera d'autant plus les électrons négatifs et facilitera leur progression vers la plaque. Le milliampère-mètre MA accusera des intensités croissantes.

Les chiffres obtenus permettent de tracer la caractéristique plaque en fonction des potentiels grille.

Les intensités (milliampères plaque-filament) sont portées en ordonnée et les potentiels grille en abscisse (fig. 207).

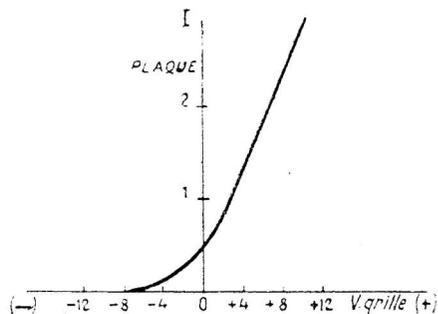


Fig. 207

L'abscisse comporte naturellement une région négative (à gauche de l'ordonnée), puisque nous avons envisagé des potentiels de ce signe.

L'examen de la courbe montre que le courant apparaît dans le circuit plaque-filament pour un potentiel grille d'environ moins six volts, atteint une valeur d'un demi-milliampère lorsque la grille est au même potentiel que le point O et croît ensuite proportionnellement aux potentiels positifs de la grille.

Ces chiffres sont, d'ailleurs, arbitraires et ne sont destinés qu'à fournir un exemple.

Pour un même relais électronique, ils ne correspondent qu'à des valeurs données et constantes de la température du filament (tension BT) et de la valeur positive de la plaque (tension HT).

Si l'on avait placé un microampèremètre dans le « circuit grille », on aurait pu tracer de même la caractéristique grille (fig. 208).

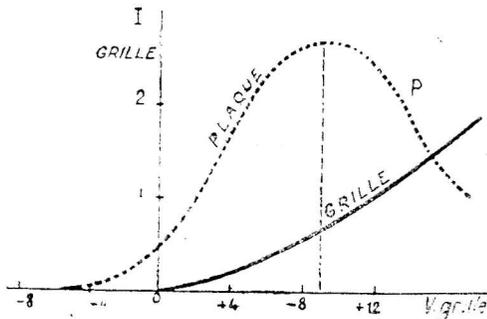


Fig. 208

On s'aperçoit qu'un courant grille apparaît un peu avant que la grille soit au potentiel du filament (point O) dont l'intensité augmente vite pour des valeurs positives. La grille commence à jouer le rôle de plaque au détriment de la véritable vers « plus 10 volts ».

Au delà de ce potentiel, la partie plon-

geante P de la caractéristique plaque indique bien l'action parasite de la grille.

Il faut dire, dès maintenant, que ces régions positives ne sont pas utilisées en Radio-technique.

COEFFICIENT D'INCLINAISON OU PENTE S

Ce coefficient exprime la variation d'intensité plaque-filament, en milliampères, pour une variation d'un volt du potentiel de la grille.

Pour que le coefficient d'inclinaison ait une signification, il faut le déterminer dans la partie rectiligne de la caractéristique, là où les modifications du courant plaque-filament sont proportionnelles à celles du potentiel grille.

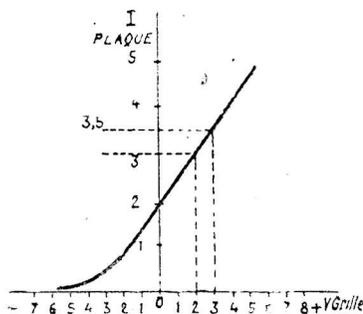


Fig. 209

L'examen de la figure 209 montre qu'une variation d'un volt amène un accroissement d'intensité plaque d'un demi-milliampère, par exemple.

L'inclinaison ou pente sera exprimée: « 0,5 milliampère par volt ».

FACTEUR D'AMPLIFICATION K

Recommençons le tracé de la courbe caractéristique plaque d'une monogridde en utilisant une source haute tension de valeur plus élevée.

On obtient une seconde courbe parallèle à la première et déplacée vers la gauche, région d'abscisse négative (fig. 210).

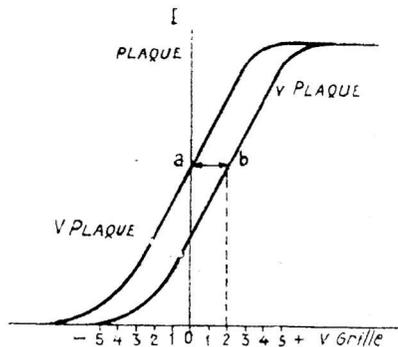


Fig. 210

Un potentiel plaque supérieur a eu pour effet de solliciter les électrons en plus grand nombre et beaucoup plus tôt, c'est-à-dire pour des potentiels grille plus négatifs que dans l'expérience précédente.

Le facteur d'amplification est le rapport de la variation de potentiel-plaque à la variation de potentiel-grille qui fournit la même valeur de courant dans le circuit plaque-filament.

D'après la figure 210, on se rend compte que l'intensité-plaque Oa était obtenue avec une tension-plaque V pour un potentiel de grille nul (point zéro).

La même intensité Oa n'est produite avec une tension-plaque v que si le potentiel-grille devient positif de quelques volts (deux volts sur la figure 210).

Une variation de $(V-v)$ volts-plaque équivaut à une variation vg de la grille.

$$K = \frac{V-v}{vg}$$

Exemple. — Les courbes caractéristiques ont été relevées pour des tensions-plaques de 60 et 80 volts. Il faut rendre la grille plus positive de deux volts pour conserver la même intensité plaque-filament avec la tension-plaque 60 volts.

$$\text{On a : } K = \frac{80-60}{2} = 10.$$

Autrement dit, une variation d'un volt du potentiel-grille provoque le même effet qu'une variation de dix volts du circuit-plaque.

RESISTANCE INTERNE

Dans la région correspondant à la partie rectiligne de la caractéristique-plaque, des variations de la tension-plaque provoquent des variations proportionnelles de l'intensité-plaque.

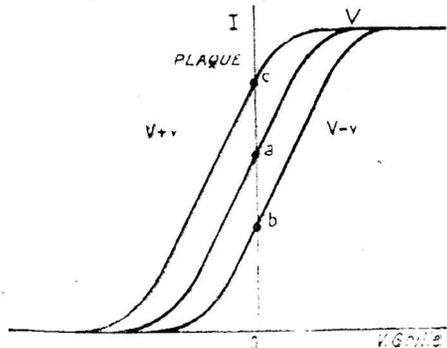


Fig. 211

La figure 211 représente des caractéristiques-plaque correspondant à des tensions-plaque, V (au milieu), $V-v$ (à droite) et $V+v$ à gauche.

On voit que la résultante plaque est proportionnelle à l'accroissement ou à la diminution v , puisque, dans les deux cas, ab milliampères est égal à ac milliampères.

Dans la partie rectiligne des caractéristiques on peut dire :

$$q = \frac{v}{a \cdot b}$$

$$q = \frac{v}{a \cdot c}$$

ce qui revient à la même valeur.

C'est la résistance interne de la lampe.

EQUATION DE BARKAUSEN

Par analogie avec la loi d'Ohm :

$$E = R I$$

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

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

on peut lier de même l'inclinaison (variation d'intensité), le facteur d'amplification (variation de potentiel) et la résistance interne d'un relais électronique :

$$K = S \times q$$

$$S = \frac{K}{q}$$

$$q = \frac{K}{S}$$

La connaissance de deux des valeurs K , S et q permet de calculer facilement la troisième.

EQUATION FONDAMENTALE

Nous avons vu que, dans un relais électronique, une variation vg du potentiel de la grille amène une augmentation d'intensité ip dans le circuit-plaque.

On pourrait obtenir la même augmentation ip en faisant croître le potentiel de la plaque d'une valeur vp égale à

$$vp = K \cdot vg$$

K étant le facteur d'amplification par définition.

La variation d'intensité dans le circuit-plaque équivaut à :

$$ip = \frac{v \cdot p}{q}$$

donc à :

$$ip = \frac{K \cdot v \cdot g}{q}$$

Si les variations de potentiels grille et plaque sont produites en même temps, la résultante totale devient :

$$ip = \frac{K \cdot v \cdot g + v \cdot p}{q}$$

FONCTIONNEMENT DYNAMIQUE

Jusqu'ici nous n'avons provoqué des modifications de la valeur du potentiel qu'en interposant une batterie de piles entre la grille et l'extrémité négative du filament.

En radiotélégraphie ou phonie, ce sont des oscillations haute ou basse fréquence qui sont appliquées à l'espace filament-grille et amènent des variations du potentiel grille, en vue d'obtenir des fluctuations correspondantes dans le circuit plaque (amplification, détection, oscillation).

Dans ce cas, qui représente l'utilisation réelle des relais électroniques, le potentiel de la grille oscille autour d'un potentiel moyen qui est celui fixé par le retour du circuit au filament (fig. 212).

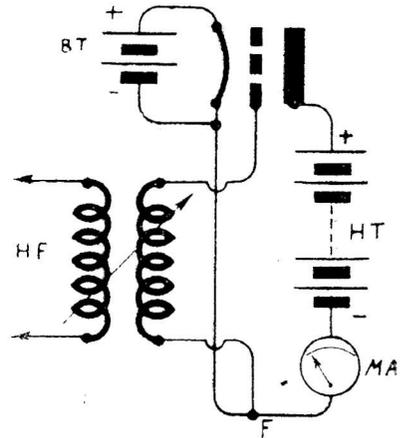


Fig. 212

En l'absence d'oscillations appliquées à la grille le courant « permanent » d'intensité i_0 qui siège dans le circuit plaque-filament est celui fixé par le potentiel de la grille grâce au retour à une extrémité du filament.

La figure 209 donne par exemple :

$$i_0 = 2 \text{ milliampères}$$

Si l'oscillation incidente qui alimente l'espace filament-grille est de forme sinusoïdale, d'amplitude $v \cdot g$ efficace ($v \cdot g$ maximum divisé par racine de deux — voir dixième leçon, page 28) la grille subira des variations positives et négatives autour de son potentiel moyen V .

$$-v \cdot g \text{ — } V \text{ — } +v \cdot g$$

Ses valeurs extrêmes seront :

$$V - v \cdot g \text{ et } V + v \cdot g$$

Les variations d'intensité efficace dans le circuit plaque-filament seront à instant donné :

$$j = \frac{K v g}{\varrho}$$

Pour que le courant plaque soit utilisable nous verrons qu'en pratique on dispose en série avec la plaque un circuit oscillant ou non qui peut être considéré comme une résistance R (fig. 213).

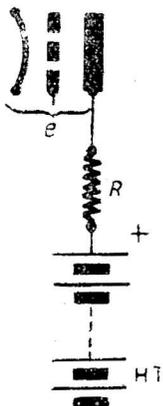


Fig. 213

Cette résistance doit être additionnée à la résistance interne ϱ du relais électronique.

On obtient enfin :

$$j = \frac{K v g}{R + \varrho}$$

Disons dès maintenant que le maximum de puissance utilisable aux bornes de la résistance R est obtenu lorsque :

$$R = \varrho$$

C'est d'ailleurs le cas très général d'un générateur (relais électronique) dont la résistance interne (ϱ) doit être autant que possible de même valeur absolue que celle du circuit d'utilisation (R).

Remarque : Au cours du relevé des courbes caractéristiques, on a pu remarquer que les pôles communs des deux batteries B T et H T étaient les deux négatifs, ceci dans le but d'expliquer plus facilement la valeur du potentiel de la grille par rapport au filament.

En pratique les pôles communs sont le « plus B T » et le « moins H T » afin d'augmenter de la moitié de la valeur de la batterie B T, le potentiel de la plaque par rapport au milieu du filament (fig. 189).

RELAIS BIGRILLE

Le fait d'entourer le filament d'une grille auxiliaire portée à un potentiel de l'ordre de grandeur de celui appliqué à la plaque facilite

l'extraction des électrons, ce qui autorise la plaque à fournir un champ électrique moindre. Il en découle une diminution de la tension plaque (fig. 214).

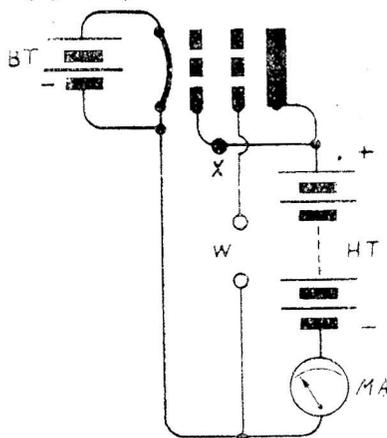


Fig. 214

Si l'on relève la caractéristique statique d'une bigrille d'une manière analogue à celle qui a été employée pour la monogrille, on obtient une courbe assez semblable (fig. 215).

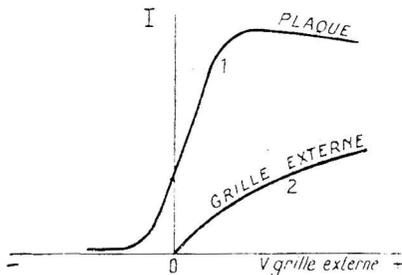


Fig. 215

Un autre milliampèremètre intercalé dans le circuit de la grille interne, en X, toujours portée au potentiel de la plaque, fournira des indications sur l'intensité du courant dans ce circuit (courbe 3, fig. 216).

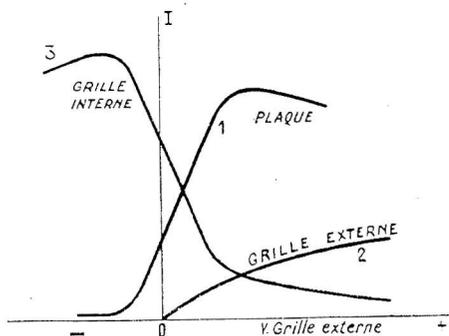


Fig. 216

Pour des potentiels négatifs de la grille externe (pile W, fig. 214) les électrons ne peuvent atteindre la plaque et déterminent un courant grille interne relativement grand.

Si la grille externe devient moins négative, donc plus positive, le courant plaque retrouve son allure habituelle (courbe 1).

Le phénomène remarquable est la simultanéité de la croissance du courant plaque et de la décroissance du courant grille interne. Cette « autorégulation » peut être la source d'applications intéressantes.

En principe les bigrilles peuvent prendre la place des monogrilles dans tous les montages. Il suffit de polariser convenablement la grille interne à un potentiel positif et de considérer l'ensemble comme une monogrille.

FONCTION AMPLIFICATRICE

Les équations mentionnées plus haut laissent entrevoir la possibilité d'une fonction amplificatrice.

Le potentiel moyen de la grille étant fixé par son retour à une extrémité du filament (fig. 212) des oscillations de tension efficace v_g appliquées à l'espace filament grille provoqueront des variations d'intensité dans le circuit plaque filament égales à :

$$j = \frac{K v_g}{R + r}$$

R étant la résistance figurée du circuit d'utilisation.

Les variations d'intensité sont proportionnelles au facteur d'amplification K et à la valeur efficace de l'oscillation incidente v_g et inversement proportionnelles aux diverses résistances (ou pertes) du circuit.

La figure 217 explique graphiquement la fonction amplificatrice.

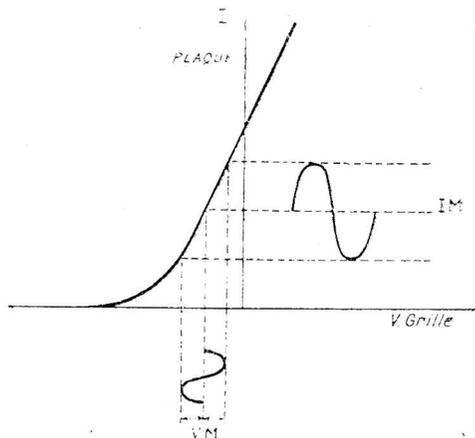


Fig. 217

Le potentiel moyen V_M de la grille détermine un courant plaque permanent I_M .

Des variations symétriques autour de V_M dues à l'oscillation incidente fournissent un courant de grande amplitude dans le circuit plaque. La fréquence reste évidemment équivalente et la résultante n'est pas déformée si l'on prend la précaution de rester dans la partie rectiligne de la caractéristique.

DIX-NEUVIEME LEÇON

Liaisons entre étages amplificateurs basse fréquence

TRANSFORMATEUR

Comme nous l'avons vu au cours de la précédente leçon, des variations oscillantes de potentiel grille déterminent des fluctuations correspondantes dans le circuit plaque-filament.

Supposons qu'il s'agisse d'amplifier les variations de courant basse-fréquence produites par un microphone devant lequel est émis un son audible (100 à 5.000, si l'on ne tient pas compte des harmoniques).

La liaison entre le microphone et le circuit filament-grille se fera par un transformateur (fig. 218).

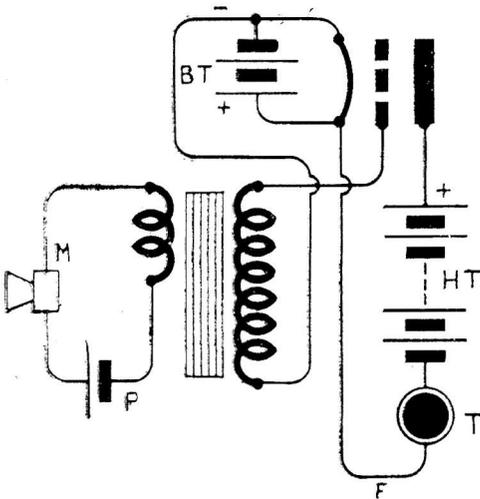


Fig. 218

Les vibrations sonores de la voix ou de la musique provoquent des variations de résistance du microphone M. La pile P débitera dans le primaire du transformateur d'entrée suivant la loi d'ohm :

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

R étant l'impédance du primaire du transformateur pour la fréquence considérée.

Les bornes du secondaire présenteront des différences de potentiel alternatives plus gran-

des que celles qui ont lieu aux bornes du primaire si le transformateur est « élévateur de tension ».

Le téléphone T situé dans le circuit plaque-filament subira des variations :

$$i_p = \frac{K v g}{R + \rho}$$

D'après ce que nous avons dit précédemment le maximum de puissance sera obtenu si

$$R = \rho$$

c'est-à-dire si l'impédance R du téléphone est de l'ordre de grandeur de la résistance interne de la lampe.

Les écouteurs utilisés en Radio ont une résistance ohmique beaucoup plus élevée (2.000 à 4.000) que celle des écouteurs de « téléphonie avec fil » (50 à 200 ohms).

L'impédance de tels écouteurs est fonction de la fréquence du courant qui les traverse et atteint 2 à 3 fois la valeur de la résistance ohmique pour des fréquences moyennes (6.000 à 12.000 ohms).

Cette valeur d'impédance a été dictée par les grandeurs de résistances internes habituelles des relais électroniques.

Il est bien entendu que le courant permanent de la monogridde (fig. 218) est sans action sur le téléphone, seule la résultante alternative, correspondant aux variations grille, l'affecte.

Le transformateur d'entrée est formé d'un circuit magnétique fermé et de deux enroulements.

En admettant qu'il ne donne pas lieu à des pertes la puissance aux bornes du secondaire est égale à la puissance aux bornes du primaire.

On a :

$$P = e I = E i$$

où

e = tension aux bornes du primaire.

E = tension aux bornes du secondaire.

i = intensité dans le primaire.
 I = intensité dans le secondaire.
 On voit que :

$$\frac{e}{E} = \frac{i}{I}$$

Les intensités sont inversement proportionnelles aux tensions (valeurs efficaces).

Les tensions aux extrémités du primaire et du secondaire sont dans le même rapport que les nombres de spires des deux enroulements.

$$\frac{n}{N} = \frac{E}{e}$$

si n est le nombre de spires au primaire et N le nombre de spires au secondaire.

Le rapport :

$$a = \frac{N}{n}$$

est le « rapport de transformation ».

Un rapport de transformation « a » plus grand que 1 implique une tension aux bornes du secondaire :

$$V = va$$

si v est la tension du primaire.

Avant toute démonstration, on conçoit immédiatement l'intérêt d'une tension plus élevée, puisque l'effet amplificateur d'un relais électronique est fonction de la différence de potentiel provoquée entre filament et grille.

Répetons dans la figure 219 l'attaque d'un espace filament-grille par l'intermédiaire d'un transformateur élévateur de tension.

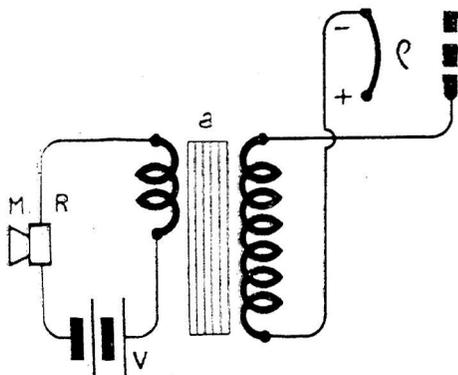


Fig. 219

Soit R la résistance ohmique du microphone, V la tension de la pile d'alimentation, « a » le rapport de transformation du transformateur, et ϱ la résistance de l'espace filament-grille.

D'après le principe déjà exposé, il faut que la résistance R du microphone soit du même ordre de grandeur que celle du circuit d'utilisation.

Cette dernière n'est pas ϱ , comme on pour-

rait le penser, car le transformateur modifie les caractéristiques du circuit. Nous avons vu un cas assez semblable à la septième leçon, page 33.

Posons que la résistance apparente du circuit transformateur-espace filament-grille doit se rapprocher de R .

L'intensité dans le circuit primaire est sensiblement égale à :

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

L'intensité dans le circuit secondaire équivaut à :

$$i = \frac{V_a}{\varrho}$$

La tension secondaire est bien égale à V_a , puisque « a » est le rapport de transformation.

Mais par définition (cas élévateur de tension) :

$$i = \frac{I}{a}$$

On peut écrire :

$$\frac{I}{a} = \frac{V}{Ra} = \frac{V_a}{\varrho}$$

Effectuons le produit des extrêmes et des moyens de cette proportion :

$$V\varrho = Ra \times V_a$$

d'où l'on tire la valeur de R :

$$R = \frac{V\varrho}{V_a^2}$$

en simplifiant :

$$R = \frac{\varrho}{a^2}$$

Cette dernière égalité permet de calculer le rapport de transformation « a » qui conviendra aux valeurs de R et ϱ .

On voit qu'il faut adopter de grands rapports de transformation dans le cas de microphones peu résistants ($a = 20$ à 100).

La résistance filament-grille est toujours élevée (plusieurs centaines de mille ohms). Elle dépendra du potentiel de la grille, de la fréquence du courant à amplifier, des organes compris dans le circuit plaque (self-induction, capacité, résistance) enfin de la capacité qui existe par construction entre la grille et la plaque du relais électronique.

LIAISON ENTRE ETAGES

Si l'on veut amplifier à nouveau la première résultante ainsi obtenue l'espace filament-grille d'une seconde monogridde viendra prendre la place du téléphone (fig. 220).

Cette liaison se fera par l'intermédiaire d'un second transformateur de liaison dont le rapport de transformation sera plus petit ($a = 2$ à 5).

L'alternance positive incidente donne lieu à un léger courant grille qui peut être considéré comme négligeable si l'amplitude des variations du potentiel grille est faible.

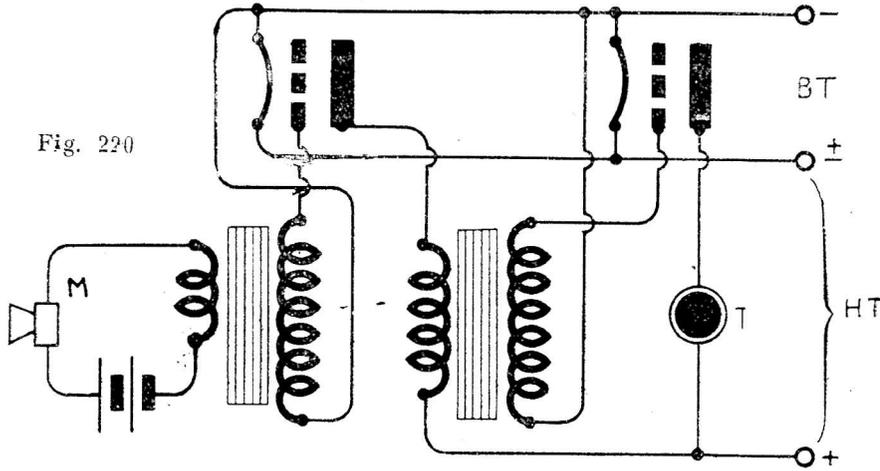


Fig. 220

En effet son primaire se trouve dans le circuit plaque de la première monogrigille de résistance assez élevée (6.000 à 30.000 ohms).

La formule :

$$R = \frac{\rho}{a^2}$$

s'applique donc encore — « a » doit être plus faible que dans le cas précédent puisque R est de l'ordre du millier d'ohms.

On envisagerait de même la liaison à un troisième étage amplificateur basse fréquence.

Retour de grille :

L'examen des figures 218-219-220 montre que le potentiel moyen de la grille est fixé par un retour du circuit au pôle négatif du filament.

Cette précaution est prise afin de supprimer autant que possible le courant grille dont l'existence serait nuisible.

Le retour de grille à l'extrémité négative du filament correspond au point M de la caractéristique statique (fig. 221).

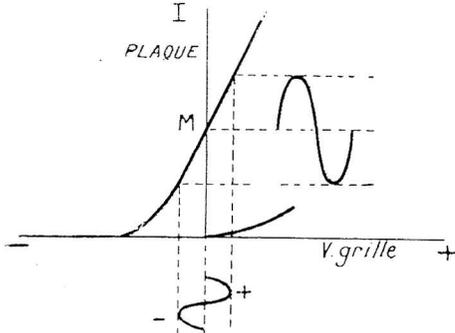


Fig. 221

POLARISATION NEGATIVE AUXILIAIRE

Lorsque l'amplitude est grande (deuxième ou troisième étage BF) il y a lieu d'augmenter la tension plaque (HT.) et de rendre la grille très négative par rapport au filament pour fixer le point de fonctionnement au milieu de la partie rectiligne de la caractéristique.

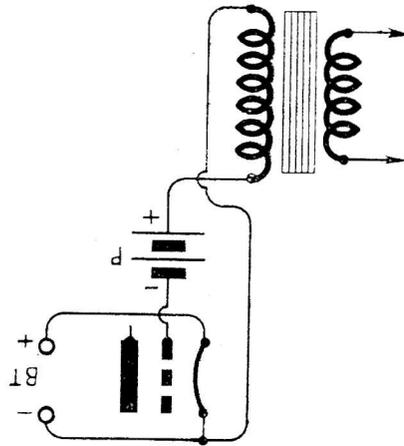


Fig. 222

Cette polarisation est obtenue en insérant une batterie de piles P dans le circuit-grille, le pôle négatif tourné vers cette dernière (fig. 222).

La figure 223 indique la région utilisée :

Toute la partie rectiligne est mise à profit. Si la polarisation était trop élevée un autre inconvénient prendrait naissance : l'alternance négative déborderait sur la courbure inférieure de la caractéristique et donnerait lieu à une

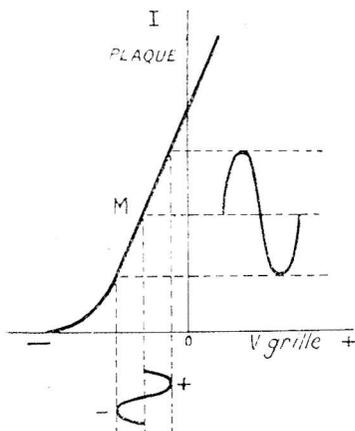


Fig. 223

amplification moindre que l'alternance positive.

Cette véritable « détection » BF apporterait une déformation des sons (fig. 224).

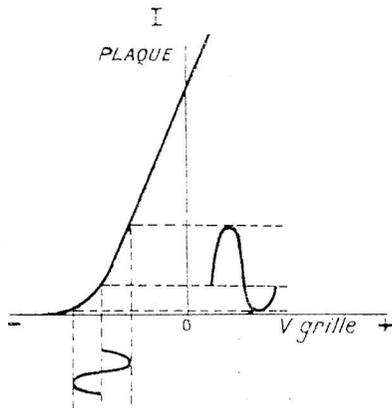


Fig. 224

En télégraphie l'inconvénient est négligeable et ne produit qu'une diminution de rendement.

Une polarisation insuffisante, par contre, laisse subsister un courant-grille.

Le courant-grille n'a lieu que pour une alternance pendant laquelle un certain nombre d'électrons n'arrivent plus à la plaque.

A cette première dissymétrie s'ajoute une seconde.

L'existence du courant-grille fait varier la résistance interne filament-grille au cours de l'alternance positive ce qui provoque des variations de la différence du potentiel entre ces deux électrodes, d'où une nouvelle distorsion de la résultante dans le circuit-plaque.

REALISATION DU TRANSFORMATEUR

Un transformateur de liaison doit donner lieu à des pertes très faibles. (Hystérésis et courants de Foucault).

La fréquence des courants à amplifier (100 à 5.000) plus grande que dans le cas industriel complique le problème.

Les tôles du circuit magnétique doivent être particulièrement choisies (tôle au silicium) et séparées les unes des autres par un isolant (papier ou vernis).

La « saturation » du circuit magnétique est indésirable ce qui conduit à un poids de tôle relativement grand vis-à-vis de la puissance mise en jeu.

L'enroulement primaire est calculé de façon à réaliser un nombre d'« ampère-tours » le plus grand possible avec un minimum de capacité répartie entre spires ou entre primaire et secondaire.

Le nombre des spires au secondaire est fixé par le rapport de transformation, les différentes couches étant séparées par un isolant convenable afin de diminuer la capacité répartie.

RESONANCE SECONDAIRE

Nous avons vu (cinquième leçon, page 24) que la capacité entre spires pouvait être assimilée à un condensateur shuntant l'ensemble de l'enroulement.

