

(25/100) isolé, enroulés autour de P, des courants de force électromotrice très élevée, correspondant à plusieurs dizaines de milliers de volts. Entre les bornes s' s'' du secondaire S, on peut, en conséquence, obtenir des étincelles.

La table ci-dessous, dressée par P. Villard et H. Abraham, permet d'évaluer la différence du potentiel entre les bornes d'une bobine d'induction d'après la longueur des étincelles qu'on y observe entre deux pointes telles que B' et B'' de la figure IX-I-1.

| DISTANCES EXPLOSIVES DANS L'AIR ENTRE POINTES | |
|---|---|
| TENSIONS EN VOLTS | DISTANCES EXPLOSIVES OU LONGUEURS D'ÉTINCELLES (en millimètres) |
| 20.000 | 16,5 |
| 30.000 | 29,5 |
| 40.000 | 45,5 |
| 60.000 | 125,0 |
| 80.000 | 165,0 |
| 100.000 | 220,0 |
| 120.000 | 250,0 |
| 160.000 | 330,0 |
| 200.000 | 440,0 |
| 280.000 | 560,0 |
| 300.000 | 600,0 |

La longueur totale du fil du secondaire varie, suivant les longueurs d'étincelles désirées, entre 100 et 250 kilomètres. Si l'on bobinaient en vrac, il se pourrait que deux points du fil distants l'un de l'autre, en suivant ce fil, de 8 à 10 km arrivassent à voisiner. La différence de potentiel entre ces points serait telle que l'isolant serait insuffisant et qu'une étincelle jaillirait, mettant le plus souvent la bobine hors d'usage (la bobine serait dite « claquée »).

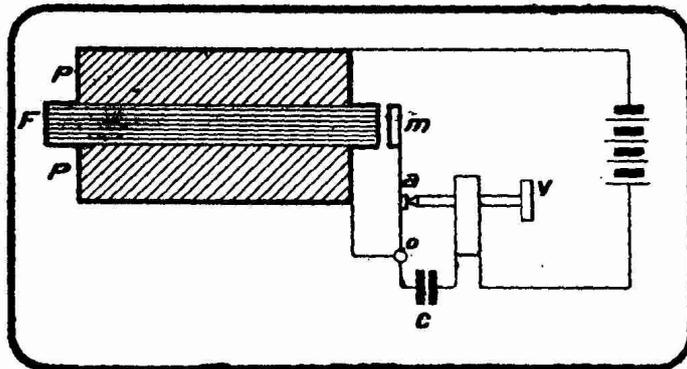


FIG. IX-1-2. — Le trembleur Delarive. La rupture de courant primaire est rendue plus brusque par le condensateur C, dit condensateur de Fizeau.

korff plongent dans des bains d'huile.

On branche donc sur le primaire P de la bobine de Ruhmkorff une batterie d'accumulateurs et l'on insère dans le circuit primaire un dispositif permettant de fermer et d'ouvrir rapidement ce circuit. Ce dispositif s'appelle l'interrupteur.

L'interrupteur que l'on rencontre le plus fréquemment dans les bobines de dimensions moyennes est l'interrupteur à marteau ou trembleur Delarive (fig. IX-I-2), dont le principe est tout à fait analogue à celui du trembleur d'une sonnerie. Le courant primaire passe grâce au contact a d'une vis V réglable, mais fixe, et d'une tige flexible mobile om ; au sommet de cette tige se trouve une masse de fer doux placée en face du noyau F de la bobine. Au repos,

éviter ces claquages désastreux, Poggendorf enroule le fil du secondaire en bobines plates de 3 à 4 mm d'épaisseur. C'est ce que l'on appelle l'enroulement en galettes, disposition qui a été appliquée par la suite aux transformateurs industriels (voir figure VIII-8-2). Les galettes sont séparées les unes des autres par du papier ; la sortie de chacune de ces galettes est évidemment soudée à l'entrée de la suivante. Dans le cas de très hautes tensions, les enroulements des bobines de Ruhmkorff

lorsque la pile primaire est débranchée, le contact *a* est appliqué contre la vis *V*. Aussitôt que le courant de la pile passe, le noyau *F* s'aimante et attire, par suite, *m* ; le petit contact d'argent *a* rivé sur la lame *om* s'éloigne de la pointe de la vis *V* et coupe le circuit. Lorsque le circuit est coupé, l'aimantation de *F* cesse, *m* n'est plus attiré ; le contact *a* revient contre la pointe de *V* et le circuit est rétabli. La même série de phénomènes se poursuit indéfiniment. En réglant la vis *V*, on agit sur la fréquence des oscillations de la lame flexible *am* et par conséquent sur la fréquence des ruptures et des établissements du circuit primaire. Avec le trembleur Delarive, on parvient à des fréquences d'interruptions de 100 à 1.500 par seconde (1).

Le flux d'induction correspondant à l'établissement du courant primaire crée dans le secondaire un courant inverse. Le flux d'induction correspondant à la rupture du courant primaire crée dans le secondaire un courant direct. Ces deux courants correspondent à la même quantité d'électricité, mais la rupture étant plus rapide que l'établissement — qui du fait de la self du primaire n'est pas instantanée — la tension du courant direct est de deux ou trois fois supérieure à celle du courant inverse (fig. IX-1-3). Si les extrémités des pointes *B'B''* du secondaire sont suffisamment écartées, le courant inverse est arrêté et si l'écart de ces pointes n'est pas trop grand, le courant direct jaillit sous forme d'étincelles.

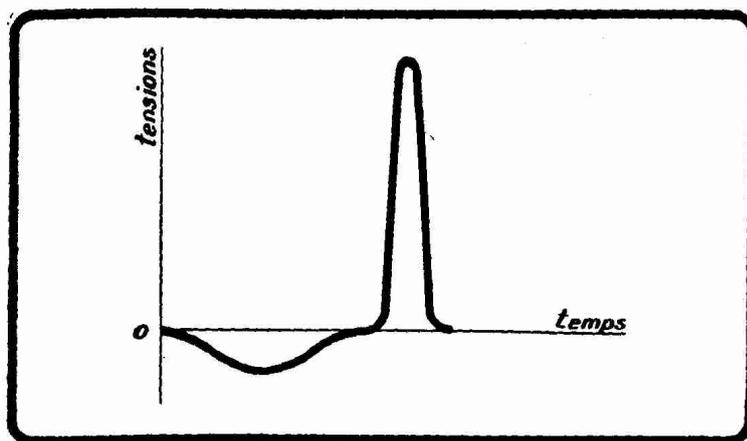


FIG. IX-1-3. — Courant inverse et courant direct correspondent à la même quantité d'électricité ; mais le courant direct est à une tension bien plus élevée que l'inverse

Le flux d'induction qui crée le courant secondaire à haute tension (direct) est d'autant plus grand que le courant primaire est coupé plus brusquement : or, au moment où *a* et la pointe de *V* du trembleur Delarive s'écartent, il se produit du fait de la self-induction du primaire un courant direct de rupture qui provoque une étincelle entre les contacts, cette étincelle prolonge le courant que l'on veut couper. Fizeau eut l'idée de réunir la lame flexible *om* et la vis *V* par un condensateur *C* de quelques milliers de micromicrofarads (2), logé dans le socle de la bobine. L'extra-courant de rupture, au lieu de paraître sous forme d'étincelle, est alors employé à charger le condensateur. La rupture du courant primaire est plus brusque. La longueur de l'étincelle entre les bornes du secondaire est sensiblement doublée par l'artifice du condensateur de Fizeau.

Les effets physiologiques d'une bobine de Ruhmkorff peuvent être particulièrement importants. Si l'on tient dans les mains les extrémités du secondaire d'une minuscule bobine de Ruhmkorff (bobine de 1 cm au plus d'étincelle), les muscles se contractent fortement ; faire cette expérience avec une bobine de 1 à 10 cm d'étincelle serait dangereux. Avec une bobine de plus de 10 cm d'étincelle, on peut tuer un animal de forte taille.

Nous allons voir que l'invention de Ruhmkorff fut féconde en résultats. C'est elle qui permit la mise en évidence pratique des ondes électromagnétiques (dispositif de Hertz) et qui fut utilisée dans les premiers essais de télégraphie sans fil en ondes amorties.

(1) On utilise d'autres genres d'interrupteurs que nous nous contenterons de citer : l'interrupteur Ducretet, l'interrupteur Wehnelt, l'interrupteur Villard, la turbine à mercure (interrupteur autonome).

(2) La valeur optimum de la capacité de ce condensateur dépend de la fréquence des interruptions primaires.

CHAPITRE II

**DECHARGE ELECTRIQUE D'UNE BOBINE DE RUHMKORFF
DANS LES GAZ RAREFIES.
LES ELECTRONS.**

§ 1. — Décharge électrique dans un gaz raréfié.

Nous avons étudié dans le chapitre précédent la bobine de Ruhmkorff. Nous avons vu qu'il se formait alternativement des courants secondaires de même sens (courant direct) que le courant primaire continu, mais « hachés » par l'interrupteur, et des courants secondaires de sens contraire (courant inverse). Lorsque les bornes du secondaire sont suffisamment écartées, le courant direct jaillit seul sous forme d'étincelle, car il est à tension plus élevée que l'inverse. On peut donc concevoir la bobine de Ruhmkorff comme produisant un courant à haute tension *toujours de même sens*. Il existe d'ailleurs, ainsi que nous le verrons au livre XI, page 269, des dispositifs spéciaux ne laissant passer le courant de décharge que dans un certain sens (soupape de Villard). Cette remarque faite, étudions la décharge unilatérale d'une bobine dans une atmosphère raréfiée.

Supposons que nous examinions la décharge électrique ⁽¹⁾ dans un tube de verre (fig. IX-1-1) muni d'une anode A et d'une cathode C (tube de Crookes). Ce

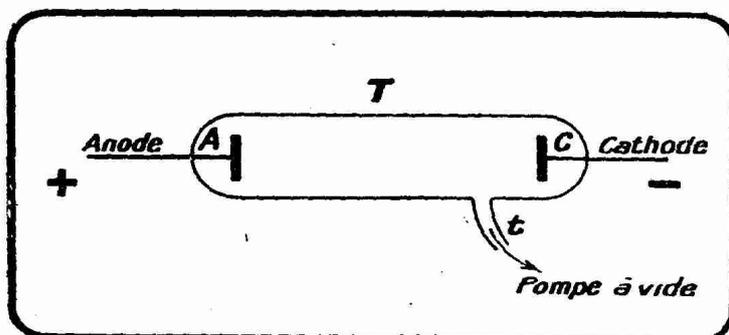


FIG. IX-1-1. — *Expérience de Faraday.*

tube de verre correspond par une embouchure *t* avec une pompe à vide puissante (trompe à mercure) qui permet de faire varier la pression à l'intérieur de T. Les électrodes A et C sont placées à une distance l'une de l'autre telle que l'étincelle puisse jaillir sans difficulté de A à C lorsque la pression atmosphérique règne à l'intérieur de T. En supposant une différence de potentiel de 100.000 volts entre A et C, il ne faudra pas éloigner ces deux électrodes de plus de 6 centimètres l'une de l'autre. Au début de l'expérience, la pression atmosphérique de 76 cm de mercure règne dans le tube T, l'étincelle jaillissant entre l'anode A et la cathode C est lumineuse, blanche, non rectiligne. Faisons progressivement le vide dans le tube T (expérience de Faraday, 1838) ; nous évaluerons la pression régnant dans ce tube en centimètres de mercure à l'aide d'un manomètre. Lorsque la pression n'est plus que de quelques centimètres de mercure, au lieu d'étincelles entre

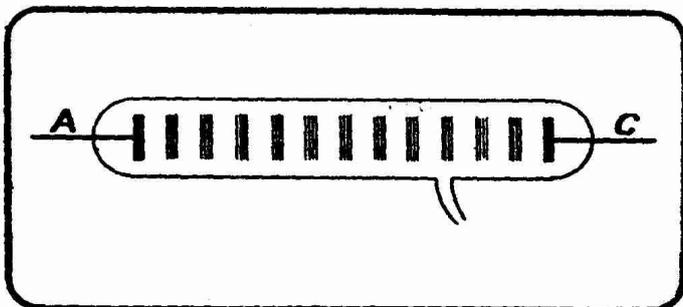


FIG. IX-1-2. — *Les stratifications d'Abria.*

(1) Nous supposons ici que la haute tension est produite par une bobine de Ruhmkorff. En réalité, ce sont des machines électrostatiques (Ramsden) qui furent employées lors des premières observations du passage d'une étincelle dans une atmosphère raréfiée. La nature de l'étincelle est évidemment la même quelle que soit la source utilisée.

les électrodes A et C, on obtient un bandeau continu violet qui est un véritable courant électrique. Si, en effet, on approche un aimant de ce bandeau, il se déplace sous l'action du champ magnétique de l'aimant (expérience de Delarive).

Lorsque dans le tube T on arrive à des pressions comprises entre 2 mm et 0,5 mm de mercure, on observe le phénomène des *stratifications d'Abria* (1843) : au lieu d'un bandeau, on se trouve en présence de strates (fig. IX-1-2). Le phénomène se produit avec le maximum d'intensité pour une pression de 0,5 millimètre de mercure. Ces strates sont mobiles sous l'action d'un champ magnétique.

Au-dessous de 0,5 mm de mercure, il se produit autour de la cathode C une gaine lumineuse que l'on appelle *lumière négative* ; autour de l'anode A, on observe une gaine lumineuse identique que l'on appelle *lumière positive*. Entre ces deux gaines, on observe un espace obscur appelé *espace de Faraday* (fig. IX-1-3).

A partir de 0,1 mm et jusqu'à 0,001 mm de mercure, la lumière négative s'éloigne de la cathode C et empiète sur l'espace de Faraday. On observe entre la cathode et la lumière négative un espace obscur qui est l'*espace de Crookes*. Au fur et à mesure que la pression décroît, la lumière négative se déplace vers la gauche et la lumière positive diminue jusqu'à disparaître.

Lorsque l'on atteint dans le tube T une pression de 0,001 mm de mercure, l'espace de Crookes occupe tout l'intervalle entre la cathode C et l'anode A. C'est à ce moment que se manifestent les *rayons cathodiques*, observés pour la première fois par Plucker en 1859 et

étudiés par Sir W. Crookes en 1886. Ils viennent frapper le fond du tube et y produisent une fluorescence jaunâtre. En même temps, cet endroit du tube s'échauffe, rougit et le tube peut craquer. Les rayons cathodiques se propagent à partir de la cathode en ligne droite sans se soucier de la position de l'anode par rapport à ladite cathode. En donnant à la cathode la forme d'un petit miroir concave, on peut concentrer ces rayons cathodiques.

Comment expliquer l'existence de ces rayons cathodiques ? Crookes suppose (1886) qu'ils sont dus à des projectiles chargés négativement, émanés de la cathode, et qui sont repoussés par cette cathode. Comme ces projectiles ont une masse très petite, mais non nulle et une vitesse considérable, ils

arrivent au fond du tube avec une énergie cinétique ($\frac{1}{2}mv^2$) dont l'absorption

produit les phénomènes lumineux et thermiques observés.

Jean Perrin vérifia expérimentalement, en 1896, l'exactitude de la théorie de Crookes et montra que les rayons cathodiques charrient de l'électricité négative et sont, en fait, constitués par un flux de petits grains chargés négativement.

Au même moment Sir J.-J. Thomson exposa la théorie des corpuscules ou électrons. Il est établi aujourd'hui que les rayons cathodiques sont constitués par un flux d'électrons.

REMARQUE. — Il existe également des rayons positifs qui correspondent à une charge positive de la même manière que les rayons cathodiques correspondent à une charge négative. Ce sont les *rayons canaux* observés par l'Allemand Goldstein en 1886. Cette observation se fit dans l'espace situé en arrière d'une cathode percée de trous (canaux) livrant passage aux rayons positifs issus de l'anode. Les rayons canaux, relativement lents, sont déviés par un champ magnétique, mais à la condition que ce champ

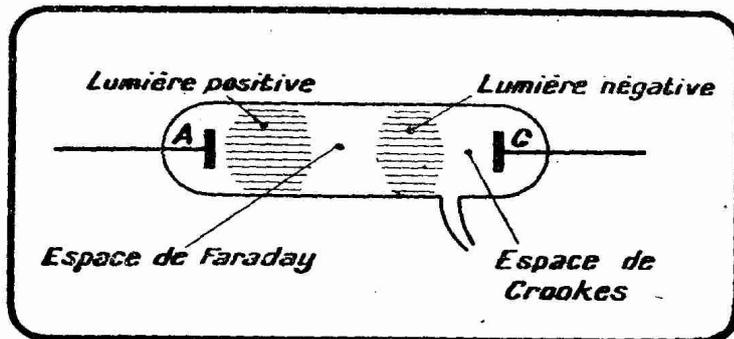


FIG. IX-1-3. — Aspect du tube pour une pression de l'ordre de 0,5 mm de mercure.

soit très puissant. Ce sont des atomes ionisés, des *ions positifs* (atomes ayant perdu un ou plusieurs électrons planétaires).

Les rayons cathodiques sont déviés par un champ électrique ou par un champ magnétique. On a établi sur ce principe ce que l'on appelle les *oscillographes cathodiques* (Braun et Dufour). Les oscillographes sont, nous l'avons dit, des appareils permettant d'examiner, voire d'enregistrer photographiquement la forme de courants variables (courants alternatifs à haute ou basse fréquence, décharges oscillantes, périodes d'établissement et de rupture, etc.). Dans les oscillographes cathodiques on provoque un champ électrique (dans le cas d'une différence de potentiel) ou magnétique (dans le cas d'un courant). Ce champ varie suivant la même loi que la différence de potentiel où le courant à étudier. Il agit sur un mince faisceau (pinceau) de rayons cathodiques (électrons), dont on observe les déplacements du point d'impact sur un écran fluorescent (silicate de zine, tungstate de cadmium ou de calcium, etc.). Ces déplacements qui se trouvent amplifiés par l'effet de bras de levier du faisceau, peuvent être soit observés sur l'écran, soit photographiés. Cette méthode très

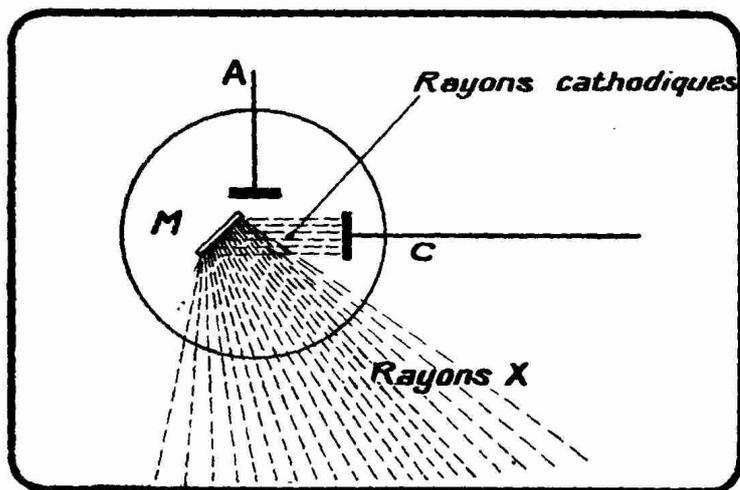


FIG. IX-1-4. — Formation des rayons X.

sensible, puisque le faisceau de rayons cathodiques ne présente pratiquement aucune inertie, est fréquemment utilisés en laboratoire (1).

Il faut connaître l'une des propriétés fondamentales des rayons cathodiques : leur transformation en rayons X. Lorsque les rayons cathodiques rencontrent dans l'enceinte un obstacle, une plaque M en métal dur (tungstène) appelée *anticathode* (2), ils se transforment par réflexions en rayons X (fig. IX-1-4). Ces rayons X

sortent du tube et sont facilement observables par leurs effets (3).

Les rayons X rendent fluorescent le platino-cyanure de baryum ; cette propriété est utilisée en radioscopie pour la constitution des écrans des radiologistes. Ils impressionnent la plaque photographique (radiographie). Ils traversent le papier, le bois, la chair, le cuir, difficilement les métaux lourds, comme le plomb (application aux dispositifs protecteurs des installations médicales), plus facilement les métaux légers, comme l'aluminium.

Ces rayons ont été découverts en 1895 par Röntgen et leurs applications à la médecine et à la chirurgie sont connues de tous. L'industrie fait également usage des rayons X dans les laboratoires (examen des métaux, des pierres précieuses, etc.).

Lénard et Röntgen ont établi la théorie vibratoire des rayons X d'après

(1) Un ouvrage excellent, mais déjà ancien, sur l'oscillographe cathodique est dû à Manfred von Ardenne, « *Die Kathodenstrahlröhren* » (Berlin, 1933).

(2) L'anticathode est, en pratique, souvent confondue avec l'anode A.

(3) Les rayons cathodiques peuvent également sortir d'un tube T, mais il faut pour cela percer le fond du tube d'une petite fenêtre constituée par une plaque d'aluminium de 3 microns d'épaisseur. Lénard a pu ainsi observer les rayons cathodiques dans l'air sur une longueur de 5 à 6 centimètres.

En utilisant des tensions anodiques de 250.000 à 400.000 volts, le Dr W. D. Coolidge, du laboratoire de General Electric Company, a produit, en 1926, des rayons cathodiques constitués par des particules animées d'une vitesse telle qu'on a pu les observer dans l'air à l'extérieur du tube générateur sur une longueur de plus de 60 centimètres.

Les actions chimiques et biologiques de ces rayons ont été ainsi étudiées dans des conditions de commodité inconnues jusqu'à cette époque. Ces actions sont encore mystérieuses dans leurs effets.

laquelle ces rayons sont des mouvements vibratoires (ondes électromagnétiques) de fréquence élevée (10^{19} en moyenne). Leur vitesse de propagation est égale à celle de la lumière ($3 \cdot 10^{10}$ cgs). La longueur d'onde moyenne des rayons X est donc de 0,00003 micron (millième de millimètre) ou 0,3 angström (dix-millième de micron).

La longueur d'onde λ en angströms (dix millionnièmes de millimètre) des rayons X produits par une tension de V volts appliquée entre anode et cathode d'un tube, tel que celui de la figure IX-1-4, est donnée par la relation

$$\lambda = \frac{12.500}{V}$$

La longueur d'onde est donc inversement proportionnelle à la tension créant les rayons cathodiques donnant naissance aux rayons X.

Les rayons X les plus courts sont de 0,03 angström de longueur d'onde, ce qui correspond à une fréquence de 10^{20} (cent milliards de milliards) par seconde. Ils sont produits par une tension V de l'ordre de 400.000 volts.

En radiologie, on utilise les rayons X compris entre 0,00005 μ (rayons « mous ») et 0,00002 μ (rayons « durs ») (1). Les radiosopies ordinaires sont faites avec des rayons moyens. Les radiothérapies profondes sont effectuées à l'aide de rayons durs, plus pénétrants.

Il faut retenir que les rayons X diffèrent des rayons cathodiques en ce qu'ils ne correspondent pas comme ces derniers à un transport de matière (électrons). Les rayons X sont, à proprement parler, de véritables rayons lumineux invisibles, des ondes électromagnétiques dont les fréquences atteignent des valeurs prodigieuses.

Si dans le tube T on continue à faire le vide au delà de 0,001 mm et que l'on atteint 0,00005 mm de mercure, on se trouve en présence du *vide de Hittorf* ; le tube possède sa « dureté » maximum. Aucune décharge ne peut se produire à l'intérieur ; l'étincelle jaillirait plutôt extérieurement au tube.

Ces quelques notions vont nous permettre d'aborder l'étude élémentaire des électrons, qui jouent un rôle de tout premier plan dans les théories modernes de la constitution de la matière, et, fait capital pour nous amateurs de T.S.F., dans la lampe à vide à plusieurs électrodes.

§ 2. — Exposé élémentaire de la théorie des électrons.

Les phénomènes d'ionisation.

1° EXPOSÉ DE LA THÉORIE. — D'importants travaux théoriques et pratiques effectués depuis 1895, en Grande-Bretagne par Sir J.-J. Thomson, Rutherford et C.-T.-R. Wilson, en France par Jean Perrin, aux Etats-Unis par Millikan, ont confirmé la notion d'*électron* (2) et établi la constitution électronique de la matière.

Les atomes de tous les corps simples sont formés à l'état neutre, c'est-à-dire lorsqu'ils ne sont pas dans un champ électrique, de l'union d'un corpuscule

(1) Les ampoules primitivement utilisées en radiologie (tubes de Crookes) produisaient des rayons X d'autant plus durs que l'ampoule était plus dure, c'est-à-dire que son degré de vide était plus élevé. Plus le vide est poussé, plus la tension applicable à l'ampoule est élevée. Le degré de vide pouvait être dosé dans une certaine mesure par un dispositif spécial appelé *osmo-régulateur*. Il y a un intérêt pratique considérable à pouvoir obtenir à intervalles assez éloignés des rayons de dureté comparable, ce qui permet, par exemple, de radioscopier un malade dans les mêmes conditions de pénétration des rayons. Les tubes modernes à rayons X (tubes Coolidge) permettent une commande précise du degré de dureté des rayons émis. Ces tubes Coolidge utilisent l'émission électronique produite par un filament chauffé qui constitue la cathode (électrode incandescente).

(2) Le mot « électron » est dû à G. Johnstone Stoney (1891).

central (le *noyau*) à charge résultante positive et d'un ou de plusieurs corpuscules planétaires ou périphériques (*électrons*) portant une charge négative. On a montré que le noyau est lui-même constitué par une accumulation d'électrons (électrons nucléaires) et de corpuscules positifs (*protons*) dont le nombre est égal au poids atomique du corps considéré (1).

Le noyau joue à l'égard de son ou de ses électrons le même rôle que le Soleil à l'égard de ses planètes. Les électrons gravitent autour du noyau comme Mercure, Vénus, la Terre, Mars, etc., autour du Soleil, avec ces différences que chaque orbite électronique contient plusieurs électrons (jusqu'à 8 dans les orbites extérieures) et que chaque orbite ne reste pas dans un plan fixe, mais tourne en engendrant une surface plus ou moins sphérique autour du noyau de telle sorte que les électrons occupent toutes les positions possibles sur chaque surface d'orbite. Un atome constitue donc dans la théorie électronique un minuscule système solaire dans lequel le noyau positif joue le rôle de centre d'attraction.

On a mesuré et calculé la charge e et la masse m d'un électron. On a trouvé (expériences de Jean Perrin sur les émulsions colloïdales) :

$$e = -4,7 \cdot 10^{-10} \text{ uecses (franklin)} = -1,6 \cdot 10^{-9} \text{ coulomb}$$

et

$$m = 9 \cdot 10^{-28} \text{ g.}$$

La masse de l'électron est le 1/1840 de celle de l'atome d'hydrogène, le plus léger, le plus simple des atomes, constitué par un électron et un proton.

Par des considérations qu'il nous est impossible d'introduire ici, il a été établi que le diamètre d'un électron est de 10^{-23} centimètre et celui d'un atome de 10^{-8} centimètre. L'électron a donc un diamètre cent mille fois plus petit que celui de l'atome : on conçoit alors que les électrons puissent circuler en liberté à travers un nuage léger d'atomes (c'est le cas des gaz raréfiés).

La masse du proton est 1.840 fois plus grande que celle de l'électron (2). La charge électrique du proton est, en valeur absolue, la même que celle de l'électron. Le proton est considéré comme identique au noyau de l'atome d'hydrogène.

L'électron est, pour nous résumer, la plus petite masse qui puisse exister isolément ; cette masse possède une charge électrique négative.

Les théories les plus modernes sur la constitution de la matière tendent ainsi à unifier (3) cette constitution. Elles ont toutes pour point de départ la théorie des corpuscules de J.-J. Thomson (4). D'après la théorie atomistique de Rutherford (1911), complétée par l'Anglais Moseley (tué aux Dardanelles, en 1915) et par le Danois Niels Bohr (1913) et confirmée par de nombreux faits expérimentaux, les atomes des différents éléments (hydrogène, azote, cuivre, plomb, mercure, or, etc.) ne diffèrent entre eux que :

1° Par la charge positive de leur noyau, charge positive résultant de la différence entre les charges des *protons* et celles des *électrons nucléaires* qui constituent ce noyau ;

2° Par le nombre des électrons (électrons planétaires) qui gravitent autour de ce noyau et neutralisent sa charge positive.

(1) Le proton n'est autre chose que l'atome d'hydrogène ionisé, c'est-à-dire ayant perdu son unique électron. La masse du proton est, en conséquence, très peu différente de celle de l'atome d'hydrogène.

(2) La masse d'un atome se trouve, pour cette raison, en majeure partie concentrée dans le noyau.

(3) Il est curieux de constater que cette théorie moderne de l'unité de la matière se trouve en germe dans le *De natura rerum*, l'ouvrage du poète latin Lucrèce, qui expose les principes des systèmes d'Epicure et de Démocrite.

(4) Sir Joseph John Thomson, d'origine écossaise, naquit en 1856. Il fut un élève de Maxwell dont il continua les recherches. Il fonda à Cambridge une des meilleures écoles de physique expérimentale du monde. J. J. Thomson reçut en 1906 le prix Nobel en récompense de ses importants travaux sur les électrons.

Ainsi, l'atome d'aluminium est constitué par un noyau positif autour duquel gravitent 13 électrons, l'atome de chlore par un noyau et 17 électrons. La figure IX-2-1 donne la représentation schématique de ces deux atomes. Des représentations fondées sur le même principe peuvent s'effectuer pour les atomes de tous les éléments.

Ces nombres d'électrons qui caractérisent essentiellement chaque atome, correspondent exactement au numéro d'ordre (nombre atomique) de chaque élément dans la classification des quatre-vingt-dix corps simples possibles compris entre l'hydrogène (atome à 1 électron planétaire) et l'uranium (atome à 92 électrons planétaires), classification que l'on appelle quelquefois *suite de Moseley*.

Pour en revenir au noyau et pour donner une vue d'ensemble de l'atome, si l'on appelle E_n le nombre des électrons nucléaires, P le nombre des protons (poids atomique) et E le nombre des électrons planétaires (nombre atomique), le noyau présente une charge positive égale à $P - E_n$. Cette charge positive est neutralisée par la charge négative de même valeur absolue constituée par les électrons planétaires et l'on a :

$$P - E = E_n$$

Ainsi, pour l'or, on a $P = 197$ et $E = 79$, d'où $E_n = 118$. Donc l'atome d'or est formé par un noyau autour duquel gravitent 79 électrons ; le noyau est de son côté formé de 197 protons, dont les charges positives sont annulées : 1° par 118 électrons nucléaires ; 2° par les 79 électrons planétaires (1).

Comment se répartissent les électrons planétaires autour du noyau ? On admet aujourd'hui que les électrons planétaires se répartissent autour du noyau en couches successives (ou orbites) ainsi disposées :

1° une couche à deux électrons (qui se retrouve dans tous les atomes, sauf dans l'atome d'hydrogène) ;

2° un certain nombre de couches à huit électrons, avec imbrication d'électrons supplémentaires dans le cas des éléments à plus de vingt et un électrons planétaires ;

3° une couche extérieure comportant un nombre d'électrons compris entre 1 et 8.

La figure IX-2-1 illustre deux applications simples (2) de ce principe général.

C'est du nombre des électrons de la couche extérieure de l'atome d'un corps que dépendent les propriétés électriques, chimiques, et optiques de ce corps. C'est ce nombre d'électrons « extérieurs » qui détermine par exemple les analogies chimiques de la classification de Mendéléeff.

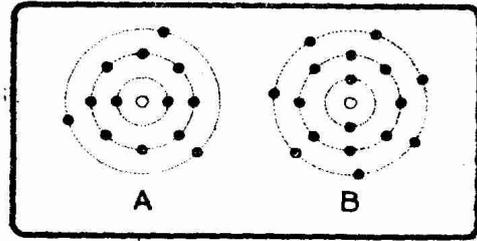


FIG. IX-2-1. — A, atome d'aluminium constitué par un noyau et treize électrons. B, atome de chlore constitué par un noyau et dix-sept électrons.

(1) L'atome le plus simple, celui de l'hydrogène, est constitué par un noyau à un proton ($P = 1$) et un électron planétaire ($E = 1$).

Il n'y a pas d'électron nucléaire ($E_n = 0$).

(2) Simples parce que, en fait, cette répartition élémentaire en couches bien séparées se trouve compliquée à partir du titane, dont l'atome peut être représenté comme comportant une orbite à deux électrons, deux orbites à huit électrons et une orbite extérieure à quatre électrons (ces quatre électrons extérieurs l'apparentant au carbone). Mais il existe des composés où le titane ne peut entrer qu'en admettant que son atome possède trois et non pas quatre électrons extérieurs. On est donc amené à constituer la couche extérieure de l'atome de titane de trois électrons, le quatrième s'enfonçant plus profondément et constituant une sorte de niveau supplémentaire à la couche sous-jacente. Au fur et à mesure que l'on s'élève dans la liste des éléments (voir le tableau des éléments inclus dans ce paragraphe), les atomes augmentent de complexité et il faut admettre des couches à plusieurs niveaux (jusqu'à 7), comportant en tout plus de huit électrons. Ainsi l'atome de radon (ou émanation de radium) est constitué par : une première orbite à deux électrons, une seconde orbite à huit électrons, une troisième orbite à niveaux multiples comprenant 18 électrons, une quatrième orbite à niveaux multiples comprenant trente-deux électrons, une cinquième orbite à niveaux multiples comprenant dix-huit électrons et une sixième orbite (couche extérieure) à huit électrons qui donne au radon sa ressemblance avec un gaz rare de l'atmosphère.

TABLEAU DES ELEMENTS

Liste des 92 éléments rangés par ordre de nombres atomiques croissants. Les poids atomiques des éléments mazurium, illyrium, francium et actinium sont encore incertains.

| Nombres atomiques (1) | ÉLÉMENTS | Symboles et poids atomiques approchés (2) | Nombres atomiques (1) | ÉLÉMENTS | Symboles et poids atomiques approchés (2) | Nombres atomiques (1) | ÉLÉMENTS | Symboles et poids atomiques approchés (2) | Nombres atomiques (1) | ÉLÉMENTS | Symboles et poids atomiques approchés (2) |
|-----------------------|---------------|---|-----------------------|-----------|---|-----------------------|------------|---|-----------------------|-----------------------|---|
| 1 | Hydrogène | H 1 | 24 | Chrome | Cr 52 | 47 | Argent | Ag 108 | 70 | Ytterbium | Yb 173 |
| 2 | Hélium | He 4 | 25 | Manganèse | Mn 55 | 48 | Cadmium | Cd 112 | 71 | Lutécium | Lu 175 |
| 3 | Lithium | Li 7 | 26 | Fer | Fe 55,8 | 49 | Indium | In 115 | 72 | Hafnium | Hf 178,4 |
| 4 | Glucinium (3) | Gl 9 | 27 | Cobalt | Co 58,9 | 50 | Etain | Sn 119 | 73 | Tantale | Ta 181 |
| 5 | Bore | B 10,8 | 28 | Nickel | Ni 58,7 | 51 | Antimoine | Sb 122 | 74 | Tungstène | W 184 |
| 6 | Carbone | C 12 | 29 | Cuivre | Cu 63,6 | 52 | Tellure | Te 127,5 | 75 | Rhénium | Re 186,3 |
| 7 | Azote | N 14 | 30 | Zinc | Zn 65,4 | 53 | Iode | I 126,9 | 76 | Osmium | Os 190 |
| 8 | Oxygène | O 16 | 31 | Gallium | Ga 69,7 | 54 | Xénon | Xe 131 | 77 | Iridium | Ir 193 |
| 9 | Fluor | F 19 | 32 | Germanium | Ge 72,6 | 55 | Césium | Cs 133 | 78 | Platine | Pt 195,3 |
| 10 | Néon | Ne 20,2 | 33 | Arsenic | As 74,9 | 56 | Baryum | Ba 137 | 79 | Or | Au 197,2 |
| 11 | Sodium | Na 23 | 34 | Sélénium | Se 79 | 57 | Lanthane | La 139 | 80 | Mercure | Hg 200 |
| 12 | Magnésium | Mg 24,3 | 35 | Brome | Br 79,9 | 58 | Cérium | Ce 140 | 81 | Thallium | Tl 204 |
| 13 | Aluminium | Al 27 | 36 | Krypton | Kr 83,7 | 59 | Praséodyme | Pr 141 | 82 | Plomb | Pb 207 |
| 14 | Silicium | Si 28 | 37 | Rubidium | Rb 85,5 | 60 | Néodyme | Nd 144 | 83 | Bismuth | Bi 209 |
| 15 | Phosphore | P 31 | 38 | Strontium | Sr 87,6 | 61 | Illyrium | Il ? | 84 | Polonium | Po 210 |
| 16 | Soufre | S 32 | 39 | Yttrium | Y 88,9 | 62 | Samarium | Sm 150 | 85 | Francium | Fr ? |
| 17 | Chlore | Cl 35,5 | 40 | Zirconium | Zr 91,2 | 63 | Europium | Eu 152 | 86 | Radon | Rn 222 |
| 18 | Argon | Ar 40 | 41 | Niobium | Nb 92 | 64 | Gadolinium | Gd 157 | 87 | Actinium ^k | AcK ? |
| 19 | Potassium | K 39 | 42 | Molybdène | Mo 95,9 | 65 | Terbium | Tb 159 | 88 | Radium | Ra 226 |
| 20 | Calcium | Ca 40,1 | 43 | Mazurium | Ma ? | 66 | Dysprosium | Dy 162 | 89 | Actinium | Ac ? |
| 21 | Scandium | Sc 45,1 | 44 | Ruthénium | Ru 102 | 67 | Holmium | Ho 165 | 90 | Thorium | Th 232 |
| 22 | Titane | Ti 48 | 45 | Rhodium | Rh 103 | 68 | Erbium | Er 167 | 91 | Protactinium | PrA 231 |
| 23 | Vanadium | V 51 | 46 | Palladium | Pd 107 | 69 | Thullium | Tm 169 | 92 | Uranium | U 238,1 |

(1) Également nombre de protons du noyau.

(2) Également nombre d'électrons planétaires.

(3) Le glucinium s'appelle aussi le **béryllium** et on lui assigne alors le symbole **Be**.

Ainsi les gaz rares de l'air (argon, néon, hélium, xénon, krypton) qui ne se combinent avec aucun autre corps correspondent à des atomes dont la couche extérieure comporte huit électrons. Les corps dont les atomes ont une couche extérieure de sept électrons tendent à s'en approprier un huitième, ce qui les transforme en *ions négatifs* (par exemple fluor, chlore, etc.). Les corps dont les atomes ont une couche superficielle à un seul électron tendent à le perdre et à devenir des *ions positifs* (c'est le cas des métaux alcalins comme le lithium, le sodium, le potassium, etc.).

L'électron apparaît comme le constituant universel de la matière.

La science moderne, reprenant sur des bases entièrement renouvelées ⁽¹⁾ les recherches des alchimistes d'autrefois, envisage la possibilité de passer d'un corps simple à l'autre, en modifiant la constitution d'un noyau donné, modification obtenue, par exemple, à l'aide d'un bombardement par des noyaux d'hélium. Mais cette modification (sauf pour les éléments radioactifs) ne peut se traduire par une ascension dans l'échelle atomique. Ainsi, on pourrait « fabriquer » de l'or, non en partant du mercure, mais en partant d'éléments antérieurs de la suite de Moseley, comme l'osmium, l'iridium ou le platine (voir à la fin du chapitre la note sur la transmutation artificielle des corps).

2° IONISATION DES GAZ. — Revenons à notre tube de la figure IX-1-1. Soit un tube dans lequel nous avons introduit de l'azote à la pression de 2 mm de mercure (fig. IX-2-2). Cherchons à expliquer la formation des stratifications d'Abria à l'aide de la théorie des électrons.