La self-induction et la capacité répartie de l'enroulement secondaire d'un transformateur permettent d'appliquer la formule de Thomson et de conclure que le circuit possède une période de vibration (voir Résonance).

S'il se trouve que cette période corresponde à une région de l'échelle des vibrations audibles les sons correspondants seront amplifiés beaucoup plus. Il est inutile d'insister sur la déformation apportée.

On peut exprimer ce phénomène par une courbe qui est la caractéristique du transformateur (fig. 225).

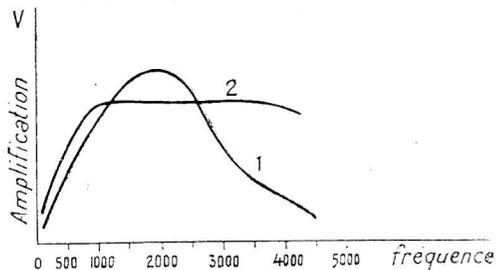


Fig. 225

Les fréquences sont portées en abscisse et les amplifications en ordonnée. La courbe 1 est celle d'un mauvais transformateur qui avan-

tagera les fréquences situées vers 2.000 ; la courbe 2 celle d'un transformateur acceptable.

Une amplification constante des vibrations de fréquence audible se traduit donc par un « palier ». Il faut d'ailleurs noter que la plus mauvaise caractéristique peut être « aplatie » en réduisant l'échelle de l'ordonnée (amplification en volt) mais ce n'est qu'un artifice graphique qui naturellement ne modifie pas la valeur du transformateur.

Dans un amplificateur BF à deux étages on peut choisir un transformateur à caractéristique montante pour le premier et descendante pour le second : la moyenne est plus proche de la réalité.

AMPLIFICATION PAR ETAGE

Etant donné une monogridde de facteur d'amplification K , alimentée par un transformateur élévateur de tension de rapport « a », la valeur résultante de l'amplification maximum en volt est égale à la moitié du produit aK .

Exemple : Une monogridde $K = 10$ est équipée avec un transformateur de rapport 3, l'amplification théorique (dans le meilleur cas) est égale à : 15.

$$\frac{3 \times 10}{2} = 15 \text{ max.}$$

La figure 226 représente une liaison entre deux monogrilles.

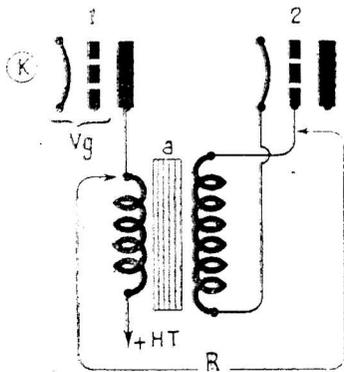


Fig. 226

Posons :

r = résistance filament-plaque de la première.

R = résistance apparente du circuit transformateur — espace filament-grille de la seconde.

a = rapport du transformateur.

K = facteur d'amplification du premier étage.

vg = tension efficace de l'oscillation appliquée à l'espace filament-grille du premier étage.

La tension aux bornes de la résistance apparente R est égale à :

$$E = R \times I$$

D'après ce que nous avons vu, I équivaut à :

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

Donc la tension cherchée peut s'écrire :

$$E = \frac{R \times Kvg}{R + r}$$

La tension aux bornes du secondaires est sensiblement égale à la tension primaire multipliée par le rapport de transformation :

$$E_s = \frac{R \times a \times Kvg}{R + r}$$

Pour juger de l'amplification apportée par le premier étage faisons le rapport de la tension E_s à la tension incidente vg .

Il suffit de diviser le numérateur par vg :

$$\frac{R \times a \times K}{R + r}$$

Mais le rendement optimum est obtenu lorsque :

$$R = r$$

Remplaçons donc R par r au numérateur et au dénominateur :

$$\frac{r \times a \times K}{2r}$$

Simplifions en supprimant r haut et bas.

$$\frac{a \times K}{2}$$

qui exprime la valeur maximum de l'amplification en volts du premier étage.

VINGTIÈME LEÇON

Liaisons entre étages amplificateurs basse fréquence par condensateur Résistance — Impédance

Le problème de la liaison entre relais électroniques requiert l'acheminement d'une certaine quantité d'énergie qui est la résultante d'un étage amplificateur, à l'étage suivant.

On ne peut relier directement la plaque P1 à la grille G2, puisque cette dernière serait portée à un potentiel incompatible avec la caractéristique statique du relais dont elle fait partie (fig. 228).

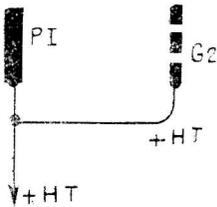


Fig. 228

A vrai dire, et c'est une méthode employée, il est possible de compenser la tension HT par une batterie insérée dans le circuit grille (fig. 229).

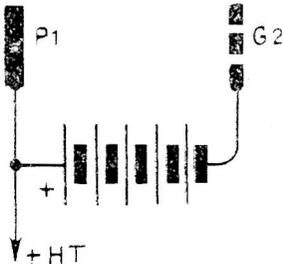


Fig. 229

Cette batterie doit avoir évidemment la même tension que la source plaque ou une valeur légèrement supérieure, de façon à polariser négativement la grille.

Pour éviter cet artifice dispendieux, on a l'habitude de couper le circuit grille par une capacité fixe C.

Les résultantes alternatives pourront se rendre à la grille suivante sans que la plaque P1 puisse fixer le potentiel de G2.

Pour lui assurer une valeur normale, on prend la précaution de la relier au pôle négatif du filament par l'intermédiaire d'une résistance élevée de l'ordre du mégohm R. (2 à 5 Mégohms) — (fig. 230).

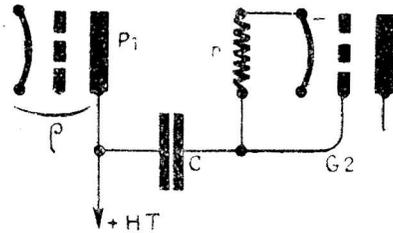


Fig. 230

En l'absence d'oscillation, le potentiel de la grille est négatif par rapport à la majeure partie du filament.

Mais pour que la résultante alternative du circuit P1 puisse faire varier la grille autour de son potentiel moyen, il faut qu'une différence de potentiel alternative ait lieu entre les armatures du condensateur de liaison C.

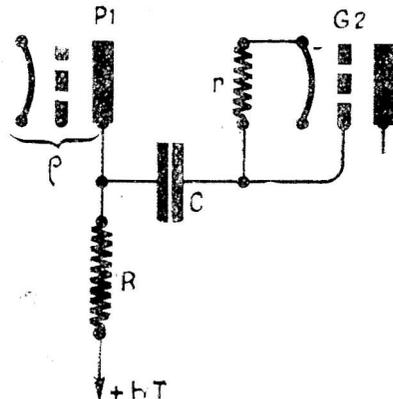


Fig. 231

Dans ce but, une résistance élevée R par rapport à la résistance interne ρ du premier étage est intercalée dans le circuit P1 (fig. 231).

Au repos, il se produit une chute de tension dans la résistance R à cause du courant permanent dans le circuit P1.

$$E = R I$$

La différence de potentiel aux bornes de la résistance est E , donc le potentiel de l'extrémité de la résistance reliée à la plaque P1 est :

$$HT - R I$$

Une oscillation appliquée à l'espace filament-grille du premier étage produira des variations positives et négatives autour de I , soit :

$$I + i \text{ et } I - i$$

Au cours d'une alternance positive (augmentation de I), le potentiel de l'extrémité envisagée de la résistance R , par conséquent l'armature du condensateur tournée de ce côté subira une chute de tension supplémentaire égale à :

$$R i$$

Mais le potentiel « moyen » du condensateur est imposé par la liaison de l'autre armature au pôle négatif du filament. La dissymétrie se comblera forcément avec une rapidité plus ou moins grande qui dépendra de la valeur de la capacité C et de résistance r .

Pour une résistance fixée, la valeur de C , donc sa « constante de temps », sera choisie d'après la fréquence à transmettre entre P1 et G2.

Autrement dit, plus la fréquence envisagée sera grande plus la capacité C devra être faible : les armatures d'une capacité trop grande n'auraient pas le temps matériel de suivre les variations de potentiel dues à la fréquence.

D'autre part, pour que le rendement soit satisfaisant, il faut que la capacité soit la plus grande possible de façon à réduire sa réactance vis-à-vis de la résistance R .

En pratique, lorsqu'il s'agit de fréquences audibles (100 à 5.000) la capacité C vaut 10 à 20 millièmes de microfarad.

La résistance R est d'environ 70.000 à 80.000 ohms, c'est-à-dire 2 à 3 fois plus élevée que la résistance interne du relais électronique dans la plaque duquel elle est insérée.

Lorsque le courant alternatif amplifié est relativement important, il y a intérêt à diminuer la valeur de la résistance de fuite r pour diminuer l'inertie de la grille devant les variations de grande amplitude qui lui sont imposées.

Nous avons vu que la présence de la résistance R amenait une chute de tension dans le circuit P1, ce qui a abaissé le potentiel positif de celle-ci par rapport au filament.

Exemple : La résistance R vaut 80.000 ohms, le courant moyen est trois dixièmes de milliampère. La tension de la plaque P1 est réduite de :

$$80.000 \times 0,0003 = 24 \text{ volts}$$

Ce qui conduit à l'emploi de tensions plaque élevées pour assurer à cette électrode le potentiel nécessaire.

IMPEDANCE

Le fait d'intercaler en série dans le circuit P1 une self induction de faible résistance ohmique et de grande impédance permet d'éviter la diminution du potentiel plaque en assurant une chute de tension de la résultante alternative — (fig. 232).

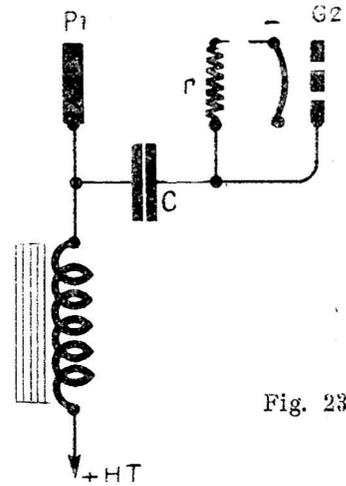


Fig. 232

On sait que l'impédance est proportionnelle à :

$$\omega L$$

où ω est la pulsation et L la self-induction.

Si l'impédance était réalisée à l'aide d'une self-induction théorique, sans capacité répartie, il suffirait de calculer L pour la fréquence la plus basse puisque pour les fréquences supérieures elle serait encore plus résistante devant les courants alternatifs.

Exemple : soit une résistance interne de relais 20.000 ohms. Intercalons dans son circuit plaque une self-induction dont l'impédance devra être double, c'est-à-dire 40.000 ohms, à la fréquence 100.

On a :

$$Z = \omega L$$

d'où :

$$L = \frac{Z}{\omega}$$

donc :

$$\frac{40.000}{2 \times 3,1416 \times 100} = 63 \text{ Henrys.}$$

L'ordre de grandeur de la self-induction fait comprendre la nécessité d'un circuit magnétique.

A une fréquence supérieure l'impédance serait naturellement plus grande.

Pour la fréquence 1.000 = $2 \times 3,1416 \times 1.000 \times 63 = 395.640$ ohms.

Il en est autrement à cause de la capacité entre spires de la self-induction.

Cette capacité répartie est assimilable à une capacité en dérivation aux bornes.

Le circuit oscillant formé entrera en résonance pour une certaine fréquence telle que :

$$L C \omega^2 = 1$$

A ce moment l'ensemble présentera une impédance maximum (voir sixième leçon, page 31).

La fréquence correspondante ou pratiquement la bande dont elle fait partie sera avantageuse.

Dans le but d'obtenir une reproduction fidèle des sons en radiotéléphonie il convient d'établir la self-induction de manière à ce que la région de la résonance soit située hors de l'échelle des fréquences audibles (fig. 233).

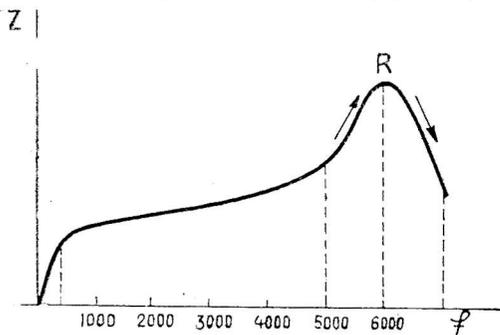


Fig. 233

L'examen de la figure montre qu'avant la résonance ($f=5.000$) l'impédance croît très rapidement, alors qu'à partir de celle-ci ($f=6.000$) la chute est brusque, assez symétriquement.

Le « palier » utilisable est compris entre 500 et 5.000 périodes, d'ailleurs imparfait au point de vue théorique puisqu'il est ascendant.

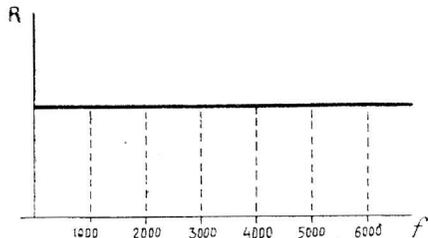


Fig. 234

La caractéristique d'un organe de liaison idéal serait celle de la figure 234 où la dérivation des oscillations s'effectuant d'une façon constante pour toutes les fréquences, assurerait une amplification-homogène.

La résistance ohmique de 70.000 à 80.000 ohms étudiée précédemment fournit une caractéristique se rapprochant beaucoup plus de la figure 234 que de la figure 233, mais le rendement moyen est plus faible. En effet, sa résistance est indépendante de la fréquence, mais elle provoque une chute du potentiel plaque.

AMPLIFICATION PAR ETAGE

Soit un relais électronique de résistance interne ρ , dans la plaque duquel on intercale une résistance R (fig. 235).

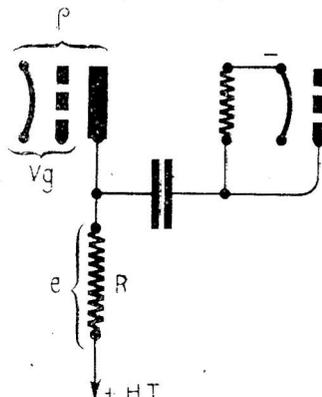


Fig. 235

Appliquons à l'espace filament-grille, une tension efficace $v g$, l'intensité dans le circuit plaque est :

$$i = \frac{K v g}{R + \rho}$$

La différence de potentiel aux bornes e de la résistance R est égale à :

$$e = R i$$

c'est-à-dire :

$$e = \frac{K v g \times R}{R + \rho}$$

Formons le rapport de la tension résultante e à la tension incidente $v g$:

$$\frac{e}{v g} = \frac{K \times R}{R + \rho}$$

Le coefficient d'amplification en volts est :

$$K \times \frac{R}{R + \rho}$$

K étant le facteur d'amplification du relais.

On voit qu'en aucune manière l'amplification par étage ne peut être supérieure au facteur K .

Pratiquement elle est toujours inférieure à cause de la résistance ρ .

Il convient de rapprocher ce résultat de celui qui avait été obtenu au cours de l'étude des liaisons par transformateur.

CONCLUSIONS

Les liaisons par transformateur apportent une amplification supérieure à celle du relais, mais comme les impédances, possèdent une période de résonance à rejeter hors de l'échelle des fréquences audibles.

Les liaisons par condensateur avec résistance ohmique plaqué donnent une reproduction fidèle des sons, mais avec un rendement inférieur à celui procuré par les impédances. Elles nécessitent des tensions plaques plus élevées.

Les liaisons par impédance donnent une

amplification qui se rapproche beaucoup plus du facteur K du relais, mais avec l'inconvénient d'une pointe de résonance citée plus haut.

Les liaisons étudiées dans cette leçon possèdent pour elles une grande simplicité, génératrice d'un faible prix de revient.

Le schéma de la figure 236 est celui d'un amplificateur basse-fréquence à trois étages (une liaison par transformateur et deux par impédance).

Le circuit plaque du troisième étage comporte un filtre de sortie.

Le courant permanent circule à travers une impédance de faible résistance ohmique aux bornes de laquelle est placé le récepteur (HP) en série avec un condensateur d'une valeur de deux microfarads.

Cette dernière dérivation est empruntée par la résultante alternative utile.

Il faut noter qu'une polarisation négative de la dernière grille est assurée par une batterie de valeur convenable placée en série avec la résistance r .

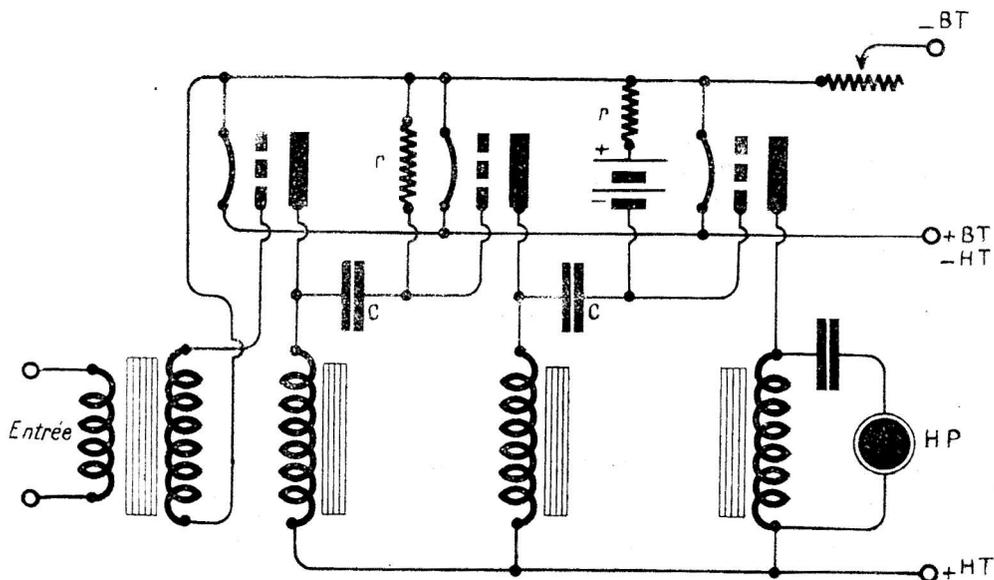


Fig. 236

QUESTIONNAIRE

DIX-SEPTIÈME LEÇON

- 1° Pourquoi est-il nécessaire de porter les filaments des relais électroniques à une température plus ou moins élevée ?
 - 2° Quelle est la consommation en watts d'un filament qui absorbe un dixième d'ampère sous quatre volts ?
 - 3° Quel est le rôle de la plaque ?
 - 4° Qu'arrivera-t-il si la grille d'une monogridde est très négative par rapport au filament ?
 - 5° Expliquez pourquoi la grille interne d'une bigrille est « accélératrice » ?
 - 6° Calculez la capacité en ampères-heures d'un accumulateur qui doit alimenter deux filaments (4 volts — huit dixièmes d'ampère) pendant vingt heures ?
-

DIX-HUITIÈME LEÇON

- 1° Comment relève-t-on la courbe caractéristique d'un relais électronique ?
- 2° Quelle est l'utilité des caractéristiques statiques ? Correspondent-elles au fonctionnement réel des relais électroniques ?
- 3° Comment peut-on déterminer le facteur d'amplification K ?
- 4° Le facteur d'amplification K joue-t-il un grand rôle ? Pourquoi ?
- 5° Par quelles relations sont liés les coefficients K , S et ρ ?
- 6° Expliquez la fonction amplificatrice ?

DIX-NEUVIÈME LEÇON

- 1° Quelle est l'utilité du rapport de transformation d'un transformateur de liaison ?
 - 2° Pourquoi le retour de grille d'un relais amplificateur doit-il se faire à l'extrémité négative du filament ?
 - 3° Quel est le rôle de la polarisation négative de la grille ?
 - 4° Dessinez quelques caractéristiques de relais où sera figurée une mauvaise utilisation (l'oscillation incidente déborde sur la courbure inférieure — sur la courbure supérieure — partie rectiligne incomplètement utilisée).
 - 5° Citez les principales causes de déformation des sons produites par un amplificateur.
 - 6° Dessinez le schéma d'un amplificateur à trois étages avec polarisation négative de grilles ?
-

VINGTIÈME LEÇON

- 1° Pourquoi ne peut-on pas relier directement la plaque d'un relais à la grille du relais suivant ?
- 2° Expliquez le rôle du condensateur de liaison ?
- 3° Pourquoi la résistance ou l'impédance plaque d'un relais lié à un autre doit-elle être assez grande ?
- 4° Quels sont les avantages et les inconvénients de la liaison résistance-condensateur ?
- 5° Peut-on polariser à l'aide d'une batterie de piles auxiliaires la grille d'un relais réuni par condensateur au précédent ?
- 6° Dessinez de mémoire un amplificateur basse fréquence à deux étages, une liaison par transformateur et une par impédance. Indiquez les constantes électriques des organes.



ASSOCIATION PHILOMATHIQUE

Cours de Radio

Télégraphie et Phonie

professé à

L'ÉCOLE D'ARTS ET MÉTIERS de PARIS

par

Roger R. CAHEN

Chef de Laboratoire à l'Institut
d'Actinologie



FASCICULE N° 6

(Le cours complet comportera 8 fascicules)

PUBLICATIONS RADIO-ELECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES

Journal « Le Haut-Parleur »

23, Avenue de la République — PARIS

JUIN 1929

PRIX : 3 FR

Cours de Radio

VINGT ET UNIÈME LEÇON

Liaison entre étages amplificateurs haute fréquence par transformateur. — Liaison par condensateur Résistance. — Impédance

Au cours de la précédente leçon nous avons étudié le cas de l'amplification basse fréquence.

Lorsqu'il s'agit de haute fréquence le phénomène de la fonction amplificatrice des relais électroniques reste le même. En effet, grâce à l'inertie négligeable des électrons rien ne s'oppose à cette nouvelle application : les variations de régime du courant plaque-filament se produiront plus rapidement en égard aux fréquences envisagées. Un relais mécanique utilisable en basse fréquence ne pourrait être employé en haute fréquence à cause de son inertie.

Des oscillations haute fréquence peuvent donc être appliquées à l'espace filament-grille d'un relais électronique afin de bénéficier de son facteur d'amplification K . La résultante alternative qui se superpose au courant permanent dans le circuit de la plaque possède même fréquence et reste pratiquement en phase avec l'oscillation incidente si la capacité entre le filament et la grille du relais n'est pas trop grande vis-à-vis de la fréquence.

Le problème de l'amplification haute fréquence revient donc à déterminer des organes de liaison convenables entre relais électroniques.

Deux points principaux doivent attirer l'attention :

1° Il ne s'agit plus de transmettre d'un organe à l'autre une « bande » de fréquences (100 à 4.000) comme en basse fréquence mais théoriquement une seule, celle de la longueur d'onde qu'il s'agit de recevoir ;

2° La fréquence devient beaucoup plus grande ce qui augmente considérablement l'importance des facteurs self-induction et capacité (voir sixième leçon, page 31). Nous savons que des valeurs négligeables de ces facteurs en basse fréquence deviennent prépondérantes en haute fréquence (self-induction et capacité des organes de liaison, des électrodes du relais, des connexions).

Les pertes par hystérésis et courants de Foucault s'accroissent avec la fréquence ce qui conduit à des précautions particulières.

Néanmoins le fonctionnement dynamique des relais reste le même en principe.

Les liaisons entre étages amplificateurs haute fréquence se divisent en deux catégories :

- 1° Liaisons électromagnétiques ;
- 2° Liaisons électrostatiques ou par condensateur.

1° LIAISONS ELECTROMAGNETIQUES

a) Transformateurs apériodiques.

La liaison a lieu par transformateur « non accordé ». Le primaire est placé en série dans un circuit plaque et le secondaire dans le circuit grille du relais suivant (fig. 237).

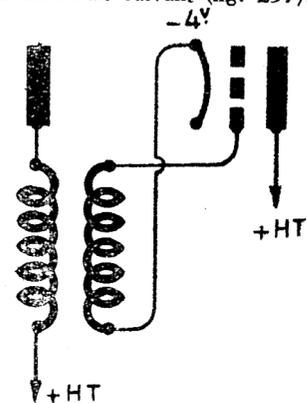


Fig. 237

Ce transformateur peut être pourvu d'un circuit magnétique très divisé (Foucault) lorsqu'il s'agit d'ondes longues (au-dessus de 1.000 mètres). Au dessous de cette longueur d'onde le circuit magnétique, si bien réalisé soit-il, est indésirable à cause des pertes qu'il provoque.

Il faut dire qu'il est impossible d'éviter la capacité répartie entre spires (assimilable à une capacité en dérivation aux bornes) ce qui conduit à une période de résonance.

Cette période de résonance possédant une certaine position dans l'échelle des fréquences rend le transformateur seulement apte à l'amplification d'une certaine bande de longueurs d'onde.

Si la courbe de résonance est suffisamment aplatie, le transformateur peut convenir à une région assez étendue. Afin d'obtenir un fonctionnement satisfaisant sur toute l'échelle, il convient de fractionner séparément les deux enroulements du transformateur ou dans le but d'éviter les bouts morts d'utiliser deux transformateurs de constantes différentes pour les petites et les grandes ondes.

La figure 238 représente un fractionnement par court-circuit lorsqu'il s'agit d'amplifier des oscillations de petites longueurs d'onde.

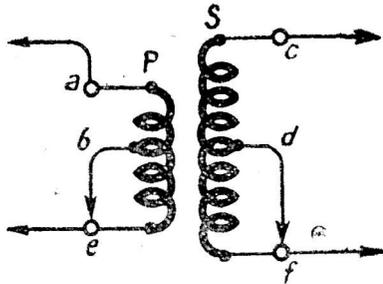


Fig. 238

Dans ce cas, seules les fractions *ab* et *cd* sont utilisées. Le court-circuit des portions *bc* et *de* introduit des circuits fermés qui contribuent malheureusement à augmenter l'amortissement de l'ensemble.

Nous avons exprimé précédemment qu'en haute fréquence, contrairement au cas basse fréquence, il s'agissait de travailler sur une seule fréquence ou du moins en radiotéléphonie sur une bande relativement étroite.

Ceci semble en contradiction avec le fait qu'un organe de liaison peut posséder une courbe de résonance amortie.

Il ne faut pas perdre de vue qu'un organe de liaison basse fréquence doit acheminer les fréquences de 100 à 4.000 presque simultanément du moins à leur vitesse de succession dans la voix ou la musique, alors qu'une liaison haute fréquence doit être théoriquement apte à recevoir des stations diverses transmettant sur des longueurs d'onde différentes.

L'idéal, et nous verrons bientôt qu'il est possible de le réaliser, est d'appliquer à l'espace filament-grille du relais suivant, les seules oscillations qui correspondent à la station qui est reçue. Si la liaison autorise le passage d'oscillations de fréquences différentes, le ré-

cepteur est évidemment impressionné par d'autres stations travaillant au même instant : la syntonie est mauvaise.

Les transformateurs haute fréquence non accordés sont susceptibles d'acheminer une certaine bande de fréquences sans requérir une manœuvre spéciale. La sélectivité qu'ils permettront ne sera pas absolue.

b) Transformateurs accordés :

D'après ce que nous venons de dire, il est intéressant d'accorder spécialement le transformateur pour une fréquence donnée.

L'accord peut avoir lieu au primaire (fig. 239) ou au secondaire (fig. 240) à l'aide d'un condensateur variable.

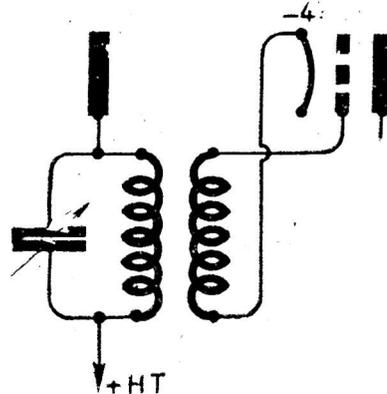


Fig. 239

Dans le premier cas, le primaire ne présente une impédance maximum que pour la fréquence envisagée ; dans le second cas la plus grande variation de potentiel grille est obtenue pour cette fréquence.

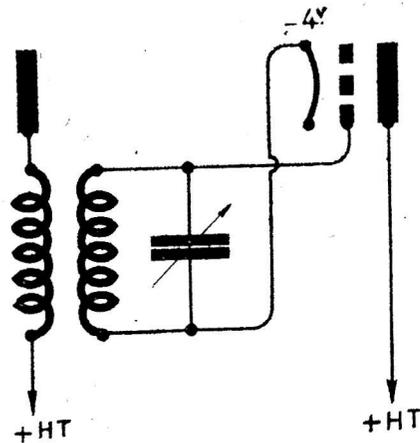


Fig. 240

La figure 241 montre en trait plein la caractéristique d'un transformateur non accordé et en pointillé, celle d'un organe accordé sur une fréquence F_x .

Disons tout de suite qu'un accord simultané du primaire et du secondaire n'est pas possible sous peine de produire des oscillations, des « accrochages ».

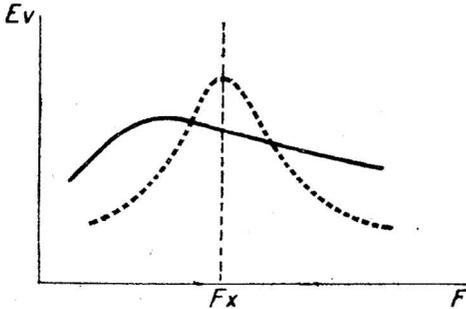


Fig. 241

2° LIAISONS PAR CONDENSATEUR

De même qu'en basse fréquence la résultante alternative obtenue dans un circuit plaque est appliquée à la grille du relais électronique suivant à l'aide d'un condensateur.

Le potentiel moyen ainsi que le régime de décharge de la grille sont fixés par une résistance de valeur élevée réunie au pôle négatif du filament.

Nous ne reprendrons pas la théorie du fonctionnement qui a été étudiée en *BF*. Seules les valeurs de liaison changent : Condensateur, de 0,05 à 0,20 millièmes de microfarad suivant la fréquence moyenne à transmettre d'un relais à l'autre et Résistance (r) 2 à 5 mégohms d'après l'énergie mise en jeu et la résistance interne du relais.

Il reste à étudier la façon dont l'impédance plaque sera réalisée pour dériver convenablement les oscillations.

a) Circuit plaque à résistance :

La figure 242 représente un montage de ce genre ($R = 70.000$ à 80.000 ohms).

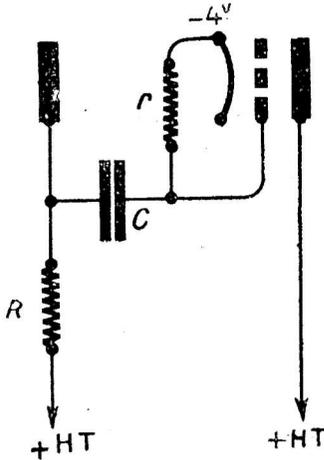


Fig. 242

Répétons que la résistance purement ohmique ne favorise aucune fréquence particulière.

b) Circuit plaque à self aperiodique :

Dans le but d'éviter la chute de tension dans la résistance R il est avantageux de la remplacer par une self induction de faible valeur ohmique.

Le potentiel de la plaque est de l'ordre de grandeur de celui imposé par la batterie HT, la chute de tension n'ayant lieu que pour la résultante alternative. (fig. 243).

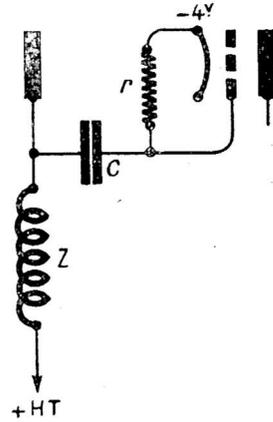


Fig. 243

La capacité répartie, bien que réduite a une faible valeur par construction détermine une période de résonance qui augmente le rendement de l'ensemble pour des fréquences déterminées.

c) Circuit plaque à self semi-aperiodique :

Le fonctionnement de la self-induction permet de déplacer le maximum cité plus haut. Il est possible ainsi d'obtenir un rendement acceptable pour toute l'échelle des fréquences radioélectriques (fig. 244).

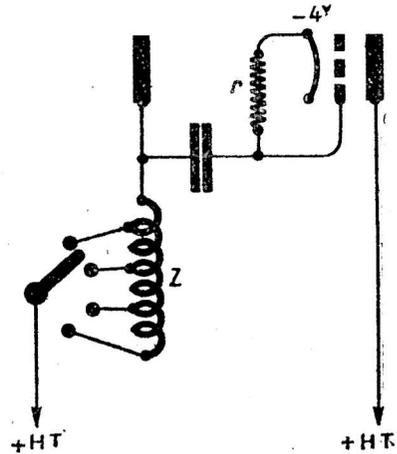


Fig. 244

Le maximum (région de travail) se déplace vers les petites longueurs d'onde si le nombre de spires (donc la capacité répartie) diminue.

d) Circuit plaque accordé (Résonance) :

Si l'on accorde une self-induction placée en série dans le circuit plaque, elle présentera une impédance maximum pour la fréquence qu'il s'agit de recevoir (fig. 245).

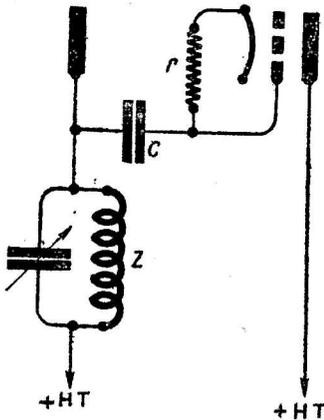


Fig. 245

Ce système est le plus sélectif de ceux que nous venons de passer en revue par le fait même que la « pointe » de résonance peut être poussée à l'extrême si la capacité répartie de la self-induction et l'amortissement sont réduits à leurs plus faibles valeurs.

Une seule self-induction accordée par un condensateur variable ne peut évidemment donner un maximum déplaçable dans toute l'échelle des fréquences radioélectriques. On peut prévoir un jeu de self-inductions interchangeables qui évite les bouts morts introduits par un fractionnement à plots ou bien un ensemble variométrique (cinquième leçon, page 23).

QUALITES D'UN ORGANE DE LIAISON HAUTE FREQUENCE

1° Maximum de rendement, c'est-à-dire pertes HF minima ;

2° Minimum d'amortissement afin d'accroître la sélectivité.

La première condition est réalisée en adoptant un diamètre convenable pour le fil des enroulements.

Un diamètre trop faible provoque une trop grande *résistivité* (effet pelliculaire); un diamètre exagéré favorise les pertes par courants de Foucault à l'intérieur du conducteur.

L'isolement des fils doit être parfait et de préférence non hygrométrique (soie), mais doit conserver une épaisseur faible pour éviter les pertes diélectriques (vernis à proscrire).

La même observation est à faire au sujet des carcasses supportant les enroulements : un bobinage « dans l'air » est préférable.

Les circuits magnétiques, si parfaits soient-ils ne sont pas indiqués, sauf pour les très grandes longueurs d'onde.

La seconde condition implique les précautions précédentes et un minimum de capacités réparties obtenu par des artifices de bobinage (cinquième leçon, page 21).

En Radiotéléphonie la sélectivité ne doit pas être maximum afin d'éviter une distorsion des sons. Nous verrons au chapitre « Modulation » qu'un émetteur téléphonique met à profit plusieurs fréquences voisines que l'on doit recevoir intégralement si l'on veut éviter des déformations.

POLARISATION

Les relais électroniques fonctionnant comme amplificateurs doivent travailler dans la région d'abscisse négative des potentiels grille.

Lorsque le retour de grille s'effectue à l'extrémité négative du filament le point de fonctionnement est situé à O (fig. 246).

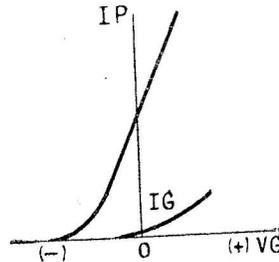


Fig. 246

Le potentiel de la grille oscille donc autour de ce point. Quand l'amplitude des oscillations haute fréquence est relativement faible, une polarisation négative de la grille est inutile. Il ne faut pourtant pas oublier qu'une légère polarisation serait théoriquement nécessaire (un à deux volts).

Elle n'existe pratiquement pas dans les récepteurs à cause de la complication apportée.

CAPACITES INTERNES ENTRE ELECTRODES

Si l'on considère un relais électronique on s'aperçoit qu'il existe une capacité répartie entre les électrodes.

1° Capacité filament-grille (6 micromicrofarads);

2° Capacité filament-plaque (5 micromicrofarads);

3° Capacité grille-plaque (15 micromicrofarads).

Ces chiffres ne sont d'ailleurs donnés qu'à titre d'indication.

La capacité la plus élevée est celle grille-plaque donc la plus gênante.

Elle produit un véritable court-circuit haute fréquence à l'intérieur du relais d'autant plus qu'il s'agit de courtes longueurs d'onde.

En effet, la réactance :

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

diminue lorsque ω , c'est-à-dire f augmente.

Le calcul montre que dans le cas de hautes fréquences la réactance grille-plaque vaut seulement quelques milliers d'ohms.

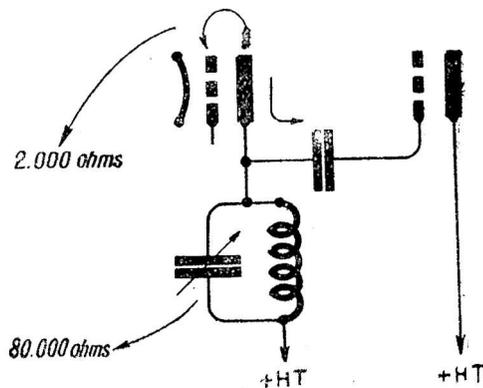


Fig. 247

Dans ces conditions la chute de tension alternative qui doit se produire dans le circuit plaque est diminuée. Les oscillations ne sont plus dérivées à la grille du relais suivant mais sont retransmises à celle du premier (fig. 247).

Nous verrons plus tard que ce phénomène fait osciller le premier relais : il y a accrochage.

L'amplification des courtes longueurs n'est rendue possible qu'en « neutralisant » la capacité grille-plaque (neutrodyne) ou en utilisant l'artifice d'un changement de fréquence (superhétérodynes).

Si l'on ne veut pas recourir à ces méthodes, il reste à choisir des relais à faible capacité interne (relais à écrans) ou à provoquer un amortissement volontaire des étages haute fréquence. Ce dernier moyen est empirique puisqu'il réduit considérablement le facteur d'amplification.

Ce que nous avons dit au sujet du pouvoir amplificateur des étages basse fréquence subsiste en haute fréquence si l'on ne tient pas compte des amortissements ou des fuites particulières.

Le pouvoir amplificateur d'un étage est toujours inférieur au facteur K du relais dans le cas d'une liaison par résistance ou self-induction et théoriquement supérieur, aux pertes près, lorsqu'il existe un rapport de transformation.

VINGT-DEUXIEME LEÇON

Fonction oscillatrice des relais électroniques

Considérons un relais électronique, alimenté normalement (fig. 248) et provoquons des variations sinusoïdales du potentiel grille par rapport au filament, à l'aide d'une source alternative séparée.

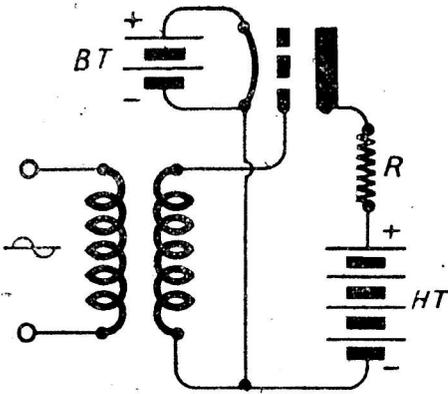


Fig. 248

D'après la caractéristique statique du relais on peut prévoir que celui-ci suivra fidèlement les variations imposées. Aux bornes d'une ré-

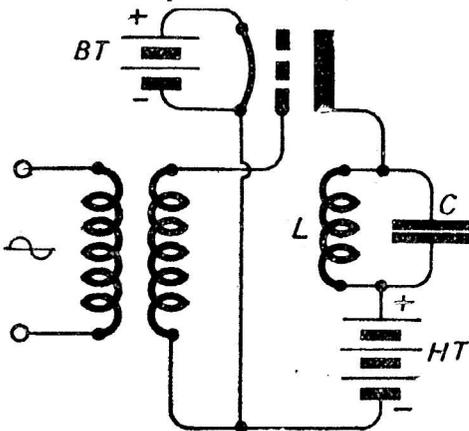


Fig. 249

sistance R figurant un circuit d'utilisation on obtiendra une résultante homologue dont l'amplitude sera plus grande à cause du facteur d'amplification du relais.

Si l'on intercale, à la place de la résistance R , un circuit oscillant réglé à la résonance, telle que :

$$LC\omega^2 = 1$$

oméga étant la pulsation liée à la fréquence de l'oscillation incidente, ce circuit oscillera en synchronisme à cause de la différence de potentiel de même forme appliquée à ses bornes (fig. 249).

Mais on peut se demander s'il ne serait pas possible d'utiliser les oscillations du circuit LC comme énergie incidente à la place de celle fournie par l'excitation séparée.

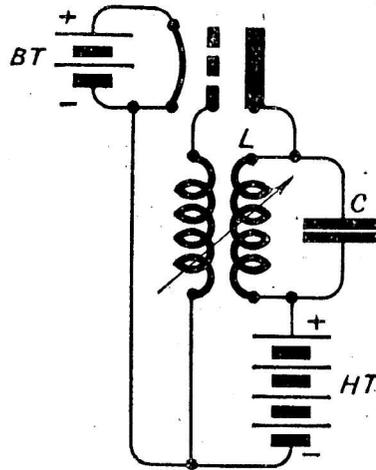


Fig. 250

Dans ce but on peut coupler inductivement LC à la self-induction de la grille (fig. 250).

Le circuit plaque déterminera des variations du potentiel grille moyen fixé par le retour de cette électrode à l'extrémité négative du filament.

Si v_g est le potentiel moyen de la grille, il oscillera entre deux valeurs limites :

$$-v \text{ ————— } v_g \text{ ————— } +v$$

Ces variations entraîneront des fluctuations symétriques d'intensité autour d'une valeur

moyenne i_p du courant permanent plaque-filament.

$$-i \text{ ————— } i_p \text{ ————— } +i$$

On peut exprimer ceci en disant qu'au courant permanent se superposera une composante alternative d'intensité maximum i .

Mais l'énergie oscillant dans le circuit LC provient de la source HT : cette « consommation » du circuit LC provoque une force contre-électromotrice à ses bornes analogue à celle qui existe dans le cas d'une dynamo alimentant un moteur.

Aux bornes du circuit LC existera une différence de potentiel alternative de fréquence équivalente, la tension plaque oscillant en opposition (en quadrature) avec la tension grille.

Pour s'en rendre compte, il suffit d'intercaler un milliampèremètre dans le circuit plaque du relais : au moment où les oscillations s'amorcent l'intensité décroît brusquement.

Les oscillations ne peuvent « s'entretenir » que si le retour d'énergie de la plaque vers la grille est « en phase » à tous les instants.

Sans cela, on placerait le relais dans la situation d'un pendule oscillant qui recevrait des impulsions à « contretemps ».

Un sens de couplage convenable est nécessaire entre les circuits plaque et grille pour que les variations du premier induisent des variations de même sens du second.

Dans ces conditions, la grille tendant à accentuer l'amplitude des oscillations du circuit LC , celles-ci devraient croître indéfiniment.

L'amplitude s'arrête à des valeurs limites, supérieures et inférieures, qui sont celles de la partie rectiligne de la caractéristique du relais électronique (fig. 251).

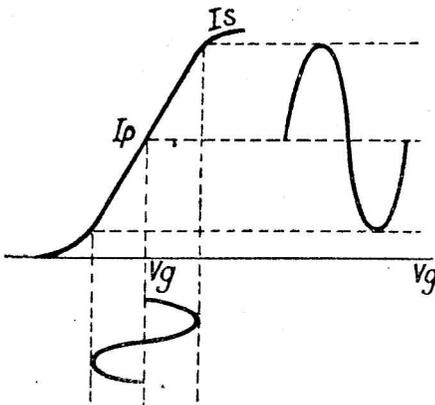


Fig. 251

D'après cette courbe, on s'aperçoit que la valeur moyenne du courant permanent est I_p , la moitié du courant de saturation I_s .

Si l'induction mutuelle est suffisante et que

la rétrocession d'énergie s'effectue en phase, les oscillations s'entretiennent indéfiniment.

Quel est le mécanisme de production de la première ?

L'impulsion initiale (analogue à celle qui serait donnée à un pendule) est fournie généralement à l'allumage du filament.

Le courant permanent du relais charge le condensateur C du circuit LC ; à la première variation, qui d'ailleurs peut être impondérable, de ce courant il y a un amorçage d'oscillations qui provoquent une répercussion immédiate sur le circuit grille.

PUISSANCE MAXIMUM

La tension maximum de l'énergie oscillante est précisément celle de la force contre-électromotrice dont nous avons parlé ; il est évident qu'elle ne peut atteindre une valeur supérieure à la f.e.m. de la source HT.

La valeur moyenne de l'intensité plaque est égale dans le meilleur cas (fig. 251) à la moitié du courant de saturation.

La puissance maximum en haute fréquence fournie par le relais électronique sera le produit

$$P = E \text{ eff} \times I \text{ eff}$$

On a :

$$\frac{HT}{\sqrt{2}} \times \frac{I}{2\sqrt{2}} = \frac{HT \times I}{4}$$

La valeur $\sqrt{2}$ est introduite en dénominateur afin de transformer la tension (HT) et l'intensité maximum de saturation en tension et intensité efficaces (sixième leçon, page 28).

Le rapport de la puissance haute fréquence à la puissance « continue » nécessaire à la produire

$$HT \times \frac{I}{2}$$

montre que le rendement théorique ne peut être dans aucun cas supérieur à cinquante pour cent.

$$\frac{\frac{Phf}{4}}{\frac{Pc}{2}} = 0,5$$

Ce cas extrême ne peut être réalisé en pratique puisqu'il introduit pour les alternances positives une tension plaque nulle, ce qui est incompatible avec le fonctionnement du relais.

La difficulté est tournée en établissant le relais comme s'il devait fournir une puissance bien supérieure : en l'utilisant au-dessous de ses possibilités, le rendement peut être élevé à 80 pour cent.

DISSIPATION ANODIQUE

La loi de la conservation de l'énergie établit que la puissance continue non transformée en oscillations haute fréquence se dégrade en chaleur dissipée sur la plaque.

L'échauffement de la plaque provoque trois inconvénients principaux :

1° Elle peut fondre ou tout au moins se déformer dangereusement ;

2° Les gaz occlus dans le métal se dégagent et changent la pression gazeuse à l'intérieur de l'enceinte ;

3° Une température trop élevée détermine une émission électronique plaque qui devient une véritable cathode incandescente comme le filament.

En admettant une dissipation plaque déterminée en période de fonctionnement, si pour une raison ou une autre les oscillations haute fréquence cessent, la puissance correspondante se dissipe aussi en chaleur. Lorsqu'un relais oscillateur « décroche », sa plaque atteint une coloration blanche très vive qui dénonce une température exagérée.

Il est donc nécessaire de prendre des précautions pour l'éviter en cas de cessation des oscillations : une certaine polarisation négative de la grille, par exemple.

De même, au cours des réglages, il est imprudent d'appliquer la tension plaque maximum avant d'être sûr que le dispositif oscille.

RESISTANCE DE GRILLE

Une polarisation négative de la grille en cours de fonctionnement améliore le rendement haute fréquence en diminuant la dissipation anodique, non seulement inutile, mais nuisible.

Nous avons vu que la force contre-électromotrice aux bornes du circuit LC est naturellement de forme alternative.

Elle contrebalance plus ou moins complètement la tension plaque au cours d'une alternance positive de la grille, mais s'y ajoute pendant l'alternance négative suivante.

A ce moment, il est intéressant de rendre la grille très négative pour empêcher le courant plaque de s'accroître dangereusement.

Dans ce but, on utilise la chute de tension produite dans une résistance de quelques milliers d'ohms placée en série avec la grille (fig. 252).

Afin d'éviter une inertie de la grille qui doit suivre les variations qui lui sont imposées par le circuit plaque, la résistance est shuntée par un condensateur qui livre passage aux alternances haute fréquence.

Sans lui, la grille se chargerait de plus en plus négativement par rapport au filament et paralyserait le fonctionnement du relais.

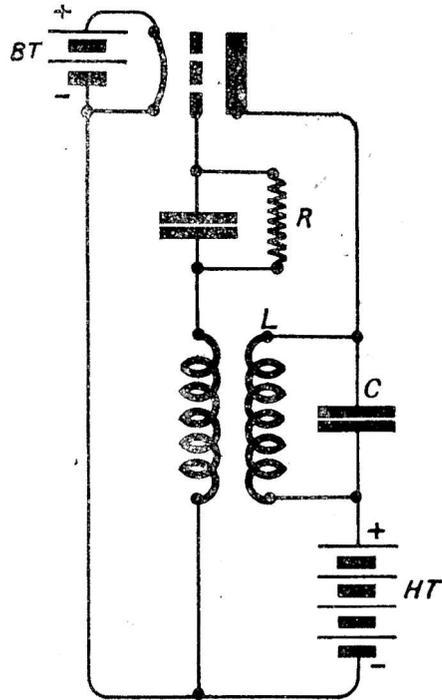


Fig. 252

DIFFERENTS MONTAGES

Le circuit LC peut se trouver dans la grille, L étant couplée à une self-induction plaque (fig. 253).

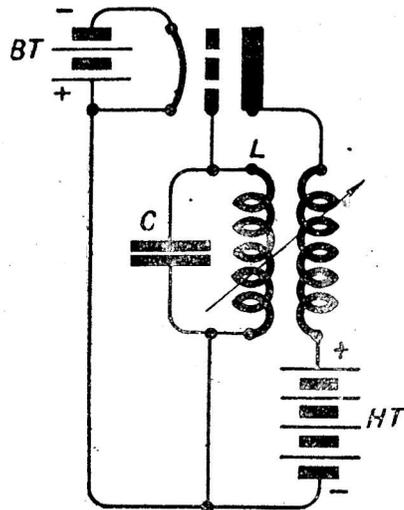


Fig. 253

La liaison plaque-grille peut n'être pas réalisée inductivement, mais par un condensateur

variable. Le couplage variera dans le même sens que la valeur de capacité.

Une certaine induction peut subsister, les variations de capacité permettant une modification du couplage à partir de sa valeur moyenne (fig. 254).

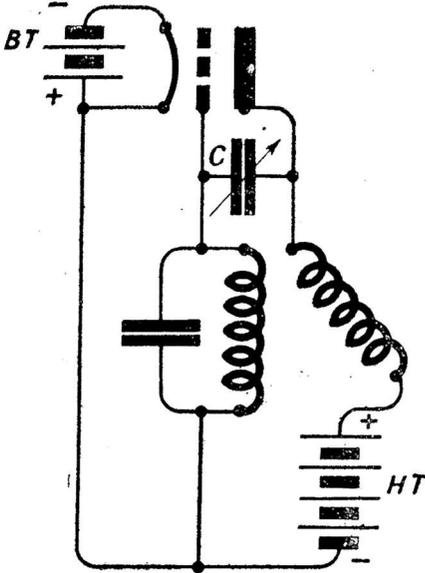


Fig. 254 ..

Au lieu d'un *Tesla*, il est possible de réaliser un *Oudin*. Le déplacement du retour à une extrémité du filament permet un réglage commode (fig. 255).

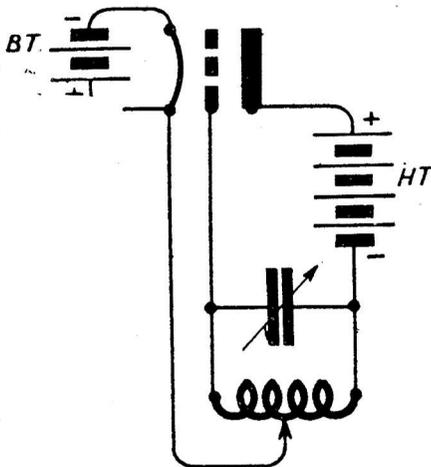


Fig. 255

MONTAGE SYMETRIQUE MESNY

Ce dispositif d'une remarquable stabilité utilise deux relais électroniques disposés symétriquement.

Les oscillations haute fréquence sont can-

tonnées aux circuits électrodes-self-inductions sans se refermer sur la batterie d'alimentation.

Une telle particularité est précieuse lorsqu'il s'agit d'obtenir de très courtes longueurs d'onde et affranchit de la sujétion des self-inductions de « choc » — (fig. 256.)

Les deux relais doivent posséder des caractéristiques semblables pour ne pas introduire de dissymétries.

Les prises médianes des self-inductions grille et plaque seront placées exactement en leur milieu sous peine d'harmoniques.

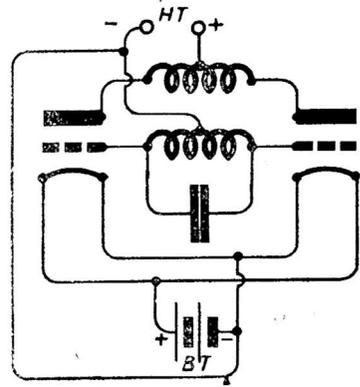


Fig. 256

Une résistance de grille shuntée par un condensateur est insérée avantageusement dans le circuit correspondant.

ALIMENTATION

La tension plaque peut être appliquée en série (fig. 257) ou en dérivation (fig. 258).

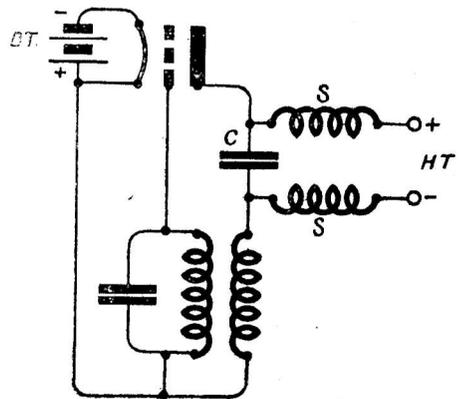


Fig. 257

Dans le premier cas, un condensateur C évite le court-circuit de la source d'alimentation, deux self-inductions de « choc » S empêchent un retour H F sur celle-ci.

Dans le second cas, la source d'alimentation est en parallèle sur l'espace filament-plaque du relais ; une self-induction de choc S et un condensateur C séparent le circuit continu et le circuit haute fréquence.

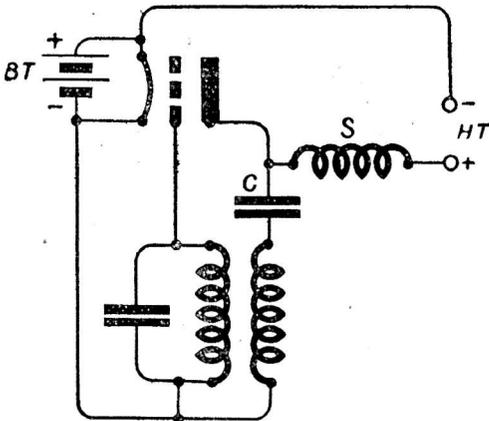


Fig. 258

COUPLAGE DE L'ANTENNE A L'EMISSION

Le système rayonnant est généralement couplé inductivement à la self-induction plaque (fig. 259).

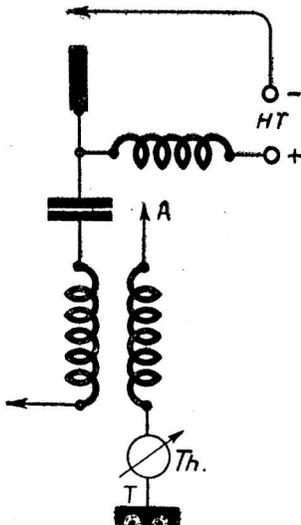


Fig. 259

L'attaque peut avoir lieu directement (fig. 260) :

La première méthode donne lieu à une émission plus synchronisée mais le réglage de l'antenne peut avoir une action sur celui de l'oscillateur si le couplage est trop serré.

Au moment de la résonance avec le circuit antenne-terre, l'énergie rayonnée a tendance à devenir maximum mais la rétrocession d'énergie au circuit grille décroît d'autant : il s'ensuit un décrochage.

La présence de l'ampèremètre thermique *Th* d'antenne est très utile au cours des réglages mais ne donne pas d'indications précises sur l'énergie rayonnée à distance. (Treizième leçon, page 75.)

MANIPULATION

Il est évident que les oscillations produites par les montages précités transmettent un « trait » continu qu'il s'agit de découper suivant le rythme de l'alphabet Morse.

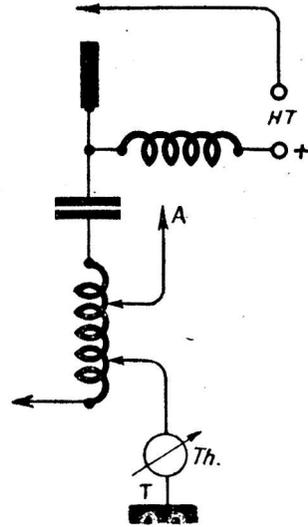


Fig. 260

L'interrupteur utilisé ou manipulateur peut occuper différentes positions.

Lorsqu'il s'agit de petites puissances le courant plaque-filament peut être coupé directement. En cas de tensions plaques élevées qui ne permettent pas ce montage, il reste la ressource de faire porter l'interruption sur le circuit d'excitation basse tension de la dynamo génératrice.

Une excellente méthode consiste à couper le circuit grille mais en prenant certaines précautions pour ne pas influencer sur le régime haute fréquence de l'oscillateur.

La manipulation peut se faire par l'intermédiaire d'un relais mécanique à contacts.

La modulation radiotéléphonique porte sur la déformation volontaire d'un train d'ondes entretenues : elle sera étudiée spécialement.

LES RELAIS EMETTEURS

D'après ce qui précède, rien ne s'oppose à ce qu'un relais généralement utilisé à la réception le soit à l'émission, du moins pour les faibles puissances.

Plusieurs de ces relais en dérivation (plaques réunies, grilles et filaments de même) fournissent la possibilité de puissances moyennes. (Fig. 261.)

Lorsqu'il s'agit de grandes puissances la tension plaque est élevée considérablement pour accroître le courant de saturation (10.000 volts).

Un refroidissement par circulation d'eau de-

vient nécessaire à cause de la dissipation plaque.

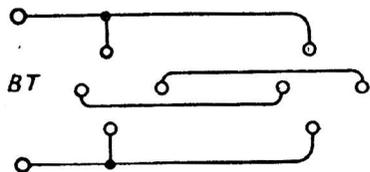


Fig. 261

L'application des filaments thoriés ou à oxydes rapportés (baryum) ne se généralise guère

à l'émission, du moins à l'heure actuelle, lorsqu'il s'agit de tensions plaques importantes (au-dessus de 1.000 volts).

A titre d'exemple, voici les caractéristiques d'un relais électronique puissant :

Tension filament : 17 volts.
 Intensité filament : 77 ampères.
 Tension plaque : 12.000 volts.
 Courant de saturation : 8 ampères.
 Puissance utile : 20 kilowatts.
 Dissipation anodique : 12 kilowatts.

VINGT-TROISIEME LEÇON

Étages haute fréquence multiples. — Limite Neutrodyne. — Relais à écran

L'expérience montre qu'il n'est pas possible de disposer en cascade plusieurs relais électroniques amplificateurs haute fréquence sans qu'il se produise des phénomènes d'oscillation incompatibles avec un fonctionnement normal.

La précédente leçon nous a montré qu'un retour d'énergie de la plaque vers la grille d'un relais pouvait le faire osciller.

Dans un amplificateur à plusieurs étages haute fréquence des rétrocessions d'énergie peuvent se produire à la suite de couplages parasites inductifs ou par capacité (induction mutuelle ou capacité entre organes de liaison entre connexions, couplage par pertes au sol, etc...).