Lorsque les gaz se trouvent à une pression aussi faible, les molécules « s'écartent » les unes des autres ; on pourrait, en effet, définir la pression par le nombre de molécules par centimètre cube. Les quelques électrons qui peuvent être amenés à circuler de C à A vont avoir un *libre parcours* plus important au fur et à mesure que la pression baisse dans T.

Supposons que l'on établisse une différence de potentiel d'une centaine de milliers de volts entre l'anode A et

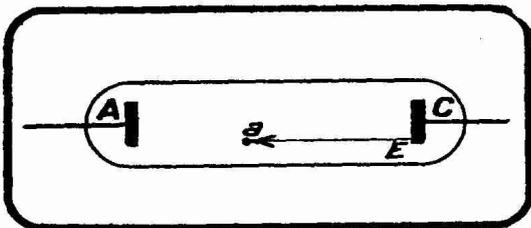


FIG. IX-2-2. — Formation des stratifications d'Abria.

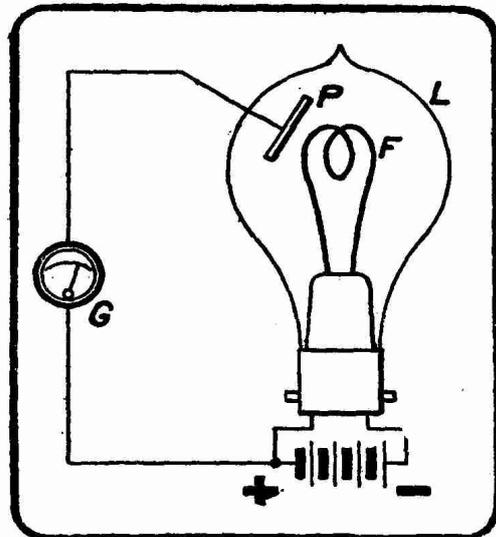


FIG. IX-2-3. — Effet Edison.

la cathode C. Considérons un électron libre E en contact avec la cathode C. En présence de la charge négative de la cathode C, l'électron, chargé, on le sait, négativement, va être repoussé par C et attiré par A. Cet électron va se diriger vers A avec une vitesse V croissante. Si le libre parcours est assez important, c'est-à-dire si la pression du gaz est assez faible, la vitesse V va pouvoir atteindre en a , par exemple, une valeur suffisamment grande pour que, lorsque l'électron heurtera en a une molécule du gaz, le choc soit tel qu'un ou plusieurs autres électrons soient libérés des atomes constituant la molécule. L'atome privé

(1) La théorie des électrons est plus qu'une « séduisante hypothèse ». C. T. R. Wilson, dans une expérience célèbre qu'un savant anglais a qualifiée de « la plus belle expérience du monde », a photographié en 1912 les trajectoires d'un noyau d'hélium et d'un électron produits par la désintégration du radium, et l'Américain Millikan a pu saisir et diriger à son gré un électron isolé dans le champ de son microscope.

d'un ou de plusieurs électrons prend une charge positive proportionnelle aux nombres d'électrons perdus, mais conserve sa masse à très peu de chose près : il est devenu un *ion positif*. La rencontre des électrons et des molécules et la libération de nouveaux électrons qui en résultent s'accompagnent de phénomènes lumineux (stratifications d'Abria). Les électrons libérés vont se diriger à leur tour vers l'anode A et délivrer sur leur chemin d'autres électrons (seconde stratification d'Abria), et ainsi de suite.

On dit qu'il y a ionisation d'un gaz lorsqu'il y a libération d'électrons planétaires des atomes qui constituent les molécules du gaz considéré, ces atomes devenant (1) des ions positifs. Un gaz ionisé devient conducteur de l'électricité.

Il existe divers méthodes d'ionisation des gaz, c'est-à-dire de libération des électrons et de formation d'ions positifs.

1° *Ionisation par choc.* — Nous venons de voir à l'instant que les stratifications d'Abria s'expliquent par une libération d'électrons résultant de la rencontre avec des molécules d'électrons précédemment libérés de la cathode ou du gaz, et ayant atteint une vitesse suffisamment grande pour que le choc produise une énergie considérable, capable de libérer d'autres électrons.

En règle générale, la vitesse est donnée aux électrons « libérateurs » en appliquant une différence de potentiel, entre deux électrodes placées dans une ampoule contenant un corps gazeux, en créant entre ces deux électrodes un champ électrique. Plus cette différence de potentiel est grande, plus est grande la vitesse avec laquelle les électrons libres sont attirés vers l'anode. Le choc des électrons contre les atomes du corps gazeux n'est assez énergique pour produire la libération d'autres électrons que si la vitesse de ces électrons est suffisante, autrement dit, si la tension entre les électrodes est assez grande. Il y a donc une tension minimum au-dessous de laquelle l'ionisation ne peut se produire et au-dessus de laquelle l'ionisation est de plus en plus intense. Cette tension minimum est ce que l'on appelle la *tension d'ionisation*. Elle varie avec la nature du corps gazeux qui emplit l'ampoule. Elle est de :

| | |
|------------|----------------------------------|
| 20,5 volts | pour l'hélium, |
| 16 | volts pour le néon, |
| 12 | volts pour l'argon, |
| 11 | volts pour l'hydrogène, |
| 10,4 | volts pour la vapeur de mercure, |
| 9 | volts pour l'oxygène, |
| 7,5 | volts pour l'azote. |

L'ionisation par choc d'un gaz produit des effets luminescents : l'hélium donne une lueur rose vif ou jaune, — le néon une lueur rouge ou rose, — l'argon une lueur bleu pâle, — la vapeur de mercure une lueur où se retrouvent du vert, du bleu, du violet, — le xénon et le krypton une lueur jaune.

Les ions positifs et les électrons libérés dans l'ionisation par choc produite dans un champ électrique, se dirigent respectivement vers l'électrode négative et vers l'électrode positive. Mais les électrons, beaucoup plus petits et plus légers que les ions positifs, acquièrent une vitesse beaucoup plus grande ; ils sont, en général, beaucoup plus mobiles que les ions positifs. Lorsque ces derniers ont acquis une vitesse suffisante, ce qui se produit pour des tensions de l'ordre de la centaine de volts, ils possèdent à leur tour le pouvoir ionisant.

2° *Ionisation par les rayons X.* — Les rayons X répandent des ions positifs et des électrons dans l'air (2).

3° *Ionisation par les substances radioactives.* — Le radium ionise l'air qui l'environne ; l'intensité de l'ionisation peut servir ici à mesurer l'activité d'une substance radioactive.

(1) Après perte d'un ou de plusieurs électrons.

(2) Cette propriété ionisante des rayons X se retrouve jusque dans l'ultra-violet ; mais les radiations visibles (violet, indigo, bleu, vert, jaune, orangé, rouge) n'ont aucun pouvoir ionisant.

4° *Ionisation par certaines réactions chimiques.* — L'oxydation à froid du phosphore produit l'ionisation de l'air ambiant. Les flammes, phénomènes d'oxydation énergiques, produisent une assez abondante émission d'électrons, donc l'ionisation.

5° *Ionisation par les corps incandescents : effet Edison.* — Depuis plus de deux siècles, on sait que l'air est ionisé ⁽¹⁾ au voisinage des métaux chauffés au rouge. Une découverte due à Edison (1883) est venue confirmer et expliquer par la suite ce fait. Cette découverte a eu en T.S.F. des conséquences remarquables, c'est sur elle, en effet, qu'est fondé le principe de la lampe audion.

A l'intérieur de l'ampoule d'une lampe à incandescence L (fig. IX-2-3), Edison place une plaque métallique P. On a ainsi réalisé une lampe à deux électrodes contenant une « électrode froide » P (anode) et une « électrode chaude » F (cathode) constituée par le filament. La plaque métallique P est reliée par l'intermédiaire d'un galvanomètre G à la borne *positive* de la source chauffant la lampe L. Dans ces conditions, le galvanomètre G indique le passage d'un courant. Ce courant se referme nécessairement par l'espace situé intérieurement à la lampe entre la filament F et la plaque P.

Richardson et Langmuir (1901-1912) ont expliqué comme suit le mécanisme du phénomène : lorsque le filament n'est pas chauffé, les électrons ne peuvent pas sortir du filament parce qu'il existe autour dudit filament une gaine double d'électricité positive (côté métal) et négative (côté isolant, air par exemple). Pour que les électrons qui se trouvent dans la filament puissent traverser la couche double, il faut qu'ils aient une énergie et par suite une vitesse assez grandes. Cette vitesse suffisante pour la libération s'acquiert par suite de l'échauffement du filament, échauffement qui fait croître l'agitation des électrons dans le filament. Lorsque les électrons s'échappent du filament, ils sont attirés par la plaque P qui, étant reliée au pôle positif de la source de chauffage, se trouve à un potentiel électrique plus élevé que n'importe quel point du filament, sauf en ce qui concerne l'extrémité du filament qui est reliée au pôle +, donc également à la plaque.

La plaque peut d'ailleurs être portée à un potentiel plus élevé en insérant entre P et le + (ou le -) de la batterie de chauffage, une autre batterie B indépendante de la première (fig. IX-2-4).

Si la lampe L contient des molécules d'air en nombre encore assez important (vide peu poussé, lampe « molle »), les électrons émis par le filament ionisent l'air, c'est-à-dire dégagent d'autres électrons ; la quantité d'électricité négative transportée sur la plaque P est alors assez importante : le galvanomètre G décèle un courant relativement intense.

Dans certaines lampes à deux électrodes, on utilise cette ionisation du gaz restant pour permettre le passage de courants intenses entre P et F. Dans cet ordre d'idées, on peut signaler les valves dites phanotrons (*phanos* = lumineux), parmi lesquelles se rangent :

1° Les ampoules « Tungar », qui contiennent une atmosphère relativement dense d'argon et qui ne travaillent pas, en général, sur des tensions supérieures à 60 ou 70 volts.

2° Les valves qui contiennent une atmosphère de gaz (hélium, argon, etc.) ou de vapeur (vapeur de mercure) et qui peuvent travailler sur des tensions de l'ordre de mille volts, à condition qu'une résistance R, de valeur conve-

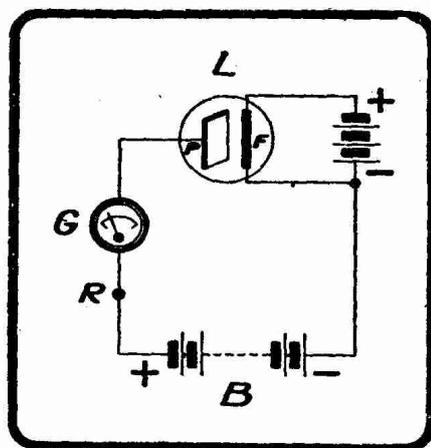


FIG. IX-2-4. — Schéma d'une variante de l'expérience d'Edison.

(1) On disait : les condensateurs perdent rapidement leur charge au voisinage des métaux chauffés au rouge.

nale, montée comme l'indique la figure IX-2-4, limite la chute de tension entre P et F à une quinzaine de volts.

Si, au contraire, la lampe L contient très peu de molécules d'air (vide poussé, lampe « dure »), les électrons émis par le filament libèrent peu ou pas de leurs « congénères » ; les tensions entre F et P peuvent atteindre et dépasser 75.000 volts.

Les lampes de T.S.F. sont fondées sur ce principe fondamental et leur vide est poussé pour que l'ionisation du gaz restant dans l'ampoule intervienne peu ou pas.

Le galvanomètre G a décelé figure IX-2-3 un courant parce que la plaque était positive par rapport au filament. Si, au contraire, on avait refermé le circuit de la plaque sur l'extrémité négative du filament, tous les points dudit filament auraient été à un potentiel électrique supérieur à celui de la plaque. On n'aurait observé aucun courant dans le galvanomètre G. *Le courant ne peut traverser l'espace filament-plaque que si la plaque est positive par rapport au filament.* Cette propriété essentielle de la lampe à deux électrodes se retrouve dans ses dérivées, les lampes amplificatrices.

6° *Ionisation par la lumière : effet Hallwachs.* — Considérons une ampoule de verre contenant deux électrodes (fig. IX-2-5) :

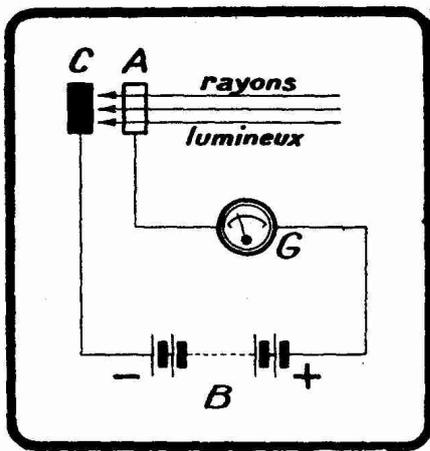


FIG. IX-2-5. — *Effet photoélectrique.*

la lumière d'une étoile agit sur elle (expériences astronomiques du général Ferrié, envoi automatique de l'heure).

Le courant I observé dans G est dû à ce que la cathode C, frappée par un rayon lumineux, émet des électrons dont le nombre (donc l'intensité du courant I indiqué par G) est proportionnel à l'éclairement de la cathode C.

C'est ce que l'on appelle l'*effet photoélectrique*, pressenti par Hertz en 1887, mis clairement en évidence en 1888 par Hallwachs et étudié entre 1890 et 1900 par Elster et Geitel.

L'éclairement de la cathode C dépendant directement de l'intensité lumineuse de la source, l'intensité I variera au rythme des variations de cette intensité ou des variations de transparence de tout corps interposé. La cellule photoélectrique est donc un dispositif transformant des variations d'intensité lumineuse en variations de courant électrique. Ces variations peuvent être lentes ou rapides : la cellule n'a pas pratiquement d'inertie.

(1) Les cellules à gaz (hélium), plus modernes, permettent d'observer des courants plus intenses, car l'ionisation par choc de l'atmosphère gazeuse intervient énergiquement.

C'est de cet énoncé que découlent les nombreuses applications modernes de la cellule, notamment en télévision et cinématographie parlante.

7° *Ionisation par bombardement électronique.* — Des électrons peuvent être expulsés de corps solides (plaque métallique par exemple, en bombardant ces corps par des électrons animés d'une vitesse suffisante. L'émission d'électrons ainsi obtenue s'appelle *émission secondaire*, parce qu'il est nécessaire, pour la faire apparaître, de disposer d'une source primaire d'électrons.

NOTES SUR LA RADIOACTIVITÉ. — Quoique la radioactivité ne présente pas actuellement un intérêt immédiat pour l'amateur, il est bon de profiter de ce qu'il vient d'être question de corpuscules, d'électrons pour dire quelques mots d'un rayonnement spécial émis par certaines substances dites radioactives et qui, par sa nature, s'apparente aux rayons X.

Les premières recherches sur la radioactivité ont été faites par Henri Becquerel et Pierre Curie (1859-1906).

Becquerel observa, en 1896, que l'uranium est capable d'impressionner une plaque photographique à travers une enveloppe de papier noir. L'uranium émet donc un rayonnement photogénique (rayons Becquerel).

Mme Curie et Schmidt firent la même expérience sur le thorium (1898) et Curie découvrit le *radium*, dont les propriétés radioactives sont un million de fois plus prononcées que celles de l'uranium. Le radium fut d'abord obtenu à l'état de sel. Il fut isolé par Mme Curie et Debierne à l'état de métal en 1910 (1). En pratique, on utilise les sels (bromure, chlorure, etc.) de radium.

Le radium et les corps radioactifs se distinguent par des manifestations remarquables. Ils possèdent des propriétés photogéniques déjà signalées. Ils ionisent les gaz, c'est-à-dire rendent les gaz conducteurs d'électricité. Les effets physiologiques des corps radioactifs sont utilisés dans le traitement de certains cancers. Maniés sans précaution, ces corps causent des brûlures (radiumdermites) et agissent, d'autre part, sur les globules rouges du sang qui diminuent en nombre (anémie profonde aboutissant à la mort). Le radium et les corps analogues (polonium, thorium, radiothorium, etc.) provoquent la fluorescence des sels de zinc et de plomb, du rubis, du diamant, etc. Ils dégagent enfin une certaine quantité de chaleur ; ainsi, un gramme de radium dégage 100 calories par heure.

Lorsque le radium agit sur un métal pendant un certain temps, ce métal devient lui-même radioactif, il présente toutes les propriétés du radium. C'est ce que l'on a coutume d'appeler la *radioactivité induite*. Un exemple frappant de radioactivité induite est rapporté par Mme Curie dans son ouvrage fondamental : *Traité de radioactivité* (Paris, 1910). Les travaux de concentration du radium jusqu'à l'état de chlorure pur ont été faits à l'École de Physique et de Chimie de la Ville de Paris. Plusieurs années après ces opérations, on constata dans une salle éloignée des salles de manipulation que la conductibilité de l'air était vingt fois plus forte que la valeur normale, preuve manifeste d'une radioactivité induite ionisant l'air.

Le radium se transforme en un mélange gazeux constitué par de l'hélium et un autre gaz rare, lui-même radioactif, appelé *émanation du radium* ou *radon*. Cette émanation se produit à raison d'un millimètre cube par jour et par gramme de radium. Cette émanation du radium fut étudiée surtout par Ramsay et Soddy (1903).

Becquerel et Rutherford ont établi que la radioactivité correspondait à l'existence de trois radiations, que Rutherford appela *rayons α , β et γ* .

Les rayons α sont des rayons relativement lents (20.000 km à la seconde) constitués par un transport de charges positives (atomes d'hélium réduits à

(1) Le radium est actuellement extrait uniquement des gisements de pechblende du haut Katanga (Congo belge). Il faut traiter près de 40 tonnes de minerai pour obtenir un gramme de radium. On ne s'étonnera donc pas que le radium soit le plus précieux des métaux. On estime qu'il n'y a pas tout à fait 500 grammes de radium dans le monde entier, quantité fournie pour les 95 % par les usines d'Oolen (Belgique). 1 gramme de radium valait avant guerre un million et demi de francs.

leur noyau, que l'on appelle quelquefois *héliions*). Ils ont peu de pénétration : ils sont arrêtés par quelques centièmes de millimètre d'aluminium, quelques centimètres d'air. Les rayons α représentent la plus grande partie du rayonnement radioactif (1 milligramme de radium émet 136 millions de particules α par seconde).

Les rayons β sont analogues aux rayons cathodiques, ils sont assez pénétrants (certains rayons β traversent 7 millimètres d'aluminium et possèdent des propriétés photogéniques). Ils consistent en un transport de charges négatives élémentaires (électrons). Leur vitesse peut atteindre celle de la lumière (300.000 kilomètres à la seconde) ; elle est en général comprise entre 40 et 80 % de cette vitesse.

Les rayons α et β sont déviés en sens contraires par un champ magnétique et par un champ électrique. A intensité égale du champ, les rayons β sont bien plus déviés que les rayons α .

Les rayons γ ne sont pas électrisés (ils ne sont pas déviés par un champ magnétique). Ils sont de même nature que les rayons X, ce sont des oscillations électromagnétiques, mais leur longueur d'onde est plus petite encore (0,000005 μ). Leur pénétration est considérable : 10 centimètres de plomb, 10 à 15 centimètres de fer.

Le radium, qui émet des gaz (hélium et radon), de la chaleur, qui produit des électrons, et cela d'une manière constante correspondant à une grande quantité d'énergie, ne diminue pas de poids, même en plusieurs années. Les lois fondamentales de la physique (conservation de l'énergie) sont ici en défaut. On a réussi à expliquer ces anomalies troublantes par une désagrégation atomique libérant des quantités fabuleuses d'énergie volumique. Les substances radioactives se détruisent suivant une loi simple qui est propre à chaque substance. Le temps mis pour que se détruise la moitié d'une substance radioactive est appelé période de désintégration. Ces périodes, caractéristiques de chaque élément, varient considérablement suivant les corps : entre 20.000 milliards d'années pour le thorium et quelques milliardièmes de seconde pour le radium C, en passant par 1.590 ans pour le radium. Cette destruction ⁽¹⁾ engendre une nouvelle substance radioactive qui est détruite à son tour. L'aboutissement de ces lignées de générations successives est un corps inactif, vraisemblablement le plomb. Ainsi, on distingue trois lignées de corps radioactifs :

1° La lignée de l'uranium, qui contient le radium et aboutit au plomb d'uranium (ou radium G) ;

2° La lignée de l'actinium, qui aboutit au plomb d'actinium (ou actinium D) ;

3° La lignée du thorium, qui aboutit au plomb de thorium (ou thorium D).

Nous recommandons à ceux de nos lecteurs que la question des atomes et des électrons intéresse, l'ouvrage fondamental de Jean Perrin, *Grains de matière et de lumière* (Hermann 1935).

NOTE SUR LA TRANSMUTATION DES CORPS. — Pour parvenir à la modification des noyaux par bombardement atomique, Rutherford eut l'idée, en 1919, d'utiliser l'énergie émise par les substances radioactives naturelles : ainsi en bombardant l'azote avec les rayons α du radium C', il observa une émission de noyaux d'hydrogène. La probabilité de rencontre de l'héliion (particule α) et du noyau d'azote est très faible et il faut envoyer environ 1 million d'héliions sur la substance pour provoquer une transmutation. Lors du choc, la particule α est captée tandis qu'un proton est expulsé du noyau et l'on peut traduire la réaction nucléaire correspondante d'une manière analogue aux réactions chimi-

(1) Ces transformations provoquent un dégagement de chaleur considérable. Ainsi 3 grammes de radium, en se transformant lentement, dégagent autant de chaleur que la combustion d'une tonne de charbon !

ques courantes, en convenant de la notation suivante : en bas à gauche, le numéro atomique, égal au nombre de protons du noyau (charge positive du noyau), et qui correspond à la case de l'élément dans la classification des corps simples de la page 234 ; en haut à gauche, le poids atomique (nombre massique du noyau).

Connaissant ces nombres pour l'azote (${}^{14}_7\text{N}$) et l'hélium (${}^4_2\text{He}$) et sachant que l'on observe la formation d'hydrogène dont le symbole est ${}^1_1\text{H}$, on déduira les chiffres 8 et 17 pour le corps inconnu, ce qui correspond à l'oxygène. La réaction s'écrira :



Pour chaque transmutation, on écrira de la même façon la *conservation de la charge électrique et des nombres massiques des noyaux*.

Tous les éléments légers, depuis le lithium jusqu'au potassium, sauf le carbone et l'oxygène, ont pu subir la transmutation sous l'action de projectiles constitués par les rayons α . C'est ainsi que le bore se transforme en carbone et l'aluminium en silicium.

CHAPITRE III

**CHARGE D'UN CONDENSATEUR A L'AIDE D'UNE BOBINE
DE RUHKORFF. DECHARGE OSCILLANTE D'UN CONDENSATEUR.**

§ 3. — Charge d'un condensateur.

La bobine de Ruhmkorff permet très simplement de charger un condensateur : aussi, pour des raisons que nous comprendrons mieux plus tard, fut-elle utilisée dans les tout premiers essais de télégraphie sans fil. Il suffit pour effectuer cette charge de réaliser la disposition de la figure IX-3-1 dans laquelle :

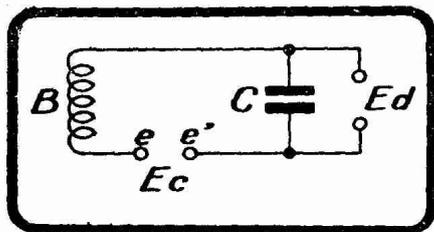


FIG. IX-3-1. — Pour charger un condensateur C avec une bobine de Ruhmkorff, on le dispose en série avec un éclateur E_c réglé pour laisser passer le seul courant direct.

B est le secondaire d'une bobine de Ruhmkorff ;

E_c est un dispositif constitué par deux petites boules e et e' suffisamment écartées pour que le courant inverse soit arrêté, et suffisamment rapprochées pour que le courant direct de tension plus élevée, passe sous forme d'étincelles ; ce dispositif est connu sous le nom d'éclateur ; il s'agit ici d'un éclateur de charge ;

C est le condensateur à charger (bouteille de Leyde par exemple) ⁽¹⁾ ;

E_d est un éclateur monté aux bornes de C : les boules de cet éclateur sont réglées à une distance telle que C se décharge par étincelles

dans E_d avant que la tension entre les armatures de C ne prenne une valeur suffisante pour crever le diélectrique. Les boules de E_d peuvent être plus écartées que celles de E_c , la self de B s'opposant dans certaines limites à la décharge à travers E_c . E_d est un éclateur de décharge.

Le condensateur C se charge par le passage successif des courants directs à travers E_c . Quand la charge de C atteint une certaine valeur, l'étincelle de décharge éclate dans E_d .

Pour réussir cette expérience de la charge d'un condensateur par une bobine d'induction, il est nécessaire que l'interrupteur de cette bobine ne soit pas trop rapide, car alors les étincelles éclatant entre les boules e et e' de l'éclateur de charge E_c sont très fréquentes, l'air s'échauffe entre les boules, devient conducteur et, dans l'intervalle entre deux étincelles, le condensateur C se décharge à travers E_c .

Nous retenons donc qu'à l'aide d'une bobine, on peut établir rapidement une différence de potentiel donnée aux bornes d'un condensateur dont la valeur est, dans les applications que nous envisagerons ⁽²⁾, de l'ordre de 15 millièmes de microfarads (15.000 pF, ou 15 nF).

§ 4. — Décharge d'un condensateur. Décharge oscillante.

La théorie de la décharge d'un condensateur, théorie qui se trouve à la base même de la T. S. F., a été établie par Lord Kelvin et Hertz. Pour l'exposer d'une manière complète, il faut faire appel aux mathématiques ; comme dans le cas de l'étude de la charge, on trouverait une équation que l'on discuterait et l'on chercherait la signification physique des résultats de cette discus-

(1) Si l'on branchait directement le condensateur C aux bornes de B , le condensateur ne se chargerait pas.

(2) Émission T. S. F. (ondes amorties).

sion, suivant les rites immuables du raisonnement mathématique dans ses applications aux sciences physiques. Nous allons nous contenter ici des résultats et passer le raisonnement lui-même sous silence.

Considérons donc un condensateur de capacité C chargé d'une quantité d'électricité Q à laquelle correspond une différence de potentiel aux bornes :

$$U = \frac{Q}{C}$$

On décharge C à travers un circuit de résistance R et de coefficient

de self-induction L (fig. IX-4-1). On place en série dans le circuit le dispositif connu sous le nom d'*éclateur* et constitué dans sa forme la plus simple par deux petites boules E et E' dont on règle l'écartement de manière qu'une étincelle jaillisse entre elles lorsque C est chargé de la susdite quantité d'électricité Q . L'étincelle qui jaillit entre E et E' *décharge* le condensateur C .

Cette décharge va prendre un aspect tout à fait différent suivant que la résistance R du circuit de décharge sera plus grande ou plus

petite qu'une certaine quantité $\sqrt{\frac{4L}{C}}$.

C'est cette quantité $\sqrt{\frac{4L}{C}}$ que l'on trouve

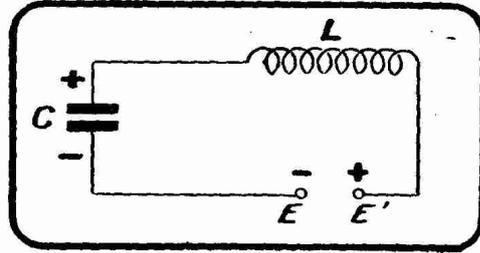


FIG. IX-4-1. — Circuit de décharge d'un condensateur. La source qui sert à charger le condensateur est appliquée soit aux armatures de C , soit aux boules E et E' de l'éclateur.

par le raisonnement mathématique. En réalité, R n'est pas seulement la résistance ohmique de la bobine de self L , mais encore la résistance de l'étincelle qui jaillit entre les boules de l'éclateur. Dans certains cas de l'application de la décharge oscillante d'un condensateur à la production d'ondes électromagnétiques amorties destinées à la T. S. F., il y a intérêt à augmenter la résistance de cette étincelle (en particulier, pour diminuer sa durée), et c'est ainsi que l'on a été amené à établir des éclateurs constitués par plusieurs éclateurs élémentaires mis en série (éclateurs fractionnés).

1° Cas de $R \geq \sqrt{\frac{4L}{C}}$. R est ainsi supérieur ou égal à $\sqrt{\frac{4L}{C}}$. Le

condensateur se décharge brusquement par rapprochement des boules de l'éclateur, mais met *théoriquement* un temps infini à se décharger complètement. Cela s'exprime mathématiquement en disant que les courbes représentant graphiquement la décharge admettent l'axe des temps comme *asymptote* : la courbe tend à se rapprocher de l'axe O sans jamais l'atteindre (1).

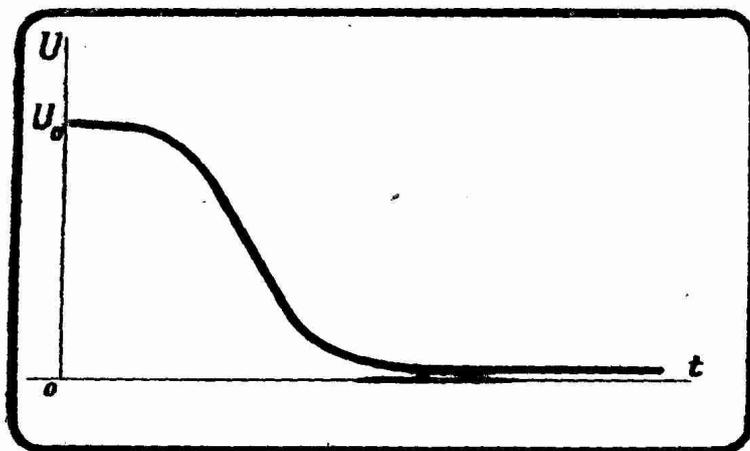


FIG. IX-4-2. — Décharge aperiodique. La tension décroît de sa valeur U_0 à 0.

La courbe représentative de la variation de la différence de potentiel au moment de la décharge est donnée figure IX-4-2.

La variation de l'intensité dans le circuit de décharge est indiquée figure IX-4-3.

(1) Pratiquement, bien entendu, la décharge totale du condensateur est rapidement obtenue.

La décharge est dite *apériodique*, et le circuit LC est également dit apériodique. On remarquera que la figure IX-4-2 est absolument analogue à la figure III-1-5 de la première partie de cet ouvrage.

Lorsque l'on se trouve dans le cas limite de $R = \frac{4L}{C}$ le temps de la décharge est minimum (pratiquement) ; c'est ce que l'on appelle l'*apériodicité critique*.

2° Cas de $R < \sqrt{\frac{4L}{C}}$. -- Lorsque R est plus petit que $\sqrt{\frac{4L}{C}}$, la

décharge est représentée par une fonction admettant une période. Le condensateur C se décharge dans un sens, mais se recharge automatiquement dans l'autre ; il se produit une série de décharges et de charges en sens inverse (séries d'étincelles entre E et E'). Les charges consécutives à une décharge

vont en diminuant en valeur absolue : elles s'*amortissent*. Cet aspect particulier de la décharge lui a fait donner le nom de *décharge oscillante* (1). Les figures IX-4-4 et IX-4-5 correspondent respectivement aux figures IX-4-2 et IX-4-3 de tout à l'heure ; elles donnent les représentations graphiques de la variation de la charge et de celle de l'intensité. Au lieu que la décharge se fasse, comme dans le premier cas, par une seule étincelle, elle s'effectue par une série d'étincelles alternativement dans un sens ou dans l'autre.

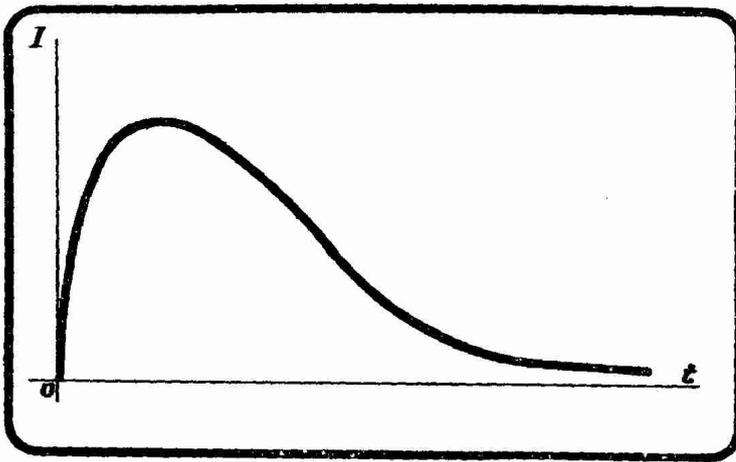


FIG. IX-4-3. — Décharge apériodique. L'intensité croît, passe par un maximum et décroît jusqu'à zéro.

Nous avons affaire à des courbes analogues à celle de la figure III-1-4 qui, nous l'avons vu, admet une *pseudo-période* : les longueurs OA, AB, BC, etc., sont égales, mais les maxima et minima diminuent régulièrement.

La pseudo-période T est donnée par la relation

$$(1) \quad T = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}}$$

dans laquelle $\frac{R}{2L}$ qui caractérise l'amortissement du circuit de résistance R et

et de self L, s'appelle le *facteur d'amortissement* δ . On remarquera que $\frac{R}{2L}$ est

l'inverse du double de la constante de temps $\frac{L}{R}$ de la bobine.

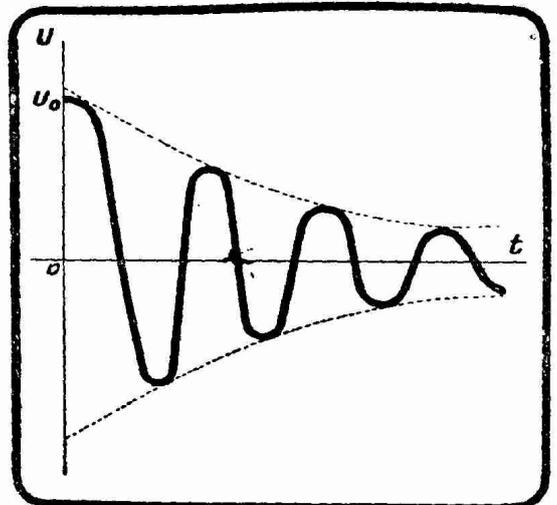


FIG. IX-4-4. — Décharge oscillante. La tension varie de part et d'autre de 0 en s'amortissant.

(1) La décharge oscillante d'un condensateur a été observée et étudiée par Helmholtz dès 1847.

Le *décroément logarithmique D* du circuit est :

$$(2) \quad D = \delta T$$

c'est-à-dire :

$$(3) \quad D = \frac{RT}{2L} = \frac{R}{2Lf}$$

f étant la fréquence correspondant à la période T .

En supposant dans la relation (1) R négligeable, comme cela a lieu effectivement dans les circuits LC bien établis utilisés en T. S. F., on a la formule connue sous le nom de *formule de Thomson* :

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

T s'appelle la *période propre d'oscillation* (1) du circuit LC. Si l'on imprime un choc, une perturbation électrique au circuit LC (étincelle jaillissant entre E et E' ou, en l'absence d'éclateur, au voisinage du circuit LC), il se met à osciller électriquement avec sa période et son amortissement propres, tout comme un pendule écarté de sa position d'équilibre oscille mécaniquement avec une période qui dépend de sa longueur.

Les fréquences ($f = 1/T$), obtenues pratiquement avec le dispositif de la figure IX-4-1 dépendent donc de L et de C ; elles s'étagent de valeurs très petites (quelques périodes par seconde) à des valeurs très élevées (10^9 périodes par seconde et plus).

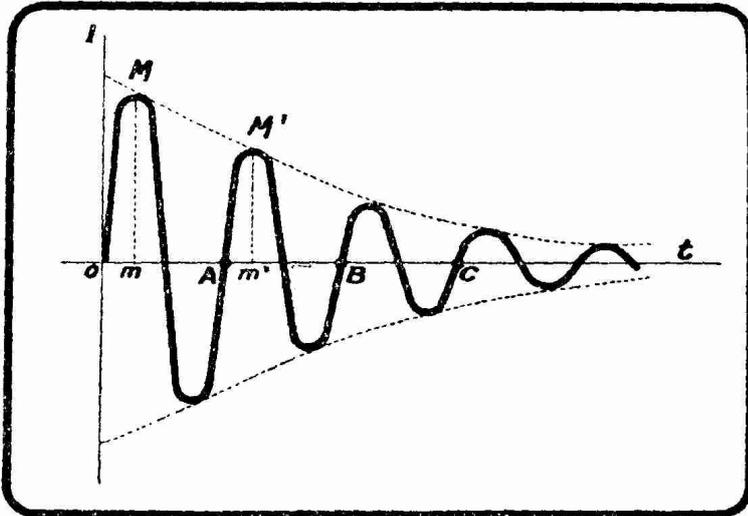


FIG. IX-4-5. — Décharge oscillante. L'intensité varie de part et d'autre de zéro en s'amortissant. L'amplitude décroît d'une oscillation à l'autre.

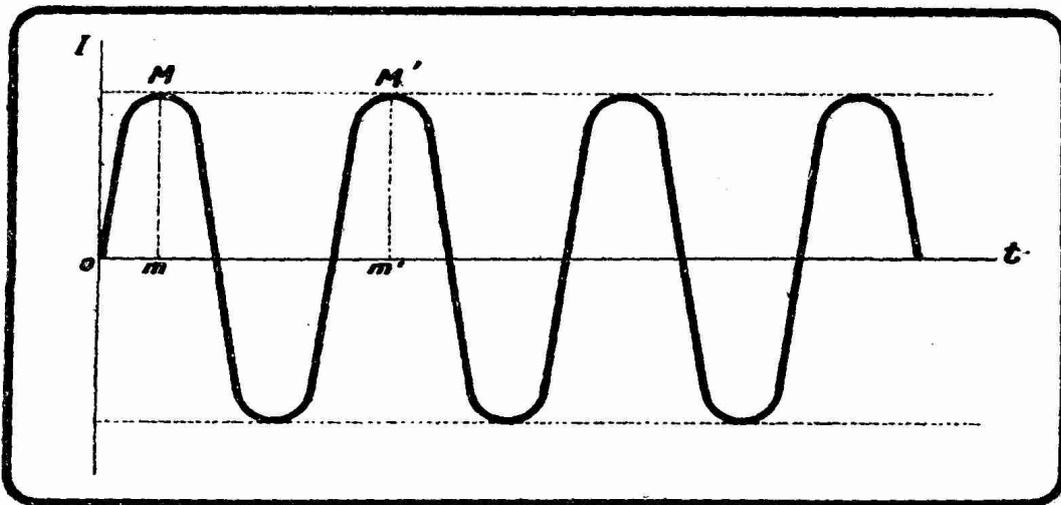


FIG. IX-4-6. — La figure IX-4-5 représente des oscillations amorties. La figure ci-dessus représente des oscillations entretenues pour lesquelles l'amplitude est constante.

(1) Lorsque R est négligeable, on peut confondre pseudo-période et période.

Le rapport de deux maxima consécutifs dans le même sens (M et M' par exemple) est constant et caractérise l'amortissement d des oscillations

$$d = \frac{Mm}{M'm'}$$

Le logarithme népérien de d est le décrément logarithmique D des relations (2) et (3) précédentes (1).

Si $d = 1$, d'où $D = 0$, on est en présence d'oscillations entretenues (fig. IX-4-6), véritable courant alternatif de fréquence plus ou moins grande.

Si d est plus grand que 1, on est en présence d'oscillations amorties. C'est le cas de la figure IX-4-5. Plus d sera différent de 1, plus D sera différent de 0, plus les oscillations seront amorties, moins la décharge oscillante durera de temps.