Si l'énergie réfléchie n'est pas en phase avec l'énergie incidente, l'amplification totale est diminuée. Pour le démontrer on peut avoir recours à l'exemple d'un pendule se balançant et qui recevrait des impulsions à « contre-temps ». L'amplitude des oscillations ne tarderait pas à décroître. Dans ce cas la résistance apparente des circuits de l'amplificateur augmente (résistance positive).

Si l'énergie renvoyée en arrière par couplage intempestif est en phase avec l'énergie incidente, elle est amplifiée à nouveau : l'amplification totale devient plus grande.

Pour une certaine valeur, l'énergie réfléchie annule pratiquement la résistance des circuits amplificateurs : ceux-ci sont à la limite d'oscillation et l'amplification est maximum.

Des valeurs plus grandes, en phase, amorcent des oscillations ce qui conduit à l'idée de résistance « négative », une résistance qui n'existerait plus mais deviendrait en quelque sorte une « conductance » pure.

On retrouve le cas d'un pendule qui recevrait des impulsions supplémentaires au moment précis où il se trouve au maximum d'amplitude : la suivante croît d'autant, la résistance de l'air et la pesanteur sont vaincues. Si les impulsions sont toujours données « en phase » le mouvement est entretenu.

Les effets nuisibles des capacités parasites augmentent considérablement avec la fréquence, puisque l'expression :

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

diminue.

Les capacités entre organes peuvent être évitées avec un peu d'attention, mais celle qui existe entre la grille et plaque des relais est plus difficile à supprimer.

Au-dessous d'une longueur d'onde de 1.000 mètres, l'accroissement des fréquences oblige à diminuer le nombre des étages amplificateurs, la limite étant variable avec les soins apportés par le constructeur.

A partir de 500 mètres, plus de deux étages deviennent difficiles à réaliser et à manier.

Pour des longueurs d'onde inférieures une amplification multiple haute fréquence devient illusoire et nuit même au rendement.

NEUTRODYNE : La solution proposée par *Hazeltine* consiste à neutraliser la capacité grille-plaque du relais.

Si l'on remplace deux des résistances d'un pont de *Wheatstone* par deux capacités identiques, on passe de la figure 262 à la figure 263. Le pont étant alimenté en A et B par

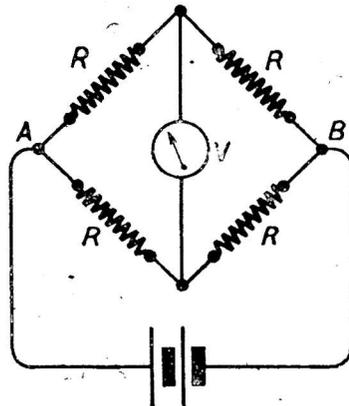


Fig. 262

un courant alternatif, le calcul et l'expérience montrent que les conditions d'équilibre ne sont pas modifiées. La capacité CA annule l'effet de la capacité CB. Le pont de Wheatstone devient un pont de Sauty.

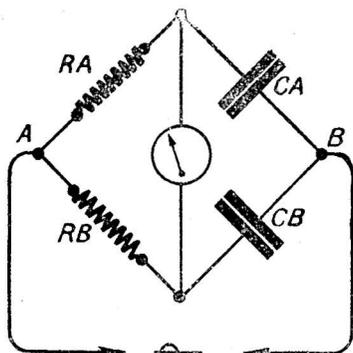


Fig. 263

En remplaçant les deux résistances RA et RB par deux self-inductions équivalentes rien n'est changé.

Ces modifications nous conduisent à la figure 264, où les deux self-inductions sont repré-

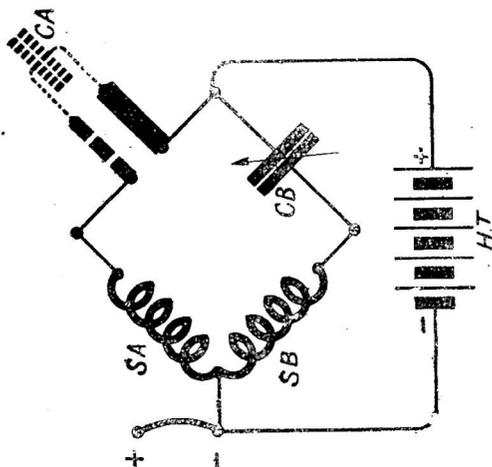


Fig. 264

sentées par les deux fractions de celle d'accord grille, la capacité CA par la capacité grille-plaque et CB par un petit condensateur variable à air qui peut prendre la même valeur.

Tout se passe comme si CA n'existait pas.

La réalisation d'un étage neutrodyne revêt la forme du schéma homologue de la figure 265.

La neutralisation de CA a lieu lorsque :

$$\frac{SB}{SA} = \frac{CA}{CB}$$

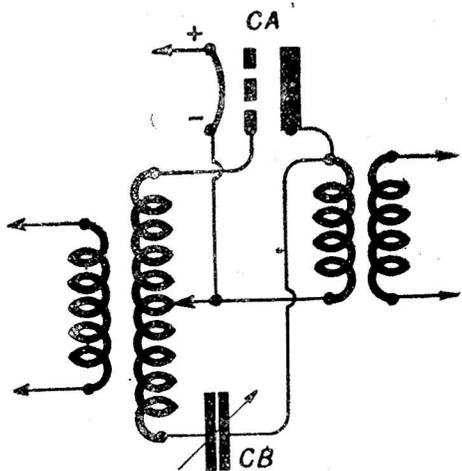


Fig. 265

RELAIS A ECRANS

La capacité grille-plaque d'un relais peut être considérablement diminuée par l'interposition d'un écran concentrique séparant la grille de la plaque.

On peut assimiler cet écran à une cage de Faraday incomplète (fig. 266).

L'écran affecte la forme d'une grille à spires serrées. Comme les solutions de continuité entre spires sont très grandes par rapport au diamètre des électrons, on peut dire que l'effet de « cage » n'est pas absolu.

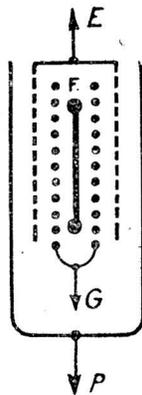


Fig. 266

Si l'on porte la grille-écran à un potentiel positif par rapport au filament, mais toutefois inférieur à celui de la plaque, il existera un courant grille écran-filament qui diminuera d'autant l'intensité plaque-filament.

On voit que cette diminution équivaut à une augmentation considérable de la résistance interne du relais (sélectivité plus grande).

Nous avons vu dans une précédente leçon que le facteur d'amplification K, la pente ou inclinaison S et la résistance interne d'un

relais étaient liés entre eux par une relation simple .

$$K = S \varrho$$

de la forme de la loi d'Ohm.

Dans le cas d'une lampe à écran l'augmentation de la résistance interne amènera un accroissement du facteur d'amplification K à condition que la pente S conserve une certaine valeur.

Ce dernier résultat est obtenu en choisissant convenablement le potentiel de la grille écran par rapport à celui de la plaque.

Les relais à écrans ne donnent des résultats satisfaisants qu'à deux conditions :

1° Que la résistance apparente (impédance pour une fréquence donnée) du circuit d'utilisation soit de l'ordre de grandeur de la résistance interne avec un amortissement minimum.

2° Que l'abaissement de la valeur de capacité grille-plaque ne soit pas annihilé par d'autres capacités extérieures, entre connexions ou organes de liaison par exemple.

La première condition demande l'emploi de circuits oscillants plaque accordés qui acquièrent une haute impédance au moment de la résonance.

La seconde nécessite un blindage situé entre les circuits grille et plaque qui prolonge l'effet de la grille écran à l'extérieur du relais.

Ces précautions sont absolument nécessaires sous peine de perdre les avantages cités et d'abaisser l'amplification de l'étage au dessous de celle d'un relais monogridde ordinaire.

Voici, à titre d'exemple, quelques caractéristiques d'un relais à écran :

Tension anodique : 50 à 150 volts.

Tension grille écran : 25 à 75 volts.

Courant de saturation : 20 milliampères.

Facteur d'amplification : 150.

Pente : 1 milliampère par volt.

Résistance interne : 150.000 ohms.

Capacité grille plaque : 0,01 micromicrofarad.

VINGT-QUATRIÈME LEÇON.

Fonction détectrice. — Détectrice à réaction

Les relais électroniques sont utilisables à la détection selon deux méthodes principales.

La huitième leçon (page 38) a traité de la détection en général et des détecteurs à contacts imparfaits : on y a pu voir l'importance des caractéristiques « coudées » et la dissymétrie qu'elles introduisent entre les alternances d'un courant alternatif à détecter.

La détection consiste à supprimer plus ou moins complètement les alternances d'un même signe. Cette atrophie tient à ce que le détecteur est un conducteur à conduction unilatérale.

Les détecteurs à contacts imparfaits ne provoquent pas la suppression complète d'une alternance (fig. 87, page 39). Les relais électroniques peuvent détecter d'une manière plus absolue et dans certains cas donner lieu à un effet amplificateur simultané.

DETECTION
PAR LA CARACTÉRISTIQUE
PLAQUE ;
COURBURE INFÉRIEURE

Le fait de polariser négativement la grille d'un relais par rapport au filament (fig. 267) déplace le point moyen de fonctionnement au

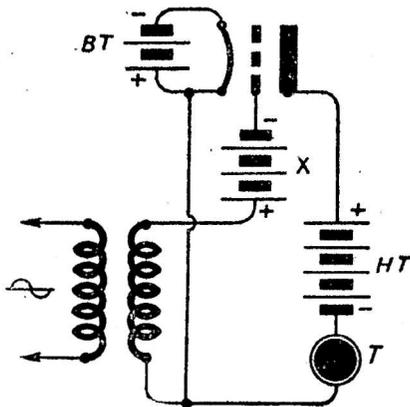


Fig. 267

niveau de la courbure inférieure de la caractéristique plaque. (Fig. 268.)

Si l'on applique à l'espace filament-grille une différence de potentiel alternative maximum

v_g , le potentiel V de la grille variera au cours d'une période complète entre les limites

$$-v_g \text{ ————— } V \text{ ————— } +v_g$$

Mais le potentiel moyen V est précisément celui à partir duquel apparaît le courant plaque-filament (fig. 268).

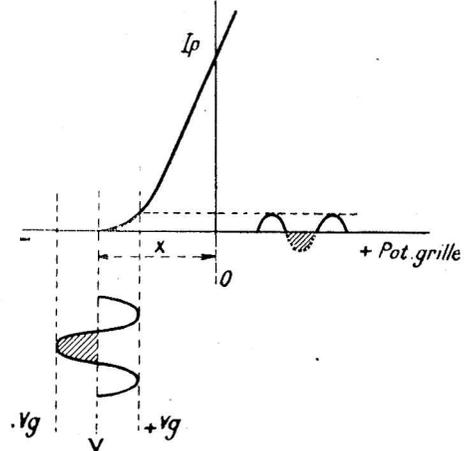


Fig. 268

L'alternance grille $+v_g$ déterminera des variations correspondantes plaque-filament alors que l'alternance $-v_g$ sortant des limites de la caractéristique ne fournira aucune résultante.

Les pulsations du courant-plaque seront donc bien de la forme suivante, (fig. 269) :



Fig. 269

qui est l'image d'une oscillation détectée.

On voit, d'après la figure 268, que le relais travaille dans la région d'abscisse négative où le courant plaque-filament est faible.

La résistance interne est grande de même que celle filament-grille ; cet état de chose accroît la sélectivité par diminution d'amortissement puisque le circuit oscillant n'est shunté que par un espace de grande résistance (fig. 270).

Si la résistance filament-grille était faible il y aurait un véritable court-circuit qui limiterait les variations de potentiel de la grille par rapport au filament.

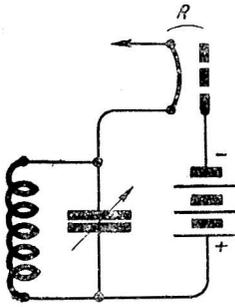


Fig. 270

D'autre part, il est évident que la quantité d'énergie fournie par la batterie H.T. est réduite.

Ces dernières considérations expliquent pourquoi il ne serait pas avantageux d'utiliser la courbure supérieure de la caractéristique plaque.

Le potentiel moyen V de la grille serait fixé par l'insertion dans le circuit d'une batterie polarisant positivement (fig. 271).

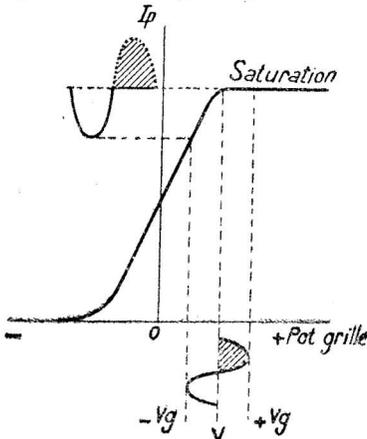


Fig. 271

Le courant permanent du relais atteindrait la valeur de saturation (usure accélérée du filament), la source H.T. devrait fournir une énergie relativement grande et le circuit oscillant grille serait shunté par une résistance trop faible.

DETECTION PAR LA CARACTERISTIQUE GRILLE

Attaquons l'espace filament-grille d'un relais électronique, en intercalant dans le circuit une résistance élevée shuntée par un condensateur valant une fraction de millième de microfarad (fig. 272).

Le retour de grille s'effectuant en W c'est-

à-dire à l'extrémité positive du filament la grille sera positive par rapport à la majeure partie du filament.

En l'absence d'oscillation, le circuit fila-

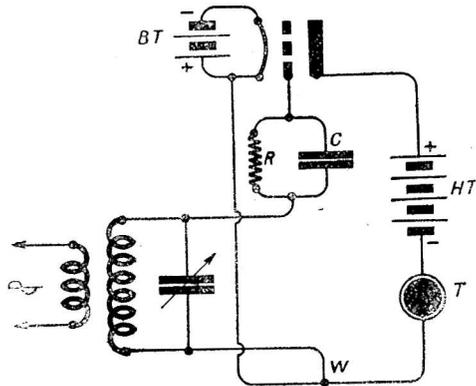


Fig. 272

ment-grille est le siège d'un courant I_g que l'on peut figurer sur la caractéristique grille (fig. 273). Le point O serait le potentiel de la grille si le retour s'effectuait au moins quatre volts.

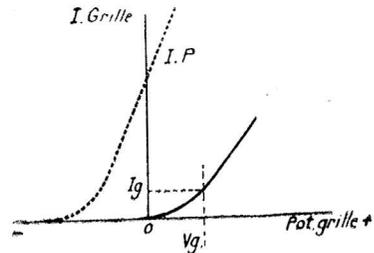


Fig. 273

Si le circuit oscillant intercalé dans la grille est détenteur d'énergie haute fréquence, le potentiel à ses extrémités varie selon la même fréquence.

Les variations sont au maximum :

$$-v \text{ ————— } V_g \text{ ————— } +v$$

Mais à cause de la courbure de la caractéristique grille, le courant grille atteint des limites dissymétriques :

$$-i \text{ ————— } I_g \text{ ————— } +I$$

La variation positive du potentiel grille provoque un courant I plus grand que i correspondant à l'alternance négative (fig. 274).

On sait que la chute de tension E dans une résistance est proportionnelle à l'intensité I :

$$E = RI$$

La chute de tension le long de la résistance shuntée introduite dans le circuit sera donc plus grande pour I (alternance positive de la grille) que pour i (alternance négative).

Il en découle que la variation de potentiel

de la grille sera moins importante pour l'alternance positive que pour l'alternance négative.

Cette dissymétrie entraîne des fluctuations correspondantes du courant plaque-filament : la résultante est de même forme et de plus grande amplitude à cause du facteur d'amplification K du relais (fig. 275).

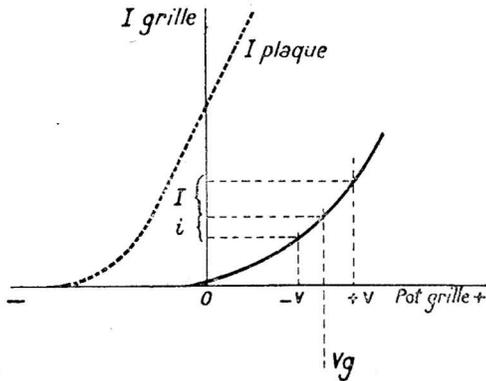


Fig. 274

La petite capacité (généralement 0,15 à 0,20 millième de microfarad) qui shunte la résistance (3 à 5 mégohms) diminue l'amortissement du système en livrant passage aux oscillations haute

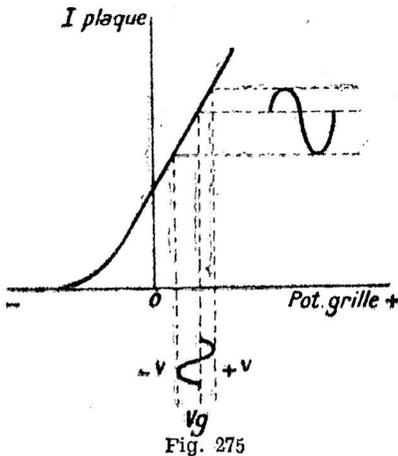


Fig. 275

fréquence. Sa valeur dépend, comme pour les condensateurs de liaison déjà étudiés, de la fréquence à détecter.

La résistance peut occuper une autre position telle que celle représentée sur la figure 276.

Cette méthode est utile lorsqu'il s'agit d'opérer une liaison du relais détecteur à un circuit plaque précédent. Le condensateur empêche la plaque d'imposer son potentiel très positif à la grille, la polarisation ayant lieu par l'intermédiaire de la résistance reliée à l'extrémité positive du filament.

La détection par courbure inférieure de la caractéristique plaque est intéressante du fait que la « saturation » n'est pas à craindre puisqu'il

serait impossible que les variations positives sortent de la région de la caractéristique plaque.

La détection par caractéristique grille est la plus commode, ne nécessitant pas de batterie de polarisation, mais afin d'obtenir un rendement optimum il est assez indiqué de choisir une caractéristique grille à coude accentué et de s'y fixer par l'emploi d'une valeur de résistance convenable. La saturation est plus à craindre.

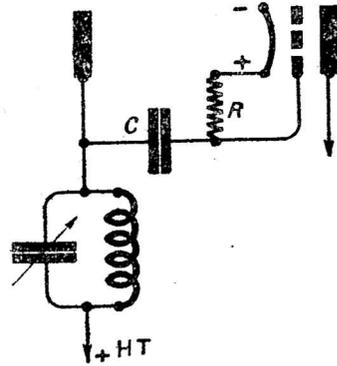


Fig. 276

LA REACTION

La Réaction consiste à opérer un retour d'énergie du circuit plaque sur le circuit grille.

Ce retour peut s'effectuer par un couplage inductif convenable. La figure 277 représente un relais détecteur à réaction.

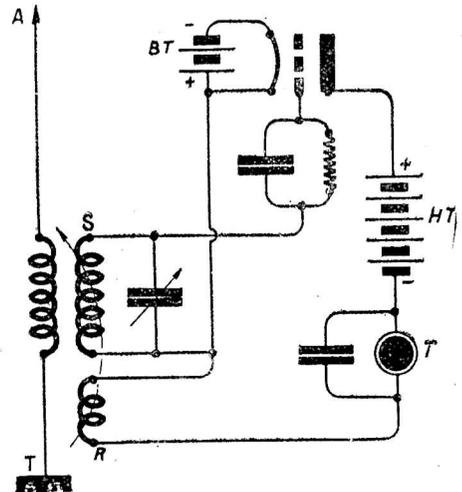


Fig. 277

Le schéma rappelle celui d'un relais électronique oscillateur.

Pour un sens de couplage convenable et une induction mutuelle de R et S (self-induction de Réaction et Secondaire) on peut amener le détecteur à la limite d'oscillation.

Le retour de l'énergie se faisant « en phase » la résistance apparente de l'ensemble peut être diminuée au maximum.

L'amortissement devient presque nul et l'on obtient un gain d'amplification et de sélectivité.

Une induction mutuelle trop importante déclenche un entretien d'oscillations qui peut être utile dans certains cas (réception des ondes entretenues en télégraphie).

Lorsqu'il s'agit de Radiotéléphonie une induction mutuelle croissante provoque les phénomènes suivants :

- 1° Pas de renforcement ;
- 2° Léger renforcement ;
- 3° Amplification maximum (Limite d'accrochage) ;
- 4° Déformation des sons (accrochage) ;
- 5° Sifflements (entretien d'oscillations).

La position de travail est évidemment le n° 3.

Le couplage de la self-induction de Réaction doit se faire avec le secondaire et non pas le primaire afin d'éviter ou d'amoindrir une radiation de l'antenne, dans les cas n° 4 et 5. Le poste récepteur devenant émetteur sur sa longueur d'onde de réglage peut gêner d'autres récepteurs.

Le retour d'énergie de la plaque vers la grille peut se faire par l'intermédiaire d'un condensateur variable. Dans ce cas, une self-induction dite « de choc » bloque les oscillations haute fréquence et permet leur dérivation (fig. 278).

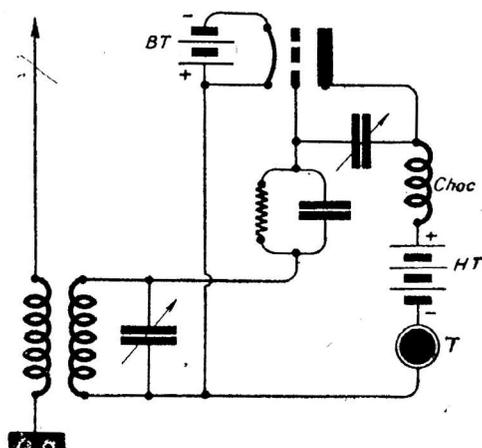


Fig. 278

Cette dernière méthode est théoriquement préférable. Elle évite un couplage inductif variable entre la plaque et la grille qui amène un dérèglement du circuit oscillant secondaire chaque fois que l'on modifie l'induction mutuelle.

RECEPTION DES ONDES ENTRETENUES EN TELEGRAPHIE

Il a été exprimé (huitième leçon, page 40) qu'une simple détection ne suffisait pas lors de la réception des signaux télégraphiques en ondes entretenues.

Le « tikker » permettait de découper la résultante courant continu fournie par le détecteur.

Une détectrice à réaction dispense du « tikker » peu sensible et difficile à régler.

Supposons que la Réaction soit maximum produisant ainsi des oscillations locales de fréquence liée à l'accord du circuit oscillant grille. (Résistance négative.)

Les oscillations haute fréquence provenant de l'émetteur viendront se superposer aux oscillations locales.

Si elles sont en phase la réception ne sera pas encore possible, mais si l'on dérègle très légèrement le circuit d'accord du récepteur la fréquence locale augmentera ou diminuera par rapport à la fréquence incidente.

La première sera par exemple $F1$ et la seconde $F2$.

La fréquence n'étant pas la même il se produira un phénomène de « battements ».

INTERFERENCES OU BATTEMENTS

Envisageons deux pendules de longueurs inégales se balançant dans deux plans parallèles (fig. 279).

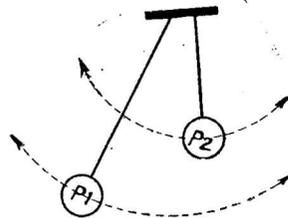


Fig. 279

Leur fréquence d'oscillation n'est pas la même, par définition : le balancement de $P2$ sera plus rapide que celui de $P1$.

Ecartons ces deux pendules de leur position de repos et abandonnons les à eux-mêmes.

Ils partent ensemble, mais à chaque alternance le « retard » de $P1$ s'accroît.

Au bout d'un certain temps les pendules se balanceront en opposition (fig. 279), après un temps égal ils seront de nouveau en synchronisme comme au début de l'expérience.

Lorsque deux trains d'oscillations électriques dans un circuit ont une fréquence différente le même phénomène se produit.

A certains instants les oscillations se retranchent : la résultante est minimum ou nulle si les amplitudes ont même valeur absolue.

A d'autres instants les oscillations sont de même sens et s'ajoutent : résultante maximum. A tous les moments il se produit une somme algébrique de grandeur variable.

On démontre que cette résultante est égale à la différence des fréquences :

$$F = F1 - F2$$

Dans le cas de la détectrice à réaction étudiée plus haut, on peut régler la fréquence locale de telle façon que sa différence avec la fréquence incidente soit « audible ». ($F = 100$ à 4.000).

Un son de hauteur correspondante sera perçu au moment des traits et des points de l'alphabet Morse qui sont transmis par l'émetteur (fig. 280).

Il résulte de ceci que la « note » musicale reçue au téléphone peut être modifiée à volonté par variation de la fréquence locale.

La nécessité d'une différence de fréquences implique un léger dérèglement du récepteur sans inconvénient d'ailleurs puisqu'il est compensé par un gain d'amplification. On démontre en effet que l'amplitude du battement est proportionnelle au produit des amplitudes de l'oscillation locale et de l'oscillation incidente.

L'amplitude locale peut être augmentée dans de grandes proportions puisqu'elle ne dépend que du récepteur et non de l'éloignement de l'émetteur.

La détectrice à réaction prend le nom d'« autodyne » qui exprime que la force agissante (oscillation locale) est produite par le relais lui-même.

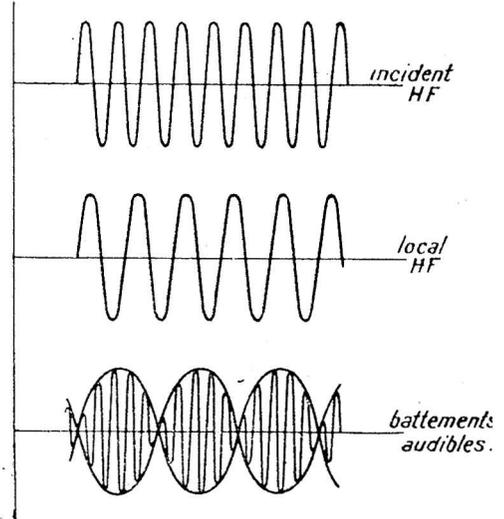


Fig. 280

L'oscillation locale peut être produite par un oscillateur séparé (hétérodyne) placé à proximité du récepteur et couplé avec lui.

QUESTIONNAIRE

VINGT ET UNIÈME LEÇON

1° Dites pourquoi les relais électroniques peuvent convenir également à l'amplification d'oscillations haute fréquence ?

2° Quel est le pouvoir amplificateur maximum d'un relais électronique dont le circuit plaque comporte une self-induction accordée ?

3° Quelle est la meilleure liaison au point de vue sélectivité ? simplicité ? entre deux relais électroniques amplificateurs haute fréquence.

4° Pourquoi serait-il nécessaire de polariser négativement la grille d'un relais électronique amplificateur haute fréquence ? Dans quel cas peut-on l'éviter ?

5° Quel est l'inconvénient de la capacité grille-plaque des relais électroniques ? Comment peut-on l'éviter ?

6° Dessinez le schéma d'un amplificateur haute fréquence à deux étages : un relais électronique à circuit plaque accordé (self-induction accordée) et un relais à self semi-apériodique.

VINGT-DEUXIÈME LEÇON

1° Expliquez la théorie du fonctionnement en oscillateur d'un relais électronique.

2° Comment est provoqué la première oscillation ?

3° Quel est le rôle de la résistance de grille ?

4° Qu'arrive-t-il si l'oscillateur « décroche » ?

5° Quelles sont les différentes liaisons plaque-grille assurant la fonction oscillatrice ?

6° Dessinez un poste d'émission — circuit oscillant dans la grille — manipulation sur l'excitation de la dynamo — alimentation série — attaque indirecte de l'antenne ?

VINGT-TROISIÈME LEÇON

- 1° Quelles sont les causes d'oscillations dans un amplificateur haute fréquence ?
 - 2° Qu'arrive-t-il si l'énergie appliquée à nouveau à l'entrée de l'amplificateur n'est pas en phase avec l'énergie incidente ?
 - 3° Si elle est en phase ?
 - 4° Expliquez le principe du neutrodyne ?
 - 5° Quel est le principe des relais à écran ? Qu'arriverait-il si la grille-écran n'était pas une grille, mais une plaque ?
 - 6° Quelles sont les précautions à prendre lors du montage d'un relais à écran sur un récepteur ?
-

VINGT-QUATRIÈME LEÇON

- 1° Expliquez la détection par courbure inférieure de la caractéristique plaque ?
- 2° Pourquoi la détection par la courbure supérieure est-elle peu intéressante ?
- 3° Quel est le rôle de la résistance shuntée dans la détection par caractéristique grille ?
- 4° Qu'est-ce que la saturation d'un détecteur ? Comment peut-elle se produire ?
- 5° Expliquez la Réaction ?
- 6° Expliquez le phénomène des battements en imaginant si possible un autre exemple que celui cité ?



Notes Personnelles

Lined area for personal notes, consisting of approximately 30 horizontal lines.

COURS DE RADIO

Fascicule N° 6

A découper et joindre à l'envoi des réponses.

ASSOCIATION PHILOMATHIQUE

Cours de Radio Télégraphie et Phonic

professé à

L'ÉCOLE D'ARTS ET MÉTIERS de PARIS

par

Roger R. CAHEN

Chef de Laboratoire à l'Institut
d'Actinologie



FASCICULE N° 7

(Le cours complet comportera 8 fascicules)

PUBLICATIONS RADIO-ELECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES

Journal « Le Haut-Parleur »

23, Avenue de la République — PARIS

JUILLET 1929

PRIX : 3 FRS

Cours de Radio

MINGT-CINQUIEME LEÇON.

Les montages de réception

Il semble exister une infinité de montages récepteurs faisant appel à des principes très différents, mais cette diversité n'est qu'apparente.

Les trois stades principaux d'une réception sont :

- 1° Amplification haute fréquence (HF) ;
- 2° Détection ;
- 3° Amplification basse fréquence (BF).

Les stades 1 et 3 ne sont pas forcément indispensables comme la détection. Le montage le plus simple sera l'ensemble d'un collecteur d'onde et d'un dispositif détecteur (contact imparfait, relais détecteur avec ou sans réaction).

Les récepteurs modernes comportent presque toujours un amplificateur BF à la suite du détecteur, ce qui ne peut faire porter les dissemblances que sur l'amplificateur HF.

Là encore, il ne faut plus s'arrêter à des questions de détail ou de réalisation, mais bien au principe directeur.

AMPLIFICATION HAUTE FREQUENCE

Elle est fonction de la sensibilité dont le récepteur doit faire preuve. Des étages multiples permettent la réception de stations lointaines, peu puissantes, ou l'emploi de collecteurs d'onde de faible hauteur effective.

Comme nous l'avons vu, les liaisons entre relais amplificateurs peuvent être effectuées inductivement ou par condensateur (circuits plaques semi-apériodiques, accordés).

Une faible capacité interne grille-plaque ou sa neutralisation autorise la multiplication des étages en cascade.

Au lieu d'amplifier directement les oscillations captées, il est avantageux de diminuer leur fréquence (changement de fréquence) ; dans ce cas, l'amplificateur HF donne lieu aux mêmes réalisations, à quelques modalités près.

Il ressort de ceci que les méthodes d'amplification HF sont relativement limitées et qu'il existe seulement deux catégories principales :

1° Amplification des oscillations HF sous leur fréquence propre ;

2° Amplification des oscillations HF sous une fréquence plus faible.

DETECTION

Les détecteurs à contact imparfait conservent toujours leurs qualités de simplicité et de faible prix de revient, mais les récepteurs comportant un amplificateur HF ou BF par relais électroniques utilisent généralement aussi un relais détecteur.

L'emploi de la réaction augmente beaucoup la sensibilité et la sélectivité par suite de la résistance négative qui est apportée. La méthode de détection la plus courante est celle qui met à profit la courbure de caractéristique grille (résistance shuntée).

AMPLIFICATION BASSE FREQUENCE

L'amplification des oscillations BF a surtout pour but d'augmenter le « volume » de son produit par un écouteur téléphonique ou un haut-parleur.

On a souvent répété que l'amplification BF n'ajoutait rien à la sensibilité d'un récepteur : c'est une erreur, puisque des réceptions qui seraient presque inaudibles à l'étage détecteur le deviennent parfaitement à la sortie de l'amplificateur BF. Néanmoins, il faut bien dire qu'à ce sujet la prépondérance de l'amplification HF est préférable, puisqu'elle seule peut fournir au détecteur une énergie notable (la résultante détectée est proportionnelle au carré de la valeur de l'énergie incidente).

L'amplification dite de « puissance » est un cas particulier se rapportant toujours aux basses fréquences. Elle met en jeu des moyens plus puissants proportionnels aux effets qui doivent être obtenus (auditions publiques, en plein air, transmissions d'ordres à distance ou en milieu bruyant, etc.)

DETERMINATION D'UN RECEPTEUR

Un certain nombre de facteurs entrent en ligne de compte.

1° Utilisation :

Le but poursuivi fournit évidemment la base du choix.

- a) Réception de stations locales ;
- b) Réception de stations lointaines.

Le premier cas ne requiert pas, comme le second, une amplification HF multiple, mais soulève le problème de la sélectivité d'autant plus que les stations locales sont proches et puissantes ;

2° Collecteur d'onde :

L'importance du collecteur d'onde employé (grande antenne, petite antenne, antenne intérieure, cadre) contribue à fixer plus complètement le nombre d'étages amplificateurs HF.

3° Sélectivité :

La proximité géographique, la puissance rayonnée, la différence des longueurs d'onde de transmission des stations à recevoir conduisent à des techniques particulières d'établissement du système d'accord ou des liaisons entre relais.

La méconnaissance des conditions ultérieures d'emploi d'un récepteur incite en général à la recherche d'une syntonie poussée.

L'acuité de la courbe de résonance peut amener une diminution de sensibilité ou la déformation des sons en radiotéléphonie ; il faut faire intervenir une solution moyenne.

4° Volume de son :

Le volume de son désiré (casque téléphonique ou haut-parleur) régit l'importance de l'amplification basse-fréquence.

L'écoute professionnelle au casque n'exige généralement qu'un étage BF. Les haut-parleurs demandent une énergie modulée plus grande.

Le but poursuivi fixe le nombre d'étages amplificateurs BF, les caractéristiques électriques des relais dits « de puissance », les valeurs de tension anodique et de polarisation grille.

Même dans cette catégorie, l'amplification HF doit posséder une certaine priorité. La partie HF du récepteur « alimente » la partie BF.

Une grande amplification BF n'est réalisée que si le détecteur est convenablement nourri sans être amené toutefois à la saturation (débordement de la caractéristique).

La reproduction fidèle des sons conduit à des précautions spéciales, notamment le rejet des périodes de résonance électriques ou mécaniques hors de l'échelle des sons audibles.

5° Alimentation :

Les conditions d'alimentation du récepteur (sources HT et BT) sont à considérer :

- a) Mise à contribution du secteur électrique. Alimentation directe (stations fixes).
- b) Alimentation par accumulateurs avec contribution mixte du secteur (recharge).
- c) Alimentation par piles (stations mobiles).
- d) Emploi de relais bigrille (tension plaque réduite). Filaments à consommation minimale (60 milliampères sous 1,5 volt). Stations légères et mobiles.

6° Nombre de relais :

La question peut être envisagée sous un autre aspect :

Le nombre de relais est fixé d'avance pour certaines raisons (prix de revient, encombrement), et il s'agit d'arriver à un objectif déterminé.

En tenant compte des paragraphes précédents, on mettra en œuvre les variables disponibles :

- a) Augmentation de la hauteur effective du collecteur d'onde.
- b) Choix de relais à caractéristiques appropriées (HF : grand facteur d'amplification, faible capacité interne. BF : grande inclinaison, partie rectiligne de caractéristique bien développée).
- c) Diminution des pertes et amortissements (choix d'un minimum d'isolant, diamètre des conducteurs, aération des organes).

La pratique montre qu'il vaut mieux réaliser un récepteur à faible nombre de relais électroniques, bien étudié électriquement, qu'un récepteur dont les étages multiples devraient, par définition, augmenter la sensibilité.

On ne tarde pas à s'apercevoir que les pertes ou les risques d'oscillation croissent beaucoup plus vite que le nombre de relais.

7° Réception. Télégraphie, Téléphonie :

Les conditions actuelles du trafic radioélectrique empêchent de calculer un récepteur uniquement pour la télégraphie seule ou la téléphonie.

Ces réceptions doivent être possibles avec le même appareil dans un but de simplification.

Un récepteur radiotéléphonique est impressionné par les transmissions en ondes amorties sans qu'un dispositif particulier soit nécessaire.

La réception des ondes entretenues est possible par interférence. Il suffit de provoquer des oscillations de fréquence proche de celle à recevoir, de façon à ce que leur différence soit audible.

Les battements sont obtenus à l'aide d'oscillations locales (relais détecteur placé au delà de l'accrochage : autodyne) ou d'oscillations extérieures (oscillateur séparé : hétérodyne).

CONSTRUCTION

Bien que cette question n'entre pas dans les limites d'un cours théorique, nous croyons utile de poser quelques principes :

Le montage d'un récepteur se fait généralement sur un ensemble « en équerre » comportant une planche horizontale qui recevra les organes et un panneau isolant (ébonite, bakélite) vertical servant de tableau de commande et de contrôle.

Cette disposition est certainement la plus pratique.

FIXATION DES ORGANES :

Ceux-ci doivent être placés et répartis dans un ordre logique qui est celui du schéma de principe.

Leur disposition doit s'inspirer du fait qu'il y a intérêt à séparer le plus possible la partie relative à la haute fréquence de la partie basse fréquence.

La plus grande place disponible est accordée aux circuits haute fréquence de façon à ce qu'ils ne puissent réagir les uns sur les autres. Cette « aération » ne doit pas conduire à des connexions trop longues sous peine d'annuler le résultat cherché.

Les solénoïdes, (nids d'abeilles) qui pourraient donner lieu à des inductions mutuelles gênantes seront placés dans des plans perpendiculaires.

Le « cablage » consiste à relier les différents organes par des conducteurs nus d'un

diamètre suffisant pour acheminer sans perte les courants de la plus haute fréquence qui devra pouvoir être amplifiée ou détectée.

Les connexions « en double » seront évitées soigneusement en barrant, au crayon sur le schéma, les conducteurs au fur et à mesure de leur établissement.

Il faut s'élever contre la pratique, peut être esthétique, qui conduit à disposer les commandes (condensateurs variables, broches de self-inductions, etc.) très symétriquement sur le panneau vertical.

C'est un désir artistique rarement compatible avec la technique. Lorsque, par exemple, deux condensateurs variables sont fixés à égale distance d'un axe imaginaire qui passerait par le milieu du récepteur, il y a neuf fois sur dix lieu de penser que quelques connexions ont du être allongées abusivement dans une région qui est celle d'étages d'amplification ultérieurs.

Il ne faut jamais tracer des repères ou des indications sur un panneau isolant, à l'aide d'un crayon. Le trait de graphite, que l'on ne songe jamais à faire disparaître, peut constituer des résistances de l'ordre du mégohm en shunt sur deux ou plusieurs organes.

Les soudures sont à rejeter si elles ne sont pas effectuées parfaitement et débarassées d'un excès de décapant qui les attaquera à la longue.

Le choix des organes ou des relais électroniques est très délicat.

Trop souvent le récepteur est déclaré « terminé » lorsque les liaisons sont établies.

Il ne reste, semble-t-il, qu'à placer les relais sur leurs supports.

C'est une erreur. Le récepteur doit être fait pour les relais qui l'actionneront, le rôle de ceux-ci étant beaucoup plus qu'un adjuvant.

Les caractéristiques des relais dictent celles des organes de liaison et de l'alimentation.

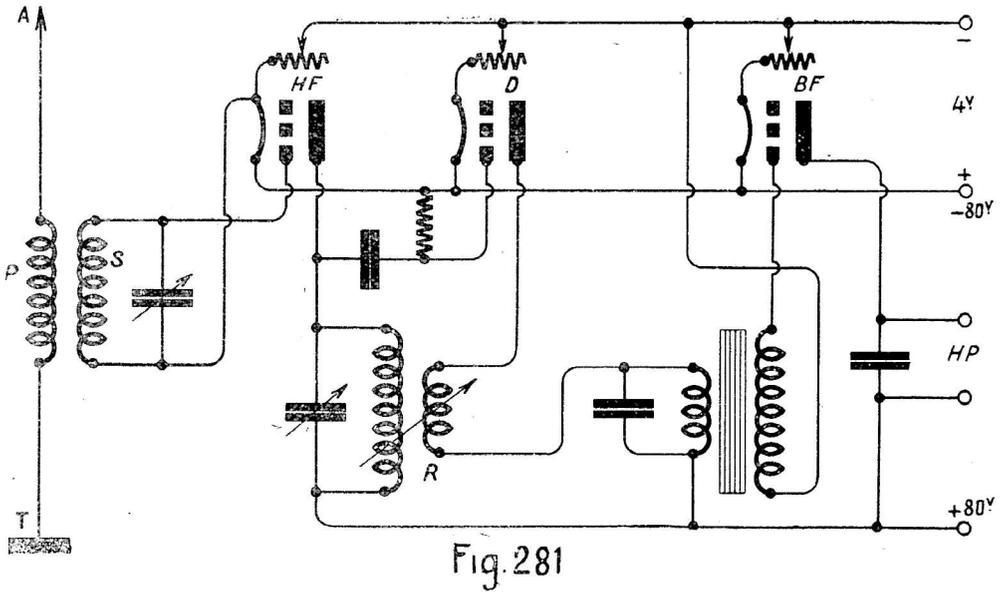
Nous nous excusons de citer cette vérité évidente méconnue dans certaines occasions.

RÉCEPTEUR DIT « A RÉSONANCE »

Voici un schéma très classique. Le circuit antenne-terre désaccordé est couplé inductivement à un circuit oscillant accordé S qui attaque l'espace filament-grille du premier étage amplificateur HF. Choc haute fréquence par circuit « à la résonance » dans le circuit plaque. Liaison par condensateur au relais détecteur avec résistance entre grille et extrémité positive du filament.

Bobine de réaction dans le circuit plaque couplée avec le précédent circuit à la résonance.

Attaque de l'étage BF par transformateur à circuit magnétique. Ecoute dans le dernier circuit plaque.



VINGT-SIXIEME LEÇON

Choix des relais électroniques suivant leur fonction

Il y a seulement quelques années, on ne fabriquait qu'un seul type de relais électronique dont les caractéristiques étaient les suivantes :

Tension filament : 3,5 à 4 volts.

Intensité filament : 0,7 à 1 ampère.

Tension plaque : 40 à 300 volts.

Courant de saturation : 12 à 15 milliampères.

Facteur d'amplification : 9 à 11.

Résistance interne : 20.000 à 30.000 ohms.

Le relais était utilisé à la réception comme à l'émission pour remplir des rôles très différents.

En dépit d'une fabrication en série, il arrivait que divers relais ne se ressemblaient pas exactement (vide irrégulier, dégagement de gaz occlus). Les dissemblances étaient non seulement tolérées mais utilisées : au cours du réglage d'un récepteur, une permutation entre relais d'étages HF détecteur ou BF amenait souvent une amélioration notable du rendement ou de la reproduction des sons en phonie.

A cette époque les relais n'étaient donc pas établis pour une fonction déterminée à l'avance et ne convenaient plus particulièrement à un rôle que tout à fait par hasard.

Le but poursuivi par les techniciens, au cours des années suivantes jusqu'à maintenant, a été de déterminer systématiquement les caractéristiques idéales d'emploi à des étages différents et de permettre aux industriels la réalisation régulière d'un type déterminé.

Dans ces conditions il est possible de fixer son choix à l'avance sur un relais, d'après la fonction qu'il doit remplir, sans avoir à supposer que ce relais assurerait un meilleur rendement s'il était placé en un autre point du récepteur.

D'autre part une telle qualification est le plus sûr garant d'un résultat optimum à chaque étage.

CARACTERISTIQUES DU RELAIS

Les caractéristiques statiques ont été étudiées à la dix-huitième leçon.

Le facteur d'amplification, la pente ou inclinaison et la résistance interne peuvent être liés par la relation :

$$K = S \varrho$$

qui rappelle la loi d'Ohm.

On tire :

$$\varrho = \frac{K}{S}$$

et

$$S = \frac{K}{\varrho}$$

La première relation implique, pour un facteur d'amplification K donné, l'impossibilité de réaliser « à la fois » une grande pente S et une forte résistance interne ϱ : l'une ou l'autre sera désavantagée.

Exemple : Soient $K = 10$; $\varrho = 20.000$ ohms, S est évidemment égal à :

$$\frac{10}{20.000} = 0,5 \text{ milliampère par volt.}$$

L'augmentation de cette valeur ne pourrait être obtenue qu'au détriment de la résistance interne.

La seconde relation montre, de même, qu'une faible résistance interne ne peut coexister qu'avec un facteur d'amplification réduit et une forte pente.

La troisième relation établit, par exemple, qu'une faible pente est le résultat d'une résistance interne élevée vis-à-vis du facteur d'amplification.

En se basant sur le fait que le produit

$$K \times S$$

exprime la puissance qui peut être délivrée par un relais électronique, il y a intérêt à le faire

le plus grand possible à la condition que les organes de liaison ou d'utilisation soient adaptés à l'impédance qui en découle.

Si pour une raison majeure cette résistance doit se tenir à une valeur déterminée il y aura lieu de jouer sur K ou S selon les cas.

AMPLIFICATION HAUTE OU MOYENNE FREQUENCE

Le facteur K devient prédominant puisqu'il s'agit d'obtenir de grandes variations de tension filament-grille à l'étage suivant.

Deux cas se présentent : liaison par transformateur HF ou par système condensateur-résistance.

Dans le second, la résistance interne doit être beaucoup plus grande que dans le premier afin que la chute de tension de la batterie plaque soit plus uniformément répartie entre l'espace filament-plaque et la résistance insérée dans le circuit plaque. La pente découle de ces caractéristiques.

La capacité interne entre électrodes doit être la plus faible possible afin d'augmenter le rendement et la sélectivité.

DETECTION

Le relais détecteur alimente directement un écouteur téléphonique ou un premier transformateur BF : sa résistance interne sera de l'ordre de grandeur du circuit d'utilisation. Notamment avec la méthode de détection par résistance shuntée le facteur d'amplification est à considérer puisqu'il intervient. La pente sera à l'avenant.

Un coude accentué de la caractéristique grille est évidemment précieux.

AMPLIFICATION BF

Le facteur d'amplification devient beaucoup moins intéressant que la pente. Il ne s'agit plus de provoquer des variations de tension importantes mais bien des variations d'intensité qui augmenteront le nombre d'ampères-tours des reproducteurs de son (écouteur-haut-parleur).

La résistance interne décroît comme le facteur d'amplification alors que la pente s'élève d'autant. L'amplification dite « de puissance » demande l'exagération de ces caractéristiques. Notamment en BF, chaque relais doit être apte à recevoir l'énergie transmise par le relais précédent sans être conduit à une saturation précoce. Les variations de potentiel de l'espace filament-grille correspondront au mieux à la totalité de la partie rectiligne de la ca-

ractéristique statique convenablement déplacée dans la région d'abscisse négative afin d'éviter la formation de courants grille nuisibles (distorsion).

EMISSION

Les deux caractéristiques qui permettent de juger un relais oscillateur sont la valeur du courant de saturation et la puissance qui peut être dégagée sous forme de chaleur par la plaque sans inconvénient (fusion ou dégagement de gaz occlus).

La puissance utile susceptible d'être rayonnée est égale à la différence de la puissance alimentation et de celle dissipée caloriquement sur la plaque.

$$PU = PA - PC$$

Pour un rendement moyen de cinquante pour cent la puissance utile est égale à la puissance perdue en chaleur, donc la moitié de la puissance alimentation.

Celle-ci se calcule en effectuant le produit de la tension plaque et de la valeur du courant permanent qui est généralement le tiers du courant de saturation.

$$PA = VI$$

L'intensité de saturation ne doit jamais atteindre sa valeur théorique sous peine d'exagérer dangereusement la dissipation calorifique de la plaque.

Exemple : Soit à déterminer la puissance utile d'un relais en admettant un rendement de cinquante pour cent :

Courant de saturation : 75 milliampères.

Tension plaque : 400 volts.

La valeur du courant permanent sera dans des conditions normales

$$\frac{0,075}{3} = 0,025$$

La puissance d'alimentation :

$$400 \times 0,025 = 10 \text{ watts.}$$

La puissance utile du relais oscillateur sera

$$\frac{10}{2} = 5 \text{ watts.}$$

les 5 autres watts devant pouvoir être rayonnés par la plaque sous forme de chaleur.

Dans le cas d'un rendement, pratiquement maximum, de soixante-quinze pour cent la puissance utile serait les trois quarts de la puissance alimentation, soient 7,5 watts.

VINGT-SEPTIEME LEÇON

Théorie des montages utilisant un changement de fréquence

La vingt-troisième leçon a décrit quelles difficultés étaient rencontrées lors de l'amplification HF à étages multiples. La limite est d'autant plus vite atteinte que la fréquence en jeu est grande.

Or la réception sur cadre ou celle des stations éloignées demande une amplification importante, difficile à réaliser lorsqu'il s'agit de courtes longueurs d'onde.

Une méthode détournée consiste à changer la fréquence des oscillations HF captées par un collecteur d'onde, à la rendre plus faible de façon à permettre une amplification comode.

Ce changement n'affecte en rien les signaux radiotéléphoniques ou télégraphiques, la fréquence seule de l'onde porteuse étant abaissée.

Il est loisible ensuite d'amplifier dans des limites plus importantes, de détecter ou d'amplifier en BF comme d'habitude.

Un montage à changement de fréquence comprendra trois stades principaux :

- 1° Changement de fréquence ;
- 2° Amplification moyenne fréquence ;
- 3° Détection et amplification BF.

THEORIE

Lorsque des oscillations de fréquence F1 viennent se superposer, interférer, avec des oscillations de fréquence F2, il se produit des « battements » égaux en nombre à la somme et à la différence des fréquences en question.

C'est-à-dire :

$$F_a = F_1 + F_2$$

et

$$F_b = F_1 - F_2$$

Il existe donc des battements de très haute fréquence (Fa) et des battements à fréquence plus basse (Fb). Ces derniers sont utilisés puisqu'ils correspondent à des longueurs d'onde plus grandes.

L'amplificateur « moyenne fréquence » étant accordé à la fréquence Fb convenable ne sera

influencé que par celle-ci, à condition qu'un filtrage convenable ait lieu.

Voici un exemple concret :

Le collecteur d'onde capte des oscillations de longueur d'onde 300 mètres. L'amplificateur moyenne fréquence est réglé sur 5.000 mètres. Quelle devra être la fréquence d'oscillation d'un hétérodyne proche ou combiné au récepteur (relais oscillateur) pour que la résultante soit précisément 5.000 mètres ?

On a :

Longueur d'onde 300 mètres : fréquence 1.000.000.

Longueur d'onde 5.000 mètres : fréquence 60.000.

Or :

$$F_b = F_1 - F_2$$

ou :

$$F_2 = F_1 - F_b$$

c'est-à-dire :

$F_2 = 1.000.000 - 60.000 = 940.000$
fréquence qui représente une longueur d'onde de 319,14 mètres.

Mais il existe également une autre fréquence, différente de F2, susceptible d'interférer avec F1 en donnant une résultante égale à Fb.

Autrement dit, une autre longueur d'onde locale que 319,14 mètres fournira une résultante de 5.000 mètres en « battant » avec 300 mètres.

Il y a donc deux solutions acceptables.

La première avait pour valeur :

$$F_b = F_1 - F_2$$

la seconde :

$$F_c = F_2 - F_1$$

La différence seule important peut se faire en sens inverse.

On a

$$F_2 = F_1 + F_c$$

soit :

$F_2 = 1.000.000 + 60.000 = 1.060.000$
fréquence qui correspond à une longueur d'onde de 283,01 mètres.

En résumé, il existe deux longueurs d'onde 319,14 et 283,01 mètres qui en interférant avec 300 mètres donneront une résultante 5.000 mètres utilisable par l'amplificateur moyenne fréquence accordé sur cette valeur.

Les deux solution sont situées de part et d'autre de 300 mètres, ce qui leur fait prendre les noms d' « interférence supérieure » et « interférence inférieure ».

Il existe plusieurs systèmes de montages à changement de fréquence qui se rattachent à deux catégories principales :

- 1° Battements détectés ;
- 2° Battements modulés.

Le principe général du changement de fréquence leur est applicable avec un mode d'action un peu différent. Nous n'en étudierons que deux.

1° TROPADYNE

Ce dispositif est représenté par la figure 282. Un relais électronique monogrille disposé en oscillateur est attaqué par l'énergie incidente, dont il s'agit d'abaisser la fréquence, au moyen d'une prise médiane située sur la self-induction grille.

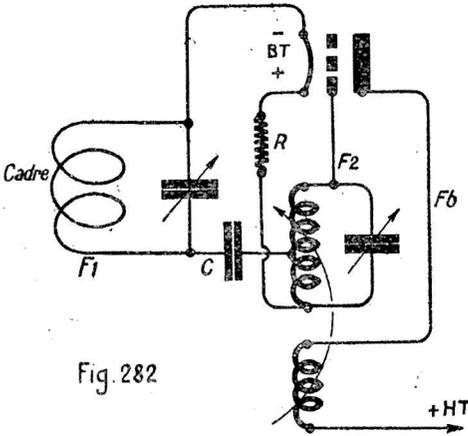


Fig. 282

Le dispositif oscille à la fréquence dictée par les caractéristiques du circuit accordé inséré dans la grille et couplé à une bobine plaque.

Les oscillations captées par le cadre sont appliquées à la grille, comme il vient d'être dit, à travers un condensateur fixe C de quelques millièmes du microfarad qui empêche une polarisation négative de la grille. Elle l'est positivement par l'intermédiaire de la résistance R de plusieurs mégohms. On peut donc dire qu'il y a détection et que les battements résultants dans le circuit plaque verront une de leurs alternances atrophiée (fig. 283).

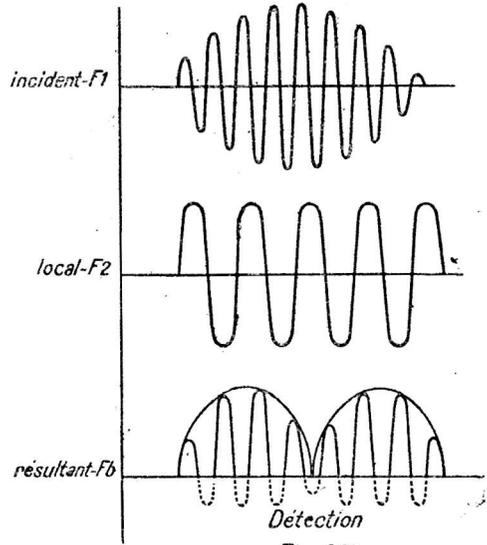


Fig. 283

Cette figure représente arbitrairement la production de deux battements.

2° RADIOMODULATEUR

Ce dispositif emploie un relais bigrille qui ne donne plus lieu à une détection des battements mais à une modulation. La résultante semble d'ailleurs avoir la même allure.

La figure 284 montre que le circuit oscillant qui règle la fréquence des oscillations locales est réuni à la grille intérieure alors que les oscillations incidentes attaquent la grille extérieure.

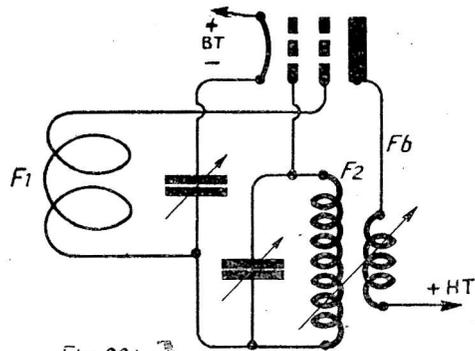


Fig 284

Une self-induction plaque nécessaire à l'entretien des oscillations locales est couplée à la bobine grille.

On peut dire que la fréquence locale est modulée par la fréquence incidente. Les battements sont décelables dans le circuit plaque.

QUESTIONNAIRE

VINGT-CINQUIÈME LEÇON

- 1° *Quels sont les trois stades possibles d'une réception ?*
 - 2° *Quel est le but de l'amplification haute fréquence ?*
 - 3° *Est-il utile d'envisager une réaction si les étages amplificateurs HF sont près de l'accrochage par constitution ou construction ?*
 - 4° *Existe-t-il vraiment beaucoup de montages différents ? En quoi diffèrent-ils ?*
 - 5° *Comment envisageriez-vous la constitution d'un récepteur destiné à capter des émissions lointaines avec système d'écoute au casque ?*
 - 6° *Faites la liste des organes entrant dans l'établissement du récepteur à résonance figuré plus haut et de leurs caractéristiques ?*
- Dessinez une vue d'ensemble des deux panneaux d'un montage en équerre avec emplacement des organes. Expliquez les raisons de la disposition ?*
-

VINGT-SIXIÈME LEÇON

- 1° *A l'époque où il n'existait qu'un seul type de relais électroniques avait-on intérêt à les interchanger sur un récepteur ? Pourquoi ?*
- 2° *Un facteur d'amplification élevé est-il intéressant en amplification HF ? Pourquoi ?*
- 3° *Quelle est l'utilité d'une forte inclinaison ou pente de la caractéristique en amplification BF ?*
- 4° *L'impédance d'un écouteur téléphonique étant généralement de 5.000 ohms pour des fréquences moyennes, quelle devra être la valeur de la résistance interne du relais dans le circuit plaque duquel il se trouve ?*
- 5° *Quelle est l'utilité de la connaissance de la puissance dissipable par la plaque d'un relais oscillateur ?*
- 6° *Quelle est la puissance utile d'un relais oscillateur dont la tension plaque normale est 1.500 volts et le courant de saturation 100 milliampères. Rendement admis : soixante pour cent ?*

VINGT-SEPTIÈME LEÇON

- 1° *Quelle est l'utilité d'un changement de fréquence ?*
 - 2° *Les montages à changement de fréquence sont-ils intéressants pour la réception des grandes longueurs d'ondes ?*
 - 3° *Quel est le mécanisme du changement de fréquence ?*
 - 4° *Expliquez comment les battements sont détectés dans le Tropadyne ?*
 - 5° *Quel est le rôle et la constitution du filtre ?*
 - 6° *Entre quelles limites de longueurs d'onde le relais chargé du changement de fréquence doit-il pouvoir osciller pour que le récepteur, dont la longueur d'onde MF est 5.000 mètres, puisse recevoir les émissions comprises entre 250 et 1.600 mètres ?*
-

VINGT-HUITIÈME LEÇON

- 1° *A quelle grille du relais bigrille est reliée une extrémité du cadre ?*
- 2° *Justifiez la nécessité du filtre en expliquant pourquoi le circuit plaque du relais bigrille est le siège d'oscillations de plusieurs fréquences ? lesquelles ?*
- 3° *Quel est l'avantage de l'emploi de transformateurs comme liaisons MF ?*
- 4° *Ces transformateurs pourraient-ils posséder un circuit magnétique sans inconvénient ?*
- 5° *Comment régler un radiomodulateur pour la première fois ?*
- 6° *L'accord MF étant réalisé une fois pour toutes, expliquez à quoi se bornent les manœuvres nécessaires à la réception des stations d'émission ?*



Notes Personnelles

Lined area for personal notes, consisting of approximately 30 horizontal dotted lines.

COURS DE RADIO

Fascicule N° 7

A découper et joindre à l'envoi des réponses.

This image shows a page from a notebook or a form designed for writing. The page is enclosed in a solid black border. The majority of the page is filled with horizontal dotted lines, providing a guide for letter height and placement. At the bottom left corner, there is a smaller, empty rectangular box with a solid black border, which is likely intended for a signature or a stamp. To the right of this box, the dotted lines continue down the page.