Une décharge oscillante du condensateur C produit donc des courants traversant le circuit de décharge alternativement dans un sens et dans l'autre, courants représentés par la figure IX-4-5. La décharge oscillante du condensateur produit ce que l'on appelle un *train d'oscillations amorties*, train qui se prolonge d'autant plus que le circuit est moins amorti. La figure IX-4-5 représente donc un train d'oscillations. A chaque décharge correspond un train et un seul.

Le condensateur, une fois déchargé, est rechargé à l'aide d'une bobine de Ruhmkorff. Dès que la charge aura atteint une certaine valeur, l'étincelle jaillira entre les boules E et E' de l'éclateur et il se produira un nouveau train d'oscillations. On peut donc concevoir une série de décharges à intervalles réguliers donnant une série régulière de *trains d'oscillations*. La durée de la décharge est pratiquement de 100 à 1.000 fois plus courte que celle de la charge.

§ 5. — Excitateur de Hertz.

Le dispositif théorique de la figure IX-4-1 a été pratiquement mis en œuvre par Hertz lors de ses célèbres expériences de 1885, sous la forme de la figure IX-5-1 connue sous le nom d'*excitateur de Hertz*.

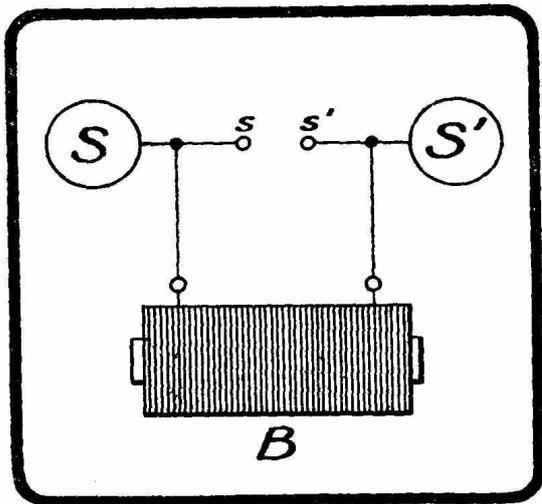


FIG. IX-5-1. — Excitateur de Hertz.

Le secondaire d'une bobine d'induction B est branché à un système de deux sphères S et S' d'une trentaine de centimètres de diamètre, jouant le rôle d'« accumulateurs d'électricité », de condensateur si vous préférez. Ces deux sphères distantes de 1 m à 1,50 m sont reliées à deux petites boules s et s' par deux tiges recilignes.

Lorsque la bobine B est mise en marche, la rupture du courant primaire provoque l'accumulation de l'électricité sur les sphères S et S' jusqu'à ce que la différence de potentiel, produite par le courant direct entre s et s' soit suffisant pour qu'une étincelle jaillisse. Au moment où se produit cette étincelle, l'air sur son trajet s'échauffe, devient suffisamment conducteur pour livrer passage à une série d'étincelles successives qui correspondent à un déplacement rapide d'électricité successivement de S vers S' et de S' vers S : il y a décharge oscillante très rapide.

(1) En portant dans la relation (3) la valeur de T donnée par la formule de Thomson, on trouve :

$$D = \tau R \sqrt{\frac{C}{L}}$$

Dans le dispositif de Hertz, la self et la capacité sont très faibles, la période des oscillations est très courte. On obtient en fait des oscillations dont la fréquence est de l'ordre de 10^7 périodes par seconde (1). Mais ces oscillations sont rapidement amorties.

Le même phénomène se reproduit lorsque, par suite de son fonctionnement, l'interrupteur de la bobine d'induction coupe à nouveau le circuit primaire.

REMARQUE. — Pour réussir l'expérience, il faut que les petites boules s et s' soient et demeurent lisses et parfaitement polies ; les étincelles ayant tendance à oxyder leur surface, il est nécessaire, à intervalles assez rapprochés, de nettoyer ces boules. Pour éviter cette oxydation, on a plongé, dans certaines variantes du dispositif de Hertz, les boules s et s' dans un liquide isolant et inerte.

Les étincelles oscillantes qui éclatent entre les boules s et s' de l'excitateur de Hertz provoquent, au voisinage, des effets d'induction puissants que l'on explique par la formation d'ondes électromagnétiques dont nous réservons l'étude à plus tard.

§ 6. — Utilisation de la décharge oscillante d'un condensateur.

à l'obtention de courants à haute fréquence (2) et à très haute tension.

Expérience de Tesla.

On peut utiliser la décharge oscillante d'un condensateur comme courant primaire d'un transformateur et obtenir des courants secondaires de fréquence égale, mais de très haute tension. C'est l'expérience réalisée en 1893 par l'Autrichien Tesla (3).

Un condensateur C (fig. IX-6-1) est chargé par les courants « directs » d'une bobine de Ruhmkorff. L'étincelle de décharge jaillit à travers l'éclateur E dont les boules sont réglées à l'écartement convenable. Cette étincelle provo-

(1) Le premier excitateur réalisé par Hertz produisait des oscillations de 56.10^6 périodes par seconde. Le professeur italien Righi, diminuant les dimensions géométriques du dispositif (c'est-à-dire L et C), atteignit la fréquence de 12.10^6 périodes par seconde. M. Lebedew a, depuis, obtenu, toujours avec un dispositif du type de la figure IX-5-1, une fréquence plus de six fois plus élevée : 75.10^9 périodes par seconde.

(2) On convient souvent de donner le nom de haute fréquence à toute fréquence supérieure à 10.000 périodes par seconde.

(3) Nikola Tesla, né d'une famille serbe le 10 juillet 1856 à Soniljan, près de Gaspic, aujourd'hui en Yougoslavie. Il est décédé le 7 janvier 1943. Il fit ses études supérieures à l'Université de Gratz (Autriche) et débuta comme ingénieur électricien à Budapest en 1881. En 1883, il est aux usines Edison à Paris qu'il quitte bientôt pour l'usine Edison de New-York. Bientôt il forma lui-même une compagnie où il put librement développer ses dons remarquables d'inventeur. Il réalisa le premier moteur asynchrone à champ tournant dont il avait eu la première idée à Paris. A la même époque il inventa les courants alternatifs polyphasés, les alternateurs polyphasés, les commutatrices, le montage en étoile de conducteurs triphasés. Il posa les fondements de la transmission de l'énergie par courants alternatifs polyphasés. Les brevets de Tesla sur la transmission de l'énergie par courants alternatifs furent acquis en 1891 par Westinghouse, qui s'était institué aux Etats-Unis le promoteur du courant alternatif et qui devait le faire triompher industriellement.

En 1889, Tesla passe à la réalisation et à l'étude des courants de très haute fréquence. Il crée d'abord un générateur à 15.000 périodes par seconde ; puis, pour atteindre des fréquences beaucoup plus élevées, il imagine le célèbre montage de la figure IX-6-1, connu encore sous le nom de Tesla.

Le plus remarquable est que ce mode de génération à haute fréquence contenait en germe la transmission de l'énergie électrique sans fil ; Tesla en aperçut immédiatement toutes les conséquences ; il les proclama en 1893... et se fit, comme il était normal, traiter de visionnaire. Aujourd'hui tout le monde reconnaît qu'il a réalisé le premier générateur industriel d'ondes hertziennes et son montage servit à la radiotélégraphie jusqu'à la naissance des ondes entretenues. A ce titre, Tesla compte parmi les grands pionniers de la T. S. F.

De 1896 à 1900, il se consacre à la télémechanique sans fil et réalise de remarquables expériences. On lui doit de nombreuses autres inventions, notamment une curieuse turbine à vapeur à friction dont le principe est des plus intéressants.

L'ensemble de ses créations électriques, exposés dans ses nombreux brevets, forme un véritable monument.

que à travers la bobine de self L , le passage de courants représentés par la figure IX-4-5. Ces courants à haute fréquence :

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

induisent dans une bobine L' en fil long et fin enroulée autour de L (isolement soigné nécessaire) ⁽¹⁾ des courants dont la tension est très élevée : la variation du flux à travers L est très rapide, puisque f est très grand. Il se produit, en fait, dans la bobine L' des courants remarquables par leurs effets que l'on appelle *courants de Tesla*.

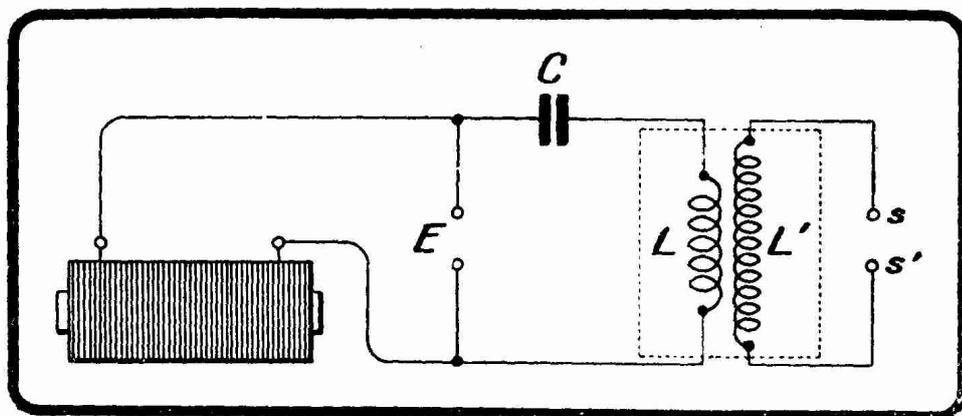


FIG. IX-6-1. — Dans le montage Tesla, le courant primaire du transformateur LL' développe, par induction, une d.d.p. très élevée aux bornes du secondaire, qui est électriquement isolé du primaire.

Les courants à très haute tension disponibles aux bornes s et s' de L' (100.000 à 150.000 volts) ne produisent cependant aucune action néfaste sur l'organisme humain. Alors qu'il serait de la dernière imprudence de prendre dans les mains les extrémités du secondaire de la bobine de Ruhmkorff (15.000 à 30.000 volts), on peut, sans rien éprouver qu'une sensation de chaleur aux points de contact, faire la même expérience avec les bornes s et s' de L' . L'insensibilité de l'organisme tient ici à l'énorme fréquence (10^5 périodes par seconde) des courants disponibles entre s et s' . Si l'on place en série entre s et s' une personne et une lampe à incandescence, la lampe s'allume. La très haute fréquence des courants de Tesla les rend donc sans action nuisible sur notre organisme. Bien mieux, on les a utilisés à des fins médicales (d'arsenisation).

Si l'on enroule autour de L une seule spire refermée sur une lampe à incandescence 110 volts, le coefficient de self-induction de la spire est suffisante pour créer une inductance L_{ω} assez forte (ω est considérable) pour que aux bornes de la spire naisse une différence de potentiel capable de faire briller la lampe : la résistance ohmique ne joue pratiquement aucun rôle, seule intervient l'inductance, qui prend des valeurs considérables.

Le dispositif de Tesla, qui met en œuvre la décharge d'un condensateur, ne permet pas en général d'obtenir des oscillations d'une fréquence dépassant 100.000 périodes par seconde. Pour obtenir des fréquences plus élevées, on est amené à utiliser le dispositif de Hertz.

(1) L'isolement entre le primaire L et le secondaire L' du transformateur haute fréquence LL' est assuré en immergeant ces enroulements dans de la valvoline. Le transformateur LL' est sans fer, afin que les coefficients de self-induction et d'induction mutuelle de ses deux enroulements ne prennent pas des valeurs trop grandes s'opposant à la naissance d'un courant de haute fréquence.

LIVRE X

Propriétés des courants alternatifs à haute fréquence

Résistance en haute fréquence

Les courants de haute fréquence, c'est-à-dire, nous l'avons vu, les courants dont la fréquence dépasse 10.000 périodes à la seconde, présentent des particularités qu'il importe de connaître, la réception T. S. F. constituant au premier chef une utilisation pratique de ces courants.

Dans le cas des courants haute fréquence, la pulsation ω prend des valeurs considérables et, par conséquent, inductance et capacitance, telles que nous les avons définies pages 190 et 192, jouent un rôle de premier plan, la résistance

ohmique étant le plus souvent négligeable vis-à-vis des termes $L\omega$ et $\frac{1}{C\omega}$.

Mais ici intervient la notion capitale de *résistance en haute fréquence* que nous allons préciser.

Lorsque l'on a affaire à une bobine de self L et de résistance en continu R , on sait que l'impédance (résistance apparente en alternatif) de la bobine est pour une pulsation donnée $\omega = 2\pi f$:

$$Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$$

C'est là la valeur théorique de l'impédance de la bobine. En fait, il se produit, à cause de la fréquence élevée du courant, des pertes d'énergie que l'on pourrait évaluer en watts. A chaque perte d'énergie W_1 correspond une résistance équivalente R_1 et l'on a :

$$W_1 = R_1 I_{ef}^2$$

Tout se passe donc pratiquement comme si la bobine de self L était placée en série avec une résistance R' qui correspond à la totalité des pertes telles que R_1 et qui peut être très élevée dans le cas d'une mauvaise construction. R' varie d'ailleurs dans de grandes proportions avec la fréquence du courant traversant la bobine, elle augmente avec la fréquence, toutes choses égales d'ailleurs.

L'impédance est alors pratiquement :

$$Z = \sqrt{R'^2 + \omega^2 L^2}$$

R' est ce que l'on appelle la résistance en haute fréquence.

La résistance R' n'intervient pas seulement en modifiant la valeur de l'impédance, ce qui, on l'a vu à propos de la figure VIII-2-12, agit sur la condition de résonance qui joue un rôle capital en T. S. F., mais encore augmente l'amortissement de la bobine, ce qui agit fâcheusement sur l'acuité de la résonance et par contre-coup, comme nous le verrons, sur la sélectivité d'un poste récepteur. Lorsque la résistance en haute fréquence est trop forte,

la condition $R < \sqrt{\frac{4L}{C}}$ peut enfin ne plus être remplie, et le circuit cesse d'être oscillant.

Quels sont donc les divers éléments qui interviennent pour constituer la résistance haute fréquence de la bobine ?

Ces éléments se partagent en deux groupes :

- les pertes dans le cuivre (fil constituant la bobine),
- les pertes dans les isolants voisins.

Il importe évidemment de connaître ces pertes si l'on veut pouvoir efficacement agir contre elles. Nous allons donc dans ce qui suit donner un aperçu très élémentaire de la question. Nous consacrerons un chapitre spécial à l'étude des pertes dans un condensateur, pertes qui sont souvent plus importantes que celles qui se produisent dans la bobine montée, ne l'oublions pas, en parallèle sur le condensateur.

Il est bien entendu que par « perte » nous entendons perte de puissance dans la résistance parasite introduite dans le circuit.

CHAPITRE PREMIER

PERTES DANS LE CUIVRE

La résistance ohmique, qui peut être calculée et mesurée avec la plus grande exactitude, comme on le sait, et qui est indépendante, bien entendu, de la fréquence, n'intervient ici qu'en combinaison avec l'effet pelliculaire et les effets dus aux courants de Foucault dans la bobine elle-même. Les pertes dans le cuivre, qui correspondent à ces deux effets, peuvent être calculées avec une très bonne précision, mais les formules sont assez complexes et nous les laisserons de côté dans notre exposé, que nous voulons le plus élémentaire possible.

§ 1. — Effet pelliculaire ou « skin effect ».

Cet effet, étudié en premier lieu par Lord Kelvin, se traduit par la répartition superficielle des courants haute fréquence dans un fil rectiligne (antenne par exemple) éloigné de tout autre condensateur. Ces courants haute fréquence ne circulent pas dans la totalité de la section du fil, mais seulement (1) dans la couche, dans la pellicule d'épaisseur a voisine de la surface (fig. X-1-1). a s'appelle la pénétration du courant.

La résistance en continu R_c du fil de rayon r est, par unité de longueur :

$$R_c = \frac{l}{\pi r^2 c}$$

c étant la conductibilité (inverse de la résistivité). Cela résulte immédiatement de ce qui a été dit au livre V, page 83, à propos de la loi d'Ohm.

En haute fréquence, la surface utile de la section se réduit à l'anneau de largeur a et de surface — pour des valeurs de a petites par rapport à r — égale à $2\pi ra$ (2). La résistance en haute fréquence R_h est, par unité de longueur :

$$R_h = \frac{l}{2\pi rac}$$

On appelle *effet pelliculaire* et l'on désigne par la lettre p le rapport $\frac{R_h}{R_c}$ de la résistance R_h en haute fréquence à la résistance R_c en courant continu.

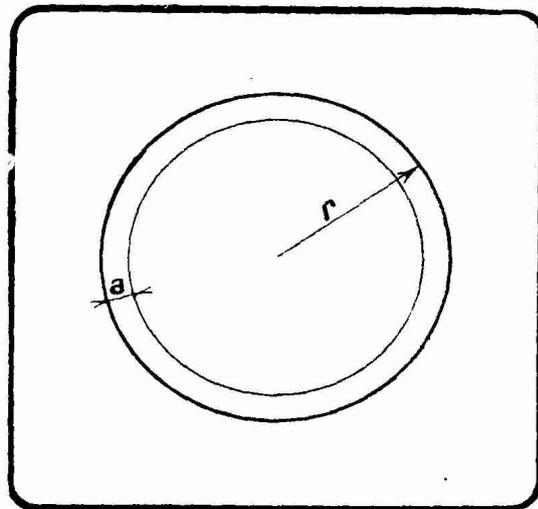


FIG. X-1-1. — Les courants de haute fréquence ne circulent pas dans la totalité de la section du fil, mais dans une pellicule périphérique d'épaisseur a .

(1) En réalité, le courant ne se répartit pas d'une manière homogène dans la couche d'épaisseur a . La densité du courant décroît de la surface vers le centre suivant une loi exponentielle, c'est-à-dire très rapidement au début, pour tendre ensuite plus lentement vers une valeur pratiquement nulle au centre. A la profondeur a , la densité D_a du courant est égale à $D_r/2.72$, D_r étant la densité à la surface. Le courant est considéré en pratique comme tout entier concentré dans la couche d'épaisseur a .

(2) En réalité, cette surface est égale à $\pi(2ra - a^2)$; mais a est supposé ici être par rapport à r ; a^2 est encore plus petit et peut être négligé.

On a :

$$(1) \quad p = \frac{R_h}{R_c} = \frac{r}{2a}$$

p est toujours plus grand que 1.

Le calcul de la pénétration a est fort complexe et son exposé sort nettement du cadre de cet ouvrage élémentaire, comme nous le faisons prévoir il y a un instant. Mais si le calcul de a est compliqué, le résultat de ce calcul, dans le cas d'un fil de section cylindrique qui nous intéresse ici, peut se mettre sous une forme simple, ainsi que l'a montré Lord Kelvin. On a en effet :

$$a = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu c f}}$$

μ étant la perméabilité magnétique du métal constituant le fil, c la conductivité de ce métal en unités CGS (1) et f la fréquence du courant de haute fréquence circulant dans le fil.

La relation (1) s'écrit alors :

$$p = \pi r \sqrt{\mu c f}$$

En ne considérant donc que le cas d'un fil à section circulaire communément rencontré en T. S. F., l'effet pelliculaire est d'autant plus prononcé, c'est-à-dire la résistance en haute fréquence est d'autant supérieure à la résistance en continu que le rayon, la perméabilité magnétique, la conductibilité du fil et la fréquence du courant haute fréquence considéré sont plus élevés.

Le courant haute fréquence se répartit donc, dans le cas d'un fil rectiligne, à la surface du fil. Au point de vue transport de courant haute fréquence, tout se passe comme si le fil était un cylindre creux de même métal, de même diamètre extérieur et d'épaisseur a . Ce qui intervient, par conséquent, en haute fréquence, ce n'est pas la section du fil comme en continu, mais sa surface. En

d'autres termes, r étant le rayon du fil, la résistance est proportionnelle à $\frac{1}{r^2}$

en continu et à $\frac{1}{r}$ en haute fréquence.

Montrons, par un exemple, l'importance du rôle joué par l'effet pelliculaire. Un fil de cuivre de 14/10 de millimètre de diamètre présente pour une fréquence de 3.10⁶, correspondant à l'onde de 100 mètres, une résistance dix fois plus élevée qu'en continu.

Les résistances d'un fil en continu et en haute fréquence sont voisines pour des diamètres très petits et des résistivités élevées. Pour un fil de cuivre à la fréquence de 3.10⁶ considérée tout à l'heure (2), la différence n'atteint pas 1 % pour un diamètre de 6,5/100 de millimètre.

Le tableau de la page 253 donne le diamètre maximum admissible (en millimètres) d'une série de fils cylindriques, pour une gamme de fréquences usuelles, pour que le rapport R_h/R_c ne dépasse pas 1,01, autrement dit pour que la résistance en haute fréquence ne soit pas de plus de 1 % supérieure à la résistance en continu.

Dès 1895, Nicolas Tesla, dans ses expériences sur la haute fréquence, signala cette existence du skin effect et l'intérêt qu'il y a à utiliser des conducteurs de forte surface (rubans ou tube).

On a préconisé, depuis, l'emploi de fils câblés en cuivre à plusieurs brins. Mais ces brins doivent être isolés les uns des autres (à l'émail ou à la soie) : pour que la disposition soit efficace, il faut que le diamètre de chaque brin

(1) Pour le cuivre $c = \frac{1}{1.700}$; pour l'aluminium $c = \frac{1}{2.800}$; pour le fer $c = \frac{1}{10.000}$.

(2) Autrement dit une fréquence de 3.000 kc/s.

soit pour une fréquence de 3.10^6 (longueur d'onde de 100 m) de l'ordre de $6/100$, afin que sa résistance haute fréquence soit aussi voisine que possible de sa résistance en continu, c'est-à-dire aussi faible que possible (1). Le calcul de ces câbles à plusieurs brins est d'ailleurs fort délicat, le mode de répartition des torons intervenant en particulier.

Le câble à plusieurs brins isolés n'est intéressant que sur les ondes moyennes (200 à 600 mètres). On en rencontre cependant dans les bobinages GO (cinq brins de 7/100). Sur ondes courtes, les pertes dans l'isolant de chaque brin font perdre tout le bénéfice de la diminution de résistance haute fréquence escomptée de l'emploi d'un fil divisé.

Le ruban de cuivre et surtout le tube de cuivre ont été conseillés en émission car la surface de tels conducteurs est évidemment très grande par rapport à leur section ; à quantité égale, le métal est mieux utilisé par la haute fréquence dans un ruban ou un tube que dans un conducteur plein à section circulaire.

Les amateurs émetteurs utilisent couramment le tube de cuivre pour la constitution des bobinages de leurs circuits oscillants.

§ 2. — Courants de Foucault.

L'effet pelliculaire, relativement simple dans le cas d'un conducteur rectiligne, se complique lorsque l'on considère ce même conducteur enroulé en bobine. L'effet des spires les unes sur les autres (courant de Foucault) intervient alors vigoureusement lorsque l'on a affaire à des fréquences supérieures à 3.000 kc/s (ondes inférieures à 100 m). Le calcul montre que le courant haute fréquence tend à avoir une densité plus grande sur la face des spires tournée vers l'intérieur de la bobine. Tout se passe comme si, en enroulant le fil, on avait augmenté la résistivité. La résistance haute fréquence d'un fil de longueur l est ainsi plus forte lorsque ce fil est bobiné que lorsqu'il est simplement tendu de manière rectiligne. Cet accroissement de la résistance haute fréquence dans les bobines est d'autant plus important que les spires sont plus rapprochées. Dans les bobines à une seule couche, lorsque les spires sont jointives, Sommerfeld a établi (1907) que la résistance est trois fois trois quarts plus grande que lorsque le fil est déroulé. Dans les enroulements à

| | | | | | | | | | | | | | | | |
|-----------------------|---------|-------|--------|--------|--------|--------|--------|-------|--------|--------|--------|--------|---------|---------|---------|
| Fréquence en kc/s. | 100 | 200 | 400 | 600 | 800 | 1.000 | 1.200 | 1.400 | 1.600 | 1.800 | 2.000 | 3.000 | 6.000 | 20.000 | 300.000 |
| Long. d'onde en m. | 3.000 | 1.500 | 750 | 500 | 375 | 300 | 250 | 214,3 | 187,5 | 166,7 | 150 | 100 | 50 | 15 | 1 |
| Cuivre | 0,356 | 0,251 | 0,177 | 0,145 | 0,125 | 0,112 | 0,102 | 0,095 | 0,089 | 0,084 | 0,079 | 0,065 | 0,045 | 0,025 | 0,0065 |
| Argent | 0,345 | 0,244 | 0,172 | 0,141 | 0,122 | 0,109 | 0,099 | 0,092 | 0,086 | 0,082 | 0,077 | 0,063 | 0,044 | 0,026 | 0,0063 |
| Fer ($\mu = 1.000$) | 0,02630 | 0,186 | 0,0131 | 0,0108 | 0,0091 | 0,0083 | 0,0076 | 0,007 | 0,0066 | 0,0062 | 0,0059 | 0,0048 | 0,00339 | 0,00186 | 0,00048 |

(1) Ces fils à brins isolés sont appelés par les Allemands **Litzendraht**, ce qui veut dire « fil à torons » ; mais une traduction française incomplète et hâtive a donné de ce terme l'équivalent de « fil de litz », expression malheureuse, mais cependant très répandue. Les câbles à torons utilisés en T.S.F. sont constitués par vingt brins isolés de 5/100 de mm chacun.

spires jointives, en effet, tout le courant haute fréquence circule sur la face de la spire tournée vers l'intérieur de la bobine. Abraham et Bloch ont montré que cette augmentation de résistance haute fréquence peut être négligée lorsque l'espacement des spires est supérieur à six fois le diamètre du fil.

L'effet pelliculaire proprement dit peut se compenser en augmentant le diamètre, mais alors l'influence des courants de Foucault croît. *Il y a un certain diamètre de fil qui convient pour un mode de bobinage et pour une onde donnée.* Pour les bobinages en gabion, par exemple, et une onde de 40 mètres, ce diamètre optimum est d'environ 12/10 de millimètre.

Pour les bobines à plusieurs couches et en général pour les bobines en vrac, c'est-à-dire pour les bobines massées qui ne comportent pas de mode d'enroulement spécial, les pertes dans le cuivre sont encore augmentées du fait de courants de Foucault plus importants.

Nous avons supposé dans ce qui précède la bobine éloignée de toute masse métallique, en particulier noyau métallique, armature de poste (châssis), condensateur variable, etc. Dans le cas contraire et surtout lorsqu'il existe un noyau en métal magnétique (transformateur haute fréquence), les pertes croissent encore. Ces pertes peuvent être d'ailleurs produites volontairement pour amortir un enroulement.

REMARQUE IMPORTANTE. — L'effet pelliculaire n'agit pas seulement sur la résistance, il agit aussi sur le coefficient de self-induction d'une bobine. Le coefficient de self-induction L d'une bobine n'est pas le même en haute fréquence qu'en continu. Ces deux valeurs diffèrent d'autant plus que l'effet pelliculaire est plus prononcé.

Pour des bobines en fil plein, la self haute fréquence peut être de 20 % inférieure à la self en continu. Les formules sont assez compliquées.

Pour les bobinages en fil divisé et à spires écartées, la self en haute fréquence est pratiquement égale à la self en continu.

CHAPITRE II

PERTES DANS LES DIELECTRIQUES

Ces pertes sont dues :

- à la capacité propre de la bobine,
- à l'existence de diélectriques (supports) dans le champ.

§ 3. — Capacité propre.

La self pure n'existe qu'en théorie. Pratiquement, une bobine présente toujours une capacité propre qui est d'autant plus importante que l'enroulement est moins soigné. Les enroulements massés, nids d'abeilles par exemple, sont à ce point de vue nettement inférieurs aux enroulements en fil nu espacé.

Les bobines à une seule couche ont une capacité propre faible que l'on peut encore diminuer en réalisant des enroulements à spires non jointives.

La capacité propre des bobines à une seule couche est, en gros, proportionnelle au diamètre et indépendante de la longueur et du nombre des tours. Pour une bobine à une seule couche et à tours jointifs, la capacité propre en micro-microfarads est très voisine des trois dixièmes du diamètre de la bobine exprimé en cm, d'où l'intérêt des petits diamètres en OC.

Tout se passe comme si la bobine était shuntée par une capacité C_p qui est la *capacité propre*. Cette capacité propre dérive une partie d'autant plus grande de courant haute fréquence que la fréquence est plus élevée. Sur ondes courtes en particulier, il y a avantage à diminuer autant que possible cette capacité propre, d'où les diverses sortes de bobinages que nous examinerons lorsqu'il sera question des dispositifs d'accord.

Une bobine nid d'abeilles normale a en général une capacité propre de l'ordre de 20 ou 30 picofarads, suivant sa grosseur.

REMARQUE SUR LE ROLE DE LA CAPACITÉ PROPRE D'UNE BOBINE NON SHUNTÉE PAR UN CONDENSATEUR EXTÉRIEUR. — La capacité propre C_p d'une bobine est en parallèle sur la self de cette bobine, et l'on se trouve en présence d'un circuit parallèle du type de la figure VIII-2-12, C étant remplacé par la capacité propre C_p . Il en résulte que, si l'on applique une différence de potentiel de fréquence variable aux bornes d'une bobine de self L et de résistance R, la résistance apparente (impédance) présentée par cette bobine augmente avec la fréquence jusqu'à un maximum atteint pour la fréquence de résonance f_r du circuit LC_p. Si la fréquence dépasse la valeur f_r , la résistance apparente diminue rapidement : la bobine agit comme un condensateur de petite capacité.

La résistance apparente R_a et la self apparente L_a de la bobine varient avec la fréquence f qui lui est appliquée. Lorsque cette fréquence f est inférieure aux 8/10 de la fréquence de résonance f_r , on peut écrire avec une approximation suffisante :

$$R_a = \frac{R}{(1 - n^2)^2} \quad \text{et} \quad L_a = \frac{L}{1 - n^2}$$

n étant le rapport f/f_r .

Pour $f = \frac{f_r}{2}$ on a $n = 0,5$, d'où :

$$L_a = 1,53 L.$$

Le coefficient de surtension apparent Q_a de la bobine est :

$$Q_a = \frac{\omega L_a}{R_a} = \frac{\omega L}{R} (1 - n^2),$$

Q_a est plus petit que $\frac{\omega L}{R}$, c'est-à-dire que Q.

§ 4. — Pertes dans les diélectriques du champ.

Par diélectriques du champ, nous entendons tous les corps, plus ou moins bons isolants, qui se trouvent dans la zone d'influence de la bobine. Ce sont principalement : les isollements coton, soie, émail ou caoutchouc du fil, la matière dont est constitué le support de la bobine (bois, carton, ébonite, bakélite, quartz, etc.). Moins le champ contiendra de diélectriques, meilleure sera la bobine, c'est-à-dire plus faible sera sa résistance haute fréquence. D'où les supports réduits à leur plus simple expression que l'on préconise en T.S.F. pour la réception des ondes courtes, qui créent dans les récepteurs des courants alternatifs de fréquence élevée.

Dans une bobine, ce sont, en général, sauf pour les fréquences très élevées (ondes de 5 mètres), les pertes dans le cuivre qui sont plus importantes que les pertes dans les diélectriques. D'où la nécessité de commencer par soigner l'enroulement proprement dit.

Les pertes dans les diélectriques sont particulièrement intéressantes à étudier, car elles permettent de classer les isolants au point de vue de leurs qualités en haute fréquence. Les pertes dans les diélectriques sont proportionnelles :

1° à la fréquence ;

2° au carré du champ électrique (en kilovolts par centimètre) ;

3° au volume du diélectrique (millimètres cubes) ;

4° à un coefficient A que nous appellerons *coefficient de pertes* et qui caractérise chaque diélectrique.

Le tableau ci-dessous, dû aux travaux du Professeur Mesny, peut être utilisé pour comparer, toutes choses égales d'ailleurs, les qualités des différents diélectriques. Plus A est petit, meilleur est le diélectrique :

| DIELECTRIQUES | A |
|------------------------|-----------|
| Mica | 0,5 à 1,2 |
| Quartz | 1 à 2,5 |
| Paraffines | 0,8 à 3 |
| Résines | 2,6 |
| Pyrex | 3,8 |
| Pétrole | 4,15 |
| Verre | 10 à 27 |
| Ebonite | 17 à 23 |
| Porecelaine | 23 |
| Soie | 30 |
| Carton presspalm | 66 |
| Caoutchouc | 77 |
| Bakélite | 85 |
| Bois | 60 à 700 |

Nous verrons dans le chapitre suivant une autre classification des diélectriques fondée sur l'angle de déphasage des condensateurs où ils sont utilisés.

Les considérations sur les qualités des diélectriques qui précèdent ne s'appliquent pas seulement au cas des bobines, mais encore à celui des condensateurs, et à toutes les circonstances où un conducteur dans lequel circule un courant haute fréquence est en contact avec un isolant, ce qui est la règle en T.S.F. (bornes, inverseurs, supports de lampes, etc.). C'est dans cet ordre d'idées de l'élimination des pertes que l'on a préconisé en radiotechnique l'emploi du quartz, qui est à l'ébonite ce que cette dernière est au bois.

CHAPITRE III

PERTES DANS UN CONDENSATEUR

De même que, pratiquement, la self pure n'existe pas, la capacité pure est une simple conception théorique ou une approximation le plus souvent insuffisante en pratique.

Un condensateur de capacité C équivaut en réalité à un condensateur accompagné d'une résistance R en série et d'une résistance R' en parallèle.

La résistance R représente les pertes dans le diélectrique, la résistance ohmique et apparente des connexions, des armatures et des joints (d'où la nécessité d'armatures en cuivre parfaitement jointes électriquement). Cette résistance R joue un rôle capital en haute fréquence.

La résistance R' représente les pertes dues à la décharge conductive (voir livre V, page 125) du condensateur à travers le diélectrique ou le long de sa surface. Cette résistance R' est en général négligeable en haute fréquence. D'ailleurs nous avons vu au livre VII, page 193, qu'une résistance parallèle peut se ramener à une résistance série.

Done, pratiquement, un condensateur C traversé par de la haute fréquence se représente par la figure VIII-2-5 (condensateur C et résistance R en série).

Au livre VII, page 192, nous avons expliqué qu'il se produit dans ce cas de la figure VIII-2-5 un déphasage entre le courant et la différence de potentiel appliquée. L'angle de déphasage φ est donné en valeur absolue par sa tangente

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{C\omega R}$$

ω étant la pulsation de la fréquence considérée.

La *puissance perdue*, absorbée dans le condensateur par les éléments constitutifs de R, éléments parmi lesquels les pertes dans le diélectrique jouent en pratique le rôle le plus considérable, s'écrit

$$P = EI \cos \varphi$$

d'après les règles élémentaires de l'expression de la puissance en courant alternatif, exposées au § 3, livre VII, page 200.

$\cos \varphi$ peut donc servir à exprimer les pertes dans le diélectrique d'un condensateur et s'appelle le *facteur de puissance* (sous-entendu *perdue*) *du diélectrique*.

Comme φ est, dans le cas des substances diélectriques utilisées en T.S.F. et en général dans la technique de la haute fréquence, un angle très peu

différent de $\frac{\pi}{2}$, on peut confondre le cosinus et la cotangente et écrire,

puisque la cotangente est égale à l'inverse de la tangente,

$$\cos \varphi = C\omega R$$

On remarquera et retiendra que $\cos \varphi$ est l'inverse du facteur Q du condensateur tel qu'il a été défini au § 2, livre VII, page 192.

On arrive ainsi à classer les diélectriques d'après le $\cos \varphi$ qu'ils donnent à un condensateur qu'ils équipent. Le diélectrique est d'autant meilleur au point de vue haute fréquence que $\cos \varphi$ est plus petit, c'est-à-dire que φ est

plus voisin de $\frac{\pi}{2}$. Cette manière d'estimer les qualités d'un diélectrique est

très en faveur en Allemagne et aux Etats-Unis ; $\cos \varphi$ est exprimé en centièmes (le fameux % si en faveur dans les pays anglo-saxons !).

Le tableau donne les facteurs de puissance de quelques diélectriques habituels pour une fréquence de 3.000 kc/s (longueur d'ondé de 100 mètres).

| DIELECTRIQUES | cos φ en % |
|--|--------------------|
| Quartz | 0,010 |
| Ultra-Calan | 0,010 |
| Calan | 0,017 |
| Mica | 0,028 |
| Frequenta | 0,030 |
| Calit | 0,037 |
| Stéatite | 0,18 |
| Isolantite | 0,18 |
| Mycalex | 0,18 |
| Porcelaine | 0,49 |
| Pyrex | 0,6 |
| Caoutchouc non vulcanisé | 0,61 |
| Verre à vitre | 0,9 |
| Mica avec attelles gomme laquées | 1,75 |
| Celluloïd | 5 |
| Bois (1) | 2 à 7 |
| Ardoise | 60 à 70 |

On retiendra les cos φ séduisants de diélectriques comme le quartz, le mica (sans gomme laque !) et quelques porcelaines spéciales comme l'ultra-calán, la frequenta et la calit.

Evidemment les conclusions de ce tableau sont les mêmes que celles du tableau de la page 256.

(1) Valeur la meilleure pour le tilleul d'Amérique, valeur la plus mauvaise pour le bouleau.

LIVRE XI

Redressement et filtrage d'un courant alternatif

CHAPITRE PREMIER

GENERALITES

Redresser un courant alternatif, c'est transformer ce courant en un courant tel que sa valeur moyenne pendant une période soit différente de zéro.

La représentation graphique d'un courant alternatif est, nous l'avons vu, donnée par la figure XI-I-1, dans laquelle Ot représente la période et E_0 la

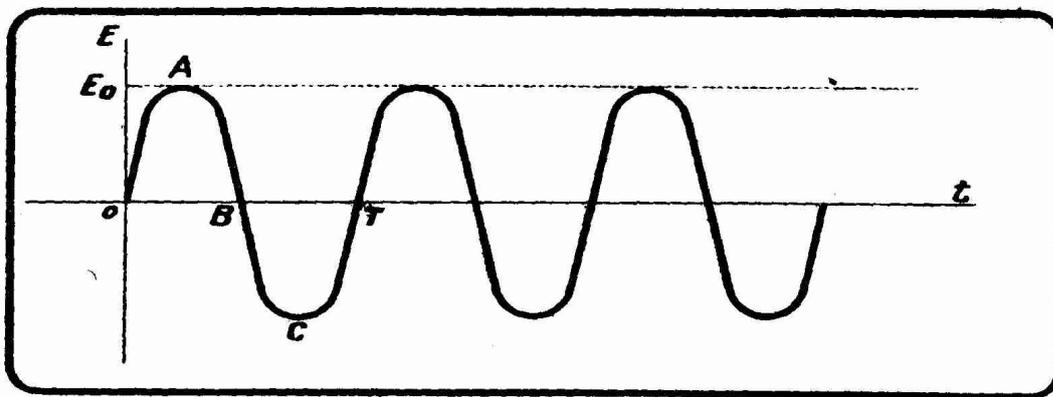


FIG. XI-I-1. — Représentation graphique d'une tension alternative de valeur maximum E_0 .

valeur maximum de la force électromotrice. Nous avons dit également que cette valeur maximum était déduite de la valeur efficace donnée par les appareils de mesure du deuxième degré, en multipliant cette force électromotrice efficace par $\sqrt{2}$.

On voit qu'un tel courant alternatif ne pourrait être utilisé pour recharger des accumulateurs, par exemple ; si, en effet, pendant une demi-période, l'accumulateur se charge bien dans un sens (courbe OAB), il est parcouru par un courant égal et de sens contraire (courbe BCT) pendant la demi-période suivante. Pour recharger des accumulateurs sur alternatif, il faut donc agir sur ce courant de manière soit à supprimer une alternance sur deux, par exemple supprimer les alternances situées au-dessous de l'axe des temps Ot de la figure XI-I-1 et obtenir la représentation de la figure XI-I-2, soit à « redresser » les alternances telles que BCT et obtenir la représentation de la figure XI-I-3.

La figure XI-I-2 correspond à ce que l'on appelle l'utilisation d'une seule alternance, la figure XI-I-3 à l'utilisation des deux alternances.

Dans les deux cas, nous avons affaire à un courant toujours de même sens, mais non rigoureusement continu. Dans le cas de la recharge des accumulateurs, ce courant peut être sans aucune espèce d'inconvénient utilisé tel

quel à la sortie du redresseur (rechargeur d'accumulateurs), mais si l'on veut un courant redressé rigoureusement continu (1), c'est-à-dire représenté gra-

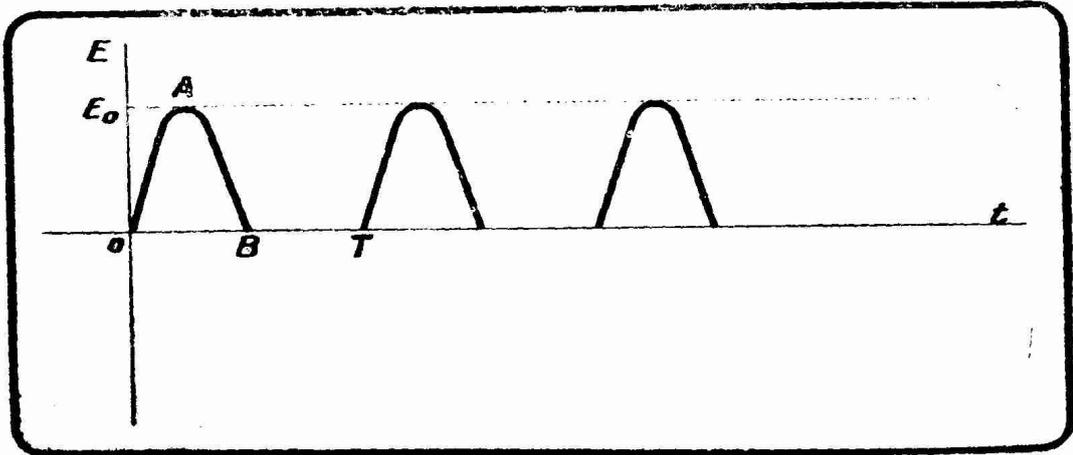


FIG. XI-1-2. — Utilisation d'une seule alternance.
Représentation graphique de la tension redressée.

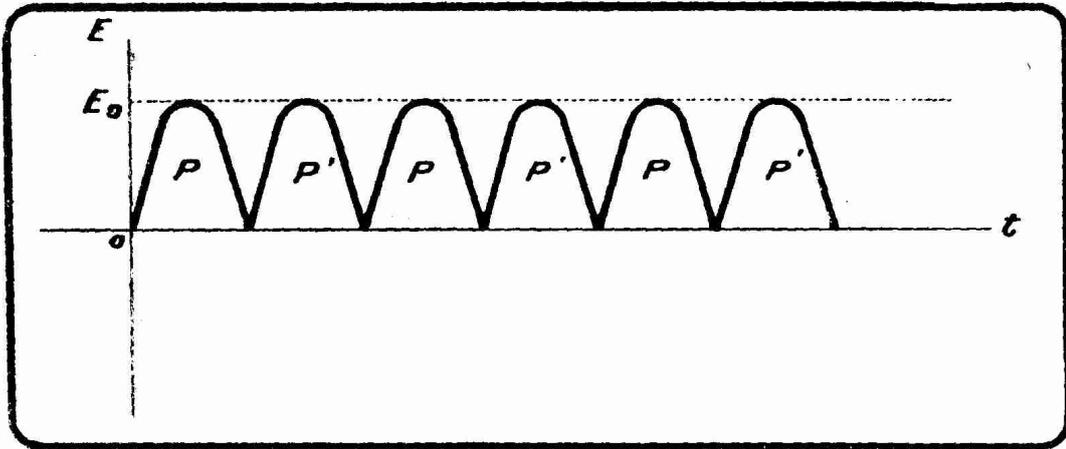


FIG. XI-1-3. — Utilisation des deux alternances.
Représentation graphique de la tension redressée.

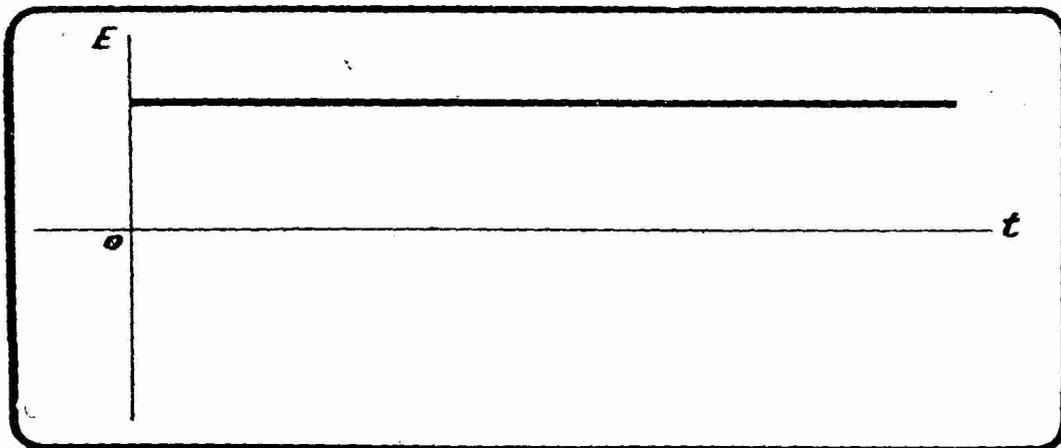


FIG. XI-1-4. — Représentation graphique d'une tension rigoureusement continue.

phiquement par une droite parallèle à l'axe des temps (fig. XI-1-4), il est nécessaire de faire subir au courant redressé un traitement spécial que l'on appelle le *filtrage*.

(1) Cas de l'alimentation des circuits d'anode d'un poste émetteur ou récepteur.

CHAPITRE II

QUELQUES METHODES DE REDRESSEMENT

§ 1. — Montages redresseurs.

Les montages redresseurs sont caractérisés par le fait que si l'on applique à leur entrée une différence de potentiel affectant la forme de la figure XI-1-1, on dispose à leur sortie de courants redressés ayant la forme des figures XI-1-2 ou XI-1-3.

Le redressement se réduit à l'utilisation rationnelle de dispositifs tels que le courant ne puisse les traverser que dans un certain sens, c'est-à-dire de dispositifs présentant ce que l'on appelle une *conductibilité unilatérale*.

1° Utilisation d'une seule alternance :

Si nous montons (fig. XI-1-1) un tel dispositif D dans le secondaire d'un transformateur T — dit transformateur d'attaque (1) — de force électromotrice efficace E et que ce dispositif D ne puisse être traversé que par un courant ayant le sens de la flèche f, la force électromotrice disponible aux bornes A et B sera représentée graphiquement par une courbe de la forme de la figure XI-1-2.

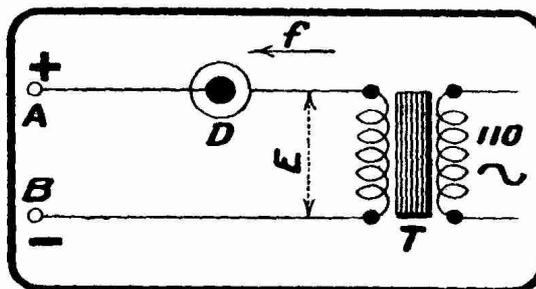


FIG. XI-1-1. — Montage redresseur utilisant une seule alternance.

Le montage de la figure XI-1-1 donne un courant redressé de la forme de la figure XI-1-2, forme qui ne correspond pas à de bonnes possibilités de filtrage ; d'autre part, le secondaire est parcouru par une composante continue qui sature le noyau magnétique et diminue considérablement le rendement de la transformation.

2° Utilisation des deux alternances ; doubleur d'intensité :

Le montage de la figure XI-1-2 comporte deux dispositifs D. Il donne un courant redressé plus facile à filtrer, de la forme de la figure XI-1-3, et, l'action saturante des composantes continues se retranchant dans les moitiés du secondaire, le rendement du transformateur d'attaque est nettement amélioré. Ce montage est dit *doubleur d'intensité* parce que son débit est égal au double du débit maximum autorisé dans un des dispositifs D.

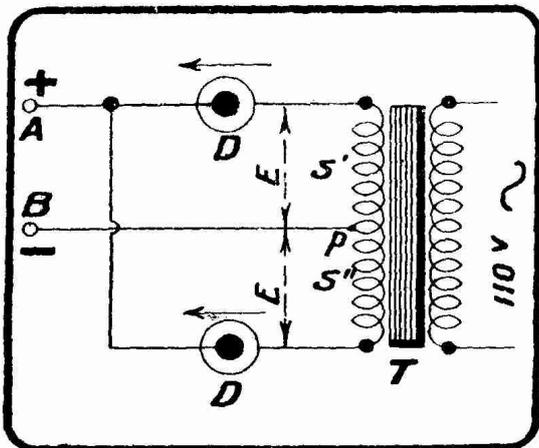


FIG. XI-1-2. — Montage redresseur doubleur d'intensité.

Le secondaire du transformateur T est partagé en deux parties égales par une prise médiane p. Chacune de ces parties S' et S'' donne la tension efficace E que l'on désire redresser. Tout se passe comme si l'on avait deux transformateurs dont les enroulements secondaires seraient mis en parallèle et *en opposition* sur les bornes A et B et si, en série avec chacun de ces

(1) Le transformateur d'attaque T joue un rôle capital. Il sert non seulement à fournir la tension d'entrée E exigée par le redressement, mais encore à isoler le redresseur et le circuit d'utilisation qui lui fait suite (poste de T. S. F. dans les applications qui nous intéressent) du secteur alternatif. A noter sa suppression dans les récepteurs « universels » dits récepteurs « tous courants ».

secondaires, était un dispositif D ne laissant passer le courant que dans un certain sens.

Lorsque le dispositif D du secondaire S' laisse passer le courant, le dispositif D du secondaire S'' l'arrête, on dispose alors entre les bornes A et B d'une des alternances P (fig. XI-1-3) par exemple. Inversement, lorsque le dispositif D du secondaire S' arrête le courant, le dispositif D de S'' le laisse passer, on dispose entre les bornes A et B de l'une des alternances P'. On a donc toujours disponible entre A et B une alternance, cette alternance est toujours de même sens. Nous avons bien utilisé les deux alternances du courant : tout se passe comme si l'une des alternances était transmise sans modification et l'autre redressée. La tension disponible entre A et B a pour valeur $E\sqrt{2}$ en supposant que l'on monte un condensateur de forte capacité en AB.

Le montage de la figure XI-1-2 nécessite un transformateur donnant au secondaire le double de la tension efficace E demandée. On a, en somme, affaire à un transformateur de tension secondaire 2E et à prise médiane. Cela peut présenter des inconvénients pratiques dans le cas de E élevé (4.000 volts par exemple), la tension 2E se trouvant appliquée sur l'ensemble des dispositifs D pour lesquels des précautions d'isollements spéciales deviennent nécessaires.

3° Utilisation des deux alternances ; doubleur de tension :

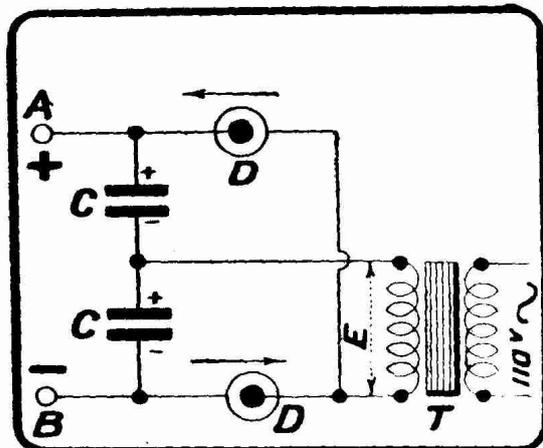


FIG. XI-1-3. — Montage redresseur doubleur de tension.

Pour éviter l'emploi d'un transformateur à haute tension secondaire et bénéficier néanmoins des avantages que présente l'utilisation des deux alternances, on peut réaliser le montage de la figure XI-1-3, dû à l'ingénieur français Marius Latour et appelé quelquefois montage *doubleur de tension* (1) ; en effet, lorsque certaines conditions de capacité des condensateurs C sont réalisées, on dispose entre A et B d'une tension approximativement double de la tension efficace E du secondaire (2). Le mécanisme d'après lequel le montage fonctionne s'explique de la manière suivante : chacune des alternances charge un des condensateurs C placés en série. La tension aux bornes A et B de l'ensemble de ces deux condensateurs est égale à la somme des tensions

de chacun des condensateurs. On conçoit donc que la tension soit doublée entre A et B. Toutefois, l'effet de doublage ne se produit en charge, c'est-à-dire lorsque l'on utilise la tension disponible entre A et B, que si les deux condensateurs C ont une capacité suffisante. La valeur exacte de C est une question de constante de temps du circuit d'utilisation. Pour du 50 périodes et pour des débits normaux en T.S.F. de l'ordre de 50 à 150 mA, C varie entre 8 et 20 microfarads. Ces valeurs doivent être doublées quand on passe du 50 au 25 périodes. Si ces deux condensateurs C ont chacun 2 μF , le montage de la figure XI-1-3 fonctionne le plus souvent comme celui de la figure XI-1-2, c'est-à-dire sans effet de doublage de tension. Dans le montage de la figure XI-1-3, le débit ne doit pas dépasser le débit maximum autorisé pour un des dispositifs D. Le transformateur T doit être capable de fournir un débit égal au triple du débit demandé entre A et B, afin de satisfaire aux courants instantanés de charge des condensateurs C (en application de ce principe, voir tableau II, à la fin du paragraphe 2 de ce chapitre, page 273).

(1) Les Allemands appellent ce montage le montage Greinacher.

(2) Exactement $2E\sqrt{2}$, car chaque condensateur C se charge aux « pointes » de tension, autrement dit aux tensions maxima $E\sqrt{2}$.

Le montage doubleur de tension de la figure XI-1-3 est très généralement utilisé pour les besoins de la radiologie.

4° *Utilisation des deux alternances ; montage en pont de Wheatstone :*

Un montage doubleur d'intensité très intéressant, utilisant les deux alternances et ne nécessitant pas de transformateur de tension secondaire $2E$, est le montage en pont de Wheatstone ⁽¹⁾ de la figure XI-1-4. Il nous faut ici quatre dispositifs D , ce qui évidemment augmente la complication et le prix du montage. Le montage en pont de la figure XI-1-4 est très employé dans la pratique des redresseurs secs à basse tension.

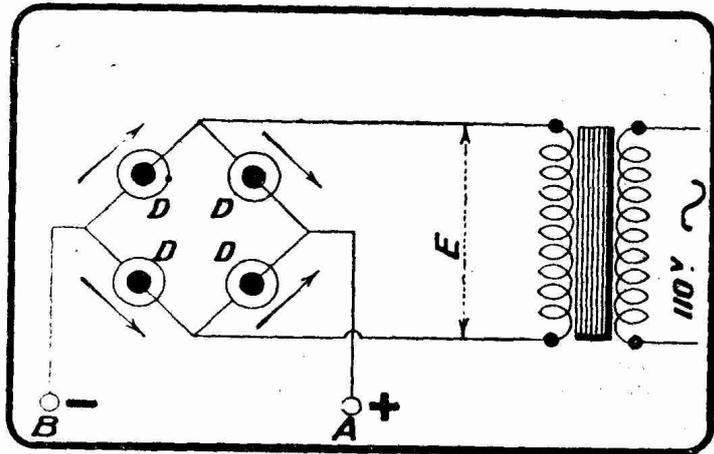


FIG. XI-1-4. — Montage redresseur dit en pont de Wheatstone. C'est un montage redresseur doubleur d'intensité.

La figure XI-1-15, qui a été très populaire parmi les amateurs américains, combine les avantages du doublage d'intensité du montage en pont de la figure XI-1-4 à ceux du doublage de tension du montage de la figure XI-1-3.

Ce montage *doubleur de tension et doubleur d'intensité* met en œuvre quatre dispositifs D montés en pont et un transformateur d'attaque à prise médiane au secondaire. Les remarques faites à propos des condensateurs C de la figure XI-1-3 tiennent pour les condensateurs C de la figure XI-1-5. La tension aux bornes A et B de ce montage est moins sensible aux variations de débit, du fait de sa plus faible résistance interne.

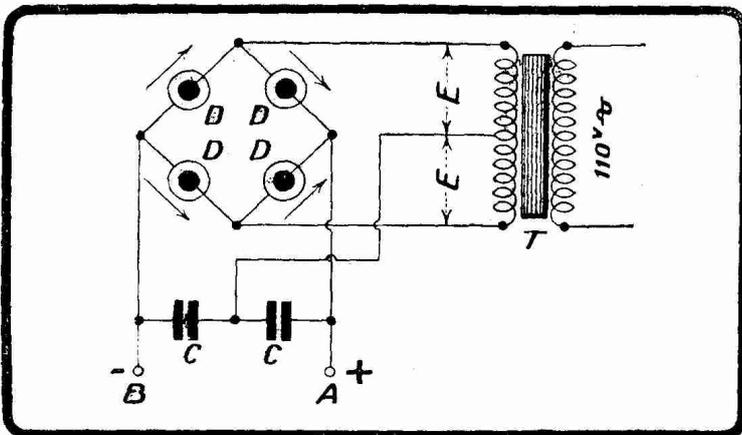


FIG. XI-1-5. — Montage redresseur en pont de Wheatstone fonctionnant à la fois en doubleur d'intensité et en doubleur de tension.

« tous courants » habituels), XI-1-2 (postes secteur alternatif habituels) et XI-1-3 (postes « tous courants » à doublage, dans le cas de l'alternatif).

§ 2. — Dispositifs redresseurs.

Nous venons de passer en revue cinq montages « redresseurs » permettant de transformer un courant alternatif en un courant toujours de même sens, présentant une valeur moyenne différente de zéro pendant la durée d'une période. Cette transformation se fait, nous l'avons vu, à l'aide de certains dispositifs « D ». Quels sont donc les dispositifs D à utiliser ?

Il existe plusieurs genres de tels dispositifs D présentant une conductibilité unilatérale, c'est-à-dire ne laissant passer le courant que dans un sens bien déterminé. Nous n'étudierons ici que les types principaux.

(1) Dit, par les Allemands, montage Graetz.

1° *Soupape électrolytique.* — Depuis la fin du siècle dernier, on sait que si l'on plonge dans une solution de phosphate d'ammonium (100 g par litre d'eau distillée) une électrode de plomb et une électrode d'aluminium, le courant ne peut traverser cette *cuve électrolytique* que dans le sens plomb-aluminium (soupape Pollak, 1897). C'est un fait physique à propos duquel diverses théories ont été émises. La plus simple de ces théories explique l'effet redresseur par l'apparition d'une gaine isolante d'alumine (Al_2O_3) autour de l'électrode d'aluminium lorsque cette électrode est positive et par la disparition de cette gaine lorsque cette électrode est négative. C'est la gaine qui s'oppose au passage du courant dans le sens aluminium-plomb. Dans une telle soupape électrolytique, le courant ne peut passer que dans un seul sens, le sens plomb-aluminium (1). Nous pouvons donc utiliser la soupape électrolytique comme « dispositif D » dans l'un quelconque des montages des figures XI-1-1 et suivantes.

L'intensité maximum du courant qui peut traverser une soupape est fonction de la surface des lames d'aluminium. On admet une densité de courant de 1 ampère par décimètre carré d'aluminium.

Une soupape électrolytique doit être « formée » avant d'être utilisée dans les conditions de fonctionnement normal. Pour cela, on diminue la tension aux bornes de la soupape en insérant dans le primaire du transformateur d'attaque un pont de lampes qui limite la tension secondaire.

Une soupape électrolytique fonctionnant à pleine charge montre dans l'obscurité des scintillations au sein de son électrolyte. Ces scintillations sont la preuve d'un bon fonctionnement ; mais à la limite de la saturation, la température de l'électrolyte ne doit pas dépasser 40°. Au delà, le courant inverse devient important.

Il faut savoir que la tension maximum à appliquer aux bornes d'une soupape électrolytique est de l'ordre de 100 volts. Lorsqu'il s'agira donc de redresser une tension efficace E supérieure à 100 volts, on placera en série autant de soupapes que la tension E contient de fois 100 volts. Lorsqu'il s'agit

(1) Cela n'est pas rigoureusement exact. La soupape électrolytique n'est pas, en effet, un redresseur parfait, en ce sens qu'elle laisse passer une certaine proportion de courant inverse. Au lieu que le courant redressé présente la forme d de la figure XI-1-2, il affecte celle de la figure XI-2-1, dans laquelle les alternances a , b , c , etc. correspondent au courant inverse (sens aluminium-plomb) qui, théoriquement, ne devrait pas exister.

Nous avons sous les yeux une soupape électrolytique placée en série avec une résistance et un milliampèremètre. Si nous appliquons aux bornes du circuit ainsi formé une différence de potentiel continue de 80 volts de telle façon que le courant passe dans le sens plomb-aluminium, le milliampèremètre indique un courant de 200 mA ; si nous inversons le branchement de la batterie de 80 volts de telle sorte que le courant passe dans le sens aluminium-plomb, le milliampèremètre dévie de 8,2 mA. Ces 8,2 mA correspondent à un courant inverse. On remarquera que ce courant inverse est d'environ

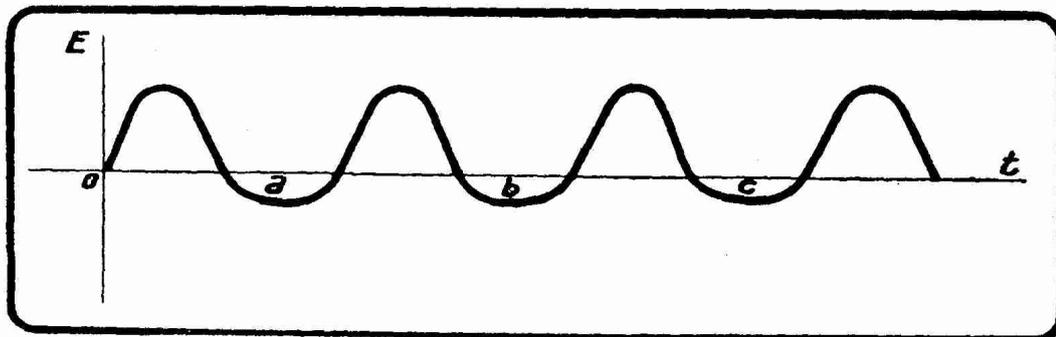


FIG. XI-2-1. — Tension redressée obtenue par un redresseur électrolytique présentant un courant inverse notable.

le vingt-cinquième du courant principal dans le cas de la soupape considérée et sous 80 volts. L'existence du courant inverse, plus faible que le courant direct, n'empêche pas la soupape de fonctionner en redresseur, mais elle tend à diminuer la valeur moyenne du courant redressé, ainsi que le rendement de la soupape lorsque, par exemple, on l'utilise à la recharge d'accumulateurs.

Un tel courant inverse ne s'observe pas avec des valves à deux électrodes.

de soupapes de petites dimensions. il y a intérêt à prendre beaucoup moins de 100 volts comme tension maximum, par exemple 40-50 volts. Les dispositifs D dont il a été question tout à l'heure seront donc constitués, suivant les cas, par deux, trois, quatre, etc., soupapes électrolytiques en série. Pour redresser 1.000 volts, par exemple, avec le dispositif de la figure XI-1-2, il faut deux groupes de soupapes contenant chacun une vingtaine d'éléments.

La soupape électrolytique convient pour le redressement des fréquences habituelles de 25, 42 ou 50. Pour les fréquences de l'ordre de 600, son fonctionnement est moins bon, car elle présente une capacité interne très forte

correspondant à une capacité $\frac{1}{2\pi fC}$ faible pour $f = 600$. Il en résulte une

absorption non négligeable de courant inverse et, par suite, un moins bon rendement (diminution de la valeur moyenne du courant redressé).

D'autres soupapes ont été proposées, en particulier la soupape plomb-tantale et la soupape plomb-silicium, qui utilisent toutes deux comme électrolyte de l'acide sulfurique à 22° B contenant des traces de sulfate de fer.

NOTE SUR LES CONDENSATEURS ÉLECTROLYTIQUES. — L'effet de capacité électrolytique se produit dans des ensembles constitués par deux électrodes métalliques plongeant dans un électrolyte dont la composition varie suivant le constructeur (en général phosphate d'ammonium ou borax). Cet effet est dû à la création autour de l'anode (cette anode est généralement en aluminium) d'une couche d'oxygène (1), couche « gazeuse » qui joue le rôle de diélectrique. Comme ce diélectrique est très mince, il en résulte que le condensateur constitué par l'électrode, la couche gazeuse et l'électrolyte est de capacité extrêmement élevée : environ 0,7 à 1 μF par cm^2 d'anode.

L'épaisseur de la couche gazeuse qui constitue autour de l'anode le diélectrique du condensateur électrolytique est de l'ordre de 1/10 de micron (le micron est le millième du mm). Cette épaisseur est d'autant plus grande que la tension de formation appliquée aux bornes du condensateur est plus forte ; si l'on élève la tension, des scintillations se produisent autour des électrodes, puis le courant passe sous forme d'effluves, enfin, si l'on augmente la tension, la gaine gazeuse est percée et l'électrolyse se produit ; si l'on diminue ensuite la tension, la gaine gazeuse (diélectrique) se reforme et l'effet de capacité réapparaît.

Le condensateur est « self-healing », comme disent les Anglo-Saxons, c'est-à-dire se « guérit » de lui-même, se remet de lui-même en état normal de fonctionnement. Les condensateurs électrolytiques basse tension existant actuellement sur le marché sont destinés à supporter au plus une quinzaine de volts ; normalement, ils doivent subir une différence de potentiel de 4 volts ; la marge de sécurité est donc très satisfaisante.

Un condensateur électrolytique étant soumis, avant d'être livré aux magasins de vente, à une « formation » spéciale, présente une borne + et une borne -. Il y a lieu de respecter scrupuleusement cette polarité, sous peine de destruction de la valve précédant le condensateur.

A chaque mise en service du condensateur, les conditions normales de fonctionnement ne sont pas instantanément atteintes.

Lorsqu'on applique brusquement, et dans le sens de sa polarité normale, la tension sur un condensateur électrolytique au repos, sa résistance interne part d'une valeur relativement faible et croît rapidement (en quelques dizaines de secondes) jusqu'à atteindre la valeur correspondant à la consommation propre de l'appareil (2).

Cette consommation propre varie, suivant les appareils, entre 0,5 et 10 mA.

Par suite de leur consommation propre, les condensateurs électrolytiques ne tiennent pas la charge statique comme un condensateur au papier. C'est pourquoi on ne saurait utiliser un condensateur électrolytique dans un montage redresseur doubleur de tension du type de la figure XI-1-3 ou de la figure XI-1-5, montages mettant en œuvre les charges et décharges successives de deux condensateurs montés en série.

Les condensateurs électrolytiques du commerce sont, soit à électrolyte immobilisé (de telle sorte que ces appareils se présentent sous la forme d'un bloc hermétique, pouvant être placé dans toutes les positions et ne présentant aucun risque de suintement : d'où l'appellation de condensateur électrolytique « sec »), soit à électrolyte libre, mais enclos dans un récipient étanche.

Les condensateurs électrolytiques peuvent se classer en trois groupes :

1° Les condensateurs électrolytiques à très basse tension (4 à 12 volts) qui présen-

(1) Cet oxygène est inclus dans la couche d'alumine poreuse qui existe autour de l'anode d'aluminium.

(2) Cette consommation propre du condensateur électrolytique correspond au courant inverse de ce condensateur considéré comme simple clapet électrolytique.

lent des capacités formidables de 1.000, 2.000, 4.000 et même 10.000 microfarads sous des volumes très réduits de l'ordre de celui d'un condensateur au papier de $10 \mu\text{F}$ essayé à 1.000 volts. Ces condensateurs sont d'ordinaire à électrolyte immobilisé ; on les emploie dans les blocs redresseurs-filtreurs 2, 4 et 6 volts ;

2° Les condensateurs électrolytiques à basse tension (20 à 50 volts) qui présentent des capacités de l'ordre de 10 à $50 \mu\text{F}$. Ces condensateurs, de la taille d'un pouce moyen, sont en général à liquide immobilisé ; on les utilise pour shunter les résistances de polarisation ;

3° Les condensateurs électrolytiques à tension moyenne (100 à 150 volts) qui présentent des capacités de l'ordre de 20 à $100 \mu\text{F}$. Ces condensateurs sont utilisés dans les filtres des postes « tous courants » ;

4° Les condensateurs électrolytiques à haute tension (400 à 600 volts) qui présentent des capacités de 6 à 16 microfarads sous des volumes beaucoup plus réduits que ceux de condensateurs au papier de même capacité. Ces condensateurs, primitivement à électrolyte libre, se font de plus en plus dans le type à électrolyte immobilisé. On les emploie dans les filtres haute tension des postes secteur alternatif modernes.

Tous ces condensateurs peuvent s'échauffer légèrement ⁽¹⁾ en service prolongé sans autre inconvénient qu'une petite augmentation de la consommation propre.

« Autopsions » le condensateur électrolytique sec basse tension d'une marque connue.

A l'intérieur d'un carter métallique, calé à l'aide d'une demi-douzaine de cartons de 1,5 à 2 mm d'épaisseur et noyé dans du brai, se trouve enroulé sur lui-même et protégé par des bandes de papier buvard et de toile cirée, un ruban de 4 mètres de long sur 10 cm de large.

Ce ruban est constitué par cinq rubans superposés collés les uns sur les autres dans l'ordre ci-dessous :

- Un ruban de papier parchemin ;
- Un ruban de papier d'aluminium de 9 cm de large ;
- Un ruban de papier parchemin ;
- Un ruban de papier d'étain de 9 cm de large ;
- Un ruban de papier parchemin.

Le ruban d'aluminium constitue l'électrode positive, le ruban d'étain l'électrode négative.

Les rubans de papier sont imprégnés d'une matière grasse qui retient l'électrolyte.

On voit que ce condensateur électrolytique est constitué « mécaniquement » absolument comme un condensateur ordinaire au papier, à ces différences près que le papier est imprégné de la substance jouant le rôle d'électrolyte et que les armatures sont en métal différent (aluminium-étain).

Considérons maintenant un condensateur électrolytique haute tension, à liquide libre pour fixer les idées. Un condensateur de ce genre se présente sous la forme d'une cartouche métallique (condensateur tubulaire) servant d'électrode négative (cathode) fermée hermétiquement par une rondelle isolante d'où émerge une prise centrale correspondant à l'électrode positive (anode), laquelle est une spirale d'aluminium oxydé de la plus grande surface possible et plongeant dans l'électrolyte contenu dans

la cartouche cathode (en agitant le condensateur on entend l'électrolyte liquide). Ces condensateurs se fixent verticalement, la borne de prise d'anode en bas.

Il faut avoir grand soin de ne jamais faire traverser un condensateur électrolytique par un courant alternatif.

2° Lampes à deux électrodes. — Nous avons vu que l'espace filament-plaque de la lampe équipée pour l'expérience d'Edison ne pouvait être traversé par un courant que lorsque ce courant avait le sens plaque-filament, c'est-à-dire lorsque la plaque était portée à un potentiel supérieur à celui du filament.

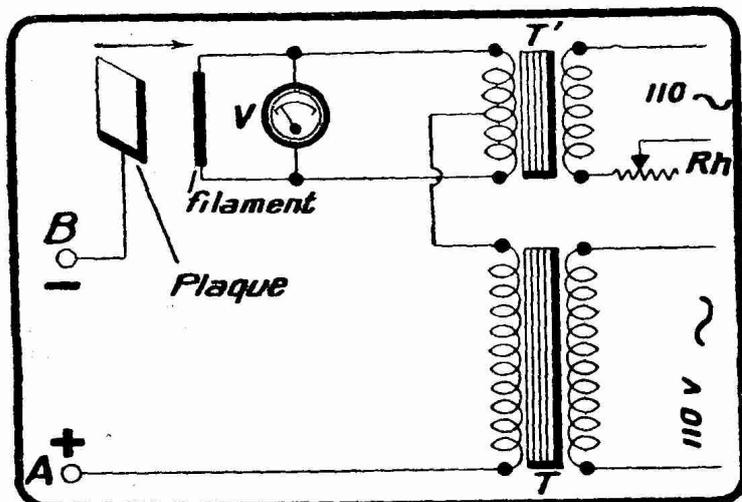


FIG. XI-2-2. — Montage d'une valve (diode) avec un transformateur de chauffage à prise médiane.

(1) La température de l'appareil ne doit pas cependant dépasser une quarantaine de degrés.

Une lampe comportant un filament (ou cathode) porté à l'incandescence et une plaque (valve ou lampe diode) peut donc constituer un dispositif D. Le filament sera chauffé sur alternatif au moyen d'un transformateur abaisseur T' à prise médiane, indépendant du transformateur d'attaque T , si l'on désire pouvoir agir sur le chauffage. Dans le cas de l'utilisation d'une seule alternance, on réalise le montage de la figure XI-2-2 qui correspond au montage-type de la figure XI-1-1.

La prise médiane du transformateur T' n'est pas absolument nécessaire ; si le filtre qui est conjugué avec le redresseur est bon, on obtiendra, néanmoins, du continu en effectuant la prise sur une extrémité du secondaire de T' .

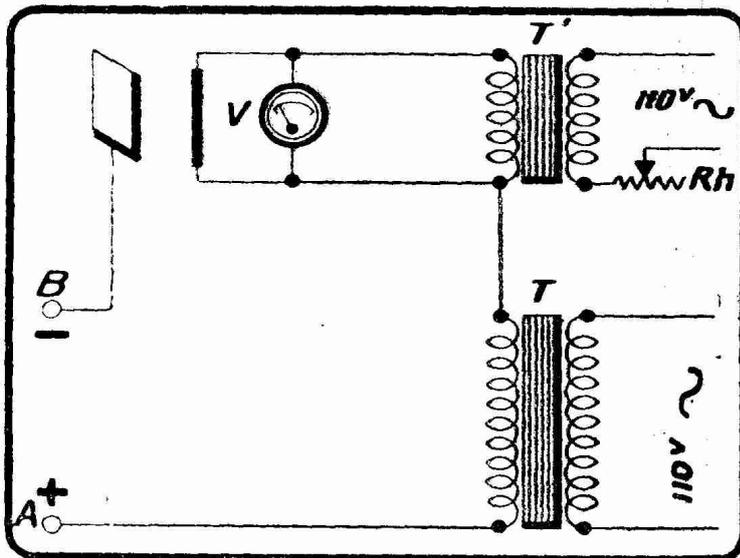


FIG. XI-2-3. — Montage d'une valve (diode) avec un transformateur de chauffage sans prise médiane.

La figure XI-2-3 représente le même montage, mais avec un transformateur de chauffage de la lampe ne comportant pas de prise médiane.

Si l'on veut utiliser les deux alternances par application du montage de la figure XI-1-2, par exemple, on obtient la réalisation de la figure XI-2-4, dans laquelle la prise médiane n'est pas obligatoire sur le secondaire du transfor-

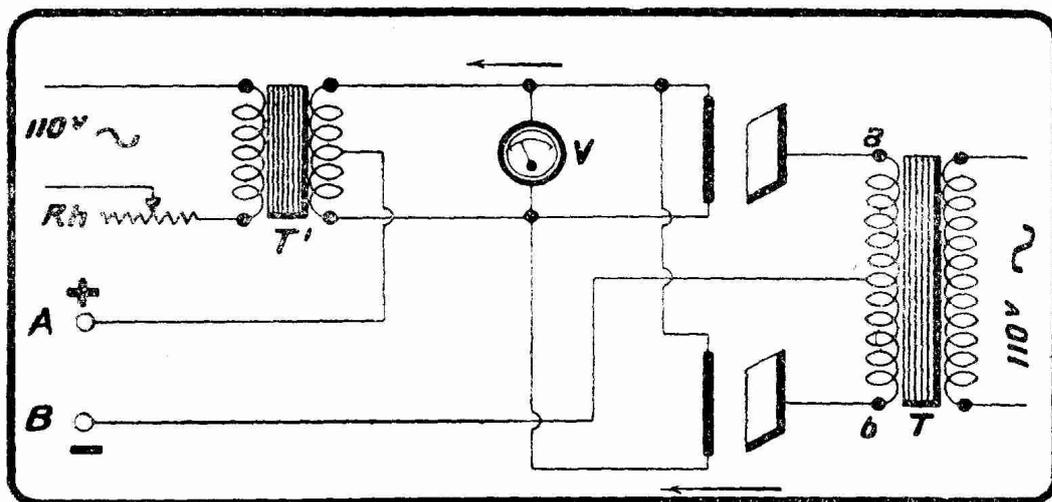


FIG. XI-2-4. — Utilisation de deux valves (diodes) ou d'une valve biplaque, pour la réalisation du montage de la figure XI-1-2.

mateur de chauffage T' . Dans le cas de petites puissances (alimentation plaque de récepteurs, d'amplificateurs ou d'émetteurs QRP) cette figure XI-2-4 peut être réalisée très simplement avec des valves biplaques. Ces valves comportent deux systèmes filament-plaque dans la même ampoule. Les deux plaques sont réunies respectivement aux bornes a et b du transformateur d'attaque T . Les deux filaments sont montés en parallèle.

Dans ces montages des figures XI-2-2, XI-2-3 et XI-2-4, il est parfois bon de pouvoir régler la tension secondaire de T' à l'aide d'un rhéostat Rh placé sur le primaire et de contrôler cette tension à l'aide d'un voltmètre V .

Dans la pratique actuelle, les transformateurs T et T' sont constitués par un seul transformateur à deux secondaires : un secondaire basse tension et un secondaire haute tension. Il n'est pas question alors de rhéostat Rh.

L'isolement entre primaire et secondaire des transformateurs T' doit évidemment être prévu pour la tension maximum secondaire des transformateurs T.

Lorsque la lampe à deux électrodes est bien vidée, on est en présence d'un *kénotron* (1) : les charges négatives transportées du filament à la plaque et qui assurent la conductibilité unilatérale de l'appareil, sont uniquement constituées par les électrons qu'émet le filament. Ces lampes diodes à vide poussé peuvent supporter entre filament et plaque des tensions très élevées, mais les débits sont relativement faibles (par exemple 2.000 volts, 200 milliampères). Il existe des kénotrons pour toutes tensions de 100 à 25.000 volts dans les types courants. Pour les besoins de la radiologie, on a mis au point des kénotrons redressant 300.000 volts.

Lorsque l'ampoule de la lampe à deux électrodes contient un gaz ou une vapeur (2) on est en présence d'une *valve à ionisation*, de ce que la GEC USA appelle un *phanotron* (3). Dans ces valves, le rôle de l'ionisation par choc des molécules du gaz ou de la vapeur diffère suivant que l'on a affaire à un phanotron à basse pression ou à un phanotron à haute pression. L'ionisation se manifeste par une lueur (4) plus ou moins importante entourant le filament et pouvant envahir dans certains cas toute l'ampoule.