LE FILTRE

Le circuit plaque, siège des battements F_b est emprunté également par les fréquences F_a , F_1 , F_2 qui ne doivent pas être transmises à l'amplificateur moyenne fréquence.

Le filtre opère la séparation de ces fréquences en faveur de F_b (fig. 285).

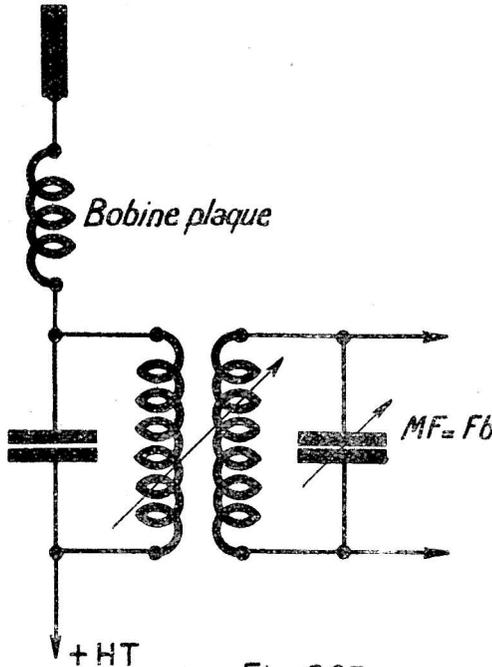


Fig. 285

C'est un transformateur HF sans fer dont les deux enroulements réglés à la résonance présentent un maximum d'impédance pour la fréquence moyenne.

Pratiquement l'accord du primaire n'est pas opéré d'une façon absolue afin d'éviter des phénomènes d'oscillation de l'amplificateur MF.

AMPLIFICATEUR MF

Il peut être de n'importe quel type (liaisons par transformateur ou condensateur, circuits plaques à résistance, impédance) mais le problème de la sélectivité requiert généralement la première de ces liaisons.

Comme par définition toutes les fréquences incidentes peuvent être changées en une même valeur qui est celle de la fréquence moyenne, tous les étages seront accordés une fois pour toutes sur cette valeur prédéterminée.

DETECTION-AMPLIFICATION BF

Il n'y a rien de bien particulier à signaler au sujet de ces fonctions, sinon que l'import-

tance de l'amplificateur haute fréquence antérieure peut conduire à une saturation prématurée des relais.

POUVOIR SEPARATEUR

Nous avons vu qu'il existait deux fréquences d'oscillation locale fournissant une solution au point de vue moyenne fréquence.

On peut se demander si l'interférence supérieure relative à une station d'émission ne peut venir se confondre avec l'interférence inférieure d'une autre : dans ce cas, il y aurait brouillage.

Soient deux stations à recevoir qui émettent respectivement sur :

$$A = 300 \text{ mètres} = f : 1.000.000.$$

$$B = 400 \text{ mètres} = f : 750.000.$$

L'amplificateur MF est réglé sur 3.000 mètres = $f : 100.000$.

La différence de fréquences propres entre A et B est de 250.000.

Quelle différence existe entre les fréquences locales supérieures et inférieures qui permettent la réception de A et B ?

L'interférence supérieure (en fréquence) de B est :

$$750.000 + 100.000 = 850.000$$

L'interférence inférieure de A est :

$$1.000.000 - 100.000 = 900.000$$

La différence devient 50.000, alors que celle des stations était 250.000.

Ce cas n'est pas gênant, mais il peut arriver qu'il y ait superposition lorsque la différence est inférieure à $f = 10.000$.

A ce moment l'insuffisance de sélectivité du système d'accord autorise le brouillage.

Il est évident que l'on peut remédier à cet état de chose en choisissant l'interférence inférieure de B ou la supérieure de A pour séparer ces deux stations.

On a dans ce cas :

$$750.000 - 100.000 = 650.000$$

et

$$1.000.000 + 100.000 = 1.100.000$$

qui fournissent une différence de 450.000.

On remarquera que le pouvoir séparateur augmente avec la diminution de la fréquence moyenne.

Reprenons l'exemple précédent où la différence entre les interférences supérieure de B et inférieure de A était 50.000.

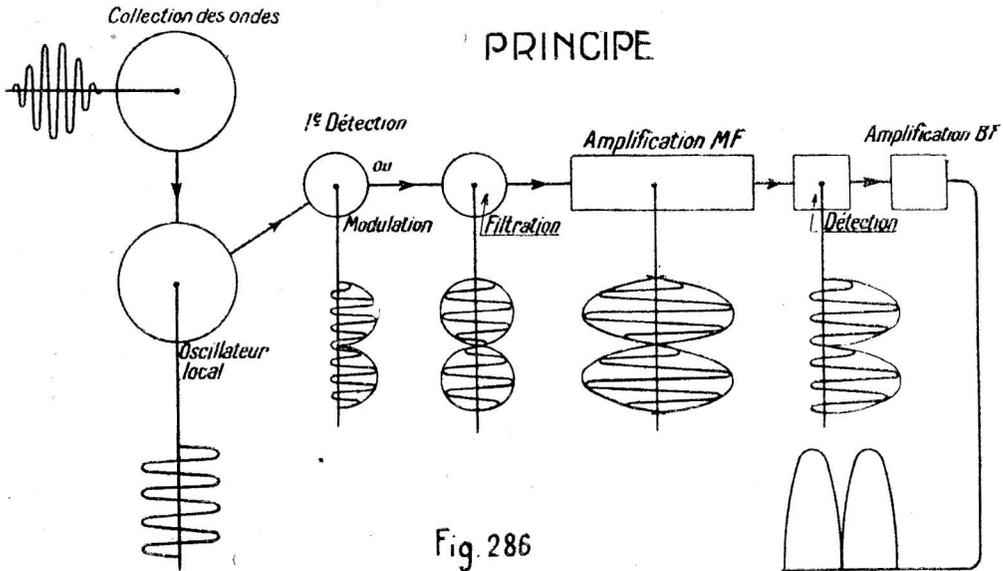
Supposons que l'on diminue la fréquence moyenne en réglant l'amplificateur sur 5.000 mètres au lieu de 3.000, c'est-à-dire $f = 60.000$.

Les valeurs d'interférence deviennent 940.000 et 810.000 dont la différence est 130.000 dans le cas le plus critique.

Le choix de la longueur d'onde d'accord de l'amplificateur MF dépendra donc de celles des stations d'émission voisines ou puissantes.

Il est fixé généralement entre 5.000 et 10.000 mètres en prenant la précaution d'écar-

ter au point de vue fréquence les multiples de 10 kilocycles ($f : 10.000$) qui est la « distance » minimum fixée entre les stations d'émission d'après la Convention Internationale. On pourrait alors recevoir directement des harmoniques de postes rapprochés, les enroulements des transformateurs moyenne fréquence jouant le rôle de petits collecteurs d'onde.



VINGT-HUITIEME LEÇON

Montages à changement de fréquence Etablissement. — Réglage

Cette leçon aura pour but d'étudier la réalisation d'un radiomodulateur à relais bigrille.

COLLECTEUR D'ONDE

Grâce à la sensibilité du récepteur un cadre est tout indiqué. L'accord est effectué à l'aide d'un condensateur variable à air dont la valeur est dictée par les constantes de l'enroulement. Les armatures du condensateur sont en rapport avec l'extrémité négative du filament et avec la grille externe (G2) du relais (fig. 287).

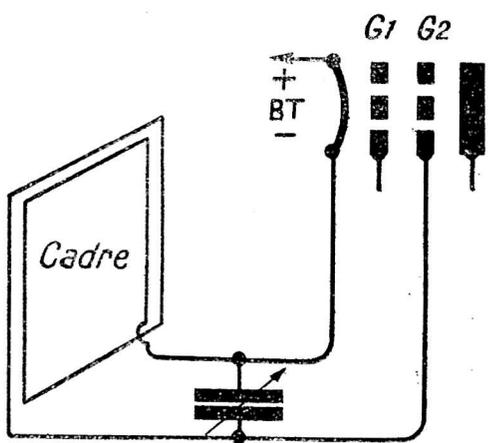


Fig. 287

L'effet directif du cadre contribue à augmenter la sélectivité propre au radiomodulateur.

L'utilisation d'une antenne est possible suivant le schéma de la figure 288.

Le fait d'accorder le cadre ou le secondaire sur une longueur d'onde déterminée, en cas d'émission sur cette longueur par une station provoquera une différence de potentiel alternative entre filament et grille de fréquence correspondante.

FONCTION OSCILLATRICE

La grille interne G1 est reliée à un circuit oscillant accordable, couplé à une bobine plaque.

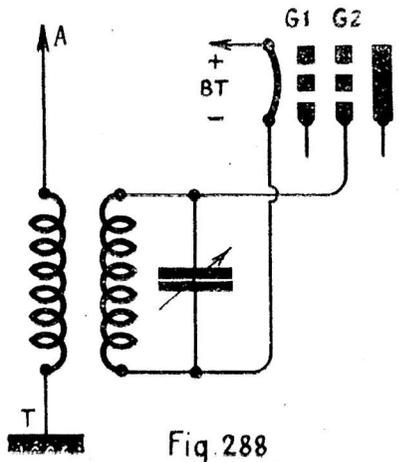


Fig. 288

Le retour de grille s'effectue également à l'extrémité négative du filament. Un retour à l'extrémité positive peut donner de bons résultats.

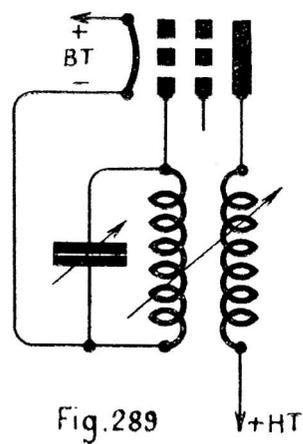
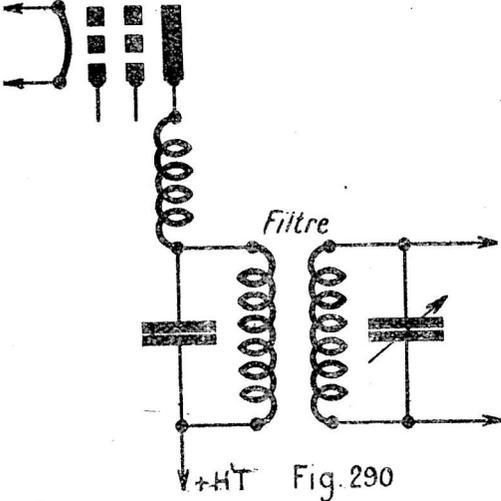


Fig. 289

Le circuit plaque sera le siège d'oscillations haute fréquence dont la période sera dictée par l'accord du circuit grille (fig. 289).

On ne peut songer évidemment à couvrir la bande complète des longueurs d'onde avec un seul jeu de bobines grille et plaque. Un court-circuit judicieux d'une fraction des enroulements ou la substitution d'un autre groupe à l'aide d'un inverseur permet une grande latitude dans le réglage de la fréquence des oscillations locales.



FILTRE

Le primaire du filtre est intercalé dans le circuit plaque entre la self-induction du dispositif oscillateur et le pôle positif haute tension.

Il est shunté par une capacité fixe (0,1 à 0,3 millièmes de microfarad) dont la valeur exacte dépend de la longueur d'onde sur laquelle est réglé l'amplificateur MF.

Le secondaire est accordé par un condensateur variable, généralement de 0,5 millièmes de microfarad (fig. 290).

AMPLIFICATEUR MOYENNE FREQUENCE

Le secondaire du filtre attaquant l'espace filament-grille du premier relais de l'amplificateur doit être réglé sur une longueur d'onde fixe qui sera également celle des secondaires des autres liaisons.

Le second relais est relié au premier d'une façon analogue c'est-à-dire par transformateur haute fréquence à secondaire accordé.

La suite est toute aussi symétrique. Trois à quatre relais en cascade constituent un maximum.

Les retours de grille s'effectuent par l'intermédiaire d'un potentiomètre dont la manœuvre provoque une polarisation plus ou moins positive des grilles (fig. 291).

Un déplacement de la manette vers le pôle positif de la batterie basse tension augmente l'amortissement des circuits de l'amplificateur et détermine un « décrochage » des oscillations lorsqu'elles sont amorcées. Le jeu du potentiomètre est très utile, puisqu'il permet de placer l'amplificateur juste à la limite d'oscillation qui est la région de plus grande sensibilité.

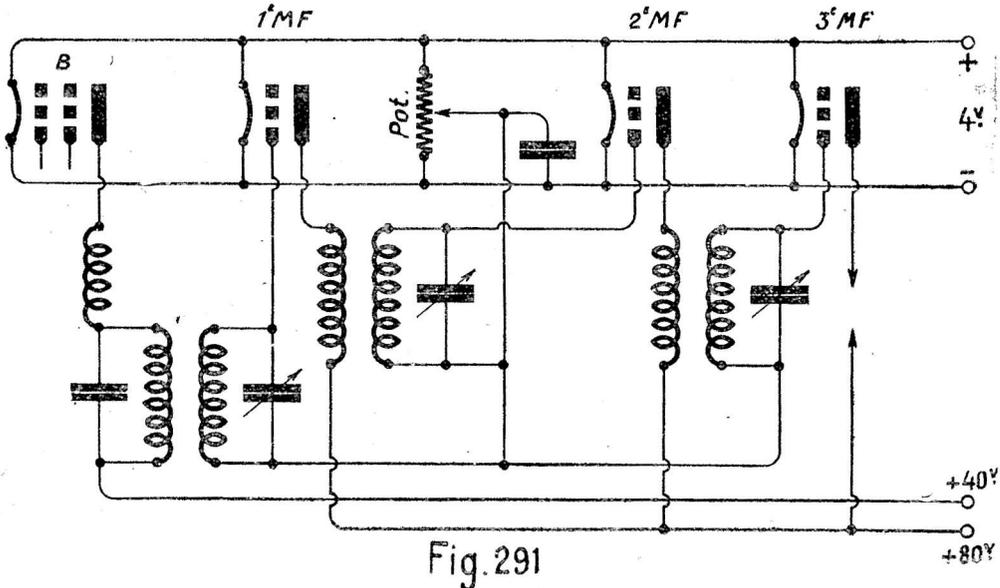


Fig. 291

La résistance ohmique de l'enroulement du potentiomètre doit être suffisante (400 à 600 ohms), à cause de sa position en dérivation aux bornes de la batterie basse tension. Un condensateur de deux millièmes de microfarad placé entre la manette et le pôle négatif peut être utile en facilitant le passage des oscillations haute fréquence incidentes.

Alors que la tension appliquée à la plaque du relais bigrille était de 40 volts, celle fournie aux plaques des relais de l'amplificateur MF est 80 volts. Ces valeurs sont fonction des caractéristiques des relais employés.

DETECTEUR

La liaison entre le troisième relais MF et le détecteur se fait identiquement par transformateur HF. Une résistance shuntée est intercalée dans le circuit grille dont le retour est réuni au pôle positif de la batterie basse tension.

Ces deux particularités sont nécessaires au phénomène de détection (fig. 292).

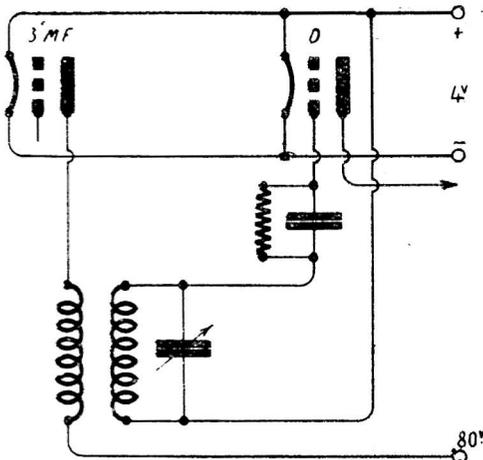


Fig. 292

AMPLIFICATION BF

La liaison détecteur-relais BF peut revêtir une forme quelconque (transformateur-résistance-impédance- sur laquelle il est inutile d'insister.

LE POTENTIOMETRE

L'examen de la fonction amplificatrice des relais électroniques amène à considérer le potentiomètre comme un illogisme, pourtant rares sont les montages à étages HF multiples qui n'en possèdent pas.

Les oscillations de l'amplificateur MF peuvent, en effet, être « décrochées » par une po-

larisation positive de la grille par rapport au filament : le déplacement de la manette mobile du potentiomètre équivaut électriquement à opérer le retour de grille en un point du filament compris entre ses extrémités.

Pour que l'amplification soit maximum il faut, comme la théorie l'a établi, que la grille soit au moins portée à un potentiel qui est celui de l'extrémité la plus négative du filament.

Le jeu du potentiomètre peut donc faire naître un courant de grille qui entraîne, certes, un amortissement des oscillations du circuit-plaque, mais aussi une dissymétrie se rapprochant de la détection.

L'idéal serait que la partie amplificatrice MF du récepteur soit encore éloignée du point d'accrochage, sans que cette particularité heureuse soit due à un amortissement quelconque.

A ce moment une réaction, électromagnétique par exemple, permettrait de placer les relais au voisinage immédiat de l'accrochage par introduction d'une résistance négative.

Il faut avouer que cette condition est assez rarement remplie sauf dans les cas évidemment simples d'un amortissement anormal ou d'un nombre réduit d'étages HF.

Prenons un exemple : les montages à changement de fréquence comportant trois ou quatre étages amplificateurs MF sont les plus répandus depuis quelques années.

Ces récepteurs ne peuvent fonctionner avec des grilles négatives ; seul le potentiomètre en permet une utilisation.

Dans ce cas, combien serait préférable la diminution du nombre d'étages MF et, à égalité de rendement, leur utilisation normale avec une polarisation négative des grilles et réaction.

Une solution à envisager serait le « neutrodynage » des relais qui n'apporterait pas une grande complication. Cette méthode est peu employée sans doute parce qu'elle est la négation du principe des montages à changement de fréquence dont la caractéristique est de permettre la multiplication des étages HF sans précautions spéciales.

Une autre méthode réside dans l'emploi des relais à faible capacité interne (écrans).

LES RHEOSTATS

La simplicité de manœuvre incite à ne prévoir qu'un seul rhéostat de chauffage des filaments qui les commande tous, sans distinction du rôle des relais auxquels ils appartiennent.

La critique d'une telle coutume peut être injuste puisqu'il existe une infinité de relais dont les caractéristiques sont différentes.

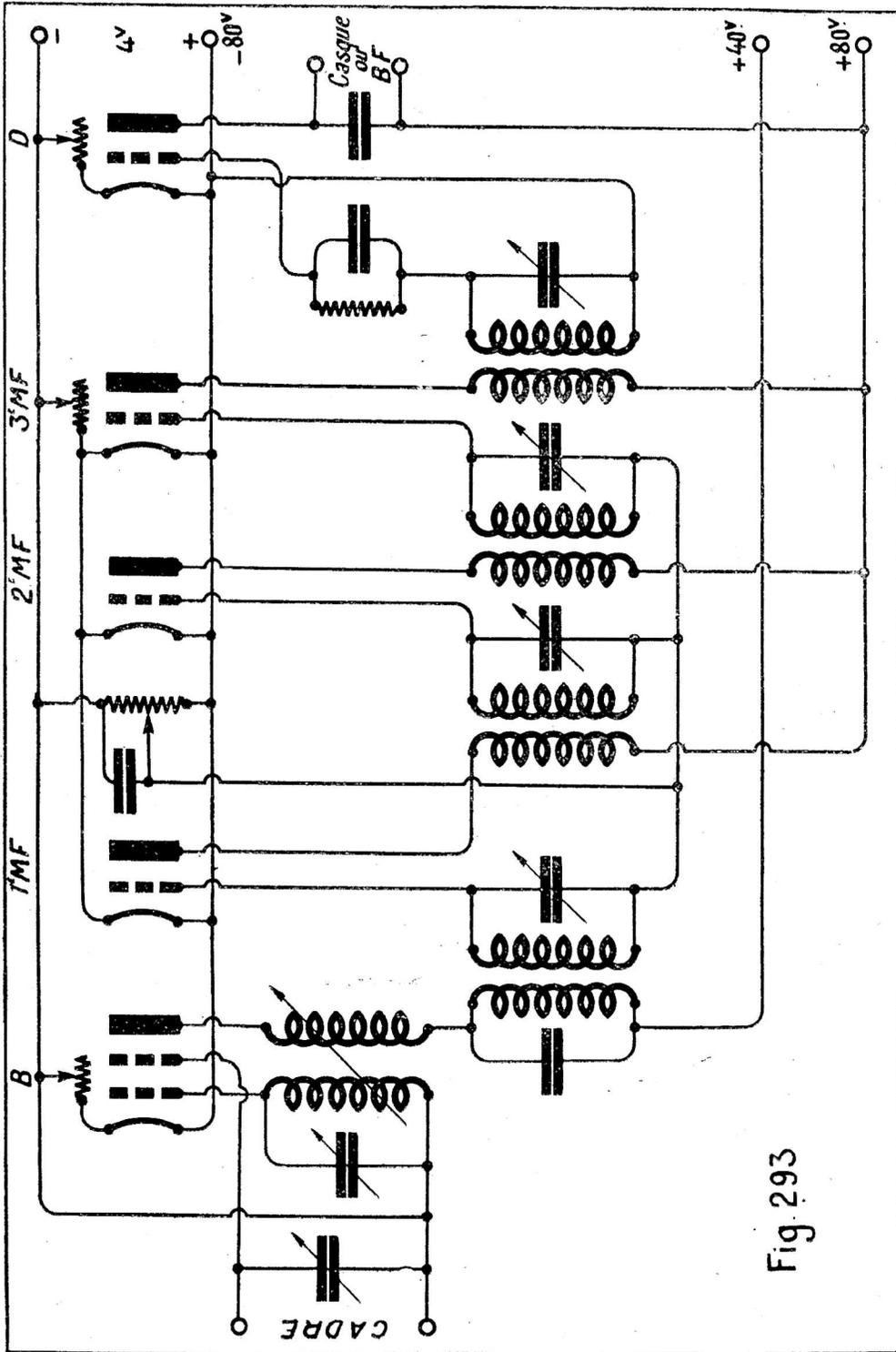


Fig. 293

Néanmoins il faut dire que la logique exige autant de rhéostats de chauffage que de groupes de relais remplissant la même fonction.

Changeur de fréquence : 1 rhéostat.

Amplificateur MF : 1 rhéostat.

Détecteur : 1 rhéostat.

Amplificateur BF : 1 rhéostat.

La résistance ohmique de chacun des rhéostats doit être calculée, en fonction du nombre de relais qu'il contrôle, d'après la consommation moyenne des filaments.

Profil des condensateurs variables :

N'importe quelle forme peut être employée à la rigueur (variations linéaires de capacité, de longueur d'onde, de fréquence).

Le choix de condensateurs à variation linéaire de fréquence est préférable pour la raison suivante :

Les récepteurs en question étant basés sur un changement de fréquence on peut démontrer qu'il existe toujours le même nombre de périodes entre le chiffre qui caractérise les oscillations incidentes (accord) et celui des oscillations locales (hétérodyne).

Si les condensateurs d'accord et d'hétérodyne ont un profil de lames convenable, leurs rotors parcourront des angles égaux au cours de la réception des longueurs d'onde quelconques.

Une telle précaution évite donc la dissymétrie de rotation qui réduirait l'échelle des longueurs d'onde susceptibles d'être reçues avec un même fractionnement des spires du cadre ou des enroulements de l'oscillateur.

On conçoit que si le rotor du condensateur d'accord a parcouru 180 degrés et que celui du condensateur d'hétérodyne s'est déplacé seulement de 100 degrés, la variation de capacité relative aux 80 degrés reste inutilisable. Il n'existe qu'une ressource : augmenter la self-induction du collecteur d'onde, ce qui, pour une même réception, autorise à ramener le rotor du condensateur d'accord en arrière.

L'inconvénient n'est pas prohibitif mais complique inutilement les réglages.

Les blindages :

Le blindage des organes de liaison haute-fréquence a été souvent préconisé.

Théoriquement, l'idée est excellente mais commande une réalisation parfaite sous peine d'amener des inconvénients plus graves.

Le blindage correspond à une cage de Faraday qui limite le champ des divers enroulements mais il ne faut pas oublier que ce champ est de « haute fréquence ».

Il se produit des pertes par courants de Foucault à l'intérieur de la masse métallique du blindage, ce qui provoque un amortissement indésirable.

L'amplificateur MF ne donne plus lieu à des réactions parasites, surtout à cause de cet amortissement. La cause gênante est supprimée, mais le rendement baisse.

Les blindages ne doivent pas être trop minces et placés trop près des enroulements qu'ils isolent. Une solution originale évite la possibilité d'un amortissement : l'emploi d'enroulements à champ fermé (fig. 44).

DISPOSITION GENERALE

Celle du schéma de principe convient logiquement puisqu'elle attribue aux relais des places successives d'après leurs fonctions.

Une séparation nette des trois stades principaux (changement de fréquence-amplification intermédiaire-détection et amplification BF) assure une plus grande stabilité de fonctionnement.

En adoptant un montage « en équerre » le panneau de commande portera les deux condensateurs variables (accord et hétérodyne), le commutateur relatif aux self-inductions oscillatrices, le potentiomètre, les rhéostats, les bornes, etc.

Le panneau horizontal recevra les relais et leurs organes de liaison.

La figure 293 fournit le schéma général qui est un raccordement des précédentes.

REGLAGE

Le principe même des montages à changement de fréquence implique un accord préalable des organes de liaison sur une longueur d'onde fixe.

Le réglage d'un tel récepteur se compose de :

- a) Accord de l'amplificateur intermédiaire.
- b) Vérification de l'entretien des oscillations locales.

L'accord de l'amplificateur peut se faire à l'aide d'un ondemètre émetteur fonctionnant à proximité. Tous les relais sont chauffés, sauf le relais bigrille. L'ondemètre émettant sur la longueur d'onde choisie, le jeu des condensateurs variables MF permet de réaliser l'accord

en se basant sur le maximum d'intensité sonore émis par un casque téléphonique ou un haut-parleur.

Si l'on ne dispose pas d'ondemètre, il est possible d'effectuer le réglage à l'aide de l'émission d'un poste puissant ou proche.

Il faut s'assurer d'abord que le relais bigrille oscille normalement.

Pour cela, on intercale dans son circuit-plaque un milliampèremètre shunté par un condensateur fixe de deux millièmes de microfarad (fig. 294).

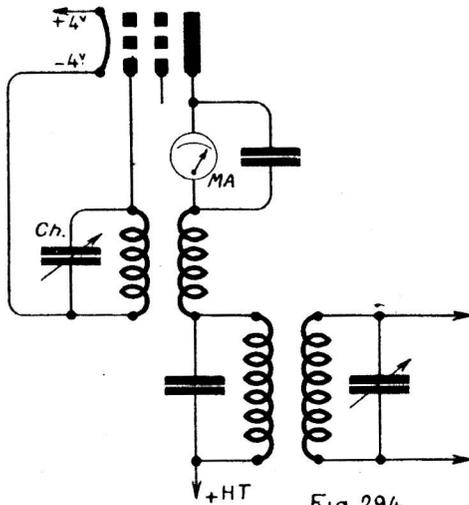


Fig 294

Si l'on allume le filament, le courant permanent prend sa valeur (un à deux milliampères).

A ce moment, la rotation du condensateur d'hétérodyne CH doit provoquer une variation correspondante et progressive de l'intensité lue sur l'appareil de mesure. Si l'aiguille reste fixe à une valeur relativement élevée, on peut conclure que le relais n'oscille pas.

Parmi les causes de panne, il faut citer :

1° Relais bigrille ne convenant pas.

2° Insuffisance de tension-plaque.

3° Inversion d'une des bobines oscillatrices grille ou plaque ou couplage insuffisant.

4° Amortissement dû à une trop faible valeur de la capacité en dérivation sur le primaire du filtre.

Les remèdes sont faciles à prévoir.

La méthode de réglage de l'amplificateur MF devient la suivante :

a) Placer les rotors des condensateurs MF sur une position moyenne.

b) Allumer tous les filaments.

c) Chercher à recevoir une station d'émission proche en accordant convenablement les circuits d'accord et d'hétérodyne.

d) Renforcer la réception en réglant plus exactement les condensateurs MF les uns après les autres.

e) Choisir une station moins puissante ou plus éloignée qui permet de parfaire le réglage des secondaires des liaisons MF.

Un accord défectueux de l'amplificateur se traduit par un manque de sensibilité et surtout de sélectivité : tous les réglages provoquent une réception des postes locaux.

La réception d'une même station en plus de deux points du condensateur d'hétérodyne est due à des harmoniques indésirables produites par l'oscillateur local.

Des oscillations anormales de l'amplificateur MF sont inhérentes à des couplages exagérés entre organes de liaison. (Aérer ou blinder.)

La manœuvre simultanée des condensateurs d'accord et d'hétérodyne ne doit pas donner lieu à des claquements audibles. Dans ce cas, il faut réduire le nombre des spires de la bobine oscillatrice plaque du relais bigrille. Le phénomène se produit lorsque la période du circuit-plaque se rapproche de celle du circuit-grille. La diminution du nombre de tours de l'enroulement plaque accroît la différence des périodes, donc éloigne le moment de la résonance.

IMPRIMERIE CENTRALE DE LA BOURSE
117, RUE RÉAUMUR, 117 — PARIS

ASSOCIATION PHILOMATHIQUE

Cours de Radio Télégraphie et Phonie

professé à

L'ÉCOLE D'ARTS ET MÉTIERS de PARIS

par

Roger R. CAHEN

Chef de Laboratoire à l'Institut
d'Actinologie



FASCICULE N° 8

(Le cours complet comportera 8 fascicules)

PUBLICATIONS RADIO-ELECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES

Journal « Le Haut-Parleur »

23, Avenue de la République — PARIS

AOUT 1929

PRIX : 3 FR.

Cours de Radio

VINGT-NEUVIEME LEÇON

Montages d'émission à ondes entretenues. — Dispositions particulières. — Réglage

La vingt-deuxième leçon a établi la simplicité relative de la fonction oscillatrice des relais électroniques. Nous allons passer en revue deux montages très employés en attirant l'attention sur le fait qu'ils portent des noms anglosaxons assez arbitraires. Chauvinisme à part, il vaut mieux pédagogiquement qualifier un système par étymologie que de lui accorder un nom de personne « X ou Y » dont la paternité n'est pas absolument établie.

1° *Reversed feed back* :

Ce montage est dû à Gutton mais a été qualifié autrement par les Américains. L'appellation implique un « retour d'énergie en arrière » grâce à l'« inversion » des self-inductions grille et plaque. L'on sait que cette condition est nécessaire à l'auto-entretien des oscillations haute fréquence.

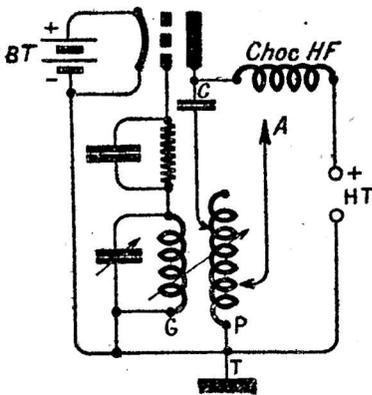


Fig. 295

La figure 295 est un schéma de principe qui montre les inductances, grille et plaque, séparées. L'inductance grille est accordée. Le circuit antenne-terre est confondu en partie avec l'inductance plaque. Alimentation haute tension en dérivation.

Le condensateur C évite le court-circuit de la source haute tension à travers la bobine plaque et la self-induction de choc HF, une fuite des oscillations à travers cette source.

Le retour d'énergie à lieu électromagnétique par couplage variable de G et P, mais on peut envisager une liaison électrostatique par la capacité interne du relais, si toutefois elle est suffisante à assurer un entretien convenable (fig. 296). Cette méthode est moins souple.

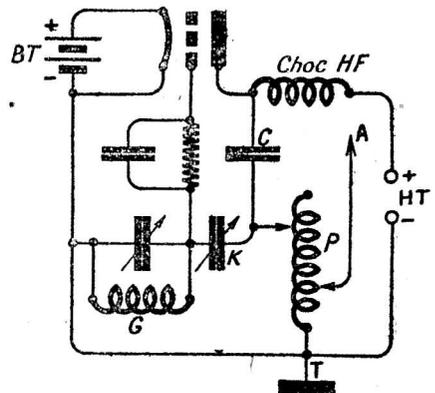


Fig. 296

Les inductances G et P sont dans des plans perpendiculaires avec couplage électrostatique éventuel par le condensateur variable K dans le cas d'une capacité interne de relais trop faible.

Les Français appelleront ce montage du nom de « Gutton » dont la paternité est indiscutable ou pour en exprimer la caractéristique, « hétérodyne à inductances grille-plaque distinctes ».

On peut également spécifier le genre de couplage : « électromagnétique ou électrostatique ».

2° *Montage Hartley*.

Ce montage était connu depuis plusieurs années en France lorsqu'il est revenu d'Amérique sous le nom d'« Hartley ». Il est facile de reconnaître l'hétérodyne classique (fig. 297).

Les inductances G et P font partie du même enroulement et l'ensemble est accordé

par le condensateur variable K. Le déplacement de la connexion de retour au filament permet d'accroître G au détriment de P ou réciproquement : il en découle une variation de couplage qui est complétée par la présence du condensateur K.

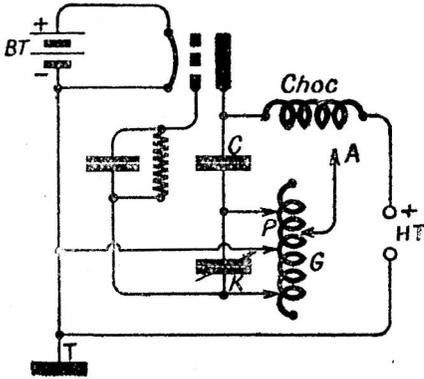


Fig. 297

Les deux montages examinés peuvent donner lieu à un couplage d'antenne indirect (Tesla) en tenant compte des inconvénients d'une réaction possible du circuit antenne-terre (voir page 124).

LES REGLAGES

Il existe un certain nombre de règles très générales qu'il ne faut pas perdre de vue au cours des réglages d'un oscillateur.

Considérons un ensemble de trois circuits G, P et AT qui sont les circuits grille, plaque et antenne-terre (fig. 298).

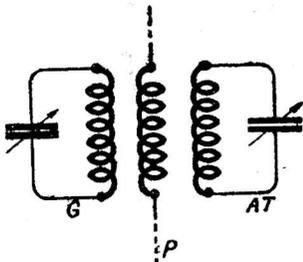


Fig. 298

On y voit une représentation schématique d'un oscillateur (fig. 299).

Le circuit-grille est naturellement accordé de même que le circuit antenne-terre dont la capacité peut être réduite à celle de l'antenne par rapport au sol.

Le circuit P est siège d'oscillations haute fréquence dont la période est fixée par les caractéristiques du circuit G d'après la formule de Thomson :

$$T = 2 \pi \sqrt{L C}$$

si l'auto-entretien s'effectue normalement et si le couplage G-P est assez lâche (voir accouplement des circuits oscillants page 53).

Mais pour que le système puisse rayonner utilement il faut que le couplage P-AT ait une valeur acceptable.

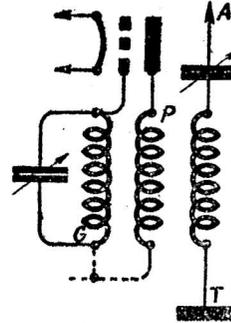


Fig. 299

Si elle est trop grande, le circuit A T accapatera trop d'énergie aux dépens de G : les oscillations « décrocheront ».

Au contraire si G et P sont trop couplés ce sera au détriment de l'énergie rayonnée par A T, ce qui est contrôlable à l'aide d'un ampèremètre thermique.

Nous sommes en présence d'un véritable réglage « en balance » dont les inconvénients sont illustrés par les trois figures suivantes :

Figure 300. — Couplage serré de G et P couplage lâche de P et A T.

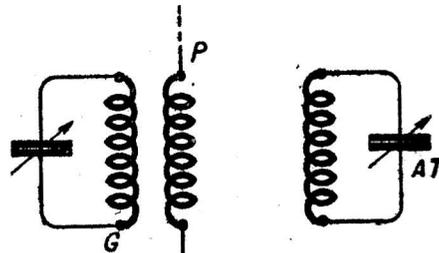


Fig. 300

Le système oscille franchement, mais l'énergie HF n'est que faiblement rayonnée à cause

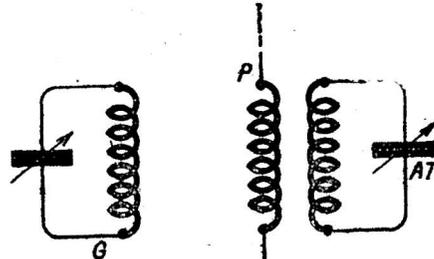


Fig. 301

du découplage de A T. Le rendement est mauvais ; la puissance dissipée sur la plaque du relais, sous forme calorifique, est exagérée.

Fig. 301. — Couplage lâche de G et P. Couplage serré de P et A T.

Le système décroche facilement à cause de la trop faible action de P sur G ; cas aggravé par un véritable « accaparement » de la part de A T.

Toute la puissance alimentation est dissipée sur la plaque du relais d'une façon dangereuse.

Fig. 302. — Couplage exagéré entre G-P et A T.

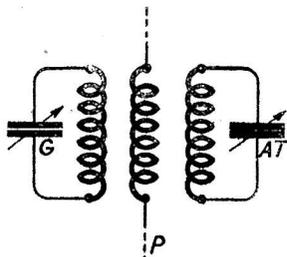


Fig. 302

Le dispositif oscille à la rigueur, mais il existe deux périodes d'oscillation d'autant plus différentes de la période normale que le couplage est serré : mauvais rendement.

Résistance de grille : Nous avons vu que la résistance de grille shuntée par un condensateur a pour but d'empêcher le courant plaque-filament du relais de prendre une valeur trop élevée. L'ensemble agit donc en portant la grille à un potentiel négatif par rapport au filament, dès que le dispositif oscille.

La résistance provoque une chute de tension moyenne du courant grille permanent, égale à :

$$E = R I$$

La grille oscille autour de ce potentiel moyen par suite des variations qui lui sont imposées par le condensateur.

Au cours des réglages, le choix de la valeur ohmique de la résistance de grille n'est pas indifférent, puisqu'elle fixera la valeur du potentiel grille.

Une trop faible résistance autorise un courant grille important, un accroissement du courant permanent du circuit plaque donc une augmentation de la puissance dissipée sur cette électrode.

Une résistance élevée empêche le courant grille de prendre une valeur acceptable : le relais « décroche » facilement ou même n'oscille pas.

Pratiquement, on choisit $R = 3.000$ à 25.000 ohms et $C = 2$ à 5 millièmes de microfarad, valeurs qui n'ont d'ailleurs rien d'ab-

solu, car elles dépendront de la caractéristique du relais.

PRATIQUE DU REGLAGE

La présence d'un milliampèremètre à cadre dans le circuit plaque est presque aussi nécessaire que celle de l'ampèremètre thermique d'antenne (fig. 303).

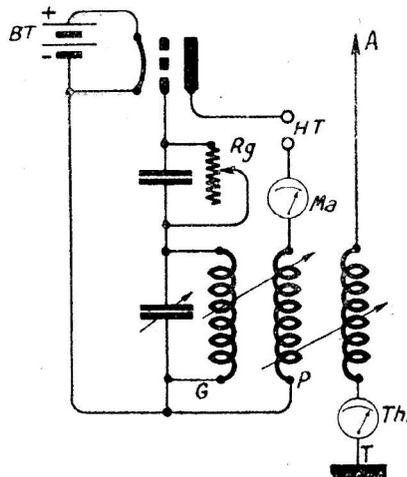


Fig. 303

Voici l'ordre des opérations :

1° Coupler d'une façon assez serrée, mais pas au maximum, les circuits G, P et A T ;

2° Chauffer progressivement le filament puis admettre la haute tension en la maintenant environ à la moitié de la valeur normale ;

3° Augmenter ou diminuer la résistance de grille en vue d'obtenir un courant permanent plaque minimum et une indication maximum de l'ampèremètre thermique ;

4° Relâcher progressivement les couplages G-P et P-A T, après avoir augmenté la tension plaque. Lorsqu'elle atteint sa valeur normale, fixer à nouveau celle de la résistance de grille.

Le rendement optimum correspond à un maximum d'intensité dans le circuit antenne-terre, à un minimum du courant permanent plaque pour une valeur déterminée de la résistance de grille compatible avec l'auto-entretien, des oscillations.

Il ne faut jamais, au début des réglages, augmenter trop vite la tension plaque pour qu'au cas toujours possible d'un « décrochage » la dissipation anodique ne devienne pas exagérée.

La coloration de la plaque fournit une indication utile (ne jamais atteindre le rouge blanc) de même que l'ampèremètre du circuit plaque ne doit jamais accuser une intensité supérieur

au tiers du courant de saturation, indiqué par le constructeur du relais.

L'exagération de ces conditions n'est pas souhaitable car elle conduit à une instabilité de fonctionnement due à ce que l'oscillateur se trouve proche du « décrochage ». Il ne faut pas se tenir trop près de la limite d'entretien mais un peu au-dessous.

AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE A L'EMISSION

L'obtention de grandes puissances requiert l'emploi d'amplificateurs à l'émission.

La méthode consiste à produire des oscillations de fréquence déterminée à l'aide d'un auto-oscillateur analogue à ceux que nous venons d'étudier, puis d'appliquer ces oscillations au circuit grille d'un relais très puissant. On se trouve devant un générateur à excitation séparée analogue à celui de la figure 249.

Tout ce qui a été dit au sujet des auto-oscillateurs s'applique aux amplificateurs de puissance.

TRENTIEME LEÇON

La stabilisation par quartz piézo-électrique

La multiplication des stations d'émission a créé un problème vital : celui de la stabilisation des longueurs d'onde, de façon à éviter les chevauchements qui se traduisent par des interférences.

La solution employée est basée sur les propriétés piézo-électriques du quartz ou cristal de roche.

Elles furent déterminées par les frères Curie en 1880 et appliquées la première fois à la Radiotélégraphie par Cady en 1902.

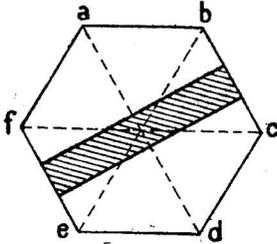


Fig. 304

Taillons dans un cristal de roche, dont la section est hexagonale, une plaquette mince en faisant attention à ce que les grandes faces soient perpendiculaires à un des axes appelés « électriques » tels que ad, be, cf.

La figure 304 montre une coupe perpendiculaire à l'axe électrique ad, et la figure 305 fait mieux comprendre la position de l'élément envisagé.

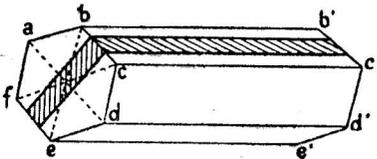


Fig. 305

Soit A B C D E F G H, la plaquette obtenue (fig. 306).

1° Si l'on serre le cristal par ses faces A C E H et B D F G entre deux plaques métalliques, on produit sur ces deux faces, un dégagement électrique, sous forme de charge statique.

2° Réciproquement un « étirement » au lieu d'une compression détermine des charges sur les faces, mais de polarités inverses de ce

qu'elles étaient au cours de l'expérience précédente.

3° Une compression ou une dilatation affectant les faces A B C D — E F G H reste sans effet.

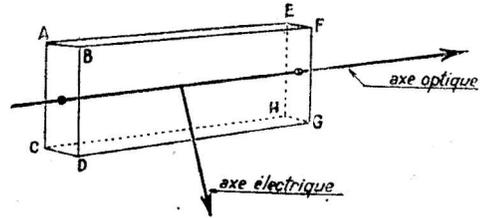


Fig. 306

4° Une compression ou une dilatation suivant les faces A B E F — C D H G provoque des charges électriques sur les faces déjà examinées A C E H — B D F G.

5° Ces phénomènes sont réversibles, c'est-à-dire que l'application d'une différence de potentiel entre les faces « actives » détermine une « contraction », ou une « dilatation » du cristal, selon les polarités électriques de ces faces.

L'ordre de grandeur de la déformation est très faible ; imperceptible pour nos sens.

D'autre part, le cristal possède une « période de résonance » mécanique, comme un diapason par exemple, — mais située dans l'« inaudible ».

La vitesse de propagation d'un ébranlement mécanique à l'intérieur du quartz est d'environ 4.500 mètres à la seconde, l'élément vibrant en demi-onde.

Calculons la fréquence de vibration d'une plaque de quartz ayant 10 millimètres d'épaisseur. Ces dix millimètres représentent une 1/2 longueur d'onde, donc :

$$\lambda = 20 \text{ mm.}$$

La fréquence est égale à :

$$f = \frac{V}{\lambda}$$

c'est-à-dire :

$$f = \frac{4.500}{0,02} = 225.000$$

L'ébranlement du quartz donne lieu à 225.000 vibrations doubles par seconde, tout comme un diapason de note « la » vibrera 435 fois par seconde. Il vient naturellement à l'esprit de dire qu'un échantillon de quartz suffisamment mince joue le rôle de « diapason haute fréquence ».

La surface utilisée n'importe pas, mais seule l'épaisseur suivant l'axe électrique.

ENTRETIEN DES VIBRATIONS

Intercalons un échantillon de quartz piézo-électrique entre deux armatures métalliques, sans serrer exagérément, et introduisons le condensateur à diélectrique solide ainsi formé dans un circuit filament-grille de relais électronique (fig. 307).

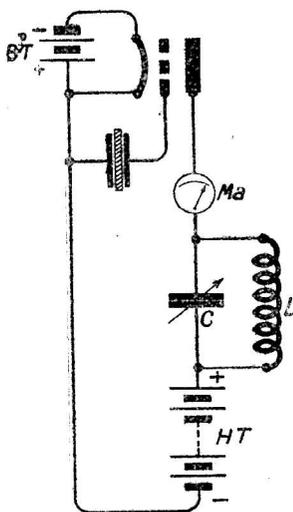


Fig. 307

Le circuit oscillant LC étant calculé de manière à pouvoir être accordé sur la fréquence propre de vibration du Quartz, la manœuvre du condensateur variable C provoquera, au moment de la résonance, une brusque chute de l'intensité du courant permanent plaque-filament.

Il y a « accrochage » d'oscillations qui s'entretiennent sans qu'il existe de couplage entre les circuits grille et plaque, à part celui inhérent aux capacités internes du relais.

A l'allumage, une différence de potentiel est appliquée brusquement aux armatures du quartz, celui-ci oscille à sa fréquence propre par effet de choc. Les charges développées alternativement sur ses faces font varier synchroniquement le potentiel de grille qui provoquent des variations du courant plaque. Le circuit LC oscille s'il est réglé à la résonance, les oscillations s'entretenant à cause du cou-

plage par capacité interne du relais. Théoriquement le phénomène d'entretien est plus complexe, mais l'approximation que nous donnons est suffisante.

Sur quelle longueur d'onde faudra-t-il régler le circuit LC en utilisant un élément de quartz de 10 millimètres d'épaisseur ?

Nous avons vu que la fréquence d'oscillation du cristal était 225.000 :

$$\lambda = \frac{v}{f}$$

Soit :

$$\lambda = \frac{300.000.000}{225.000} = 1.333 \text{ mètres.}$$

On obtiendrait de même un entretien convenable des oscillations sur des harmoniques telles que :

$$\frac{\lambda}{2} \dots \frac{\lambda}{3} \dots \frac{\lambda}{4} \text{ etc.}$$

Toutes ces valeurs sont parfaitement stables, malgré les variations qui peuvent être apportées aux autres caractéristiques du montage (tensions d'alimentations, variations de L et C, des capacités réparties, etc.).

Le quartz est donc un « étalon » de fréquence tout à fait constant et semblable à lui-même.

AUTRES MONTAGES

Il est utile de fixer le potentiel moyen de la grille par rapport au filament pour éviter des variations de rendement (fig. 308).

Une self de choc polarise la grille en évitant

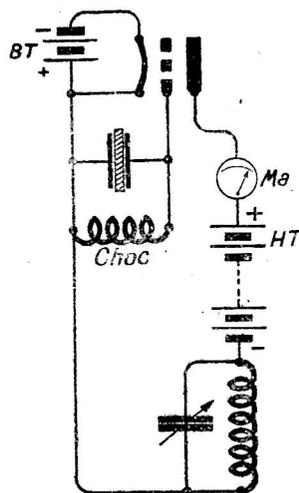


Fig. 308

un court-circuit haute fréquence des armatures du quartz.

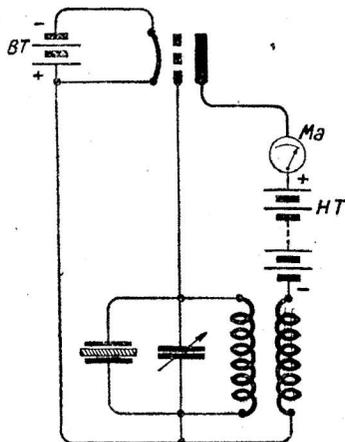


Fig. 309

Le système piezo électrique peut être placé en dérivation sur un circuit grille accordé (fig. 309) couplé au circuit plaque, ou entre grille et plaque du relais (fig. 310), la grille étant toujours polarisée par l'intermédiaire d'une bobine de choc HF.

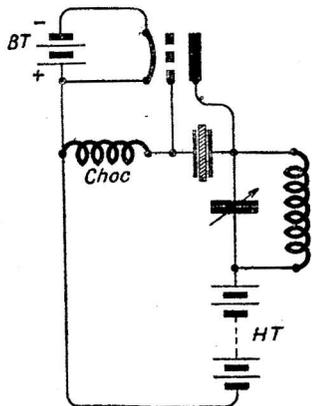


Fig. 310

CONSTITUTION DE L'ÉLÉMENT PIEZO ÉLECTRIQUE

La plaque de quartz, correctement taillée perpendiculairement à l'un des trois axes électriques, est placée entre deux armatures métalliques planes sans aucun serrage et même avec un demi-millimètre de jeu. Le tout peut être enfermé dans un carter en matière isolante telle que l'ébonite.

Les échantillons de quartz choisis doivent être parfaitement purs, transparents, bien polis, de façon à obtenir un parallélisme rigoureux des faces opposées.

Tous les cristaux de quartz n'ont pas la

même fréquence de vibration fondamentale pour une même épaisseur ; en tout cas, on peut compter sur une longueur d'onde légèrement supérieure à une centaine de mètres par millimètre.

L'émission sur onde courte exigerait des éléments de l'ordre du demi ou du quart de millimètre, ce qui est presque impossible à obtenir.

La difficulté est tournée en utilisant un cristal de quartz deux à six fois plus épais, mais que l'on fait osciller sur l'harmonique 2, 3, 4, 5, 6 selon les besoins.

Répétons que la surface du cristal n'intervient pas au sujet de la longueur d'onde, mais seulement son épaisseur.

STABILISATION D'UN ÉMETTEUR

Ayant à sa disposition un premier étage oscillant avec une fréquence absolument constante, il suffit de lui faire commander les variations de potentiel de la grille d'un relais plus puissant (fig. 311).

Le premier étage ne donnant que quelques watts oscillants, il faut évidemment faire usage d'amplificateurs de puissance. Malheureusement, la pratique montre que, dans le cas

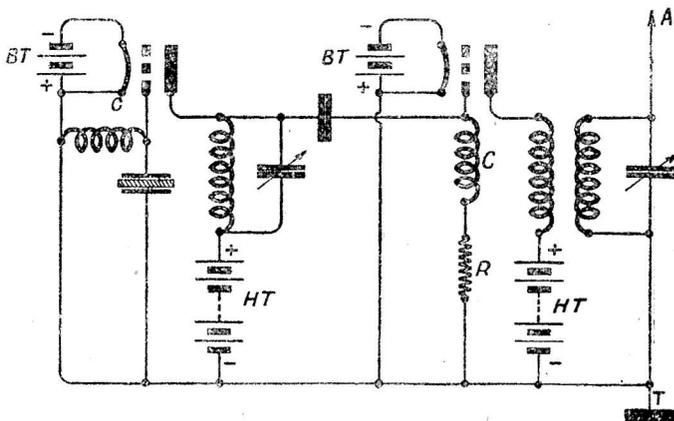


Fig. 311

d'étages successifs accordés sur la même longueur d'onde, il se produit des accrochages dangereux pour les appareils à cause des phénomènes de résonance.

Pour éviter cet inconvénient, il convient d'amplifier les oscillations fournies par l'étage stabilisateur en vraie longueur d'onde, c'est-à-dire, par exemple, quatre fois plus longue que celle qui doit être rayonnée par la station.

Un second amplificateur est réglé sur l'harmonique deux, puis un troisième sur l'harmonique quatre. La fréquence voulue est obtenue de cette manière, puisque le quartz oscillait sur une fréquence quatre fois trop faible (fig. 312).

Les stations de petite puissance se contentent d'un seul étage amplificateur en admettant que la période propre du cristal de quartz ne soit

Il est souhaitable que toutes les stations se pourvoient d'éléments piézo électriques étalon-

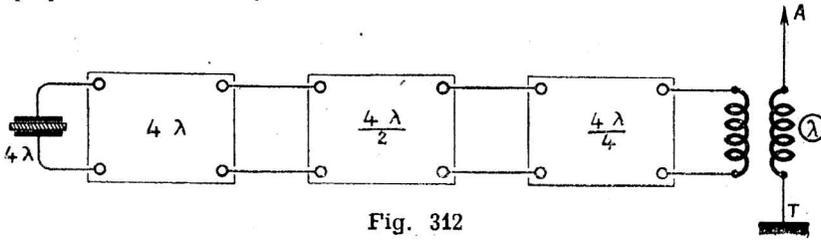


Fig. 312

pas trop éloignée de celle de l'onde qu'il s'agit de rayonner.

nés sous peine d'encombrer inutilement l'éther de leurs variations de longueurs d'onde.

Radiotéléphonie. — La modulation

La radiotéléphonie a pour objet la transmission à distance, au moyen d'ondes hertziennes, des sons audibles pour l'oreille humaine (voix, musique, bruits quelconques).

Ces sons audibles sont caractérisés par leur fréquence qui s'étend de 200 à 5.000 pour la voix, et de 40 à 10.000 environ pour la musique.

Le premier stade d'une transmission radiotéléphonique sera la transformation d'ondulations sonores, donc mécaniques, en ondulations électriques de même fréquence.

Le second stade aura pour but la superposition du courant périodique basse fréquence à des oscillations haute fréquence (onde porteuse) dont la fréquence et l'amplitude seront modifiées. La résultante, toujours de haute fréquence, assurera la liaison à travers l'espace entre le poste transmetteur et le récepteur.

Le troisième stade sera caractérisé par une détection de l'onde porteuse (récepteur) qui restituera, sous forme de courant périodique, les variations imposées au départ.

Ce courant périodique basse fréquence actionnera un reproducteur de son (téléphone, haut-parleur), dont l'effet sera de provoquer des ondulations sonores.

PREMIER STADE MICROPHONES

Leur rôle consiste à donner une image électrique fidèle des « variations » de pression du milieu élastique qui nous entoure, l'air, variations caractérisant les sons audibles pour notre oreille. Le microphone module généralement un courant continu (microphone à charbon), mais peut être basé sur d'autres principes. Il s'agit d'obtenir une « variation » d'un régime constant, qu'elle soit électromagnétique, électrostatique, thermique, etc.

Une onde sonore est caractérisée par sa période propre mais est rarement « sinusoïdale », elle peut comporter, surtout dans le cas de la voix, des harmoniques de fréquence plus élevée qui créent le « timbre ». De même il existera une différence graphique entre les représentations de la même note émise par deux

instruments de musique : le « do » d'un violon possède la même fréquence de base que le « do » d'un hautbois, sans que l'analogie puisse être poussée plus loin. Notre oreille fait la différence comme un oscillographe imparfait.

Ce dernier appareil montrera, par exemple, que le « do » du violon est accompagné d'harmoniques plus nombreuses, qui, en se superposant à la fréquence fondamentale, fournissent une courbe d'allure irrégulière. Le théorème de Fourier démontre que toute résultante non sinusoïdale peut être décomposée en plusieurs fonctions sinusoïdales.

La figure 313 représente la lettre A, émise par la voix humaine.

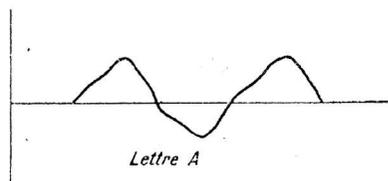


Fig. 313

Le microphone sera « fidèle » si la courbe du courant variable obtenu est celle de la figure 313, pour la lettre A.

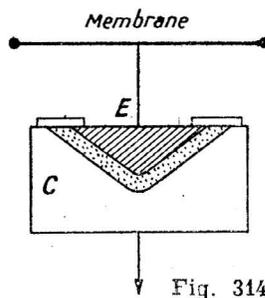


Fig. 314

La fréquence n'est respectée que si la période propre « mécanique » du microphone est reportée hors de l'échelle audible, à cause des phénomènes de résonance. D'autre part, la fidélité est d'autant plus parfaite, comme l'a

montré le mathématicien H. Poincaré, que la puissance modulée est faible. Un microphone fidèle ne peut être puissant et requiert une amplification BF.

1° *Microphone à variation de résistance :*

Le microphone à grenaille ou sphérules de charbon est le type de la catégorie (fig. 314).

Une cuvette en charbon C renferme de la grenaille de charbon de cornue légèrement comprimée par une électrode E, également en charbon.

Une vibration de la membrane autour de son siège provoque des compressions et des décompressions de la grenaille au fond de la cuvette. Il s'ensuit des variations de résistance ohmique du circuit dans lequel est intercalé le microphone. L'intensité de décharge d'une source de courant continu (pile) intercalée dans ce circuit variera, à cette même fréquence, en suivant la loi d'Ohm, c'est-à-dire d'une façon inversement proportionnelle à la résistance (fig. 315).

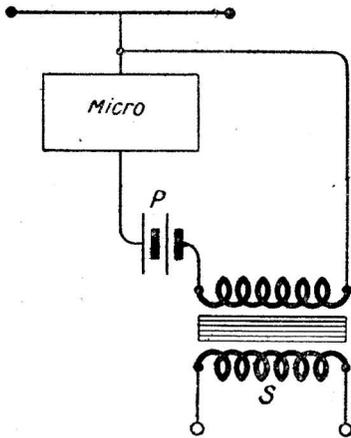


Fig. 315

Un transformateur BF à fer fournira aux bornes du secondaire S une différence de potentiel périodique, image des vibrations imposées à la membrane. L'interposition du transformateur a l'avantage de procurer la suppression du courant permanent de la pile et la possibilité d'élever la tension des variations électriques (rapport de transformation).

2° *Microphone électromagnétique :*

Une bobine très légère, en relation mécanique avec la membrane, est parcourue par un courant continu constant fourni par une source séparée (excitation).

La bobine se déplace à l'intérieur d'un so-

lénôïde aux bornes duquel on obtient une différence de potentiel périodique (fig. 316).

On y voit l'illustration d'une expérience classique au sujet des phénomènes d'induction.

Pratiquement, ce microphone peut revêtir une autre forme, notamment celle où les deux enroulements sont des spirales plates dont l'induction mutuelle est plus grande et l'inertie due au poids, plus faible. Les réversibilité du phénomène donne le principe du « haut-parleur électrodynamique ».