Les valves à ionisation, nous venons de le faire pressentir, se classent en deux groupes : les phanotrons à haute pression et les phanotrons à basse pression. Voici quelques détails sur ces valves :

Dans le premier groupe — dont le type le plus représentatif est la valve Tungar — l'ampoule contient une atmosphère relativement dense d'argon (pressions comprises entre 3 et 6 centimètres de mercure). La présence de cet argon à pression relativement haute, protège le filament (cathode) contre une évaporation trop rapide. Cela offre un très gros intérêt dans le cas, qui tend de plus en plus à se répandre, d'une cathode à oxyde. D'autre part, l'ionisation par choc des atomes d'argon produit des électrons et des ions positifs qui contribuent à augmenter le courant filament-anode dans de grandes proportions : les valves Tungar peuvent débiter plusieurs ampères. Par contre la pression de l'argon est trop grande pour permettre de fortes tensions plaques : il ne faut pas en général dépasser 80 volts sur la plaque d'une valve Tungar. La valve Tungar est très utilisée pour la recharge des batteries d'accumulateurs de basse tension (4, 6, 12 volts).

(1) Du grec *kenos*, qui veut dire vide. On l'appelle simplement valve ou tube redresseur à l'heure actuelle.

(2) On peut désirer savoir quelle est la différence entre un gaz et une vapeur.

Lorsque l'on se livre à des expériences de liquéfaction des matières gazeuses par variations de pression à diverses températures, on observe qu'il existe pour chaque corps une température, dite *température critique* ou *point critique*, au-dessous de laquelle le gaz est liquéfiable à une pression suffisante et au-dessus de laquelle l'état liquide ne peut exister, quelle que soit la pression.

Au-dessous de la température critique, un corps à l'état gazeux s'appelle une *vapeur* : il est liquéfiable.

Au-dessus de la température critique, un corps à l'état gazeux s'appelle un *gaz* : il n'est pas liquéfiable.

Une vapeur peut coexister, coexister même, en général, avec son liquide ; il n'en est pas de même d'un gaz, dont l'existence exclut celle du liquide.

Ainsi le mercure, qui est liquide à la température ordinaire, émet à cette température une vapeur lorsque la pression est suffisamment basse. Le point critique du mercure est de + 1.650° centigrades. Au-dessus de cette température, et quelle que soit la pression, on se trouve en présence du gaz mercure. Dans les phanotrons on a affaire à la vapeur de mercure, car jamais la température n'atteint 1.650° dans ces appareils.

L'argon, par contre, est un gaz à la température ordinaire. Son point critique est de — 122°. Ce n'est qu'au-dessous de cette température qu'il est possible de le liquéfier (température de liquéfaction — 185°), donc de faire apparaître sa vapeur.

(3) Du grec *phanos*, qui veut dire lumineux. En effet, l'ionisation « illumine » l'ampoule d'un phanotron.

(4) Lorsqu'une telle lueur apparaît dans un kénotron, on dit que le kénotron « efflue » : son vide n'est pas assez poussé ; la valve doit alors être rejetée ou utilisée à tension d'anode réduite.

Dans le second groupe, l'ampoule contient une atmosphère de gaz ou de vapeur (vapeur de mercure, par exemple) à basse pression (pression de l'ordre de 1 à 100 millièmes de mm de mercure). L'ionisation de ce gaz contribue, dans une certaine mesure, à augmenter le courant plaque, qui peut atteindre l'ampère, mais a surtout pour effet de neutraliser l'effet dit de charge spatiale dont nous étudierons le mécanisme de formation plus loin. De cette neutralisation résulte une très faible résistance interne et une chute de tension constante et très petite (quelques volts) entre filament et plaque.

La faiblesse de la pression permet ici d'appliquer sur la plaque des tensions élevées : 1.000 volts dans le cas de la valve à vapeur de mercure GU1 Gecco-valve, 3.000 volts dans celui du phanotron allemand Wehnelt-Donath.

Ces valves à basse pression sont de plus en plus fréquemment utilisées dans la pratique de la transformation du courant alternatif en courant continu (alimentation anodique des récepteurs de T.S.F., amplificateurs phonographiques, postes émetteurs d'amateurs).

Kénotrons et valves à vapeur de mercure seront étudiés plus en détails dans la partie T.S.F. proprement dite.

3° *Lampes sans filament.* — Lorsque l'on met en présence dans une atmosphère raréfiée de gaz inerte (gaz rare de l'air, comme l'argon, le néon, l'hélium, etc.) une pointe métallique et une plaque, on constate que le courant passe dans le sens pointe-plaque et non dans le sens plaque-pointe : autrement dit, la pointe sert d'anode et la plaque de cathode (fig. XI-2-5). C'est l'effet Villard.

On peut, pour obtenir des débits plus élevés, remplacer la « pointe » par une tige mince placée suivant l'axe d'un cylindre allongé servant de « plaque ». Le cylindre est la cathode et la tige l'anode.

C'est une disposition de ce genre qui est utilisée dans les lampes de redressement dites sans filament (lampes Raytheon, dues à C. G. Smith) qui ont fait leur apparition sur le marché français en octobre 1926. Ces lampes comportent dans une atmosphère de néon ou d'hélium, gaz facilement ionisables, une double plaque et deux tiges, ce qui permet de réaliser très simplement le dispositif redresseur de la figure XI-1-2. La tension E du transformateur T de cette figure XI-1-2 était, pour le modèle primitif de ces lampes, de 250 volts. Ces redresseurs donnaient après filtrage les 120 ou 150 volts nécessaires à l'alimentation des plaques des postes récepteurs à lampes batteries de l'époque.

A l'heure actuelle, certains types américains de lampes sans filament débitent jusqu'à 350 milliampères, ainsi que le montre la liste ci-dessous des lampes sans filament Raytheon.

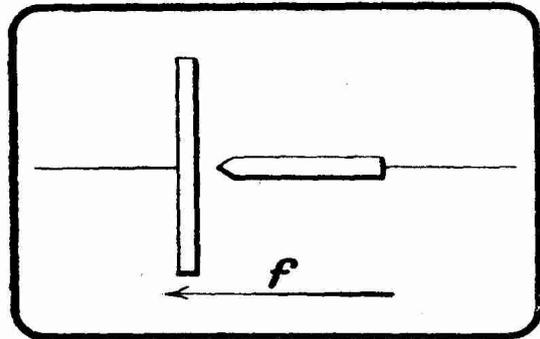


FIG. XI-2-5. — Effet Villard. Le courant passe dans le sens pointe-plaque et non dans le sens contraire.

| Type | Tension redressée en volts | Intensité redressée en milliampères | Tension eff. sur chaque anode en volts |
|------|----------------------------|-------------------------------------|--|
| BA | 200 | 350 | 350 |
| BH | 300 | 125 | 350 |
| OZ4G | 300 | 75 | 350 |

Par suite de l'absence de filament, ces lampes sont d'un montage plus simple et d'une durée plus longue que les kénotrons classiques (1.000 heures en un an). Leur rendement est excellent et, sinon certaines irrégularités de fonctionnement et précautions indispensables de filtrage et de blindage, elles pourraient être considérées comme les meilleurs systèmes redresseurs pour petites intensités sous 300 volts redressés au plus.

NOTE : Le redresseur pointe-plaque a été réalisé industriellement en Allemagne (1932) sous une forme d'ailleurs très compliquée : refroidissement par air du redresseur, par eau des électrodes, soufflage magnétique de l'arc, etc. Ce genre de redresseur peut travailler sur des tensions de l'ordre de 250 kilovolts et des intensités de plus de 1.500 ampères. Le rendement atteindrait 99 %. Evidemment, ces dispositifs n'intéressent l'amateur de T. S. F. qu'à titre documentaire...

4° *Lampes à vapeur de mercure à cathode froide.* — Si l'on essaie de faire jaillir une étincelle entre une électrode de mercure et une électrode de carbone contenues dans une ampoule en verre vidée d'air, on constate que le courant ne peut passer que dans le sens carbone-mercure, absolument comme dans une lampe à deux électrodes, où existe une conductibilité unilatérale dans le sens plaque-filament. Une lampe à vapeur de mercure peut donc servir de « dispositif D ». On réalise le plus souvent à l'aide d'une lampe à mercure le montage de la figure XI-2-6.

En fonctionnement, l'étincelle assurant le passage du courant saute du mercure à l'une des deux électrodes de carbone E et E' à la fréquence du secteur. C est la chambre de condensation de la vapeur de mercure.

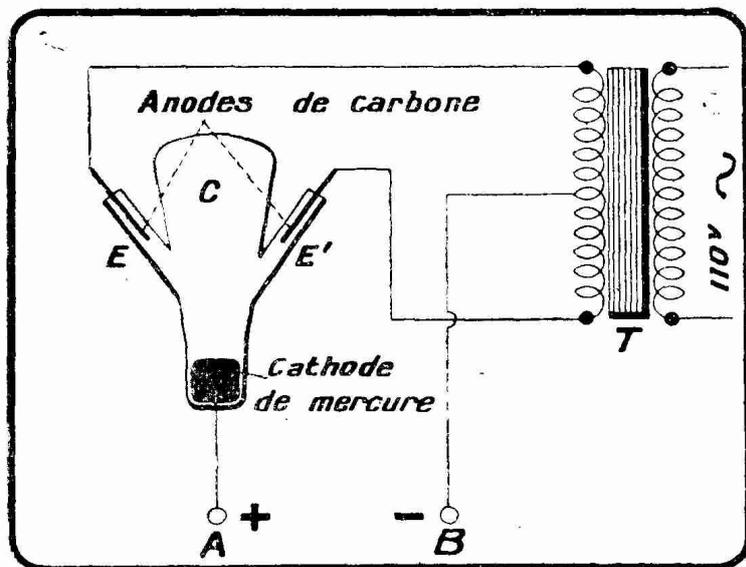


FIG. XI-2-6. — Lampe à vapeur de mercure à cathode froide. Cette figure réalise le montage redresseur de la figure X-1-2.

Leur rendement est intéressant au delà de 100 volts : leur chute de tension interne est, en effet, constante et de l'ordre de 15 volts.

Les convertisseurs à mercure couramment utilisés dans les grandes stations de radiodiffusion ont l'inconvénient, au point de vue amateur, d'être chers et de nécessiter un amorçage spécial qui se fait à l'aide d'une électrode de mercure auxiliaire. Cet amorçage s'obtient en créant un point incandescent sur la surface du mercure.

5° *Lampes à vapeur de mercure à cathode chaude.* — Ces lampes, qui sont des variétés de phanotrons et que nous étudierons plus loin, sont des diodes dans l'ampoule desquelles on a introduit quelques gouttes de mercure qui créent, dans cette ampoule, une atmosphère de vapeur de mercure. Ces valves de redressement à vapeur de mercure à cathode chaude sont très intéressantes et de plus en plus employées à l'heure actuelle. Elles permettent des débits élevés et présentent une résistance interne faible. La chute de tension est d'ailleurs constante dans la valve et de l'ordre de 15 volts, comme dans le cas de la valve à vapeur à cathode froide. Les schémas d'utilisation de ces valves reproduisent identiquement ceux des kénotrons.

Ces lampes se réalisent facilement pour des tensions allant jusqu'à 12.000 volts et pour des intensités s'élevant à 40 ou 50 ampères. Elles fonctionnent aussi bien sur du 600 que sur du 50 périodes.

Leur rendement est intéressant au delà de 100 volts : leur chute de tension interne est, en effet, constante et de l'ordre de 15 volts.

Les convertisseurs à mercure couramment utilisés dans les grandes stations de radiodiffusion ont l'inconvénient, au point de vue amateur, d'être chers et de nécessiter un amorçage spécial

6° *Les redresseurs mécaniques.* — Dans ces redresseurs, la sortie du transformateur d'attaque T est branchée dans le bon sens aux bornes A et B par un dispositif mécanique *fonctionnant à la fréquence du courant*. Ce dispositif est constitué soit par une lame vibrante, soit par des demi-cylindres entraînés dans un mouvement de rotation autour de leur axe par un moteur synchrone (contact tournant, turbine à mercure, etc.). Nous n'insisterons pas davantage sur ces redresseurs.

7° *Les redresseurs secs au cuivre-oxyde de cuivre.* — En 1926, deux physiciens américains, P. H. Geiger et L. O. Grondahl, signalèrent à leur Société de physique nationale que si l'on oxyde (1), sur l'une de ses faces et sur une épaisseur de l'ordre du quart de dixième de millimètre, un disque de cuivre, la résistance électrique présentée par l'ensemble ainsi constitué est faible dans le sens oxyde-cuivre, très élevée dans le sens cuivre-oxyde : on est en présence d'un dispositif redresseur (fig. XI-2-7).

Lors des premières expériences, le rapport des résistances dans le sens cuivre-oxyde et dans le sens oxyde-cuivre était de l'ordre de 2 ou 3. Dans les appareils actuellement existants, ce rapport atteint 1.000 et même 10.000.

Le mécanisme suivant lequel se produit le redressement est expliqué comme suit par la Compagnie Westinghouse :

« La rondelle de cuivre peut être assimilée à un tube à vide dans lequel le cuivre joue le rôle du filament ; la surface de séparation du cuivre et de l'oxyde, celui d'atmosphère et la couche d'oxyde, celui de l'anode. La nature de la surface de séparation est telle qu'elle permet au cuivre d'émettre des électrons libres à la température ordinaire, lorsque le potentiel de l'oxyde est supérieur à celui du cuivre. Cela explique que dans ce cas, un courant électrique puisse circuler dans le sens oxyde-cuivre. Lorsque l'on inverse la différence de potentiel, l'oxyde ne pouvant plus émettre d'électrons libres à la température ordinaire, il n'y aura aucun courant électronique dans le sens oxyde-cuivre et, par suite, aucun courant électrique correspondant dans le sens oxyde-cuivre et, par suite, aucun courant électrique correspondant dans le sens cuivre-oxyde. En fait, dans ces conditions, on observe un très faible courant résultant d'une très faible émission d'électrons libres de la part de l'oxyde. Cela donne aussi l'explication de l'augmentation de ce courant inverse lorsque la température augmente, l'oxyde ayant alors tendance à émettre un plus grand nombre d'électrons libres. »

On comprend que le redresseur cuivre-oxyde de cuivre soit d'une durée illimitée, puisque dans les conditions normales d'emploi, il ne se produit aucune modification, aucune altération du cuivre et de l'oxyde.

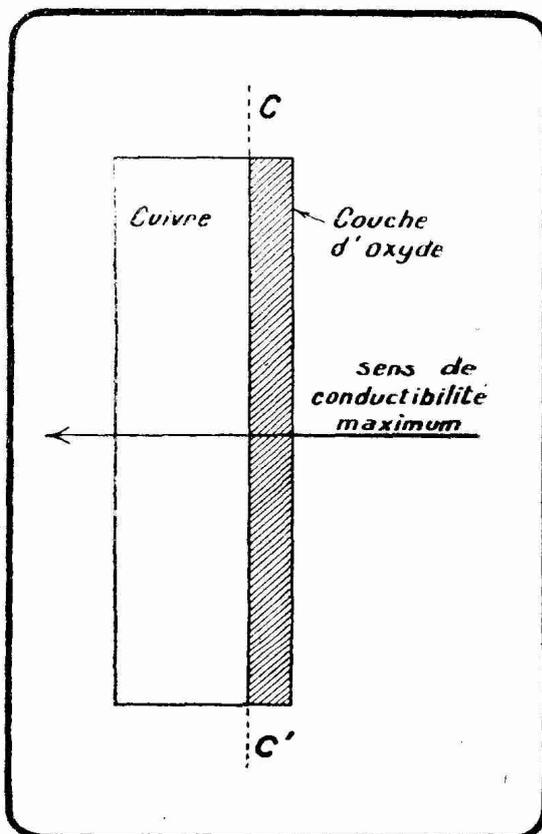


FIG. XI-2-7. — Lorsque l'on oxyde sur une face une rondelle de cuivre, on observe une conductibilité unilatérale dans le sens oxyde-cuivre.

(1) Cette oxydation se fait à une température de l'ordre de 1.000° à 1.200°.

Quel est le rendement du redresseur cuivre-oxyde de cuivre ? Considéré seul, c'est-à-dire sans le transformateur, élévateur ou abaisseur, suivant les cas, qui l'accompagne, le redresseur cuivre-oxyde de cuivre a un rendement de 60 %.

Pris avec son transformateur, le redresseur cuivre-oxyde de cuivre donne encore un rendement de l'ordre de 55 %. C'est là une valeur tout à fait satisfaisante et qui est loin d'être atteinte par les autres types de redresseurs (redresseurs électrolytiques, à lame vibrante, à ionisation, etc.).

Un élément redresseur cuivre-oxyde de cuivre est en définitive constitué par une rondelle de cuivre dont une des faces est oxydée. Le contact électrique sur l'oxyde est réalisé par une rondelle de métal malléable (plomb par exemple) serrée fortement contre la face oxydée.

L'intensité maximum que peut débiter un élément redresseur cuivre-oxyde dépend de la grandeur de la surface de séparation de l'oxyde et du cuivre. On admet, suivant les types, de 0,1 à 0,2 ampère par centimètre carré.

La différence de potentiel maximum à appliquer sur un élément est de 5 volts. Par « élément », nous entendrons toujours le disque de la figure XI-2-7 et non pas un groupe de disques.

Si l'on désire travailler sur des tensions plus élevées, on est conduit à monter le nombre nécessaire d'éléments du type de la figure XI-2-7 en série. Pour obtenir des intensités élevées on monte plusieurs éléments ou groupe

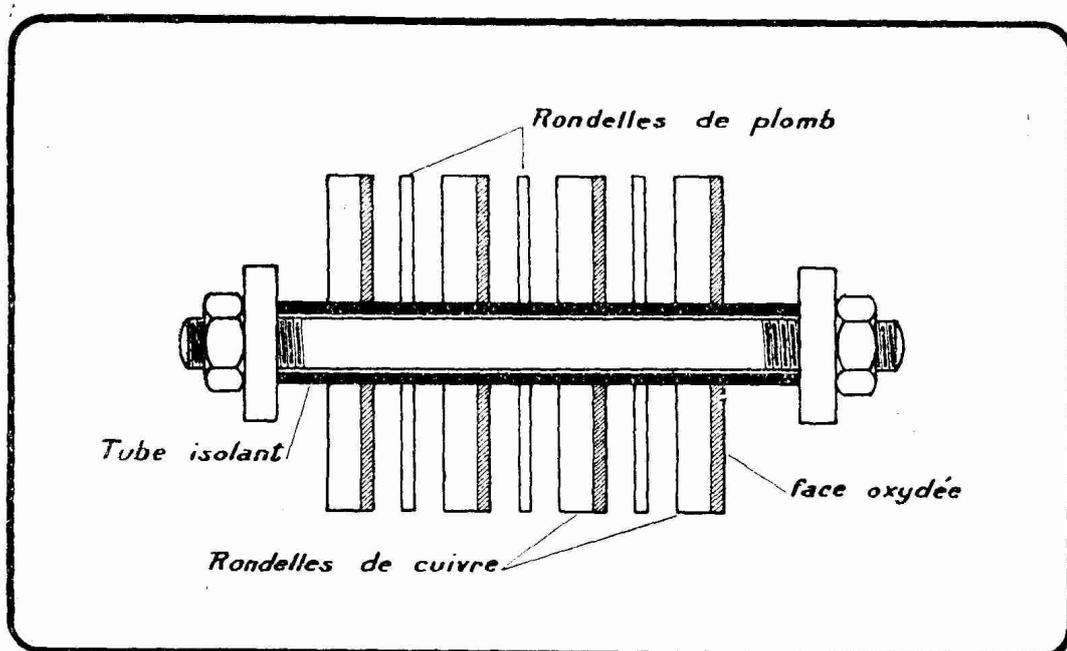


FIG. XI-2-8. — Les rondelles de cuivre oxydées sur une face sont enfilées en série sur une tige isolante. En réalité, les rondelles sont fortement serrées les unes contre les autres

d'éléments en parallèle. Le processus est absolument identique à celui qui est classique en matière de piles. Pratiquement, les redresseurs cuivre-oxyde de cuivre ne se présentent pas sous la forme d'éléments isolés, mais sous celle de combinaisons d'éléments montés en série ou en parallèle, réalisant l'un des montages du § 1 du présent chapitre. Les montages les plus fréquemment utilisés sont ceux des figures XI-1-1, XI-1-3 et XI-1-4.

Le groupement des éléments, fait par le constructeur et auquel nous conseillons à l'usager de n'apporter aucune retouche, est réalisé de la manière indiquée figure XI-2-8. Une tige d'acier fileté à ses deux extrémités est embrochée dans un canon en matière isolante (bakélite). Sur ce canon, on enfile alter-

nativement des anneaux de cuivre oxydés sur une face et des anneaux de plomb destinés à assurer le contact de l'oxyde avec le cuivre de l'élément suivant. En réalité, et contrairement à ce que représente la figure XI-2-8, l'ensemble est fortement serré par les deux écrous terminaux de manière que les rondelles de plomb soient énergiquement pressées contre les surfaces oxydées et que le contact soit bon. Les prises sont réalisées par des disques de laiton plats placés, avant le serrage, aux endroits convenables. Si ces disques plats sont de diamètre suffisant, ils servent d'ailettes de refroidissement.

Un ensemble tout à fait caractéristique de redresseurs au cuivre-oxyde de cuivre est la série des redresseurs oxymétal Westinghouse. Ces redresseurs existent en deux séries : une série basse tension mettant en œuvre le montage redresseur en pont de la figure XI-1-4 et une série haute tension mettant en œuvre, suivant le désir de l'utilisateur, soit le montage à une alternance de la figure XI-1-1, soit le montage doubleur de tension de la figure XI-1-3.

Les principaux de ces redresseurs sont groupés dans les tableaux I et II. Les nombres qui figurent dans certaines colonnes de ces tableaux illustrent

TABLEAU I. — Redresseurs secs Westinghouse, type basse tension.

| TYPE | COURANT REDRESSE | | TENSION D'ATTAQUE E EN VOLTS (montage de la figure XI-1-4) |
|------|------------------|---------|--|
| | VOLTS | AMPÈRES | |
| A1 | 4-6 | 0,5 | 8 |
| A2 | 4-6 | 1 | 8 |
| A3 | 4-9 | 1 | 12 |
| A4 | 4-9 | 2 | 14 |
| A5 | 4-6 | 0,1 | 8 |
| A6 | 4-6 | 0,25 | 8 |

TABLEAU II. — Redresseurs secs Westinghouse, type haute tension.

| TYPE | COURANT REDRESSÉ | | INTENSITÉ redressée maximum mA | CARACTÉRISTIQUES DU TRANSFORMATEUR D'ATTAQUE (tension secondaire E et débit secondaire) | | | | CAPACITÉ des condensateurs C de la fig. XI-1-3 μF |
|----------|------------------|-----|---|---|-----|---------------------------------------|-----|--|
| | volts | mA | | Montage simple de la fig. XI-1-1 | | Montage doubleur de la fig. XI-1-3 | | |
| | | | | volts | mA | volts | mA | |
| B.15 (1) | 115 | 110 | | 115 | 110 | | | |
| HT5 | 120 | 20 | 30 | 135 | 30 | 80 | 60 | 8 |
| HT6 | 175 | 25 | 30 | 210 | 40 | 110 | 75 | 8 |
| HT7 | 200 | 28 | 30 | 250 | 45 | 135 | 90 | 8 |
| HT8 | 250 | 60 | 60 | 375 | 90 | 200 | 200 | 8 |
| HT9 | 300 | 60 | 60 | — | — | 240 | 200 | 8 |
| HT10 | 200 | 100 | 100 | — | — | 150 | 300 | 10 |
| HT11 | 500 | 120 | 150 | — | — | 300 | 500 | 10 |

(1) L'élément B.15 est destiné à l'alimentation des postes « tous courants » sans interposition de transformateur entre le secteur 115 volts et le redresseur. Le redressement se fait par utilisation d'une seule alternance. Les caractéristiques indiquées pour le courant redressé correspondent à un condensateur d'entrée de filtre d'au moins 30 microfarads.

quelques-unes des considérations théoriques du paragraphe 1 du présent chapitre. On remarquera en particulier les forts débits secondaires du transformateur d'attaque dans le cas du montage redresseur doubleur de tension de la figure XI-1-3.

REMARQUE. — Une méthode de transformation du courant alternatif en courant rigoureusement continu sans passer par l'intermédiaire d'aucun filtre consiste à utiliser les éléments thermoélectriques dont il a été question dans le chapitre III du livre V. Si l'on fait passer un courant alternatif dans un fil résistant, ce fil s'échauffe proportionnellement au carré de l'intensité efficace. La chaleur ainsi dégagée chauffe les soudures de couples thermoélectriques, qui produisent un courant absolument continu. On a proposé, en 1925, des dispositifs de ce genre pour l'obtention des 4 volts continus nécessaires à ce moment dans les postes à lampes. Le défaut de ces convertisseurs thermoélectriques est de posséder un rendement faible : 2 % au plus. Par rendement nous entendons naturellement le rapport des watts recueillis aux watts dépensés. Ces dispositifs ont été abandonnés et ne constituent plus que des curiosités rétrospectives.

CHAPITRE III

LE FILTRAGE D'UN COURANT REDRESSE

Le problème du filtrage d'un courant redressé — c'est-à-dire le problème de la transformation en courant continu du courant variable fourni par le redressement — peut se résoudre suivant deux méthodes différentes :

- une méthode empirique,
- une méthode rationnelle.

§ 3. — Le filtre « empirique ».

La méthode « empirique » consiste à dire : le courant redressé se présentant sous la forme de la figure XI-I-3 (cas de l'utilisation des deux alternances), c'est-à-dire d'une succession d'à-coups, on obtiendra un débit régulier, continu, correspondant à la figure XI-I-4, de la même façon que pour régulariser le mouvement produit par le piston, la bielle et l'excentrique d'une machine à vapeur,

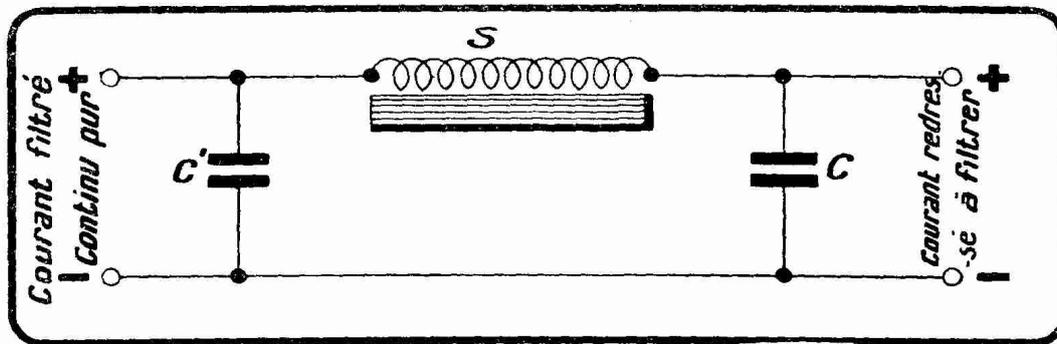


FIG. XI-3-1. — Schéma d'un dispositif filtreur à une cellule. Les valeurs de S et de C sont déterminées empiriquement ainsi que l'explique le texte.

nous voulons dire par un *volant*. Le volant régulateur doit ici emmagasiner de l'énergie pendant les « pointes » de débit du redresseur et la restituer dans les intervalles. On peut penser à emmagasiner cette énergie à la fois sous la forme magnétique et sous la forme électrique. Dans ce but, on réalise le dispositif de la figure XI-3-1 constitué par une bobine de forte self S et deux condensateurs de forte capacité C et C' . On obtient ainsi un *dispositif filtreur*.

Pour les fréquences de l'ordre de 50 périodes, c'est-à-dire pour la plupart des secteurs alternatifs actuels, et pour des débits de l'ordre de 10 à 150 milliampères ⁽¹⁾, le filtre de la figure XI-3-1 peut être constitué par une bobine à

(1) Pour une fréquence donnée, un filtre n'accomplit parfaitement sa fonction que pour un certain débit que l'on appelle **débit caractéristique**. Pratiquement, un filtre fonctionne de manière satisfaisante pour une bande de débits s'étendant largement de part et d'autre du débit caractéristique. Lorsque l'on réalise un filtre, il est bon que son débit caractéristique soit au voisinage du débit maximum que l'on prévoit devoir être amené à lui demander. Si, dans ces conditions, au cours de certains essais n'exigeant que des débits très faibles, le filtre cessait de fonctionner convenablement, c'est-à-dire si des ronflements se manifestaient dans la réception, il serait facile de faire débiter au filtre son débit caractéristique en plaçant en parallèle sur ses bornes de sortie une résistance convenablement calculée par la loi d'Ohm.

fer S de 50 henrys de coefficient de self-induction ⁽¹⁾ et par deux condensateurs C et C' de 6 microfarads chacun. Il y a intérêt à donner à C' (condensateur de sortie), une valeur plus forte qu'à C (condensateur d'entrée), et de prendre, par exemple, C = 8 μ F et C' = 10 à 16 μ F. L'expérience montre qu'il est inutile de dépasser de beaucoup ces valeurs dans le cas envisagé ici. C et C' doivent pouvoir tenir en continu le triple de la tension maximum ($E\sqrt{2}$) redressée à vide ⁽²⁾, c'est-à-dire l'ensemble redresseur-filtre ne débitant pas. Ainsi, dans le cas d'un filtre destiné à l'alimentation anodique d'un poste secteur alternatif moderne, il faut des condensateurs essayés à 1.200 volts continus (car il est courant dans ces blocs d'avoir affaire à des tensions E à vide de l'ordre de 400 volts). Si l'on redresse du 1.000 volts efficaces, il faudra que les condensateurs soient essayés à 4.000 volts. C'est cette dernière condition qui rend l'établissement des filtres si onéreux sur haute tension : les microfarads à haute tension de service, coûtent cher ! Le prix d'un condensateur est en effet proportionnel au cube de la tension de service...

Dans ce qui précède il s'agit bien entendu de condensateurs au papier. Pour les condensateurs électrolytiques, si répandus à l'heure actuelle, les marges de sécurité ne peuvent malheureusement pas être aussi généreuses et les condensateurs travaillent au voisinage immédiat de leur tension limite. On adopte, en général, dans le cas des condensateurs électrolytiques, C = C' = 8 μ F.

Dans les postes « tous courants », destinés à fonctionner aussi bien sur secteur continu que sur secteur alternatif, on constitue le filtre par un condensateur d'entrée C de 50 μ F, une bobine S de faible coefficient d'induction (car on est obligé d'utiliser une bobine de résistance ohmique réduite ⁽³⁾ pour limiter les pertes de tension dans le filtre) et un condensateur de sortie C' de 25 μ F. Ici le condensateur d'entrée est de capacité plus élevée que le condensateur de sortie pour des raisons que nous exposerons plus tard. Etant donné les fortes valeurs de capacité nécessaires, on est contraint d'avoir recours aux condensateurs électrolytiques.

Si l'on désire filtrer le courant ondulé d'un redresseur sec du type cuivre-oxyde de cuivre de manière à obtenir du 4 volts continu (chauffage des filaments des anciennes lampes en alternatif redressé et filtré), la méthode empirique consiste à monter en S de la figure XI-3-1 une bobine à fer de quelques centièmes de henry et en C et C' des condensateurs électrolytiques très basse tension de 1.500 à 4.000 microfarads. Un tel filtre permet d'agir sur un courant de l'ordre de l'ampère. Nous réservons d'ailleurs cette question du chauffage des filaments en alternatif redressé et filtré pour la partie T.S.F.

L'effet d'un filtre peut s'estimer par la proportion de composante alterna-

(1) La bobine S doit avoir une résistance assez faible pour que la chute de tension qu'elle crée ne soit pas trop forte. Dans le cas d'un filtre pour tension d'anode, la résistance doit être de l'ordre de 500 à 2.500 ohms au plus. Dans le cas d'un filtre pour tension de chauffage, la résistance de la bobine S ne saurait dépasser l'ohm, condition qui limite évidemment le nombre de ses tours, donc son coefficient de self-induction.

D'autre part, une bobine à fer ne présente une certaine self-induction que pour une valeur donnée de l'intensité qui la traverse. La perméabilité du fer diminue en effet quand le champ magnétique auquel il est soumis augmente (voir page 133). Ainsi, une bobine de 50 henrys peut ne présenter cette valeur que pour un débit continu de 2 ou 3 milliampères ; pour 50 ou 60 milliampères, la self peut tomber à 10 ou 8 henrys facilement. Ces variations de self avec le courant continu parcourant la bobine sont bien moins sensibles avec des bobines à entrefer (circuit magnétique ouvert) qu'avec des bobines sans entrefer (circuit magnétique fermé). En commandant une bobine à fer de self donnée, il importe donc de bien spécifier l'intensité du courant continu qui doit normalement la traverser.

(2) Pour éviter les surtensions à vide (période d'échauffement des cathodes) aux bornes des condensateurs équipant les filtres d'alimentation d'anode des récepteurs, amplificateurs et émetteurs modernes, il est de pratique courante de monter une résistance en parallèle sur la sortie du filtre, résistance qui, par sa consommation propre réglée en général au tiers de la consommation du circuit d'utilisation, assure un maximum acceptable de la tension aux bornes. Une telle résistance est en pratique réalisée par les potentiomètres d'écran du récepteur.

(3) 100 à 200 ohms maximum.

tive subsistant dans la tension disponible à sa sortie. Plus cette proportion est faible, meilleur est le filtre.

Il est difficile avec le filtre de la figure XI-3-1 de réduire la proportion de la composante alternative au-dessous de 0,5 %. Cette valeur est fort satisfaisante pour un récepteur sans prétentions, mais on peut désirer mieux. Dans ce cas on est obligé d'avoir recours non à un filtre à une cellule comme la figure XI-3-1, mais à un filtre à deux cellules tel que celui de la figure XI-3-2.

Avec le filtre de la figure XI-3-2 on peut obtenir une proportion de composante alternative de 0,002 % seulement en faisant $C = 8 \mu\text{F}$, $C' = 16 \mu\text{F}$ et $C'' = 16 \mu\text{F}$. S n'a pas besoin de dépasser 20 henrys.

Des filtres à deux cellules de ce genre sont utilisés dans l'alimentation des postes récepteurs modernes très soignés.

Cette méthode « empirique », universellement employée dans la pratique amateur (1), donne d'excellents résultats : elle permet de réaliser des blocs d'alimentation sur secteur donnant à leur sortie un courant rigoureusement continu. Mais ce n'est qu'une méthode empirique avec tout le discrédit qui s'attache à cette épithète. Certains lecteurs peuvent exiger mieux et cela nous conduit à exposer la méthode « rationnelle ». Cette exposition, et c'est là son but principal, va nous permettre d'acquérir des notions fondamentales en matière de filtres électriques.

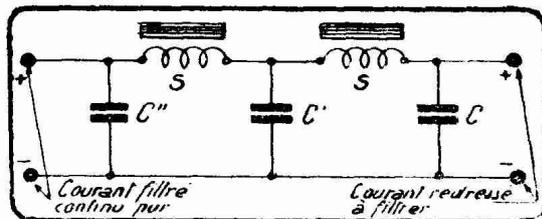


FIG. XI-3-2. — Schéma d'un dispositif filtreur à deux cellules. Les valeurs de S , C , C' et C'' sont données dans le texte.

§ 4. — Le filtre rationnel. Etude élémentaire des filtres électriques.

La méthode rationnelle de filtrage d'un courant redressé est fondée sur la connaissance de la composition électrique exacte d'un tel courant, composition qui joue un rôle de premier plan dans la détection, qui s'analyse en un simple redressement.

Lorsque l'on redresse en utilisant une seule alternance (cas des postes « tous courants », cas de la détection normale des récepteurs modernes) on dispose à la sortie du redresseur d'un courant continu auquel se superposent des courants alternatifs de fréquences f , $2f$, $3f$, $4f$, etc., f étant la fréquence du courant alternatif que l'on redresse. Cet ensemble de courant continu et de courants alternatifs constitue ce que l'on appelle un *courant ondulé*, courant dont il a été question déjà au livre VIII, pages 189 et 200. Il s'agit de réaliser un dispositif laissant passer le courant continu et arrêtant les courants alternatifs. Ce dispositif est le *filtre*.

Dans le cas le plus fréquent de l'utilisation dans le redressement des deux alternances, méthode qu'il est préférable d'adopter lorsque l'on désire un courant redressé facile à bien filtrer (cas de l'alimentation des circuits d'anode des postes récepteurs du type « secteur alternatif », cas des postes émetteurs de téléphonie, cas également du chauffage des filaments des lampes de T.S.F. en alternatif redressé et filtré), on obtient à la sortie du redresseur un courant ondulé formé de la combinaison d'un courant continu et d'une série de courants alternatifs de fréquences $2f$, $4f$, $6f$, etc. Ainsi, dans le cas du redressement du courant alternatif à 50 périodes, en utilisant les deux alternances (figures XI-1-2 et suivantes), on aboutit à un courant continu auquel se superposent des courants alternatifs de fréquences 100, 200, 300, etc.

Si nous désignons par 100 la force électromotrice maximum du courant alternatif à redresser, la force électromotrice du courant continu sera 63,7 (c'est la valeur moyenne de la force électromotrice alternative), celle du cou-

(1) Et dans la pratique des constructeurs les plus sérieux !

rant alternatif de fréquence 100 sera de 42,3, celle du courant à fréquence 200 de 8,4, etc. Ces nombres 63,7, 42,3, 8,4, etc., sont obtenus par le calcul, calcul que nous passons sous silence.

Lorsque l'on a besoin d'un courant continu rigoureusement pur, c'est-à-dire d'un courant ayant pour représentation graphique la droite parallèle à l'axe Ot de la figure XI-I-4, il faut disposer d'un filtre laissant passer le courant continu et arrêtant les courants alternatifs $2f$, $4f$, $6f$, etc., en un mot, toutes les fréquences supérieures à $2f$. L'ensemble redresseur-filtre transforme donc un courant alternatif en courant continu.

Avant de pousser plus avant la solution du problème particulier de filtrage qui nous intéresse (transmission du courant continu, absorption des fréquences $2f$, $4f$, $6f$, etc.), donnons quelques indications sur la théorie générale du filtre électrique. Dans l'exposé de cette théorie nous rencontrerons comme cas particulier le problème du filtrage d'un courant redressé. Cet exposé ne nous éloigne donc pas du sujet fixé par le titre du présent chapitre.

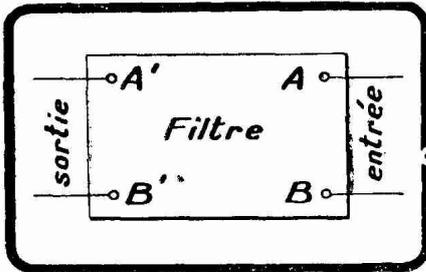


FIG. XI-4-1. — Un filtre à l'entrée AB duquel on applique des tensions alternatives de fréquences diverses absorbe certaines de ces tensions et laisse apparaître les autres à sa sortie $A'B'$.

Considérons donc la suite des fréquences comprises entre zéro et l'infini. Le courant de fréquence zéro est le courant continu. Le rôle des filtres électriques est de choisir une série de ces fréquences et de les laisser passer, les autres fréquences étant arrêtées ou du moins considérablement atténuées. En d'autres termes si nous montons (fig. XI-4-1) un filtre aux bornes A et B d'une source électrique fournissant des fréquences s'étageant de zéro à l'infini, ou tout au moins à des fréquences très élevées, ce filtre agira pour une certaine bande de fréquences comme une résistance nulle montée entre les bornes A et B (cette bande sera absorbée, n'apparaîtra pas aux bornes de sorties $A' B'$ du filtre)

et, pour les fréquences en dehors de cette bande, comme une résistance infinie (ces fréquences seront donc disponibles aux bornes A' et B' de sortie du filtre).