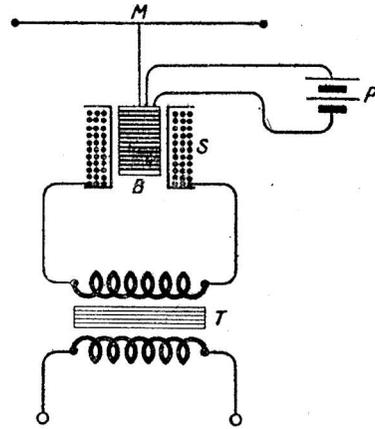


Fig. 316

Un courant variable parcourant le solénoïde S provoquera un champ dont la réaction sur le champ permanent de la bobine B fera vibrer celle-ci, donc la membrane M.

3° *Microphone électrostatique :*

Une armature élastique AE est placée très près d'une autre fixe AF (fig. 317).

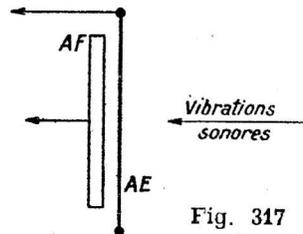


Fig. 317

La capacité du condensateur ainsi constitué variera périodiquement en égard aux déplacements de AE, déterminés par les vibrations sonores.

Les variations (d'ailleurs très faibles) agiront sur un circuit oscillant de fréquence constante en provoquant un désaccord qui fera varier l'intensité moyenne.

La réversibilité du phénomène est possible et donne lieu à une application connue sous le nom de « condensateur chantant ».

4° Microphone électronique :

Un filament de platine porté à une température convenable émet des électrons, dans l'air, à proximité d'une plaque ajourée, très positive (fig. 318).

L'ébranlement des couches d'air environnantes détermine des variations du régime électronique dont la répercussion est utilisable dans le circuit plaque.

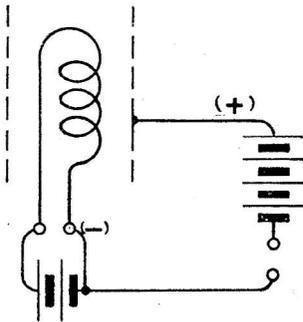


Fig. 318

Il existe un grand nombre d'autres microphones dont nous ne ferons que citer les deux caractéristiques :

5° Microphone thermique, basé sur la dilatation variable d'un fil chaud en platine.

6° Microphone photo-électrique qui utilise les variations électroniques d'une ampoule photo-électrique (potassium) sous l'influence d'un flux lumineux variable, etc.

Les plus employés appartiennent aux deux premières catégories.

DEUXIÈME STADE

Modulation d'oscillation H.F.

La faible énergie fournie par le microphone doit être amplifiée par relais électroniques, comme il a été dit, en tenant compte des conditions de fidélité. L'amplificateur ne doit favoriser aucune bande de fréquence, sauf dans certains cas particuliers.

Dans celui du microphone électromagnétique il y a lieu, par exemple, de défavoriser volontairement les notes basses qui auraient sans cela une prépondérance anormale, puisque les variations électriques sont inversement proportionnelles à la fréquence.

En l'absence de toute modulation le poste transmetteur rayonne sous une fréquence dé-

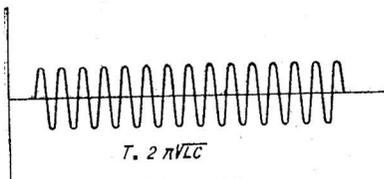


Fig. 319

terminée par les caractéristiques de ses circuits (fig. 319).

La modulation consiste à imposer à ces oscillations HF des variations d'amplitude correspondant aux fluctuations du courant microphonique (fig. 320).

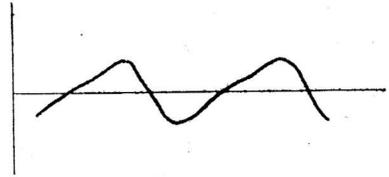


Fig. 320

La résultante est représentée sensiblement par la figure 321.

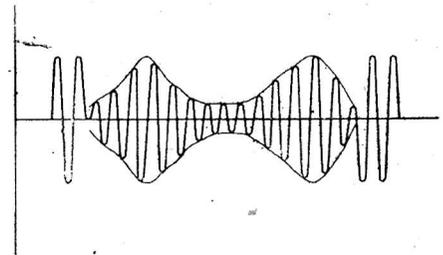


Fig. 321

On démontre que si f est la fréquence moyenne du courant microphonique et F celle des oscillations de l'« onde porteuse » la résultante ci-dessus peut-être décomposée en trois fréquences :

$$F + f \dots F \dots F - f$$

Exemple : Soient $f = 600$ périodes par seconde et $F = 100.000$ (longueur d'onde : 3.000 mètres).

La résultante pourra être décomposée en oscillations de trois fréquences :

$$F + f = 100.000 + 600 = 100.600.$$

$$F = 100.000.$$

$$F - f = 100.000 - 600 = 99.400.$$

L'onde porteuse est accompagnée de deux bandes latérales appelées « bandes de modulation » dont les valeurs limites, facilement calculables à l'aide de la formule :

$$\lambda = \frac{V}{f}$$

sont respectivement de 2.982,10 mètres et 3.018,10 mètres.

En admettant que la transmission de la voix humaine exige celle des fréquences comprises entre 20 et 3.000 périodes par seconde les bandes de modulation couvriront de 40 à 6.000 cycles, de part et d'autre de l'onde porteuse.

On sait que la Convention Internationale « espace » les stations de 10.000 cycles (10 kilocycles).

L'émission sur deux bandes de modulation étale l'énergie rayonnée puisqu'elle se répartit sur toute une échelle de fréquence.

La suppression d'une bande, par filtrage, restreint la place occupée par une émission et favorise la création d'autres stations.

Suppression de l'onde porteuse :

Certains montages permettent de ne pas rayonner d'onde porteuse en réalisant une économie d'alimentation à l'émetteur. En effet l'onde porteuse, en dépit de son nom, n'est pas absolument nécessaire et représente une énergie inutilisée. On y parvient à l'aide de relais montés « en équilibre » qui rayonnent des trains d'onde discontinus au moment de la modulation seulement. En l'absence de modulation, l'émetteur est neutralisé.

Nous ne nous étendrons pas sur cette question un peu spéciale.

METHODES DE MODULATION

Il existe trois méthodes principales :

A. Par absorption.

La puissance fournie au circuit antenne-terre par des relais oscillateurs est constante.

L'introduction d'un microphone à résistance variable provoque une absorption d'énergie, également variable, qui se soustrait à l'énergie rayonnée (fig. 322).

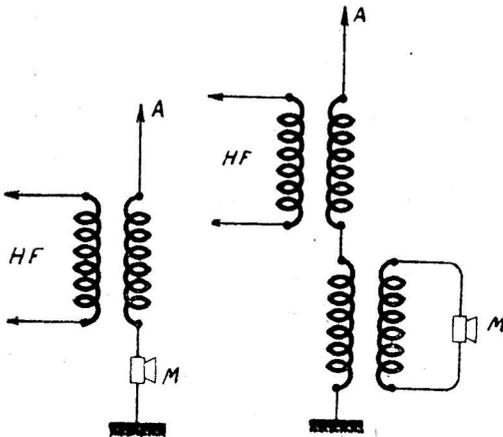


Fig. 322

Fig. 323

Dans le cas de moyennes puissances, on produit l'absorption à l'aide d'un circuit séparé à cause de la fragilité du microphone (fig. 323).

Il est possible de combiner le microphone avec un relais électronique dont l'espace filament-plaque devient la résistance variable.

La tension plaque est celle induite par l'antenne dans le circuit couplé (fig. 324).

Une batterie de polarisation P fixe le potentiel de la grille par rapport au filament en fonction de celui de la plaque.

La méthode de modulation par absorption est la plus simple mais introduit un amortisse-

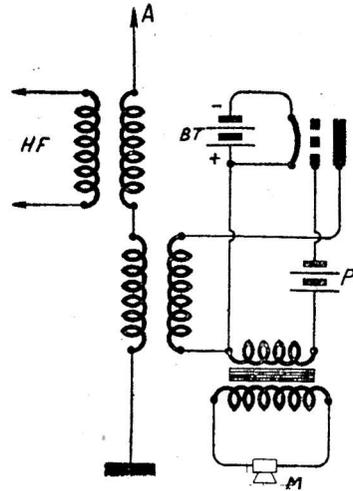


Fig. 324

ment du système rayonnant. D'autre part la puissance modulée est faible.

B. Par variation de la tension grille :

Il semble assez logique de moduler les oscillations haute fréquence en faisant varier le potentiel grille du relais oscillateur à l'aide d'un microphone (fig. 325).

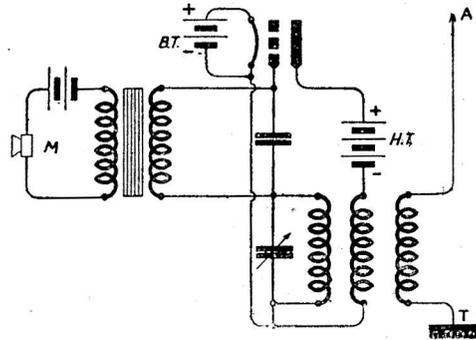


Fig. 325

Pour se rendre compte de l'efficacité d'une telle méthode, il suffit de tracer la courbe de variations de l'intensité HF dans le circuit plaque en fonction du potentiel grille.

La figure 326 montre que l'intensité du courant oscillant varie peu, sauf près du décrochage.

Le point de fonctionnement sur la caractéristique doit être convenablement choisi pour

que la modulation soit assez « profonde » sans atteindre la région de « déformation » où les variations d'intensité du circuit plaque ne sont plus proportionnelles aux tensions grille.

Ce point de rendement optimum est assez

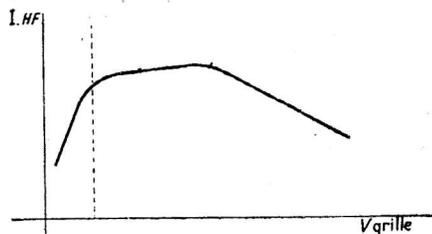


Fig. 326

près du « décrochage » et entraîne une certaine instabilité de régime. Notamment un « éclat de voix » risque de ne pas être reproduit à cause d'un décrochage temporaire.

Il est possible de moduler par absorption d'une fraction de l'énergie dans le circuit grille, en shuntant par exemple la bobine grille du relais oscillateur par l'espace filament-plaque d'un relais dont la grille est commandée par le microphone (fig. 327).

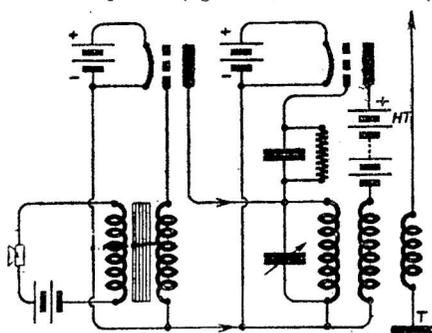


Fig. 327

C. Par variation de la tension plaque :

Cette méthode rappelle, toutes proportions gardées, la précédente (fig. 328) avec cette différence que l'espace filament-plaque du relais modulateur est placé en dérivation aux

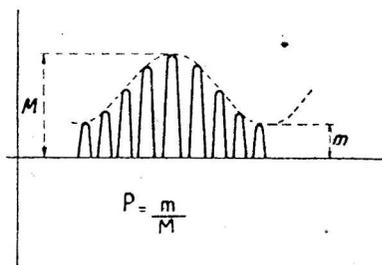


Fig. 328

bornes de l'espace filament-plaque du relais oscillateur.

Il s'ensuit des variations de la tension plaque qui réalisent une modulation idéale dans les stations puissantes.

Une double séparation de circuits est nécessaire pour éviter un retour des oscillations HF sur le relais modulateur et une action BF du modulateur sur l'oscillateur. Les variations, sont produites aux bornes d'une self-induction de choc (self de parole) et se traduisent seulement par des fluctuations de la tension plaque.

AMPLIFICATEURS DE MODULATION

L'énergie délivrée par le microphone est trop faible dans la plupart des cas, comme nous l'avons dit.

L'amplification est d'autant plus nécessaire que la puissance modulée doit atteindre la moitié ou même les deux tiers de la puissance oscillante. Sans cela l'énergie rayonnée est trop faiblement modulée et la « phonie » ne porte pas.

Une excellente méthode consiste à moduler tout de suite une énergie oscillante relativement faible qui commandera les variations de potentiel grille d'un amplificateur de puissance comportant plusieurs étages en cascade.

PROFONDEUR DE LA MODULATION

La profondeur de la modulation est fixée par le rapport des amplitudes minima et maxima des oscillations haute fréquence.

D'après la figure 328 on a :

$$P = \frac{m}{M}$$

$$\text{Si } M = 10, m = 3 :$$

$$P = \frac{3}{10}$$

La connaissance de ce coefficient est très utile puisque la portée en « phonie » lui est proportionnelle. Une station plus puissante qu'une autre portera relativement moins si sa profondeur de modulation est faible.

On conçoit maintenant l'importance des amplificateurs de modulation qui permettent de fixer ce rapport à volonté.

TROISIÈME STADE LA RECEPTION

Les oscillations HF dont l'antenne de réception est le siège sont naturellement modulées synchroniquement avec l'émission.

Elles peuvent être assimilées à des trains d'ondes amorties et nécessitent une détection

après ou sans amplification en haute fréquence (voir huitième leçon, page 38).

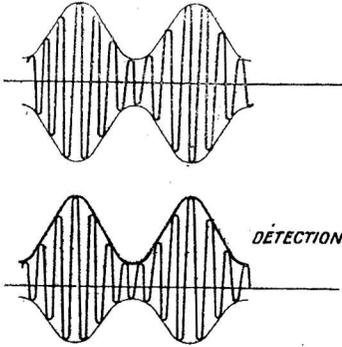


Fig. 329

Une résultante audible est obtenue dans le circuit plaque du relais détecteur (fig. 329).

La fréquence de cette résultante est celle du

profil de l'enveloppe et son amplitude dépend de l'atrophie plus ou moins complète des alternances négatives.

Un relais hétérodyne local n'est donc pas nécessaire sauf dans le cas particulier de la réception d'une transmission sans onde porteuse. Nous n'étudierons pas cette question à cause des développements mathématiques qu'elle comporte.

Dans le cas habituel, la présence des bandes de modulation exige que le récepteur ne soit pas d'une sélectivité absolue. En effet un récepteur trop sélectif ne sera pas influencé par les fréquences des valeurs limitées. Il en découlera une diminution de rendement et la suppression des notes élevées. La réception perdra toute fidélité et pourra devenir presque incompréhensible à une grande distance de l'émetteur.

La recherche des pannes

Ce chapitre n'est généralement pas traité dans les cours de Radio pour des raisons diverses, dont la principale semble être l'impossibilité d'exposer en quelques pages un sujet complexe.

Il est néanmoins nécessaire de présenter efficacement la question, sous une forme générale, puisque la multiplicité des montages de Radio interdit toute précision trop affirmative.

Tout d'abord, la recherche d'une panne ne doit pas être entreprise si l'on ignore la théorie du fonctionnement d'organes séparés ou de leur ensemble.

En cas de mauvais ou de non fonctionnement un réflexe assez humain incite à « taper » l'appareil dans l'espoir trop souvent fallacieux d'annuler un mauvais contact ou un court-circuit : cette méthode, en admettant qu'elle puisse porter un tel nom, est à rejeter à cause de son imprécision et des aggravations auxquelles elle expose.

Un second écueil est la « recherche au hasard du geste ou de la pensée », le dépannage rapide supposant au contraire beaucoup de méthode de raisonnement.

METHODE GENERALE

A. *Il existe des symptômes* : Ceux-ci se partagent en « normaux » et « anormaux ».

Les premiers permettent de déterminer les organes ou circuits qui fonctionnent normalement, alors que les autres fournissent des indications au sujet des défaillements.

Exemple : Soit un récepteur composé d'un relais détecteur et de deux relais BF.

S. *Anormaux*. — 1° L'audition cesse brusquement à intervalles irréguliers puis réapparaît ; 2° La réception d'une autre station donne lieu au même phénomène.

S. *Normaux*. — 3° Le fait de toucher les broches « grille » des trois relais donne un claquement caractéristique ; 4° Un ondemètre fonctionnant à proximité du récepteur est entendu sans interruption.

Discussion. — L'épreuve des grilles et l'essai à l'ondemètre établissent l'intégrité du récepteur.

Mais l'ondemètre n'agit que localement sur le circuit secondaire : le circuit antenne terre échappe à l'épreuve.

Conclusion. — Vérification du circuit antenne-terre. Une branche d'arbre agitée par le vent venait périodiquement en contact avec l'antenne.

B. *Il n'existe pas de symptômes* :

A remarquer qu'il y a toujours au moins un signe accompagnant la panne, mais comme il peut passer inaperçu nous pensons utile de prévoir le cas.

La recherche portera d'abord sur une discrimination de l'appareil. Tout montage comporte des organes reliés par des circuits de liaison, d'alimentation et d'utilisation.

PREMIER EXEMPLE : *Soit un récepteur à changement de fréquence* :

Alimentations :

Courant continu : Batteries HT et BT.

Haute fréquence : Cadre. Antenne système d'accord.

Liaisons et transformations :

Changement de fréquence.

Amplification MF.

Détection.

Amplification BF.

Utilisation :

Téléphone, haut-parleur.

Enregistreur en télégraphie.

DEUXIEME EXEMPLE : *Soit un poste émetteur radiotéléphonique*.

Alimentations :

Courant continu : Batteries HT et BT.

Basse fréquence : microphone, relais modulateurs.

Liaisons :

Cascade d'un amplificateur de puissance à l'émission.

Utilisation :

Circuit rayonnant, antenne-terre.

Il faut déterminer le groupe fautif par des mesures appropriées que l'on apprécie en se basant sur les caractéristiques des organes en-

trant dans la constitution du poste et sur leur fonctionnement.

PREMIER EXEMPLE : Récepteur à changement de fréquence. Silence complet.

Alimentations : Des mesures au voltmètre établissent que les tensions des batteries d'alimentation sont normales.

Le cadre ou l'antenne sont vérifiés en les utilisant avec un autre récepteur ou en leur substituant un autre collecteur d'onde.

Liaisons et transformations : Les variations d'intensité accusées par un milliampèremètre inséré dans le circuit plaque du relais électronique oscillateur (changeur de fréquence), corrélatives à un déplacement du rotor du condensateur accordant le circuit grille, montrent que le relais oscille.

Le même milliampèremètre transporté dans les circuits plaques des relais MF donne des indications variables pendant la rotation du potentiomètre : à l'accrochage l'intensité décroît brusquement. Les relais MF et leurs circuits de liaison sont indemnes.

Un écouteur placé en série dans le circuit plaque détecteur permet l'audition.

Le même écouteur prenant place dans le circuit plaque du premier relais BF assure également l'audition. Dans le circuit plaque du second relais BF : le silence.

Conclusion : Le circuit grille de ce deuxième relais est coupé (support de relais, secondaire du transformateur, connexions, etc.).

Le circuit composé d'une pile 4 volts et du voltmètre est branché entre la borne grille du relais et...

1° Cette borne grille : 4 volts.

2° La sortie du secondaire du transformateur : 4 volts le secondaire est normal.

3° L'extrémité négative du filament : zéro.

Le mauvais contact est situé entre la sortie du transformateur BF et l'extrémité négative du filament : mauvais serrage de la connexion sur la borne du support de relais, par exemple.

Si la panne n'avait pas eu son siège dans le circuit-grille, elle aurait eu lieu dans le circuit-plaque ou dans les appareils d'utilisation.

Cette leçon est la dernière du cours de radiotélégraphie et phonie. Nous pensons avoir accompli œuvre utile en présentant certaines questions sous un angle personnel et en traitant l'ensemble avec la manière pédagogique qui nous a réussi depuis plusieurs années au cours oral de l'École d'Arts et Métiers. Nous n'avons pas l'immodeste prétention de croire que ce livre peut remplacer les autres, à tel point que nous conseillons la lecture des œuvres déjà consacrées et à venir.

Remarque. — La vérification des tensions d'alimentation (HT et BT) peuvent être faites au voltmètre aux bornes mêmes des batteries. Une méthode plus complète consiste à placer le voltmètre directement en dérivation aux broches-filament des supports de relais, puisqu'on vérifie du même coup les connexions d'alimentation BT.

De même, le voltmètre est mis en dérivation entre la borne négative de la batterie HT et chacune des broches-plaques des supports : on s'assure en une seule manœuvre de l'intégrité des circuits-plaque et des organes qu'ils renferment (primaire des transformateurs de liaison).

2° EXEMPLE : Emetteur radiotéléphonique.

Panne : les sons aigus ou les consonnes sont mal reçues par le correspondant.

Alimentation : Une mesure au voltmètre et à l'ampèremètre indiquent que les alimentations courant continu sont normales.

Un écouteur branché à la sortie de l'amplificateur de modulation accuse les symptômes indiqués par le correspondant. La panne est localisée, de ce fait, à l'alimentation BF de l'émetteur.

L'écouteur reporté dans le circuit même du microphone donne lieu au même symptôme. Le microphone est fautif : par exemple, augmentation de l'inertie par agglomération de la grille de charbon.

Changer ou réparer le microphone, puis réduire l'intensité microphonique pour éviter la même panne à l'avenir.

Il serait malheureusement possible de multiplier les exemples, mais ce serait inutile, puisqu'en pratique, un cas omis peut toujours survenir.

Le plus sûr garant de la réussite est une connaissance approfondie du fonctionnement séparé des organes et de leur ensemble. La méthode générale indiquée, bien que paraissant d'une évidence absolue, n'est pas toujours suivie à cause d'un manque de patience ou du désir d'obtenir un résultat immédiat.

Nos auditeurs et lecteurs sont maintenant en mesure de le faire avec fruit, puisqu'ils possèdent des bases suffisantes.

Avant de terminer, nous considérons comme un devoir de remercier les quelques milliers d'élèves du Cours oral et du Cours par correspondance qui ont bien voulu nous suivre et nous encourager dans la voie que nous nous étions tracée.

R. C.

QUESTIONNAIRE

VINGT-NEUVIÈME LEÇON

1° Comment peut-on appeler le montage qualifié de « *Reversed feed back* » ? Pourquoi ?

2° Quel inconvénient peut être amené par le couplage indirect (Tesla) d'une antenne à l'inductance plaque d'un relais oscillateur ?

3° Expliquez ce qui pourrait se passer au cours des réglages, par suite de couplages ou découplages inconsiderés des inductances Grille. Plaque et Antenne-terre ?

4° Comment varient, l'une par rapport à l'autre, les indications fournies par le milliampèremètre du circuit plaque et par l'ampèremètre thermique d'antenne ?

5° Comment régler un oscillateur ?

6° Dessinez un schéma de station puissante avec amplificateur à l'émission. L'auto-oscillateur sera du type symétrique Mesny.

TRENTIÈME LEÇON

1° Comment doit être taillé un cristal de quartz pour qu'il acquière les qualités piézo-électriques ?

2° Résumez les caractères d'un cristal piézo-électrique ?

3° Calculez la longueur d'onde d'excitation qui fera entrer en résonance un quartz piézo-électrique de deux millimètres d'épaisseur ?

4° Pourquoi faut-il polariser auxiliairement, par une bobine de choc, la grille d'un relais stabilisé par un quartz piézo-électrique ?

5° Pourrait-on polariser la grille du relais précédent (question 4) à l'aide d'une résistance sans self-induction ?

6° Dans le cas d'amplificateurs de puissance successifs, quelle raison fait amplifier des harmoniques successives, jusqu'à la valeur de longueur d'onde qui doit être rayonnée ?

TRENTE ET UNIÈME LEÇON

- 1° Quel est le principe des microphones les plus employés ?
 - 2° Quel est le rôle du microphone ?
 - 3° Comment module-t-on par absorption : 1° dans le circuit antenne-terre ?
2° dans un circuit grille ?
 - 4° Définissez la profondeur de modulation et dites son importance ?
 - 5° Quel est le rôle des amplificateurs de modulation ?
 - 6° Une émission sur 1.000 mètres et une autre sur 100 mètres de longueur d'onde sont modulées par des fréquences comprises entre 40 et 10.000 périodes par seconde. Calculez les limites supérieures et inférieures des bandes de modulation ? Sont-elles plus « encombrantes » pour l'onde de 100 mètres que pour celle de 1.000 mètres ? Quelle conclusion en tirez-vous ?
-

TRENTE-DEUXIÈME LEÇON

- 1° Quel est l'inconvénient de la recherche d'une panne au « hasard du geste et de la pensée » ?
- 3° En vue de la recherche d'une panne, discriminez un récepteur composé de deux relais amplificateurs HF, d'un relais détecteur et de deux relais amplificateurs BF. Réception avec haut-parleur ?
- 4° Que doit-on faire lorsqu'il n'existe pas de symptômes apparents ?
- 5° En général comment s'assure-t-on de l'intégrité de circuits grille ? plaque ? de relais électroniques amplificateurs ? détecteurs ?
- 6° Quels sont les symptômes de « décrochage » d'un relais oscillateur ?



Table des matières

FASCICULE N° 1. — *Première leçon.* — Historique de la Radiotélégraphie. — Les mouvements vibratoires. — Les rayonnements chimiques, lumineux, calorifiques, électriques. — *Deuxième leçon* : Rappel des principales lois électriques. — Unités plus spécialement employées en T. S. F. — Représentation graphique des courants variables. — *Troisième leçon* : Circuits oscillants. — Un poste d'émission simple. — *Quatrième leçon* : Ondes amorties et entretenues. — Formule de Thomson.

FASCICULE N° 2. — *Cinquième leçon* : Self induction. — Condensateurs. — Systèmes d'accord en haute-fréquence. — *Sixième leçon* : Rappel des propriétés des courants alternatifs. — *Septième leçon* : Mode de production des oscillations amorties et entretenues. — Systèmes à étincelles (tension alternative). — Alternateur. — Arc. — *Huitième leçon* : Les détecteurs d'oscillations. — Un poste simple : accord direct, détection par galène.

FASCICULE N° 3. — *Neuvième leçon* : Un poste d'émission à ondes amorties, description d'un ensemble émission réception S. F. R. — *Dixième leçon* : Accouplement des systèmes oscillants. — *Onzième leçon* : Les ondemètres, les mesures qu'ils permettent. — *Douzième leçon* : Propagation des ondes hertziennes. — Les grandes et les petites longueurs d'onde.

FASCICULE N° 4. — *Treizième leçon* : Circuits rayonnants et absorbants. — Antennes. — Mode de vibration des antennes. — Terre. — Contrepoids. — *Quatorzième leçon* : Les cadres. — Eléments de radiogoniométrie. — *Quinzième leçon* : Les appareils de mesure usuels. — *Seizième leçon* : Généralités sur les lampes à plusieurs électrodes.

FASCICULE N° 5. — *Dix-septième leçon* : Effet Edison. — Valve. — Monogridde. — Bigrille. — *Dix-huitième leçon* : Caractéristiques statiques des relais électroniques. — Fonction amplificatrice. — *Dix-neuvième leçon* : Liaisons entre étages amplificateurs basse fréquence. — *Vingtième leçon* : Liaison entre étages amplificateurs basse fréquence par condensateur. — Résistance. — Impédance.

FASCICULE N° 6. — *Vingt et unième leçon* : Liaison entre étages amplificateurs haute fréquence par transformateur. — Liaison par condensateur. — Résistance. — Impédance. — *Vingt-deuxième leçon* : Fonction oscillatrice des relais électroniques. — Étages haute fréquence multiples. — Limite. — Neutrodyne. — Relais à écran. — *Vingt-troisième leçon* : Fonction détectrice. — Détectrice à réaction.

FASCICULE N° 7. — *Vingt-cinquième leçon* : Les montages de réception. — *Vingt-sixième leçon* : Choix des relais électroniques suivant leur fonction. — *Vingt-septième leçon* : Théorie des montages utilisant un changement de fréquence. — *Vingt-huitième leçon* : Montages à changement de fréquence. — Établissement. — Réglage.

FASCICULE N° 8. — *Vingt-neuvième leçon* : Montages d'émission à ondes entretenues. — Dispositions particulières. — Réglage. — *Trentième leçon* : La stabilisation par quartz piézo-électrique. — *Trente et unième leçon* : Radiotéléphonie. — La modulation. — *Trente-deuxième leçon* : La recherche des pannes. — Tableau des notations. — Bibliographie. — Table des matières.

TABLEAU des NOTATIONS

a : rapport de transformation.

AH : capacité en ampères-heure.

C : capacité électrostatique en Farads.

E : force électromotrice en Volts.

f : fréquence par Seconde.

H : intensité de champ magnétique en Gauss.

h : hauteur en Mètres.

I : intensité en Ampères.

K : facteur de puissance d'un courant alternatif ou facteur d'amplification d'un relais électronique.

k : constante diélectrique ou coefficient d'accouplement.

L : coefficient de self-induction en Henrys.

l : longueur en Centimètres.

M : coefficient d'Induction mutuelle.

N : nombre de tours.

P : puissance en Watts.

Q : nombre de Calories ou de Coulombs.

R : résistance en Ohms.

S : inclinaison ou pente de la caractéristique d'un relais.

s : section ou diamètre.

T : durée d'une période en Secondes

t : température en Degrés centigrades.

v : différence de potentiel en Volts.

V : vitesse de propagation des ondes électromagnétiques.

vg : accroissement du potentiel de la grille d'un relais.

vp : accroissement du potentiel de la plaque d'un relais.

X

Y

Z

} Valeurs indéterminées.

λ : longueur d'onde en mètres (λ).

μ : perméabilité magnétique ($m\hat{u}$).

ω : pulsation (ω).

π : constante 3,1416 (π).

Φ : flux en Maxwells (ϕ).

ρ : résistivité en Microhms ($r\hat{o}$).

Notes Personnelles

Lined area for personal notes, consisting of approximately 30 horizontal dotted lines.

COURS DE RADIO

Fascicule N° 8

A découper et joindre à l'envoi des réponses.

IMPRIMERIE CENTRALE DE LA BOURSE
117, RUE RÉAUMUR, 117 — PARIS