Les filtres électriques se partagent en quatre classes suivant la localisation de leur action dans la bande générale zéro — l'infini des fréquences électriques. Ces quatre classes sont :

1° *Les filtres passe-bas.* — Ces filtres laissent passer toutes les fréquences comprises entre zéro (courant continu) et une fréquence f_0 dite *fréquence d'arrêt*, et bloquent toutes les fréquences supérieures à f_0 . Une certaine fréquence f_m peut être, dans certains types de filtres passe-bas, plus particulièrement absorbée; c'est la *fréquence d'absorption maximum*. Si l'on porte en abscisses les fréquences et en ordonnées les taux de transmission du filtre, on obtient la courbe de la figure XI-4-2, qui représente l'action d'un filtre passe-bas et que l'on appelle la courbe de transmission du filtre.

2° *Les filtres passe-haut.* — Ces filtres arrêtent toutes les fréquences comprises entre zéro et une fréquence f (fréquence d'arrêt) — en agissant éventuellement au maximum sur une certaine f_m (fréquence d'absorption maximum) — et laissent passer toutes les

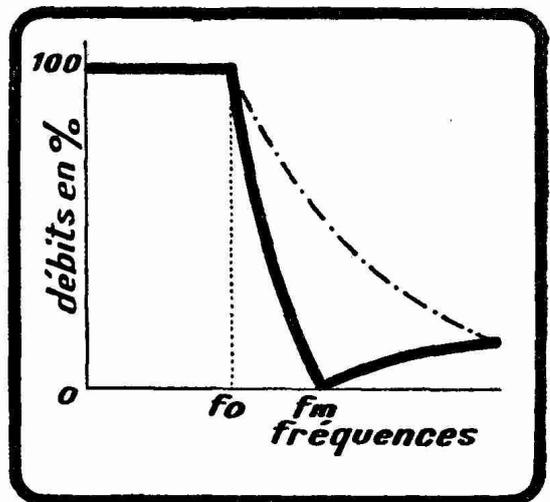


FIG. XI-4-2. — Courbe de transmission d'un filtre passe-bas. La partie en trait mixte correspond au cas, le plus fréquent dans la pratique amateur, où il n'y a pas de fréquence d'absorption maximum.

fréquences supérieures à f_0 . La courbe théorique de transmission d'un filtre passe-haut est représentée par la figure XI-4-3.

3° *Les filtres passe-bande, dits aussi filtres de bande.* — Ces filtres, dont le principe joue un rôle très important dans les récepteurs modernes de T.S.F., laissent passer toutes les fréquences comprises entre deux fréquences d'arrêt

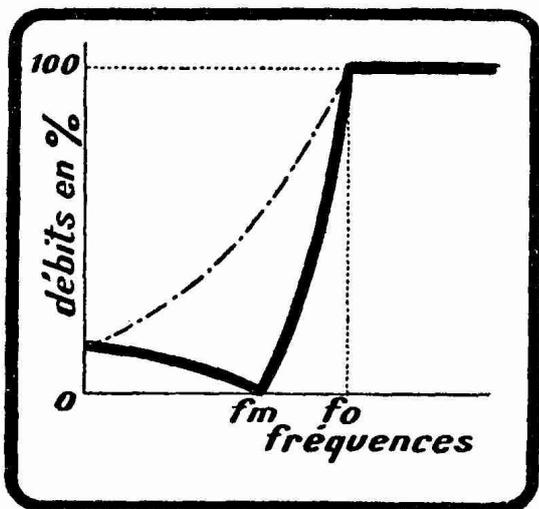


FIG. XI-4-3. — Courbe de transmission d'un filtre passe-haut. La partie en trait mixte correspond au cas où il n'y a pas de fréquence d'absorption maximum.

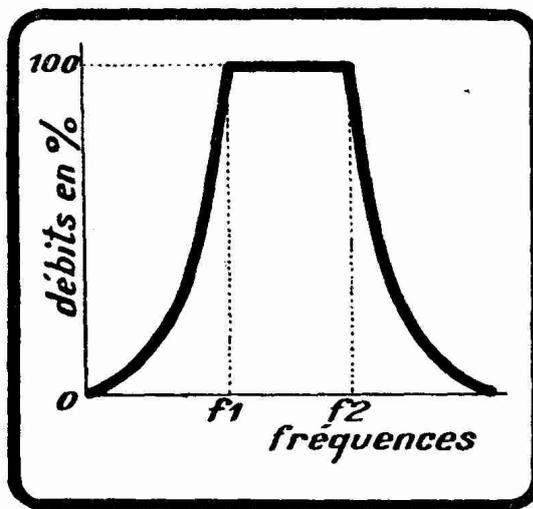


FIG. XI-4-4. — Courbe de transmission d'un filtre passe-bande sans fréquence d'absorption maximum.

f_1 et f_2 et absorbent toutes les fréquences, d'une part, entre zéro et f_1 et, d'autre part, entre f_2 et l'infini. Une certaine fréquence f_m — située soit au-dessus de f_2 , soit au-dessous de f_1 , — peut être plus énergiquement arrêtée et être considérée comme la fréquence d'absorption maximum. La courbe de la figure XI-4-4 représente une courbe de transmission tout à fait caractéristique d'un filtre passe-bande sans fréquence d'absorption maximum.

La bande comprise entre f_1 et f_2 est dite quelquefois *bande passante*.

4° *Les filtres éliminateurs de bande.* — Ces filtres arrêtent toutes les fréquences comprises entre deux fréquences d'arrêt f_1 et f_2 et laissent passer les fréquences situées en dehors de la bande $f_1 f_2$. Une certaine fréquence f_m située entre f_1 et f_2 peut être plus énergiquement absorbée que les autres, c'est la fréquence d'absorption maximum. La courbe de la figure XI-4-5 représente la courbe de transmission d'un filtre éliminateur de bande.

Il existe deux types de réalisation de cellules de filtres électriques : les cellules « en T » et les cellules « en π ». La figure XI-4-6 qui représente, en A, une cellule de filtre passe-bas « en T » et, en B, une cellule de filtre passe-bas « en π », fait immédiatement saisir la différence entre ces deux types et les raisons de cette terminologie.

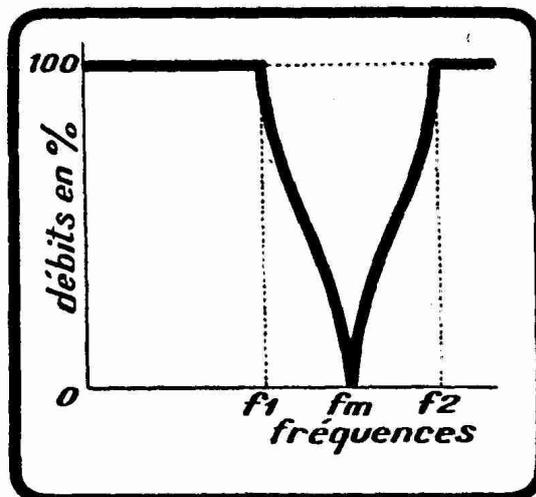


FIG. XI-4-5. — Courbe de transmission d'un filtre éliminateur de bande présentant une fréquence d'absorption maximum f_m .

La figure XI-4-6 représente des filtres à une cellule. En plaçant plusieurs cellules de filtre de même classe à la suite les unes des autres, on obtient des filtres multicellulaires. Ces filtres multicellulaires présentent des fréquences

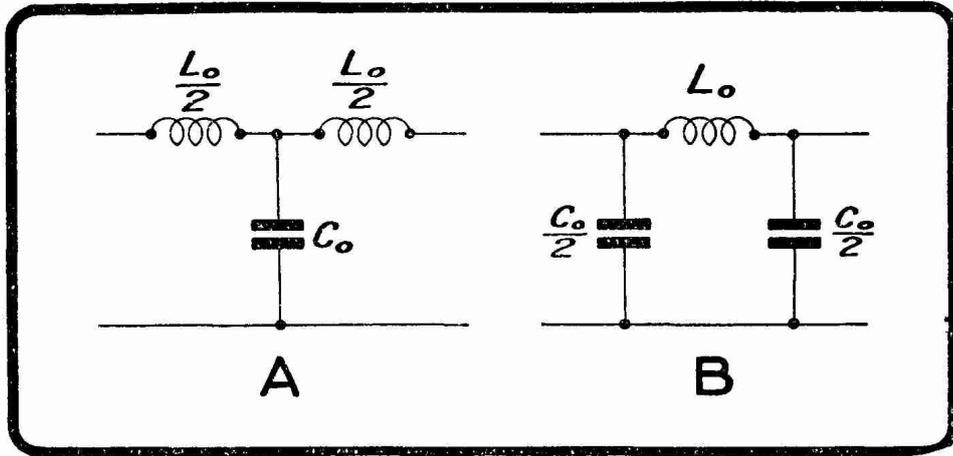


FIG. XI-4-6. — Cellules de filtre passe-bas.
 A cellule passe-bas « en T ».
 B cellule passe-bas « en π ».

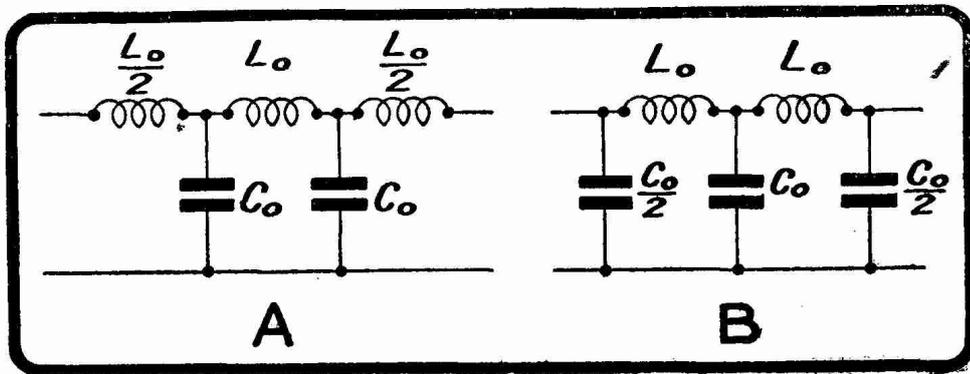


FIG. XI-4-7. — Filtrés passe-bas à deux cellules sans fréquence d'absorption maximum.
 A est un filtre passe-bas à deux cellules « en T ».
 B est un filtre passe-bas à deux cellules « en π ».

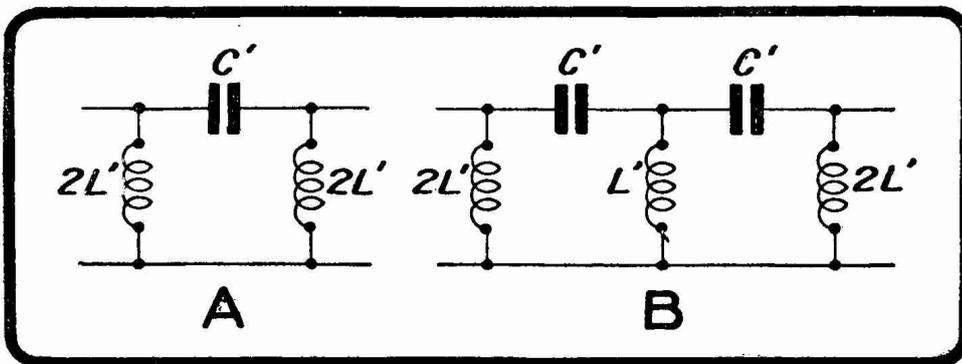


FIG. XI-4-8. — Filtrés passe-haut à deux cellules sans fréquence d'absorption maximum.
 A est un filtre passe-haut à une cellule « en π ».
 B est un filtre passe-haut à deux cellules « en π ».

d'arrêt plus nettement marquées : ils « filtrent mieux ». Dans la pratique amateur on ne dépasse pas les filtres à deux cellules. La figure XI-4-7 représente

en A un filtre passe-bas à deux cellules « en T », en B un filtre passe-bas à deux cellules « en π ».

Dans la suite de cet ouvrage nous ne considérerons que les filtres « en π », quitte à envisager, le moment venu, l'intérêt qu'il peut y avoir à monter une bobine de self dans l'entrée de certains filtres (par exemple filtre passe-bas destiné à filtrer le courant ondulé produit par une valve à vapeur de mercure).

La figure XI-4-6 B et la figure XI-4-7 B représentent des filtres passe-bas à une ou deux cellules. Ces filtres correspondent à une courbe de transmission du type de la figure XI-4-4, mais sans fréquence d'absorption maximum.

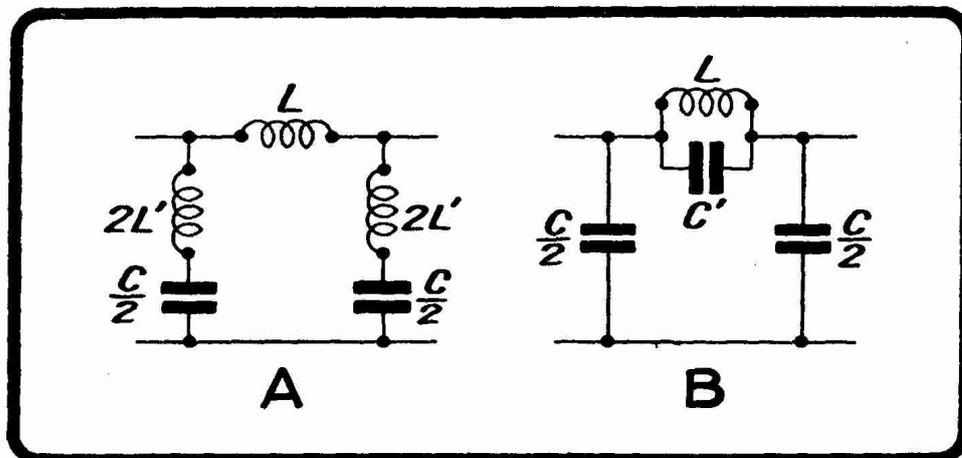


FIG. XI-4-9. — Cellules de filtre passe-bas « en π » présentant une fréquence d'absorption maximum.

La figure XI-4-8 représente en A un filtre passe-haut à une cellule « en π », et en B un filtre passe-haut à deux cellules « en π ». Ces filtres correspondent à une courbe de transmission du type de la figure XI-4-3 sans fréquence d'absorption maximum.

Si l'on désirait faire apparaître dans un filtre passe-bas une fréquence d'absorption maximum, il faudrait réaliser une des cellules de la figure XI-4-9.

De même pour faire apparaître une fréquence d'absorption maximum dans un filtre passe-haut, il faut réaliser une cellule du type de la fig XI-4-10.

Les filtres à une cellule des figures XI-4-9 et XI-4-10 peuvent, bien entendu, être combinés deux par deux et transformés en filtres à deux cellules.

La figure XI-4-11 représente en A un filtre passe-bande à une cellule « en π » et en B un filtre passe-bande à deux cellules « en π ». Ces deux filtres, surtout celui de la figure XI-4-11 B, correspondent à la courbe de transmission de la figure XI-4-4 (1).

La figure XI-4-12 représente enfin en A un filtre éliminateur de bande à une cellule « en π » et en B un filtre éliminateur de bande à deux cellules « en π ». Ces deux filtres, surtout le filtre de la figure XI-4-12 B, correspondent à la courbe de transmission de la figure XI-4-5.

Les différents éléments L , C , L' , C' des filtres des figures XI-4-6 et XI-4-12 peuvent se calculer lorsque l'on connaît f_0 , f_1 , f_2 , f_m et l'impédance caractéristique R du filtre, c'est-à-dire la résis-

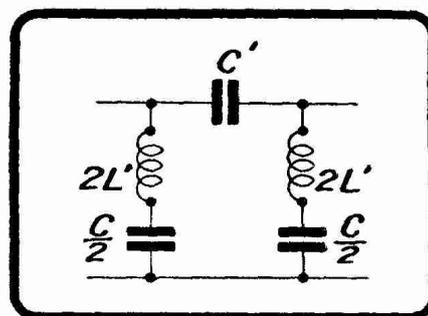


FIG. XI-4-10. — Cellule de filtre passe-haut « en π » présentant une fréquence d'absorption maximum.

(1) En combinant de manière convenable diverses cellules de filtres passe-bande, on peut réaliser un filtre passe-bande résultant présentant deux fréquences d'absorption maximum de part et d'autre de la bande passante. Ces dispositifs sont fort compliqués et de calcul et de réalisation.

tance apparente du circuit monté aux bornes de sortie du filtre. Les selfs peuvent être à fer ou sans fer, cela dépend si l'on a affaire comme fréquences d'arrêt à de la basse ou à de la haute fréquence.

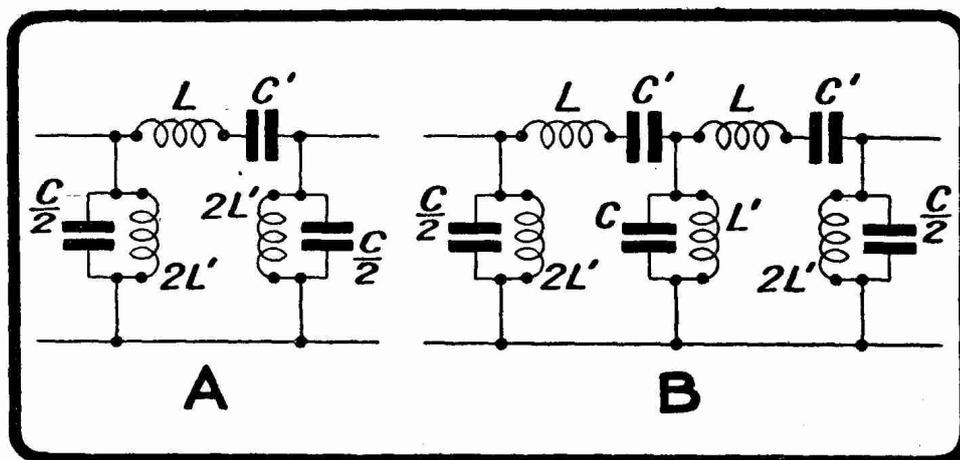


FIG. XI-4-11. — *Filtres passe-bande sans fréquence d'absorption maximum.*

A filtre passe-bande à une cellule « en π ».

B filtre passe-bande à deux cellules « en π ».

Les calculs ne sont relativement simples que lorsqu'il s'agit de filtres passe-bas et de filtres passe-haut.

On voit maintenant que le problème du filtrage qui s'est posé à nous dès le début de ce chapitre (absorption des tensions alternatives présentes dans le courant ondulé fourni par un redresseur) est un problème de filtre passe-bas. Nous voilà ainsi ramenés à notre sujet.

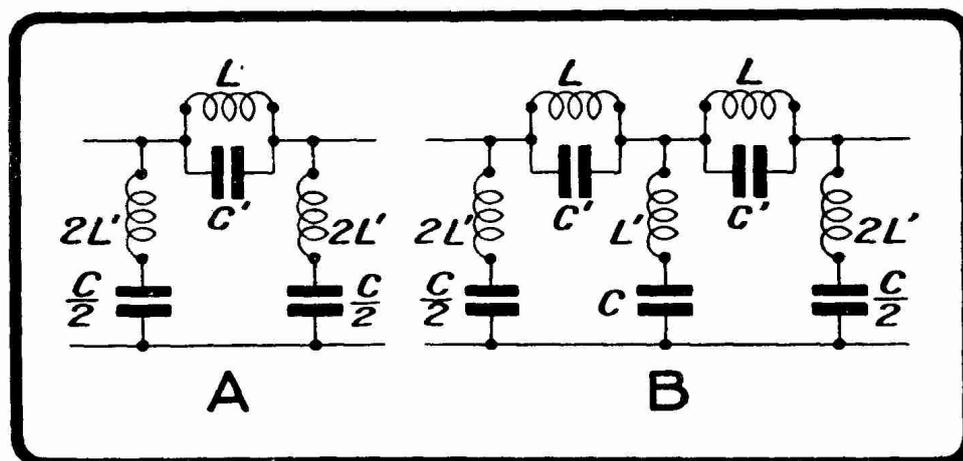


FIG. XI-4-12. — *Filtres éliminateurs de bande sans fréquence d'absorption maximum.*

A filtre à une cellule « en π ».

B filtre à deux cellules « en π ».

Nous allons donc considérer le cas particulier d'un filtre passe-bas et indiquer la manière de calculer ses éléments.

Si l'on appelle R l'impédance caractéristique (ici résistance en ohms) du circuit d'utilisation, c'est-à-dire du circuit que le filtre est destiné à alimenter en continu, les valeurs en unités pratiques (henrys et farads) de L_0 et de C_0 , éléments des figures XI-4-6 (A) (filtre passe-bas à une cellule « en π ») et

XI-4-6 (B) (filtre passe-bas à deux cellules « en π »), sont données par les relations :

$$(1) \quad L_0 = \frac{2R}{\omega_0} \quad \text{et} \quad (2) \quad C_0 = \frac{2}{\omega_0 R}$$

dans lesquelles ω_0 est la pulsation correspondant à la fréquence d'arrêt f_0 , c'est-à-dire à la fréquence à partir de laquelle le filtre commence à agir ⁽¹⁾. On a donc :

$$\omega_0 = 2 \pi f_0$$

Les éléments des filtres des figures XI-4-9 A et B sont donnés à leur tour par les relations :

$$L = b L_0 \quad L' = d L_0 \quad C = b C_0 \quad C' = d C_0$$

dans lesquelles, a étant le rapport $\frac{f_m}{f_0}$, on a :

$$b = \frac{\sqrt{a^2 - 1}}{a} \quad \text{et} \quad d = \frac{1}{4a \sqrt{a^2 - 1}}$$

REMARQUE. — En éliminant R entre les relations (1) et (2), on trouve :

$$\omega_0 = \frac{2}{\sqrt{L_0 C_0}}$$

A titre d'application, nous allons calculer un filtre tel que celui de la figure XI-4-7 B destiné à être alimenté par une tension ondulée (fournie par un redresseur utilisant les deux alternances d'un secteur à 50 périodes) et devant à son tour alimenter un circuit de 3.300 ohms de résistance. C'est le cas qui se présente en T. S. F. lorsque l'on veut alimenter les circuits d'anode d'un récepteur à cinq lampes moderne, circuits qui consomment 75 mA sous 250 volts. Pour être certains que la fréquence « inquiétante » de 100 (nous utilisons les deux alternances) soit dans les parties de la courbe de transmission correspondant à un faible taux de débit (figure XI-4-2), nous adopterons comme fréquence d'arrêt f_0 la valeur 25 périodes par seconde. On a alors :

$$\omega_0 = 2\pi \cdot 25 = 157,08$$

$$\text{d'où :} \quad L_0 = \frac{6.600}{157,08} = 42 \text{ henrys}$$

$$\text{et :} \quad C_0 = \frac{2}{157,08 \cdot 3300} = 3,86 \cdot 10^{-6} \text{ farads} = 3,86 \text{ microfarads}$$

Supposons que, afin d'éliminer plus certainement la composante à 100 périodes du courant ondulé, nous voulions utiliser le filtre de la figure XI-4-9 B pour lequel existe une fréquence d'absorption maximum f_m , fréquence que nous fixons évidemment à 100 périodes par seconde. Nous avons toujours $R = 3.300$ ohms et $f_0 = 25$, auxquelles données vient s'ajouter $f_m = 100$. On calcule alors successivement, à la règle :

$$a = \frac{f_m}{f_0} = 4$$

$$b = \frac{\sqrt{a^2 - 1}}{a} = 0,967$$

$$d = \frac{1}{4a \sqrt{a^2 - 1}} = 0,0161$$

(1) Les valeurs de L et de C données par les relations (1) et (2) conviennent également pour le filtre en « T » de la figure XI-4-6 A.

On a alors, pour la figure XI-4-9 B, L_0 et C_0 étant les éléments du filtre de la figure XI-4-7 (B), que nous venons de calculer.

$$L = bL_0 = 0,967 \times 42 = 40,6 \text{ henrys.}$$

$$C = bC_0 = 0,967 \times 3,86 = 3,72 \text{ microfarads.}$$

$$C' = dC_0 = 0,0161 \times 3,86 = 0,062 \text{ microfarad.}$$

Si l'on désire réaliser pour les mêmes données, le filtre de la figure XI-4-9 A, il faut connaître L' , qui est fourni par :

$$L' = dL_0 = 0,0161 \times 42 = 0,67 \text{ henry.}$$

Cette bobine L' de la figure XI-4-9 A n'est pas traversée par du courant continu : son circuit magnétique ne risque pas la saturation : elle peut donc être réalisée plus économiquement que les bobines L_0 et L des figures XI-4-7 et XI-4-9.

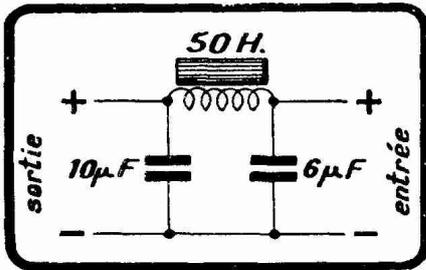


FIG. XI-4-13. — Dispositif filtreur éliminant, d'une manière suffisante aux besoins de la pratique, les composantes alternatives d'un courant ondulé obtenu par le redressement (deux alternances) d'un courant alternatif à 50 périodes par seconde.

Pour nous résumer et en manière de conclusion, ce que nous avons appelé la « méthode empirique » nous conduit, nous l'avons dit au § 3, au dispositif filtreur à une cellule de la figure XI-4-13, et la « méthode rationnelle » au filtre passe-bas à deux cellules « en π » de la figure XI-4-14.

Dans la grande majorité des cas pratiques, le filtre empirique de la figure XI-4-13, très simple, donne toute satisfaction. C'est ce filtre que l'on emploiera donc en général pour éliminer les composantes alternatives d'un courant redressé et laisser passer la composante continue que seule on désire conserver. S'il fallait un filtrage plus énergique, il suffirait d'avoir recours au filtre empirique à deux cellules de la figure XI-3-2.

Quoi qu'il en soit, la méthode de calcul que nous venons d'indiquer pour

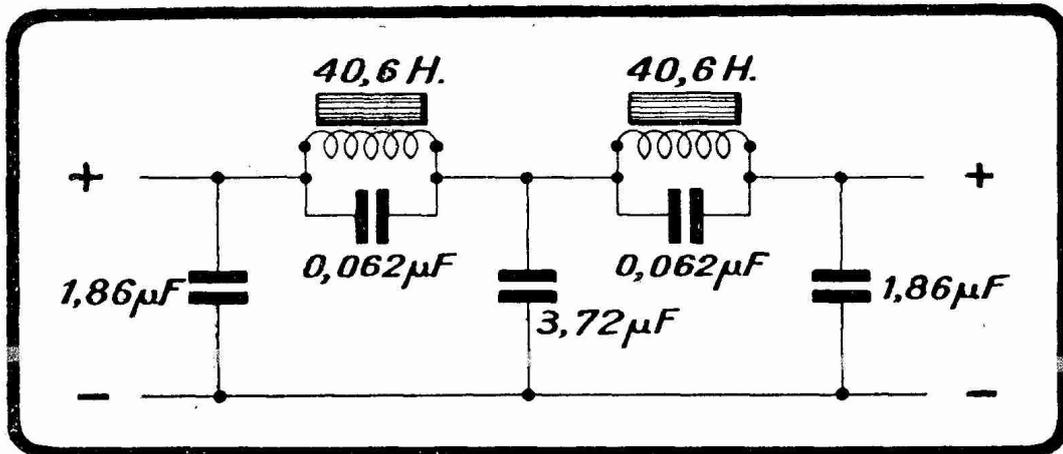


FIG. XI-4-14. — Filtre passe-bas à deux cellules en π présentant une fréquence d'arrêt de 25 périodes par seconde et une fréquence d'absorption maximum de 100 périodes par seconde. L'impédance caractéristique de ce filtre est de 3.300 ohms.

les éléments d'un filtre rationnel peut rendre des services dans certains cas où un filtrage rigoureux est exigé (1).

(1) C'est ce qui se produit dans le cas d'une réception sur ondes courtes ou encore d'une réception de télévision.

Voici maintenant, pour ceux de nos lecteurs qui désireraient réaliser le filtre « empirique » de la figure XI-4-13, toutes les indications nécessaires à la construction d'une bobine de 50 henrys de self-induction, prévue pour un débit continu maximum de 100 milliam-pères, ce qui est grandement suffisant pour un poste récepteur et permet d'utiliser la bobine dans des essais d'émission avec tension d'anode redressée et filtrée. Le circuit magnétique est formé de tôles au silicium de 4/10 de millimètre d'épaisseur, empilées les unes sur les autres comme le circuit magnétique d'un transformateur (fig. XI-4-15). La section du circuit magnétique sera un carré de 5 cm de côté. Les cotes de la figure sont en millimètres.

L'enroulement est constitué par 5.000 tours de fil 3/10 émaillé, bobiné entre deux flasques en fibre f et f'. L'émail constitue ici un isolement très suffisant. Le fil ne sera pas enroulé directement sur le noyau : on interposera une couche de ruban chatterton. La résistance de cette bobine de self en courant continu est de l'ordre de 450 ohms ; la chute de tension à ses bornes pour un courant de 60 milliampères (1) est d'environ 27 volts, valeur parfaitement acceptable pratiquement. On pourra régler la tension redressée (transformateurs T des schémas du chapitre précédent) de manière que la chute de tension qui se produit dans la bobine ramène la tension plaque en charge à la valeur désirée. On restera ainsi très facilement dans les meilleures conditions de rendement du récepteur ou de l'amplificateur considéré.

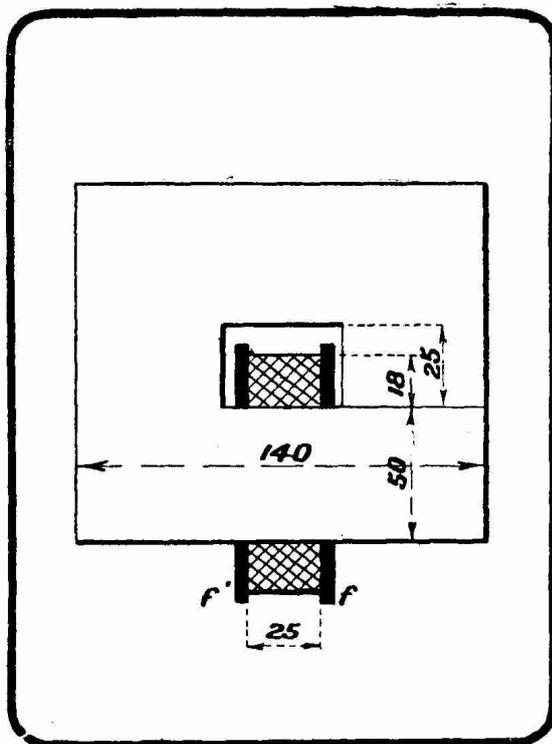


FIG. XI-4-15. — Bobine de self à fer présentant un coefficient de self induction de 50 henrys.

REMARQUE. — Pour filtrer du courant redressé provenant des deux alternances d'un alternateur à 600 périodes et destiné à l'anode d'une lampe de T.S.F., comme cela se rencontre quelquefois en émissions d'amateur, le filtre de la figure XI-3-1 convient parfaitement, mais avec les modifications suivantes des valeurs de la self de S et de la capacité de C et de C' :

$$S = 4 \text{ henrys.}$$

$$C = C' = 1 \text{ microfarad.}$$

On voit que le filtrage du 600 périodes est plus économique que celui du 50 périodes : il exige moins de self et moins de capacité.

(1) Une simple détectrice grille consomme, suivant son type et ses conditions spéciales d'emploi, un courant anodique de 3 à 12 milliampères. Bien entendu, la consommation en haute tension des diodes est généralement nulle. La consommation H.T. totale des postes récepteurs modernes s'élève facilement à une soixantaine de milliampères, voire davantage.

CHAPITRE IV

TENSION ET INTENSITE D'UN COURANT REDRESSE

§ 5. — Cas de l'utilisation d'une seule alternance.

Supposons que nous soyons en présence d'un courant redressé ayant la forme de la figure XI-I-2. Nous avons, par conséquent, « utilisé » une alternance sur deux d'un courant alternatif de tension maximum E_0 et de tension moyenne E_m (nous faisons abstraction de la chute dans le redresseur) (1). On a, nous le savons, entre les quantités E_0 et E_m les relations :

$$E_m = \frac{2}{\pi} E_0 = 0,637 E_0$$

La tension moyenne E_r du courant redressé pendant une période est $\frac{E_m}{2}$, puisque l'on n'utilise qu'une alternance, et l'on a donc :

$$(1) \quad E_r = \frac{E_0}{\pi} = 0,318 E_0$$

Si l'on branche aux bornes A et B du redresseur, que nous supposons seul, c'est-à-dire non conjugué avec un filtre, un voltmètre à cadre V (fig. XI-5-1), cet appareil de mesure donnera E_r .

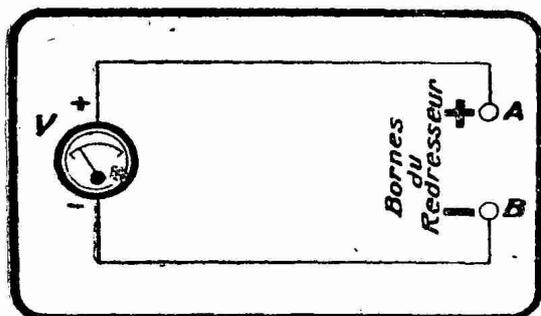


FIG. XI-5-1. — Le voltmètre V mesure la tension moyenne E_r du courant redressé.

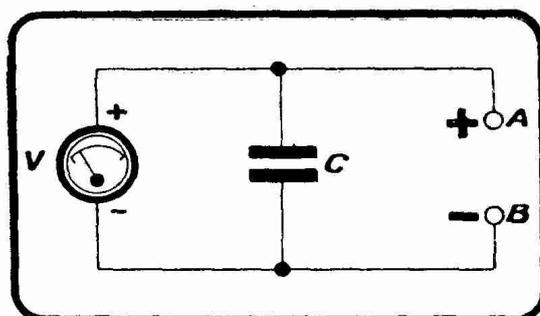


FIG. XI-5-2. — Le voltmètre V mesure la tension maximum E_0 du courant redressé.

Si nous branchons aux bornes A et B, outre le voltmètre V, un condensateur de capacité élevée C, nous réalisons le montage de la figure XI-5-2 : le condensateur C se charge aux « pointes » de la tension, c'est-à-dire à la tension maximum E_0 . Le voltmètre mesure alors E_0 .

Si nous remplaçons C par une batterie d'accumulateur B' (fig. XI-5-3), cette batterie pourra être chargée par le redresseur à la condition que sa force électromotrice à fin de charge soit normalement inférieure à E_0 . Le voltmètre V mesure alors la tension en charge aux bornes de la batterie B'.

Un ampèremètre à cadre placé en I dans la figure XI-5-3 indiquera le

(1) Cette chute existe pratiquement et atteint facilement 25 % dans les kénotronns sous 2.500 volts, par exemple. Le E_0 et le E_m de la discussion sont les valeurs correspondant au courant alternatif considéré sans redressement, mais mesurées après avoir traversé une résistance ohmique (sans self) égale à la résistance du redresseur. Moyennant cette précision, le raisonnement du texte est parfaitement admissible.

courant moyen de charge I_r , correspondant à la force électromotrice moyenne E_r , mesurée dans la figure XI-5-1. Entre I_r et I_0 (intensité maximum) existent les mêmes relations fondamentales qu'entre E_r et E_0 . On a donc :

$$I_r = \frac{I_0}{\pi} = 0,318 I_0$$

Ces considérations se vérifient expérimentalement. En écrivant ces lignes, nous avons sous les yeux un redresseur « Tungar » qui, monté suivant la figure XI-5-1, donne sur un voltmètre à cadre de 40.000 ohms de résistance une déviation de 20 volts. En réalisant le montage de la figure XI-5-2 avec $C = 2$ microfarads, on lit au voltmètre 62,8 volts. On a bien ici :

$$20 \approx \frac{62,8}{\pi}$$

ce qui vérifie la relation (1).

On déduit de là l'importante conclusion pratique suivante :

En rechargeant des accumulateurs à l'aide d'un redresseur utilisant une seule alternance (cas le plus général) d'un secteur alternatif, le courant de charge doit être réglé de manière que l'intensité mesurée avec un ampèremètre à cadre soit au plus égale au tiers de l'intensité de charge conditionnée par la capacité en dix heures des accumulateurs considérés.

Si, par exemple, nous rechargeons dans les conditions détaillées ci-dessus une batterie de 60 Ah (capacité en dix heures), qui exige un courant de charge continu d'au plus 6 ampères, l'intensité indiquée par un ampèremètre à cadre ne doit pas dépasser 2 ampères.

On ne doit jamais perdre de vue cette circonstance particulière de la recharge sur alternatif si l'on désire éviter la détérioration rapide des batteries par le passage bref, mais répété, de » pointes » d'intensité considérable.

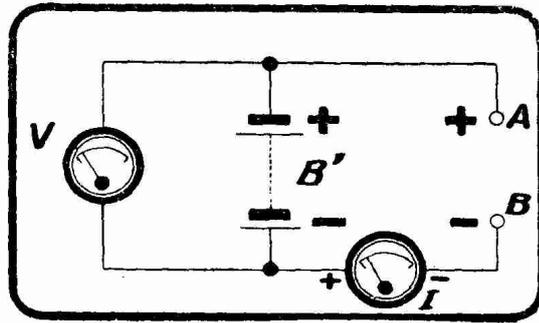


FIG. XI-5-3. — Charge d'une batterie d'accumulateurs B' par une tension redressée disponible en AB .

§ 6. — Cas de l'utilisation des deux alternances.

Dans le cas de l'utilisation des deux alternances — c'est-à-dire lorsque le courant redressé a la forme de la figure XI-1-3 — on a, avec les mêmes conventions que ci-dessus :

$$E_r = E_m = 0,637 E_0 \quad \text{et} \quad I_r = I_m = 0,637 I_0$$

Donc : *en rechargeant des accumulateurs à l'aide d'un redresseur utilisant les deux alternances d'un secteur alternatif, le courant de charge doit être réglé de manière que l'intensité mesurée avec un ampèremètre à cadre soit au plus égale aux deux tiers de l'intensité de charge conditionnée par la capacité en dix heures des accumulateurs considérés.*

§ 7. — Application à la mesure des tensions et intensités alternatives.

Ce que nous venons de dire de la tension et de l'intensité en redressé fait comprendre que l'on puisse utiliser à la mesure d'une tension ou d'une intensité

alternatives un voltmètre ou un ampèremètre à cadre que l'on fait travailler sur la tension ou l'intensité *redressées* à l'aide d'un petit redresseur au cuivre-oxyde de cuivre compris dans le boîtier même du voltmètre.

Dans cet ordre d'idées, on peut citer, à titre d'exemple, le contrôleur universel Chauvin et Arnoux. Cet appareil comporte essentiellement un galvanomètre à cadre mobile que des résistances en série ou en parallèle permettent d'utiliser à la mesure des tensions ou des intensités continues ou alternatives.

Pour les mesures en alternatif, on met en circuit, par un commutateur à double bouton, un petit redresseur Westinghouse contenu dans l'appareil.

L'aiguille se déplace devant deux échelles. L'échelle supérieure sert dans les mesures en alternatif : l'échelle inférieure, à divisions égales, est utilisée dans les mesures en continu ou en redressé. Pour effectuer une mesure en continu ou en redressé, on enclenche le bouton rouge ; pour une mesure en alternatif, on enclenche le bouton noir.

L'appareil comporte onze sensibilités connectées par des douilles ou moyen de cordons à fiches. Ces sensibilités sont 3-30-300 mA, 1,5 et 7,5 ampères, 1,5-7,5-30-150-300-750 volts.

Chacune des sensibilités est utilisable, pour la mesure des tensions, en continu (ou redressé) et en alternatif.

CHAPITRE V

**RECHARGE DE BATTERIES D'ACCUMULATEURS
SUR ALTERNATIF**

Nous avons vu au début du livre XI, page 259, que l'alternatif ne convient pas pour la recharge directe des batteries d'accumulateurs ; il faut, pour pouvoir utiliser à cette fin un secteur alternatif, transformer ce courant en courant de même sens (courant continu ou courant ondulé) dont la valeur moyenne est différente de zéro pendant la durée d'une période.

Les redresseurs destinés uniquement à la recharge de batteries d'accumulateurs se passent, bien entendu, de filtres : un courant ondulé suffit.

Il y a plusieurs méthodes de recharge des accumulateurs sur alternatif. Parmi ces méthodes nous citerons la valve à ionisation (type Tungar), la soupape électrolytique, les redresseurs mécaniques (redresseur synchrone, redresseur à lame vibrante), la lampe à vapeur de mercure, le groupe convertisseur.

Le groupe convertisseur consiste essentiellement en un moteur fonctionnant sur alternatif et entraînant en bout d'arbre une dynamo produisant du courant continu à la tension et à l'intensité désirées.

Par ordre de rendement décroissant sur 100 volts, on peut classer ces redresseurs comme suit :

- redresseurs mécaniques,
- lampe à vapeur de mercure,
- redresseurs électrolytiques,
- redresseur cuivre-oxyde de cuivre,
- groupe convertisseur,
- valve à ionisation.

S'il s'agit de recharger des batteries de 4 ou 6 volts, l'ordre précédent doit être modifié. Les rendements des soupapes électrolytiques et des lampes à vapeur de mercure diminuent, car leur chute de tension aux bornes devient importante par rapport à la tension d'emploi. Le rendement du groupe convertisseur peut être dans les deux cas maintenu aux environs de 50 %. Les appareils sont alors classés, au point de vue rendement, dans l'ordre ci-dessous :

- redresseurs mécaniques,
- groupe convertisseur,
- redresseur cuivre-oxyde de cuivre,
- redresseurs électrolytiques,
- lampe à vapeur de mercure,
- valve à ionisation.

Le rendement de la valve à ionisation, par suite de la nécessité de chauffer son filament, est toujours, dans les cas rencontrés pratiquement par l'amateur, de l'ordre de 10 à 15 %.

Les considérations de rendement passent le plus souvent pour l'amateur au second plan ; ses principales préoccupations dans le choix d'un rechargeur d'accumulateurs se portent surtout sur la sécurité, le silence, la propreté et aussi le prix d'achat. A tous ces points de vue, la valve à ionisation est à préférer et son rendement est encore supérieur, dans le cas de la batterie de 4 ou 6 volts, à la charge directe sur secteur continu.

CHAPITRE VI

LE REDRESSEMENT DANS LE CAS DU TRIPHASE

Il n'a été question dans ce qui précède que du redressement du courant alternatif monophasé tel que celui qui est disponible à toutes les « prises » d'appartements desservis par un secteur alternatif.

Dans le cas des grands postes de radiodiffusion, on utilise, pour créer la haute tension (15.000 à 20.000 volts) nécessaire au fonctionnement des lampes de grande puissance, le courant alternatif triphasé de fréquence $f = 25$ ou 50 fourni par les compagnies distributrices d'énergie électrique, et que nous avons étudié au § 14, livre VIII, pages 216 et suivantes.

Quelques lignes d'exposition très élémentaires sont ici utiles ne serait-ce qu'à titre de retour sur les notions précédemment acquises.

Les avantages de cette utilisation du triphasé dans les grands postes d'émission sont de produire, après redressement :

1° Une composante continue de tension très voisine de la tension maximum de l'une des phases (tension engendrée ou tension composée);

2° Une première composante alternative de fréquence élevée ($3f$ dans le cas de l'utilisation d'une seule alternance de chaque phase, $6f$ dans le cas de l'utilisation des deux alternances) et d'amplitude très faible (1).

Enfin, les valves de redressement habituellement employées dans les grandes stations d'émission (valves à vapeur de mercure) fonctionnent avec ces dispositifs dans les meilleures conditions de tension inverse, donc de sécurité.

Le fait que la composante continue est de tension élevée, est intéressant au point de vue rendement. Quant à la circonstance de la composante alternative de fréquence élevée et d'amplitude réduite, elle permet d'éliminer cette composante par un filtre comprenant peu de microfarads, avantage considérable lorsqu'il s'agit de tensions de 15.000 à 20.000 volts.

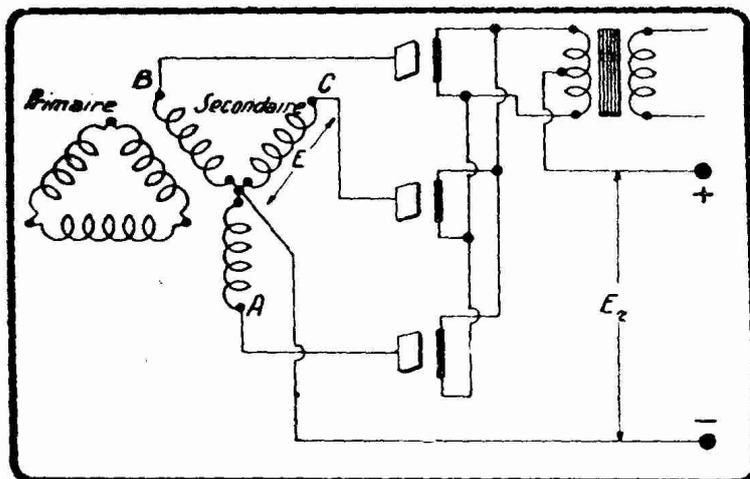


FIG. XI-VI-1. — Redresseur triphasé équipé avec trois valves et utilisant une seule alternance de chaque phase de la tension engendrée.

Les figures XI-VI-1 et XI-VI-2 représentent deux montages de redresseurs de triphasé assez répandus, surtout celui de la figure XI-VI-2.

Le transformateur d'attaque est un transformateur triphasé, primaire en triangle, secondaire en étoile.

La figure XI-VI-1 réalise le redressement en doublage d'intensité de chaque phase de la moitié de la tension composée, c'est-à-dire de la moitié de la tension prise entre les trois groupes d'extrémités de l'étoile (autrement dit entre A et C, entre C et B et entre B et A). En combinaison avec le fil neutre, chaque

(1) Dans le cas de la figure XI-VI-2, la tension de la composante alternative de fréquence la plus basse ($6f$) atteint seulement 5,7 % de la tension de la composante continue de la tension redressée.

paire d'extrémités d'étoile est montée sur ses valves comme l'indique la figure XI-4-2 rencontrée pour le monophasé.

Si E est la valeur efficace de la tension engendrée (tension aux bornes de chaque branche de l'étoile), la valeur maximum E_0 de cette tension est

$$E_0 = E \sqrt{2}$$

La valeur maximum V_0 de la tension composée est

$$V_0 = E_0 \sqrt{3}$$

La tension que redresse chaque groupe des trois valves de la figure XI-VI-1.

prises deux à deux, est de valeur maximum $\frac{V_0}{2}$.

La valeur moyenne E_m de la tension triphasée pendant une demi-période — c'est-à-dire (puisque l'on utilise les deux alternances de la tension composée) la tension redressée E_r mesurée dans les circonstances de la figure XI-5-1 (1) — est

$$E_m = E_r = \frac{3}{\pi} \frac{V_0}{2}$$

En portant dans cette relation les valeurs de V_0 et de E_0 précédentes, on trouve

$$E_r = \frac{3 \sqrt{3}}{2 \pi} E_0 = 0,827 E_0$$

et

$$E_r = \frac{3 \sqrt{3} \sqrt{2}}{2 \pi} E = 1,170 E$$

On voit que E_r est les 82,7 % de E_0 .

La figure XI-VI-2 réalise le redressement en pont de Wheatstone de chaque phase de la tension composée, c'est-à-dire de la tension prise entre les trois groupes d'extrémités de branches de l'étoile (autrement dit entre A et C, C et B et B et A).

Chacun de ces groupes de deux extrémités est monté sur ses valves comme le montre la figure XI-4-4 rencontrée pour le monophasé.

Si E est encore la valeur efficace de la tension engendrée, la valeur efficace V de la tension composée est,

$$V = E \sqrt{3}$$

La valeur moyenne E_m de la tension triphasée pendant une demi-période — c'est-à-dire (puisque l'on utilise les deux alternances) la tension redressée E_r mesurée dans les circonstances de la figure XI-5-1 — est

$$E_m = E_r = \frac{3 V_0}{\pi}$$

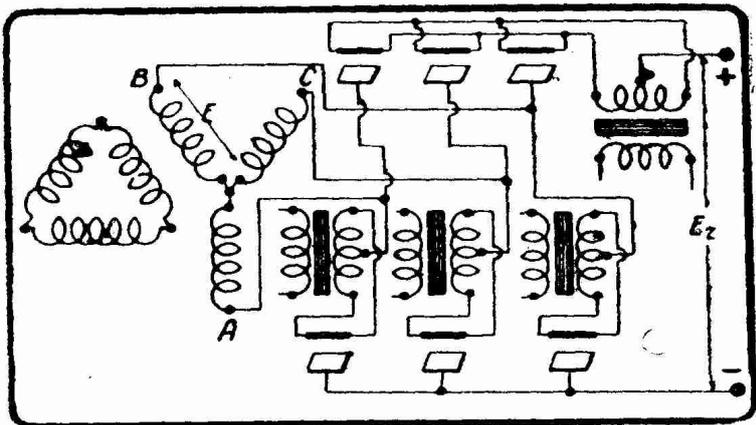


FIG. XI-VI-2. — Redresseur triphasé équipé avec six valves et utilisant les deux alternances de chaque phase de la tension composée.

(1) Le redresseur ne débitant pas sur un condensateur.

V_0 étant la valeur maximum (amplitude) de la tension composée, c'est-à-dire

$$V_0 = \sqrt{2} \quad V = \sqrt{2} \quad \sqrt{3} E$$

On a donc

$$E_r = \frac{3 \sqrt{2} \sqrt{3}}{\pi} E = 2,34 E = 1,655 E_0$$

E_0 étant la tension maximum (amplitude) de la tension engendrée.

On voit que E_r est de 65 % supérieur à E_0 .

REMARQUES. — I. Nous insistons sur le fait que les valeurs trouvées pour E_r ne conviennent que pour le cas où le redresseur ne débite pas sur un condensateur, autrement dit pour le cas de la figure XI-5-1 et non pour celui de la figure XI-5-2. Dans le cas de la figure XI-5-2, la tension redressée serait égale à V_0 , valeur maximum de la tension composée.

II. Nous avons fait abstraction dans nos calculs de la chute dans le redresseur, chute très faible puisque l'on admet utiliser des valves à vapeur de mercure (15 volts environ dans chaque lampe, quel que soit le débit).

LIVRE XII

Etude rapide du courant alternatif par les imaginaires

§ 1. — Utilité de cette étude.

Dans les livres précédents, les propriétés du courant alternatif ont été exposées suivant les règles classiques, afin d'éviter l'emploi de la théorie des nombres imaginaires.

Cette théorie a toutefois été résumée au début de cet ouvrage, et ceux qui l'auront assimilée pourront sans aucune difficulté, suivre l'exposé qui suit.

Il convient de remarquer que les circuits auxquels on a affaire actuellement dans les montages de T.S.F., télévision, appareils de mesure et autres applications des sciences électriques, sont de plus en plus compliqués. Les règles classiques de calcul de ces circuits sont très difficiles à appliquer.

L'emploi des imaginaires permet d'obtenir des méthodes de calcul très simples, les mêmes que celles adoptées pour l'étude du courant continu.

Avant d'exposer ces méthodes, le lecteur devra connaître quelques notions sur la théorie des vecteurs, qui fait l'objet du paragraphe suivant.

§ 2. — Théorie des vecteurs.

Un vecteur est une portion de droite comme celle de la figure XII-2-1, qui se désigne par V ou par AB et se lit : « vecteur V » ou « vecteur AB » (1).

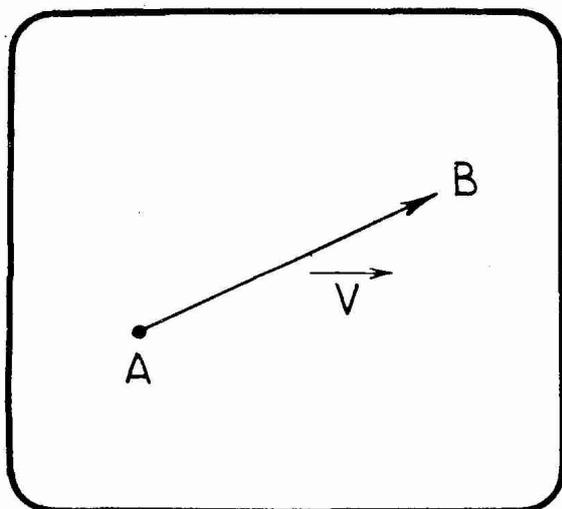


FIG. XII-2-1. — Représentation d'un vecteur.

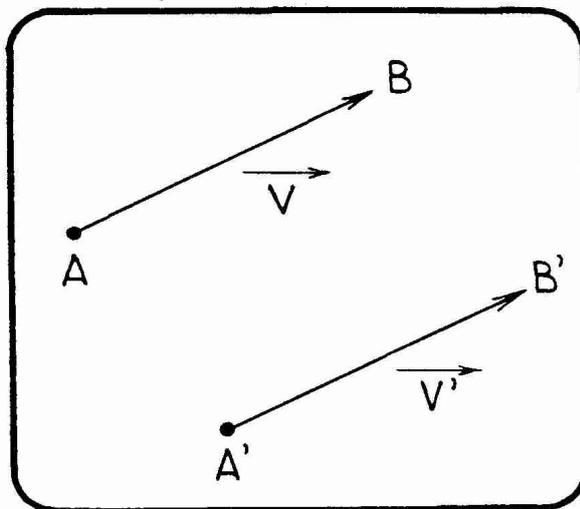


FIG. XII-2-2. — Vecteurs égaux.

(1) En général, on représente un vecteur par une ou deux lettres surmontées d'une flèche. Mais, en raison de certaines difficultés typographiques, nous nous abstenons, dans ce qui suit, de figurer la flèche.

Un vecteur V ou AB se caractérise par :

1° *L'origine* A ;

2° *La direction*, qui est celle de la droite AB ;

3° *Le sens*, qui est celui d'un mobile qui se déplacerait de A vers B , c'est-à-dire de l'origine vers l'extrémité marquée par une flèche ;

4° *La grandeur* AB ou V , qui peut s'exprimer, suivant la nature du vecteur, en unités quelconques : volts, ohms, etc.

Le vecteur est dit « libre » si l'origine est quelconque, tandis que la direction, le sens et la grandeur sont parfaitement déterminés.

Il est *glissant* si la droite AB est fixe, les autres éléments : direction, sens, grandeur étant déterminés.

Un vecteur glissant équivaut donc à un vecteur libre dont l'origine serait sur le « support », c'est-à-dire sur la droite AB .

Si les quatre éléments : origine, direction, sens et grandeur sont déterminés, on a affaire à un vecteur fixe.

Egalité de deux vecteurs :

Deux vecteurs V et V' (fig. XII-2-2) sont dits égaux si leurs supports AB et $A'B'$ sont parallèles, de même sens et de même grandeur.

Deux vecteurs égaux ont donc tous leurs éléments égaux, mais leurs origines sont différentes ; une translation AA' peut les amener en coïncidence.

Vecteurs directement opposés :

Deux vecteurs sont directement opposés lorsqu'ils ont leurs éléments égaux, mais sont de sens opposés. La figure XII-2-3 montre deux vecteurs V et V' directement opposés. On voit qu'ils ont même support (la droite $B'A'B$), même direction (celle de cette droite), même grandeur (car $AB = A'B'$) et des sens opposés (car AB est dirigé en sens contraire de $A'B'$).

Les origines peuvent ne pas coïncider, comme indiqué sur la figure XII-2-3 ; il suffit que ces vecteurs soient supportés par la même droite, comme sur la figure XII-2-4.

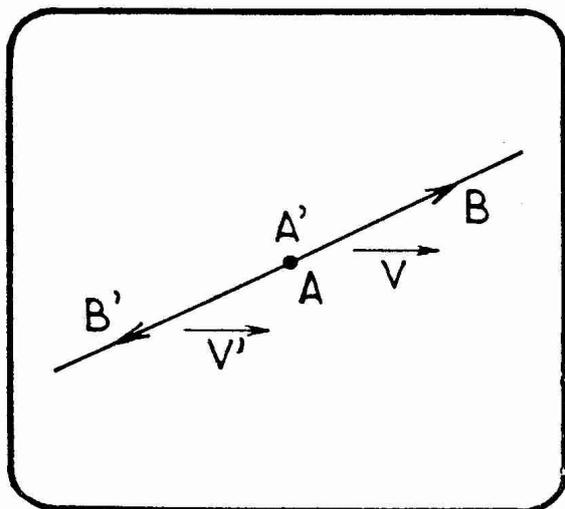


FIG. XII-2-3. — Vecteurs directement opposés et ayant même origine.

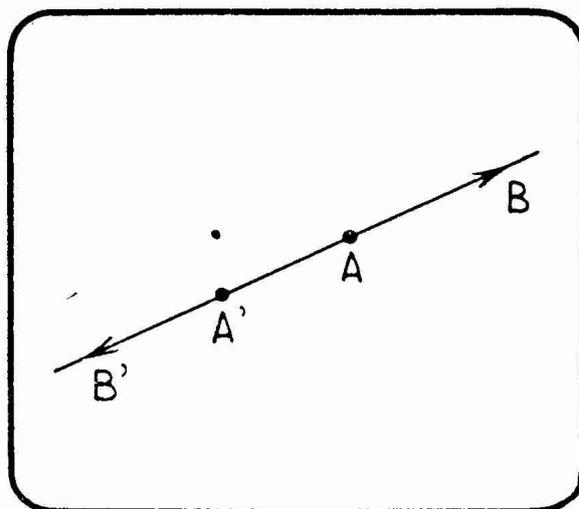


FIG. XII-2-4. — Vecteurs directement opposés et dont les origines ne coïncident pas.

Les vecteurs sont dit simplement opposés lorsqu'ils ont même grandeur, même direction, des sens opposés et des supports parallèles (fig. XII-2-5).

Vecteur mV :

Le vecteur mV a les propriétés suivantes par rapport au vecteur V :

1° Il a la même origine ;

- 2° Il a la même direction ;
- 3° Il est m fois plus grand ;
- 4° Il est de même sens, si m est positif, ou de sens contraire, si m est négatif.

La figure XII-2-6 indique, en haut, le vecteur $V = AB$ et le vecteur $mV = mAB'$, dans le cas où $m = 3$.

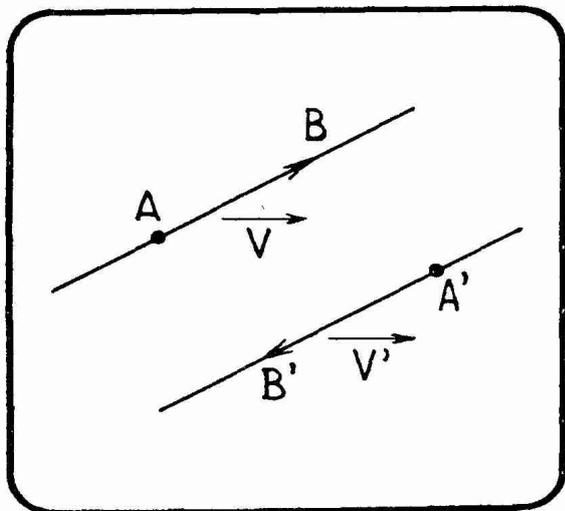


FIG. XII-2-5. — Vecteurs opposés (cas général).

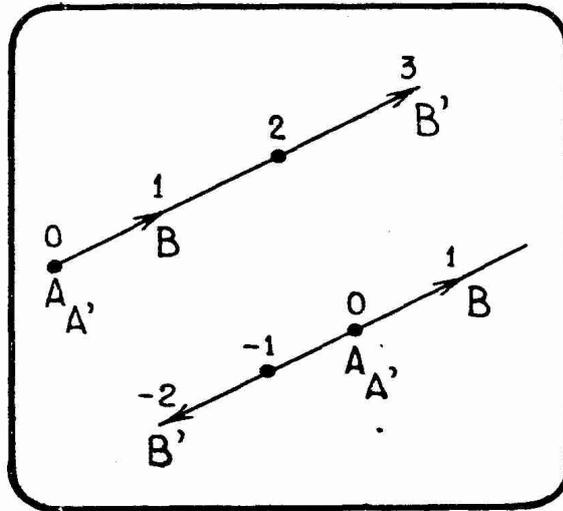


FIG. XII-2-6. — Représentation du vecteur mV .

Sur la même figure, en bas, est indiqué le cas où $m = -2$, avec les vecteurs $V = AB$ et $mV = -2 A'B'$.

Addition des vecteurs :

L'addition des vecteurs se fait suivant la règle suivante, $V_1, V_2, V_3... V_n$ étant les vecteurs à additionner :

- 1° On construit un vecteur V'_1 égal à V_1 ;
- 2° A l'extrémité de V'_1 , on construit un vecteur V'_2 égal à V_2 ;
- 3° A l'extrémité de V'_2 , on construit un vecteur V'_3 , égal à V_3 ;
- 4° En continuant à procéder de cette façon, on obtient ainsi un contour polygonal ayant comme commencement l'origine de V'_1 , et comme fin, l'extrémité de V'_n ;
- 5° La somme des n vecteurs est un vecteur V , obtenu en réunissant les deux extrémités du contour polygonal, et qui a même origine que V'_1 .

La figure XII-2-7 montre comment on additionne 4 vecteurs : V_1, V_2, V_3 et V_4 .

On écrit :

$$V = V_1 + V_2 + V_3 + V_4$$

L'origine 0 est, comme on le voit, quelconque et prise arbitrairement. On peut même, si on le désire, prendre l'origine de V_1 .

Le vecteur V donne la somme géométrique des vecteurs V_1, V_2 , etc.

La somme géométrique ne change pas :

- a) Lorsqu'on intervertit l'ordre dans lequel on considère les vecteurs ;
- b) Lorsque l'on remplace plusieurs vecteurs par leur somme géométrique.

Soustraction de deux vecteurs :

Soit deux vecteurs, V_1 et V_2 .

On dit que V est la différence géométrique de V_1 et V_2 :

$$V = V_1 - V_2$$

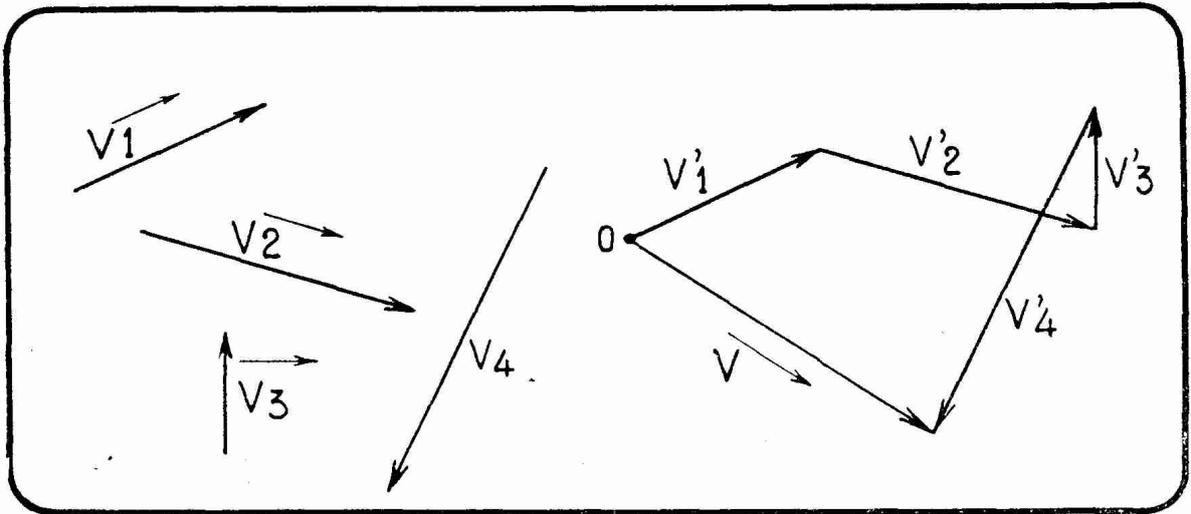


FIG. XII-2-7. — Addition de vecteurs.

V , V_1 et V_2 vérifient évidemment la relation :

$$V_1 = V + V_2$$

La construction géométrique se fait suivant la figure XII-2-8.

Soit à soustraire V_2 de V_1 :

Par un point quelconque, O , on construit les vecteurs V'_1 et V'_2 , égaux à V_1 et V_2 . Leur différence géométrique est $V = AB$, dont l'origine est à l'extrémité de V'_2 et l'extrémité à celle de V'_1 .

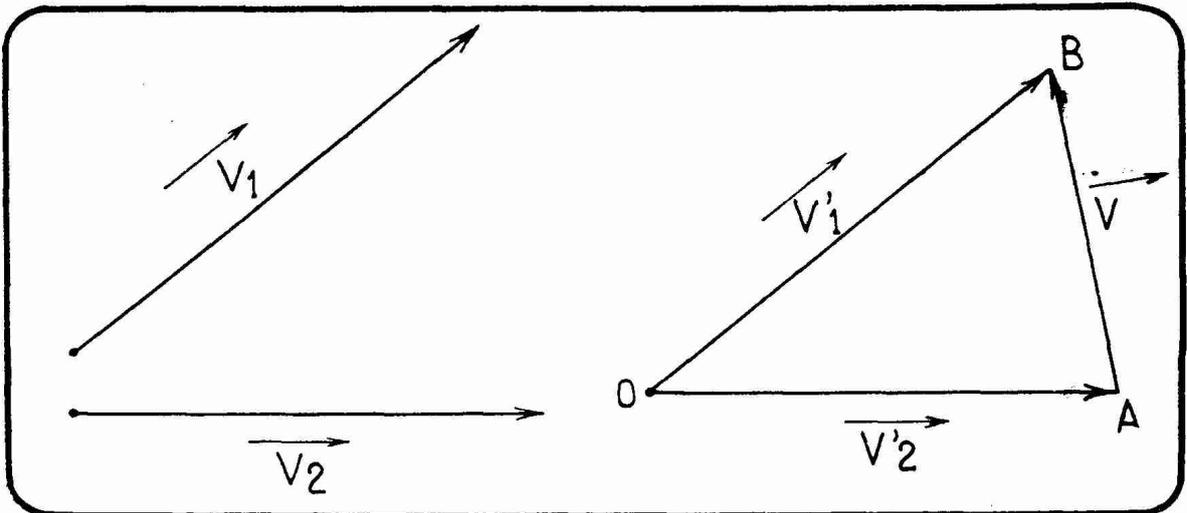


FIG. XII-2-8. — Soustraction de vecteurs.

Dans ce qui suit, nous ne parlerons pas du produit de deux vecteurs, que nous n'aurons pas à envisager. Ceux de nos lecteurs qui désireraient étudier complètement la question, en trouveront l'exposé complet dans tous les ouvrages de mécanique rationnelle.

Composantes d'un vecteur sur deux axes :

Si, suivant la figure XII-2-9, on considère les projections d'un vecteur V sur deux axes rectangulaires, OX et OY , on obtient :

$$CD = AB \cos \varphi$$

$$EF = AB \sin \varphi$$

φ étant l'angle que fait le vecteur avec l'axe OX. Désignons par X la projection CD et par Y la projection EF.

Remarquons que nous pouvons considérer X et Y comme les projections du vecteur V.

Dans ces conditions, on remarquera que l'on a :

$$(1) \quad V = X + Y$$

En effet, du point A pris comme origine, considérons les vecteurs AG = X et GB = Y. Il est clair que l'égalité (1) est vérifiée.

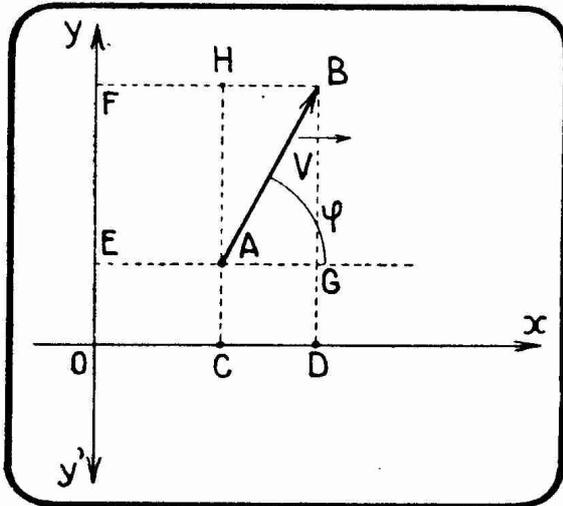


FIG. XII-2-9. — Projection d'un vecteur sur deux axes.

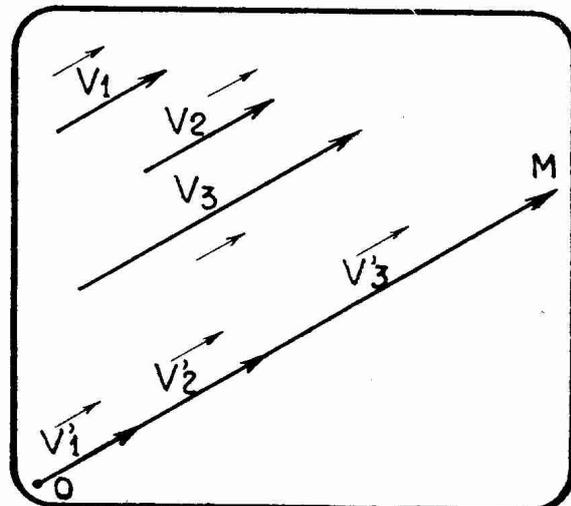


FIG. XII-2-10. — Addition de vecteurs ayant même direction.

Addition de vecteurs ayant la même direction :

Si plusieurs vecteurs V_1, V_2, V_3 ont la même direction, leur somme géométrique est égale, dans ce cas particulier, à la somme algébrique de leurs grandeurs. La figure XII-2-10 montre la construction géométrique, qui rend cette proposition évidente. Sur ce support OM, parallèle aux vecteurs, construisons bout à bout les vecteurs V_1', V_2', V_3' dont la somme est OM.

En se basant sur cette propriété, on voit que si l'on additionne géométriquement plusieurs vecteurs quelconques (par exemple V_1, V_2 et V_3), on obtient un vecteur V qui est leur somme, et dont les projections sur deux axes Ox et Oy sont X et Y. On a donc :

$$X = X_1 + X_2 + X_3$$

$$Y = Y_1 + Y_2 + Y_3$$

X_1, X_2 et X_3 étant respectivement les projections sur Ox de V_1, V_2 et V_3 ; Y_1, Y_2 et Y_3 étant les projections sur Oy.

La figure XII-2-11 montre clairement que l'on a, d'une part :

$$X_1 = DE = \text{proj}_x V_1$$

$$X_2 = EF = \text{proj}_x V_2$$

$$X_3 = FG = \text{proj}_x V_3$$

$$X = DG = \text{proj}_x V$$

et, d'autre part :

$$Y_1 = HI = \text{proj}_y V_1$$

$$Y_2 = IJ = \text{proj}_y V_2$$

$$Y_3 = JK = \text{proj}_y V_3$$

$$Y = HK = HI + IJ + JK = \text{proj}_y V$$

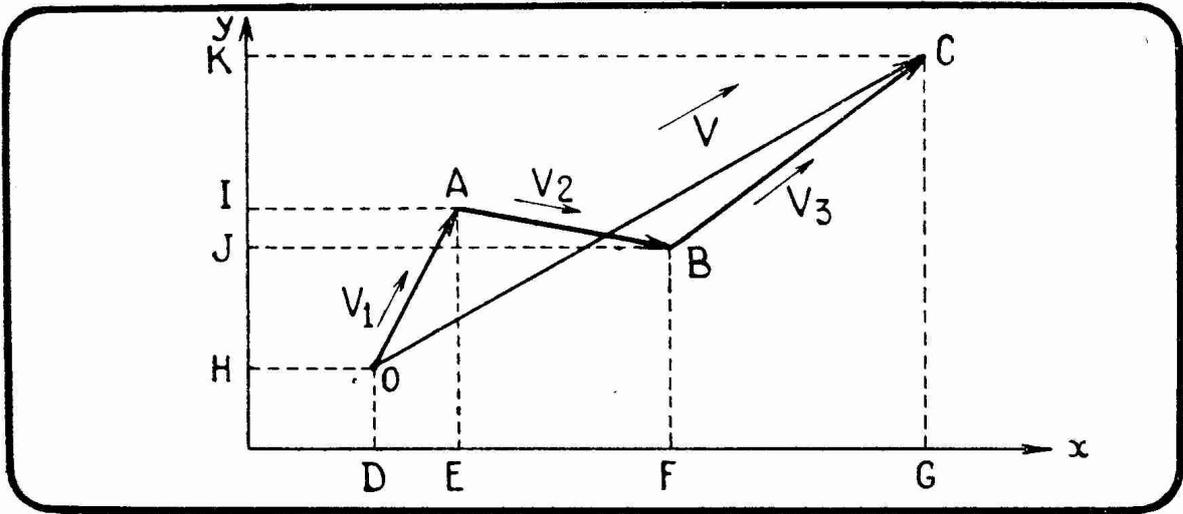


FIG. XII-2-11. — Somme géométrique de vecteurs quelconques.

Nous allons maintenant montrer comment l'on passe de la théorie des vecteurs à celle des nombres imaginaires. Nos lecteurs se reporteront auparavant avec avantage au chapitre consacré aux imaginaires, au début de cet ouvrage.

§ 3. — Passage de la théorie des vecteurs à la théorie des nombres imaginaires.

Considérons la figure XII-3-1, à gauche (A). Nous y voyons le vecteur $V = OM$, dont l'origine est en O, origine des axes de coordonnées.

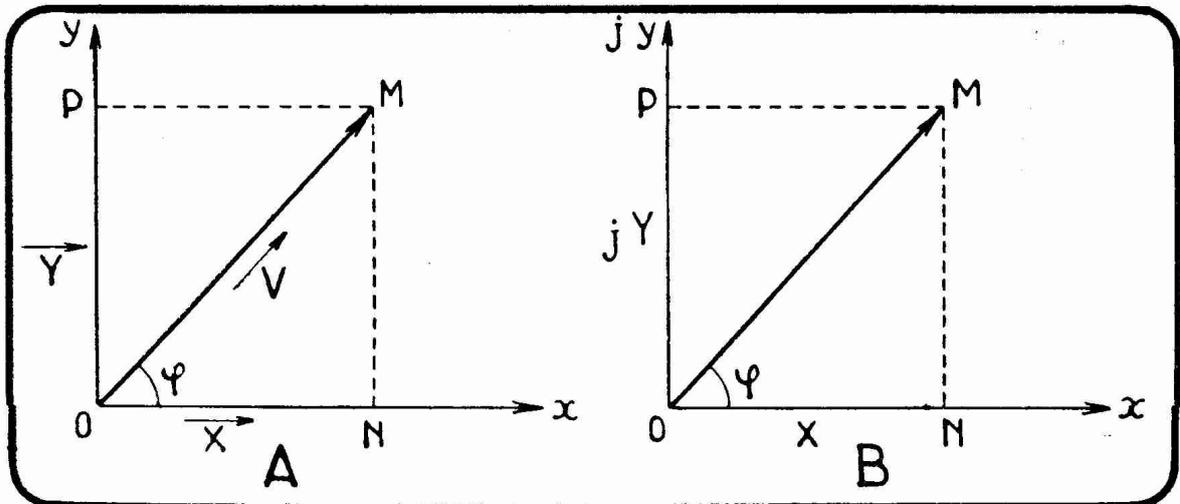


FIG. XII-3-1. — Correspondance de la représentation vectorielle et de la représentation sur le plan imaginaire.

Ses projections sont $ON = X$ et $OP = Y$. On a évidemment, d'après le théorème de Pythagore :

$$OM^2 = ON^2 + OP^2$$

et aussi, d'après la trigonométrie :

$$ON = OM \cos \varphi$$

$$OP = OM \sin \varphi$$

Considérons le côté droit (B) de la même figure, sur lequel est représenté le nombre imaginaire :

$$Z = X + jY$$

dont le modulé est $|Z|$.

$$|Z| = OM = \sqrt{X^2 + Y^2}$$

ou encore :

$$OM^2 = X^2 + Y^2$$

On voit sans peine que V correspond au module OM , et que ses projections X et Y correspondent aux composantes réelle et imaginaire X et Y , dans le système d'axes Ox et Ojy .

La quantité $Z = X + jY$ équivaut donc au vecteur V , si celui-ci a X et Y comme projections.

La représentation trigonométrique donne :

$$Z = OM \cos \varphi + jOM \sin \varphi$$

ou

$$Z = OM (\cos \varphi + j \sin \varphi)$$

Le module $|Z|$ a la même longueur que le vecteur V .

L'argument φ de Z indique la direction de V .

§ 4. — Circuits série parcourus par du courant alternatif sinusoïdal.

Considérons la figure XII-4-1, qui représente une résistance R en série avec une self L . Un courant alternatif de période T parcourt ce circuit.

On sait que la fréquence est :

$$(1) \quad F = \frac{1}{T}$$

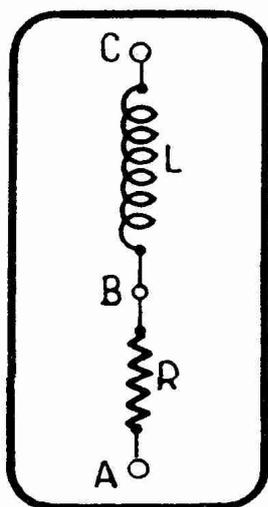


FIG. XII-4-1. — Résistance et self en série.

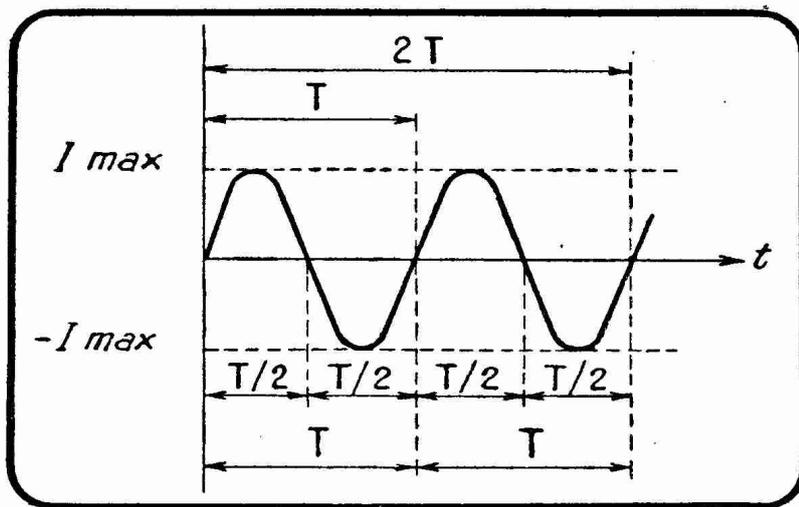


FIG. XII-4-2. — Variation du courant en fonction du temps.

et que la pulsation ω est liée à T et F par les relations :

$$(2) \quad \omega = 2 \pi F$$

$$(3) \quad \omega = \frac{2 \pi}{T}$$

Les éléments étant en série, le courant a la même valeur en tous les points du circuit. Etant sinusoïdal, ce courant peut s'écrire :

$$(4) \quad I = I_{\max} \sin \omega t$$

La figure XII-4-2 montre la variation de I en fonction du temps.

La tension E mesurée entre A et B (figure XII-4-1) varie suivant la même loi que le courant.

On a (voir livre VIII, § 2, page 189) :

$$(5) \quad E = RI = RI_{\max} \sin \omega t$$

La tension et le courant sont en phase ; autrement dit, la courbe qui représente la tension E entre les points A et B a la même forme que celle de la figure XII-4-2, mais les ordonnées E sont R fois plus grandes.

Par contre, si l'on mesure la tension alternative E' entre B et C, c'est-à-dire aux bornes de la self L , on démontre qu'elle a pour valeur :

$$E' = E'_{\max} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right), \text{ avec}$$

$$E'_{\max} = L\omega I_{\max}$$

On dit que $L\omega$ est la résistance apparente en alternatif de la self. Cette résistance apparente est désignée sous le nom *d'inductance* :

L'angle $\frac{\pi}{2}$ est le *décalage* de la tension aux bornes de la self par rapport

à la tension aux bornes de la résistance, en avance de $\frac{\pi}{2}$ sur E .

Dans la remarque de la page 195, on a montré comment l'on pouvait représenter la résistance R et la réactance $L\omega - \frac{1}{C\omega}$ par des vecteurs OA et

AB perpendiculaires. Il est évident que si la réactance se réduit à l'inductance $L\omega$, il en est de même.

Le vecteur OB représente la tension entre A et C (figure XII-4-3), comme cela a été montré déjà au § 2, livre VIII, figure VIII-2-10. Cette tension est

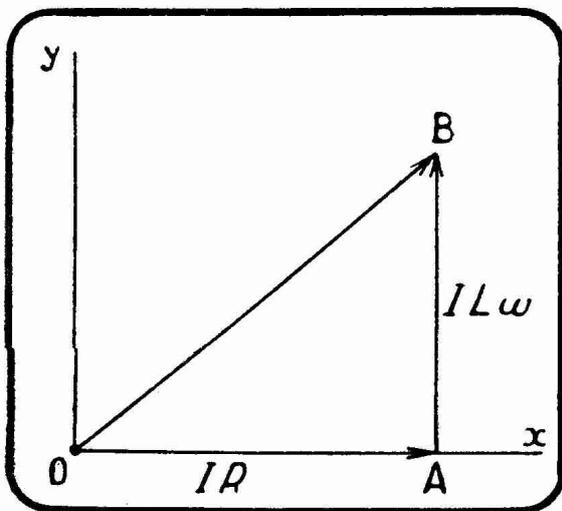


FIG. XII-4-3. — Vecteurs représentant les tensions aux bornes de R et de L .

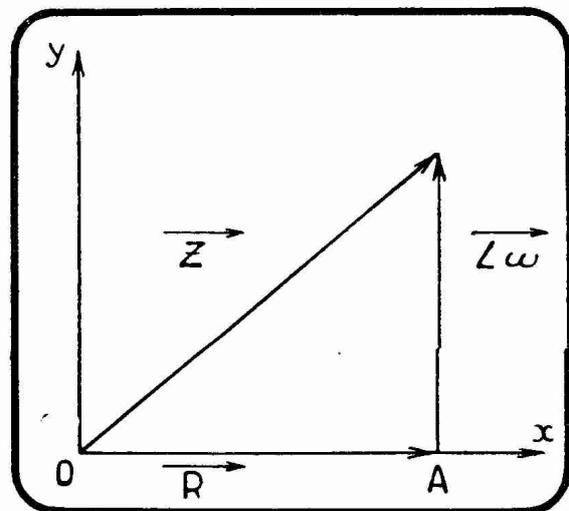


FIG. XII-4-4. — Vecteurs représentant les impédances.

donc :

$$OB = \sqrt{I^2 R^2 + I^2 L^2 \omega^2}$$

$$\text{ou } OB = I \sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}$$

Comme I est commun à tous les éléments en série, il est plus simple de ne représenter que la résistance R suivant l'axe des x et l'inductance $L\omega$ suivant l'axe des y, comme indiqué sur la figure XII-4-4.

Le vecteur Z est l'impédance de R et $L\omega$. Pour utiliser le calcul imaginaire, il faut multiplier par j les vecteurs parallèles à Oy. On obtient ainsi :

$$Z = R + jL\omega$$

dont le module est justement égal à l'impédance.

$$|Z| = Z = \sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}$$

La figure XII-4-5 donne les schémas de toutes les combinaisons possibles de R, L et C.

Le vecteur désignant la résistance en alternatif de C a pour valeur $\frac{1}{C\omega}$. Cette quantité se désigne sous le nom de *capacité*.

On démontre que le vecteur $\frac{1}{C\omega}$ est directement opposé au vecteur $L\omega$, c'est-à-dire que la tension dans un circuit série comprenant R, L et C est en phase avec le courant dans R, décalée de $\frac{\pi}{2}$ en avant dans la self, et de $\frac{\pi}{2}$ en arrière dans le condensateur.

Le vecteur représentant la capacité est donc décalé de π par rapport au vecteur inductance.

Ces vecteurs étant directement opposés, leur vecteur résultant est obtenu simplement par soustraction.

En résumé, si R, L et C sont en série, on a :

$$E = IR + IL\omega + I \frac{1}{C\omega}$$

Mais nous avons vu au paragraphe 2, page 295, que l'on pouvait remplacer deux vecteurs par leur somme géométrique ; or, la somme géométrique

de $IL\omega$ et $I \frac{1}{C\omega}$ est leur différence arithmétique. Donc :

$$IL\omega + I \frac{1}{C\omega} = I \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)$$

La quantité $L\omega - \frac{1}{C\omega}$ se nomme *réactance*. Finalement :

$$E = IZ = IR + I \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)$$

En divisant le tout par I, on obtient :

$$Z = R + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)$$

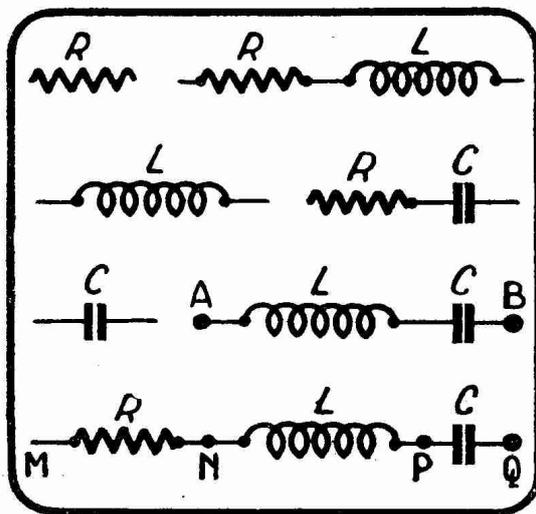


FIG. XII-4-5. — Combinaison en série d'éléments R, L, C.

ou, en imaginaires :

$$Z = R + j \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)$$

dont le module est

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

Nous en déduisons les règles suivantes de calcul des impédances par les imaginaires :

1° Si l'on a des éléments R, L, C en série, on obtient l'impédance imaginaire Z en additionnant les impédances imaginaires des différents éléments.

2° Ces impédances imaginaires sont :

R pour la résistance,
 $jL\omega$ pour la self,
 $\frac{-j}{C\omega}$ pour la capacité (ce qui s'écrit encore $\frac{1}{jC\omega}$).

3° L'impédance réelle est le module de l'impédance imaginaire. Ce module se calcule comme indiqué plus haut :

$$|Z| = \sqrt{X^2 + Y^2}$$

D'après ces règles, nous pouvons dresser le tableau suivant, indiquant tous les cas que l'on peut envisager en pratique.

| Eléments en série | Impédance | Impédance imaginaire | Partie réelle |
|-------------------|---|--|---------------|
| R | R | R | R |
| L | $L\omega$ | $jL\omega$ | |
| C | $\frac{1}{C\omega}$ | $\frac{-j}{C\omega}$ | |
| R et L | $\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}$ | $R + jL\omega$ | R |
| R et C | $\sqrt{R^2 + \frac{1}{C^2\omega^2}}$ | $R + \frac{-j}{C\omega}$ | R |
| L et C | $L\omega - \frac{1}{C\omega}$ | $j \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)$ | |
| R, L et C | $\sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)^2}$ | $R + j \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)$ | R |

Ce tableau permet de résoudre tous les problèmes concernant des éléments R, L, C en série.

En voici quelques-uns, à titre d'exemples :

Problème 1. — Une tension sinusoïdale de 110 volts efficaces est appliquée

à un circuit comportant une résistance de 100 ohms en série avec une self de 1 henry.

Quel est le courant traversant le circuit, et quelles sont les tensions entre A et B, d'une part, B et C, d'autre part (figure XII-4-1) ? Fréquence : 50 c/s.

Solution :

$$\begin{aligned}\omega &= 2\pi \cdot 50 = 314 \\ L\omega &= 314 \\ R &= 100 \\ Z &= R + j L\omega = 100 + j 314 \\ |Z| &= \sqrt{R^2 + L^2\omega^2} \\ |Z| &= \sqrt{10.000 + 98.596} \\ |Z| &= 329 \Omega \text{ environ}\end{aligned}$$

$$I = \frac{E}{|Z|} = \frac{110}{329} = 0,334 \text{ ampère}$$

Tension entre A et B :

$$E_{AB} = RI = 100 \cdot 0,334 = 33,4 \text{ volts}$$

Tension entre B et C :

$$E_{BC} = L\omega I = 314 \cdot 0,334 = 104,87 \text{ volts}$$

On voit que $E_{AB} + E_{BC}$ n'est pas égale à 110 volts, mais que l'on a, suivant la somme géométrique de ces tensions :

$$110^2 = 33,4^2 + 104,87^2$$

aux approximations de calcul près.

Problème 2. — On a une capacité de 0,1 μ F en série avec une self de 2 henrys. Une tension de 100 volts est appliquée entre A et B (figure XII-4-5).

Pour quelle valeur de ω le courant est-il infiniment grand ?

Solution :

$$C = 10^{-7} \text{ farad}$$

$$L = 2 \text{ henrys}$$

$$Z = j \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)$$

$$|Z| = L\omega - \frac{1}{C\omega}$$

$$E = |Z| I$$

$$I = \frac{E}{|Z|}$$

Pour que I soit infini, il faut que $|Z| = 0$, ou

$$L\omega - \frac{1}{C\omega} = 0$$

$$LC \omega^2 - 1 = 0$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

C'est la formule de Thomson pour la résonance série.

On obtient donc :

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot 10^{-7}} \cdot 10.000} = \frac{1}{\sqrt{20 \cdot 10^{-8}} \cdot 10.000}$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{20} \cdot 4,47}$$

$$\omega = 2.200 \text{ environ}$$

La fréquence correspondante est :

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{2.200}{3,14} = 700 \text{ environ}$$

On voit que, dans le cas de ce problème, la tension E aurait pu avoir une valeur quelconque.

Ce problème est purement théorique. En réalité, une bobine de self présente une certaine résistance, et l'on a une capacité, une self et une résistance en série.

Le problème suivant envisage ce cas réel.

Problème 3. — Avec les éléments du problème précédent, nous supposons que l'on intercale une résistance de 100 ohms. Quel est le courant obtenu ?

Solution :

$$\omega = 2.200$$

$$Z = R + j \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)$$

D'après le problème précédent, ω a été calculé de façon que la réactance

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

est nulle. On a donc :

$$Z = R$$

$$|Z| = R = 100 \text{ ohms}$$

$$I = \frac{100 \text{ V}}{100 \Omega} = 1 \text{ A}$$

Déterminons les tensions entre les points MN, NP, PQ (figure XII-4-5).

Entre M et N (résistance), on a :

$$E_{MN} = RI = 100 \text{ volts}$$

Entre N et P (self) :

$$E_{NP} = L\omega I = 2 \cdot 2.200 \cdot 1 = 4.400 \text{ volts}$$

$$E = \frac{1}{C\omega} I = L\omega I = 4.400 \text{ volts}$$

Comme les tensions ENP et EPQ sont en opposition, la tension entre N et Q est nulle ; donc celle qui existe entre M et Q est la même qu'entre M et N : c'est la tension totale appliquée au circuit, c'est-à-dire 100 volts.

§ 5. — Résumé des différents décalages entre les tensions et les courants.

1° Dans une résistance, la tension et le courant sont en phase.

2° Dans une self, la tension est de $\frac{\pi}{2}$ en avance sur le courant.

3° Dans une capacité, la tension est de $\frac{\pi}{2}$ en retard sur le courant.

La figure XII-5-1 indique les positions respectives des tensions et des courants dans ces trois éléments. Si les R, L et C sont en série, le courant est le même dans ces éléments. Les tensions sont décalées comme suit :

1° La tension aux bornes de la self est en avance de $\frac{\pi}{2}$ sur la tension aux bornes de la résistance ;

2° La tension aux bornes du condensateur est en retard de $\frac{\pi}{2}$ sur la tension aux bornes de la résistance ;

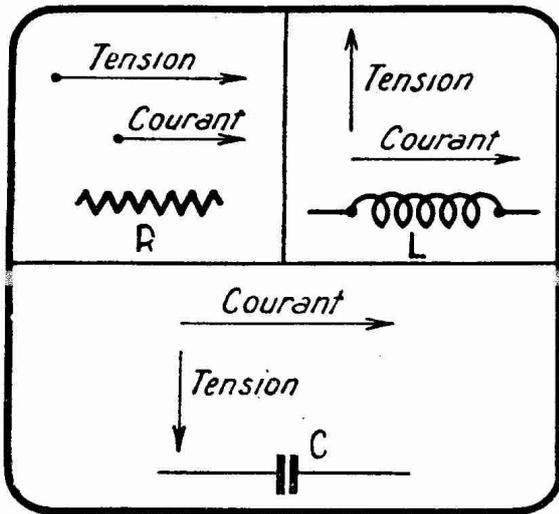


FIG. XII-5-1. — Directions des vecteurs tensions et courants dans les éléments R, L, C.

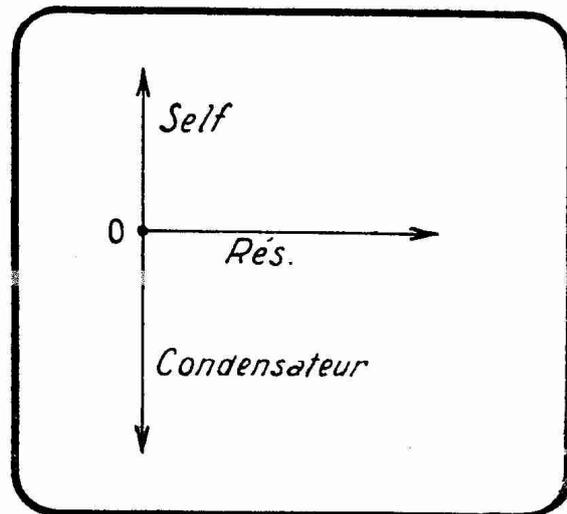


FIG. XII-5-2. — Vecteurs tensions dans un circuit comprenant R, L et C en série.

3° La tension aux bornes de la capacité est en retard de π sur la tension aux bornes de la self.

Remarquer qu'étant donné que π représente un demi-tour, il est indifférent de dire que la tension est en avance ou en retard.

La figure XII-5-2 représente les positions respectives des tensions lorsque les courants sont en phase.

§ 6. — Circuits en parallèle.

Avec les trois éléments R, L, C on peut obtenir les sept schémas de groupements possibles indiqués sur la figure XII-6-1.

Dans les schémas (a) à (g), une tension sinusoïdale alternative E est appliquée entre A et B. Les tensions sont donc les mêmes aux bornes des éléments en parallèle, mais les courants sont différents.

Les décalages entre le courant et la tension dans chaque élément sont toujours régis par les règles déjà indiquées.

Comme toutes les tensions sont en phase, ce sont les courants qui sont décalés entre eux.

La figure XII-6-2 indique le décalage des trois courants lorsque des tensions sont en phase.

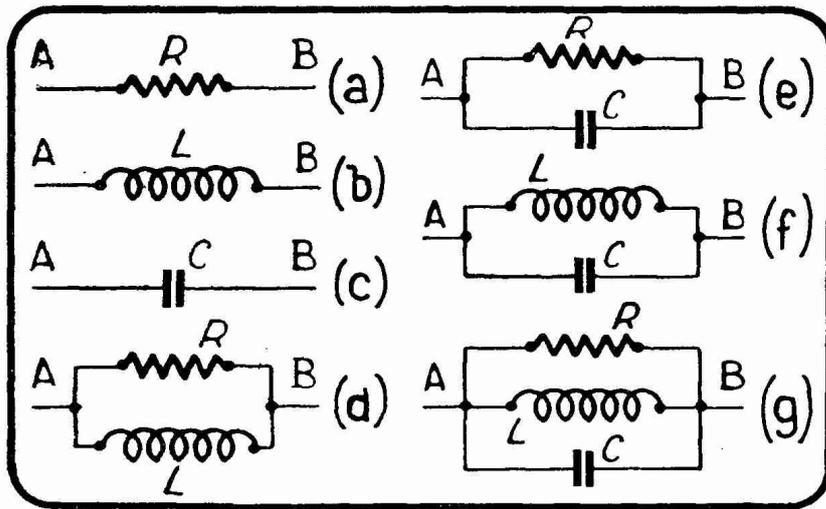


FIG. XII-6-1. — Circuits avec éléments R , L , C en parallèle.

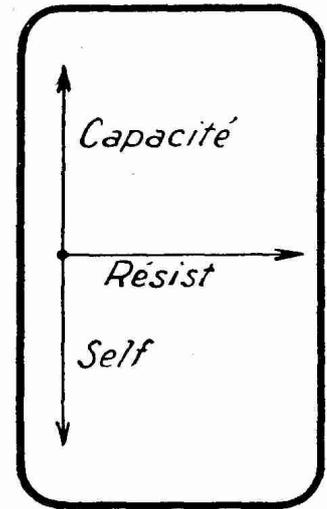


FIG. XII-6-2. — Décalage des courants dans des circuits comprenant R , L , C en parallèle.

Soit I_R , I_L et I_C ces courants et I le courant total. En tenant compte de décalages, la somme des 3 vecteurs I_R , I_L , I_C est :

$$I = I_R + I_L + I_C$$

Mais les grandeurs des différents courants ont les valeurs suivantes :

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

$$I_L = \frac{E}{L\omega}$$

$$I_C = \frac{E}{1/C\omega}$$

On a donc à faire la somme vectorielle :

$$I = E \frac{1}{R} + E \frac{1}{L\omega} + E \frac{1}{1/C\omega}$$

ce qui équivaut à :

$$\frac{I}{E} = \frac{1}{R} + \frac{1}{L\omega} + \frac{1}{1/C\omega}$$

Le vecteur I/E est l'inverse de l'impédance totale de l'ensemble, et nous le désignerons par $1/Z$.

Avec les imaginaires, en tenant compte des angles de décalage :

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R} - \frac{j}{L\omega} + \frac{j}{1/C\omega}$$

ce qui s'écrit encore :

$$(1) \quad \frac{1}{Z} = \frac{1}{R} + j \left(C\omega - \frac{1}{L\omega} \right)$$

d'où :

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{R} + j \left(C\omega - \frac{1}{L\omega} \right)}$$

dont le module est :

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

qui peut s'écrire encore, en multipliant par R les deux termes du rapport :

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

Lorsque la self est absente, on a $L = \infty$.

Lorsque le condensateur est absent, on doit faire $C = 0$.

Lorsque R manque, on fait $R = \infty$.

TABLEAU DES IMPEDANCES DES ELEMENTS R-L-C EN PARALLELE

| Eléments | Impédance imaginaire | Impédance réelle |
|-----------|--|--|
| R | $Z = R$ | $ Z = R$ |
| L | $Z = jL\omega$ | $ Z = L\omega$ |
| C | $Z = \frac{-j}{C\omega}$ | $ Z = \frac{1}{C\omega}$ |
| R et L | $Z = \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{j}{L\omega}}$ | $ Z = \frac{R}{1 + \frac{R^2}{L^2\omega^2}}$ |
| R et C | $Z = \frac{1}{\frac{1}{R} + jC\omega}$ | $ Z = \frac{R}{1 + R^2C^2\omega^2}$ |
| C et L | $Z = \frac{j}{\left(\frac{1}{L\omega} - C\omega \right)}$ | $ Z = \frac{1}{\left \frac{1}{L\omega} - C\omega \right }$ (le dénominateur en valeur absolue). |
| R, L et C | $Z = \frac{1}{\frac{1}{R} + j \left(C\omega - \frac{1}{L\omega} \right)}$ | $ Z = \frac{R}{1 + R^2 \left(C\omega - \frac{1}{L\omega} \right)^2}$ |

Des formules (1) et (2), nous déduisons le tableau de la page 307, donnant les valeurs des impédances réelles et imaginaires dans les sept cas de la figure XII-6-1.

Rappelons que lorsque l'on a affaire à une quantité telle que $\frac{1}{X + jY}$, on la ramène à la forme normale en multipliant en haut et en bas par $X - jY$. On a ainsi :

$$\frac{1}{X + jY} = \frac{X - jY}{X^2 + Y^2} = \frac{X}{X^2 + Y^2} - j \frac{Y}{X^2 + Y^2}$$

§ 7. — Circuits mixtes.

Dans la pratique, on trouve souvent des combinaisons d'éléments R, L, C en série et en parallèle, comme indiqué, par exemple, sur le schéma de la figure XII-7-1.

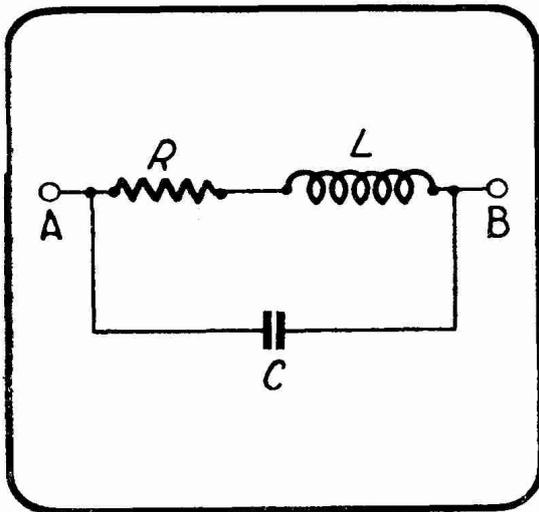


FIG. XII-7-1. — Combinaison série-parallèle.

Pour faciliter le travail de nos lecteurs, nous allons donner les règles de calcul des impédances imaginaires dans le cas général.

Rappelons de nouveau les valeurs des impédances imaginaires :

Résistance : R.

Self : $jL\omega$.

Capacité : $\frac{-j}{C\omega} = \frac{1}{jC\omega}$.

Voici également les inverses de ces impédances imaginaires :

Résistance : $\frac{1}{R}$.

Self : $\frac{1}{jL\omega} = \frac{-j}{L\omega}$.

Capacité : $jC\omega$.

La règle de calcul de l'impédance imaginaire est la même que celle qui a été appliquée au groupement des résistances en continu (voir pages 89 et 90).

Ayant obtenu l'impédance imaginaire résultante, qui se présente sous la forme $Z = X + jY$, l'impédance réelle (on le module) a comme valeur $|Z| = +\sqrt{X^2 + Y^2}$.

Appliquons ces règles au schéma de la figure XII-7-1.

Tout d'abord, nous avons une branche avec R et L en série. Soit Z_1 l'impédance imaginaire de ces deux éléments en série.

$$Z_1 = R + jL\omega$$

L'impédance de l'autre branche est évidemment :

$$Z_2 = \frac{1}{jC\omega}$$

Calculons maintenant l'impédance résultante Z comme en continu ; c'est le rapport entre le produit et la somme :

$$Z = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{(R + j L \omega) \frac{1}{j C \omega}}{R + j L \omega + \frac{1}{j C \omega}}$$

ou encore :

$$Z = \frac{R + j L \omega}{1 - L C \omega^2 + j R C \omega} \quad (1)$$

dont le module se calcule suivant les règles indiquées plus haut. Sa valeur est

$$|Z| = \sqrt{\frac{R^2 + L^2 \omega^2}{R^2 C^2 \omega^2 + (1 - L C \omega^2)^2}} \quad (2)$$

Les formules (1) et (2) sont très importantes et nous serviront par la suite. Nous espérons que nos lecteurs ont pu se rendre compte, d'après cet exemple, de l'énorme simplification apportée par le calcul imaginaire à l'étude du courant alternatif sinusoïdal.

Avant de terminer, nous indiquerons le calcul de l'angle de décalage, dans le cas d'un circuit quelconque.

§ 8. — Angle de décalage ou de phase entre la tension et le courant.

Lorsqu'on détermine l'impédance résultante qui correspond à un ensemble de résistances, selfs et condensateurs montés suivant un schéma quelconque (par exemple celui de la figure XII-7-1), il ne suffit pas de connaître seulement sa grandeur, qui est le module de l'impédance imaginaire ou l'impédance réelle : $|Z|$.

Une tension E étant appliquée aux bornes de cette impédance (on désigne également sous ce nom l'ensemble matériel compris entre A et B de la même

figure), le courant est $I = \frac{E}{|Z|}$.

Le décalage φ de I sur E est donné par la formule suivante, qui donne la valeur de $\operatorname{tg} \varphi$:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{Y}{X} \quad (1)$$

formule dans laquelle Y est le coefficient de j et X la partie réelle de l'expression imaginaire de l'impédance

$$Z = X + j Y$$

Exemples :

Nous avons déjà indiqué que, pour une résistance :

$$Z = R + j \cdot 0$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{0}{R} = 0$$

Pour une self :

$$Z = 0 + j L \omega$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{L \omega}{0} = + \infty$$

ou $\varphi = + \frac{\pi}{2}$, comme cela a déjà été indiqué.

Pour un condensateur seul :

$$Z = 0 + \frac{1}{j C \omega} = 0 + \frac{j}{C \omega}$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{-1}{C \omega \cdot 0} = -\infty$$

ce qui correspond à $\varphi = - \frac{\pi}{2}$

Examinons des cas plus compliqués.

Résistance en série avec une self :

$$Z = R + j L \omega$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{L \omega}{R}$$

On désigne encore par Q (coefficient de surtension) l'expression $L \omega / R$, lorsqu'il s'agit de ce cas.

Condensateur en série avec une résistance :

$$Z = R + \frac{1}{j C \omega}$$

ou encore

$$Z = R + \frac{-j}{C \omega}$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{-1}{R C \omega}$$

Les trois éléments en série :

$$Z = R + j \left(L \omega - \frac{1}{C \omega} \right)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{L \omega - \frac{1}{C \omega}}{R}$$

Résistance et condensateur en parallèle :

D'après le tableau du § 6 :

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{R} + j C \omega}$$

En multipliant en haut et en bas par $\left(\frac{1}{R} - j C \omega \right)$, nous obtenons :

$$Z = \frac{\frac{1}{R} - j C \omega}{\frac{1}{R^2} + C^2 \omega^2}$$

et, par conséquent :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{-C \omega}{1/R} = -R C \omega$$

Les trois éléments en parallèle (même tableau) :

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{R} + j \left(C \omega - \frac{1}{L \omega} \right)}$$

d'où

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

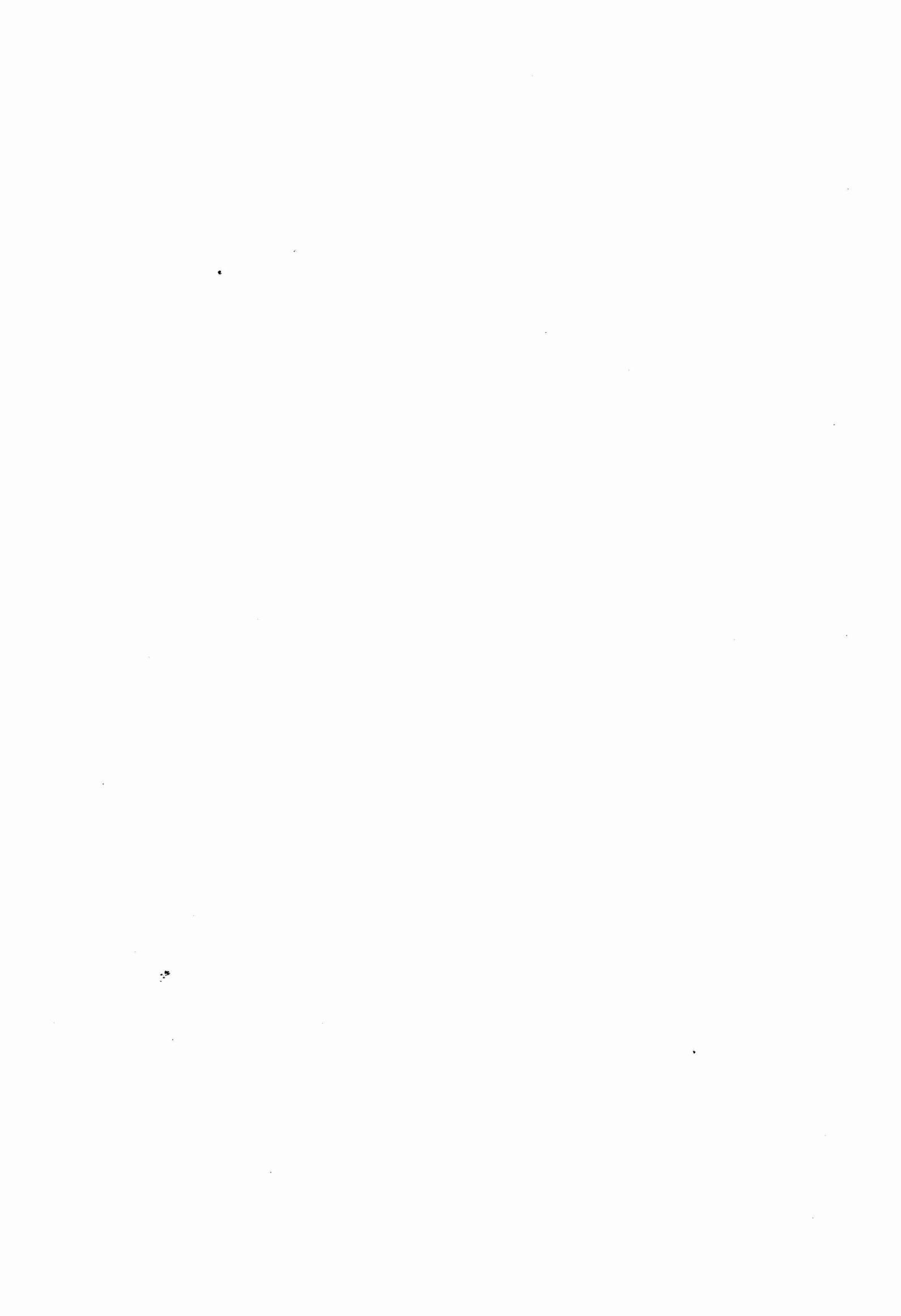
$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\frac{1}{L \omega} - C \omega}{1/R} = \frac{R}{L \omega} - R C \omega$$

REMARQUE. — Lorsque l'expression de Z est de la forme $Z = \frac{1}{U + j V}$, on a $\operatorname{tg} \varphi = -\frac{V}{U}$, ainsi que le montre le dernier exemple.

T. S. F.

Nous sommes maintenant en possession de tous les éléments nécessaires pour entreprendre utilement l'étude de la T.S.F. proprement dite.

Comme nous l'avons dit, la T.S.F. procède des mouvements vibratoires et de l'électrotechnique générale. A chaque instant et cela dès le début, nous aurons à nous reporter aux premières parties de cet ouvrage, dans lesquelles non seulement nous avons acquis les notions indispensables, mais encore étudié quelques accessoires des postes récepteurs ou émetteurs : accumulateurs, transformateurs d'alimentation, redresseurs, filtres, téléphones, etc.



LIVRE XIII

T. S. F. — Généralités

LES ONDES HERTZIENNES

§ 1. — Conditions de production des ondes hertziennes. Champ électromagnétique.

Le professeur allemand Henri Hertz (1) ayant réalisé l'expérience de la figure IX-5-1 observa au voisinage de l'éclateur, entre les boules duquel se produisait une décharge oscillante, des radiations, des ondes particulières.

Ces ondes se propagent à travers tous les milieux isolants, mais non à travers les milieux métalliques. Ce sont les *ondes hertziennes*, ainsi nommées en hommage à celui qui le premier les mit en évidence et décéla leur nature *électromagnétique*.

Des ondes de cette nature se produisent chaque fois qu'a lieu une décharge oscillante d'un condensateur dans un circuit dont le type se ramène toujours à celui de la figure IX-4-1. La source qui sert à charger le condensateur est branchée soit aux armatures du condensateur C, soit aux bornes de l'éclateur EE'.

La zone dans laquelle on peut observer les ondes hertziennes est étendue dans d'énormes proportions si l'on adjoint au dispositif de Hertz de la figure IX-5-1 et, en général, au dispositif de la figure IX-4-1, une *antenne* constituée, dans sa forme la plus simple, par un fil vertical isolé à une extrémité.

L'artifice de l'antenne est dû au professeur russe A. S. Popoff (1859-1905), qui, en 1895 — presque en même temps que l'Anglais Olivier Lodge et le Français A. Turpain (2) et un an avant les premiers essais de Marconi (3) — eut l'idée d'utiliser les ondes hertziennes aux transmissions télégraphiques. Popoff réalisa le premier dispositif radio-émetteur pratique, représenté par la figure XIII-1-1 ; une portée de 6 kilomètres fut obtenue.

Considérons donc le cas de cette figure qui donne, par l'intervention de

(1) Henri Hertz, physicien allemand (1857-1894). Technicien consommé, Hertz se signala très jeune par une habileté expérimentale prodigieuse. A 23 ans, il devint assistant de Helmholtz, dont nous avons cité les recherches en acoustique. En 1885, Hertz fut nommé, à 28 ans, professeur de physique à l'Université de Carlsruhe. Le nouveau professeur avait à peine commencé son cours, qu'un matin, ses élèves trouvèrent la porte de l'amphithéâtre de physique fermée ; une pancarte annonçait la réouverture du cours à quinzaine. Hertz avait fait vider l'amphithéâtre et s'y était enfermé ; il venait de produire des ondes électromagnétiques de 50 centimètres de longueur d'onde et étudiait jours et nuits les merveilleuses radiations dont l'existence venait de lui être révélée, et qui devaient plus tard porter son nom. A la réouverture de son cours, Hertz communiqua le résultat de ses recherches à ses élèves enthousiasmés et répéta devant eux les expériences devenues classiques. On raconte que les supérieurs de Hertz jugèrent sévèrement la manière un peu cavalière dont le jeune professeur avait usé en interrompant de sa propre autorité, en vue de recherches personnelles, le cours dont il était chargé.

(2) Essais de la Faculté des Sciences de Bordeaux, en 1894.

(3) Guillaume Marconi, ingénieur électricien italien, né en 1875 à Bologne, mort à Rome en 1937. Prix Nobel en 1909.

l'antenne, des ondes plus « vigoureuses » que le dispositif de Hertz de la figure IX-5-1. Les ondes hertziennes qui se manifestent dans ces conditions à des distances considérables du dispositif émetteur sont caractérisées par l'existence de deux *champs* (1).

En un point R situé à une certaine distance de l'éclateur se manifestent deux forces résultant de l'existence de deux champs :

un *champ magnétique* agissant sur les propriétés magnétiques de l'espace au point R ;

un *champ électrique* qui agit sur les propriétés électriques d'un élément de circuit placé en R.

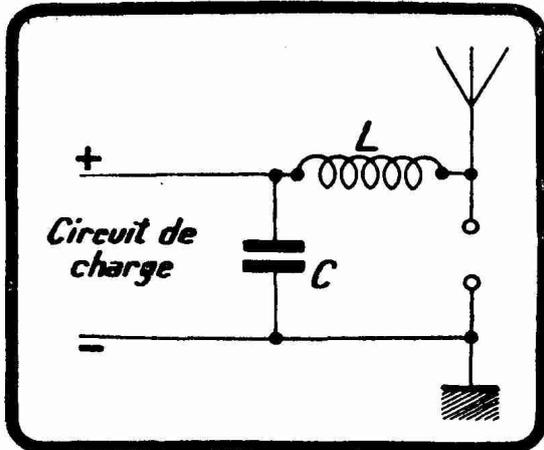


FIG. XIII-1-1. — Montage émetteur élémentaire d'ondes hertziennes amorties.

C'est cette dualité du champ — dont la démonstration mathématique, faite par Maxwell, ne saurait figurer dans cet ouvrage élémentaire — qui lui a fait donner le nom de *champ électromagnétique*.

En un point de l'espace, les deux champs varient suivant une fonction pseudo-périodique, identique à la fonction pseudo-périodique représentant le courant circulant dans la bobine parcourue par la décharge oscillante et dans l'antenne, dans le cas de la figure XIII-1-1.

Précisons cette notion capitale de champ électromagnétique.

Le champ électromagnétique créé par un émetteur (poste émetteur) se *propage*.

On veut dire par là :

1° que dans toutes les directions issues de l'émetteur, les points de chacune de ces directions prennent des états électromagnétiques variables suivant la loi même du courant circulant dans L ; dans L :

2° que ces états vibratoires ne sont pas les mêmes au même instant en tous les points d'une direction donnée.

Considérons une des directions OX (fig. XIII-1-2) issues de l'émetteur O (2). Sur cette direction et à un instant t , l'état électromagnétique des points d'une certaine portion AB assez éloignée de O peut être représenté par la courbe E située dans le plan vertical P passant par OX (3) et par la courbe M située dans le plan P' perpendiculaire à P et rencontrant P suivant OX.

La courbe E correspond au *champ électrique* et la courbe M au *champ magnétique*.

L'état électrique (intensité du champ électrique) d'un point R de la direction OX compris entre A et B est représenté à l'instant considéré t par l'ordonnée Re de la courbe E et son état magnétique (intensité du champ magnétique) par l'ordonnée Rm de la courbe M (4).

La figure XIII-1-2 représente donc un *train d'ondes électromagnétiques* supposé « figé » dans le temps.

Lorsque t varie, c'est-à-dire dans les conditions réalisées pratiquement, les courbes E et M glissent parallèlement à elles-mêmes dans la direction OX et les vecteurs Re et Rm issus de R, qui reste fixe par hypothèse sur OX, vont varier suivant la même loi que l'intensité du courant oscillant créateur du

(1) Nous rappelons que l'on appelle champ l'espace dans lequel se fait sentir l'influence de certaines forces.

(2) Ce qui suit s'applique évidemment à toutes les directions issues de O.

(3) Nous supposons ici que l'antenne utilisée en O est verticale.

(4) Si Rm est exprimé en unités absolues électromagnétiques (uemcgs) et Re en unités absolues électrostatiques (uecgs), on a à chaque instant : $Rm = Re$.

champ électromagnétique. La loi de variation des vecteurs R_e et R_m va donc, dans le cas considéré, présenter en particulier une pseudo-période.

Nous retrouvons ici des raisonnements tout à fait analogues à ceux que nous avons rencontrés à propos de la propagation des ondes sonores.

On voit en résumé :

1° que les vecteurs R_e et R_m s'annulent et passent par leurs maxima (valeurs absolues) en même temps suivant une loi périodique ou pseudo-périodique définie par les dimensions électriques (self et capacité) du circuit oscillant émetteur ;

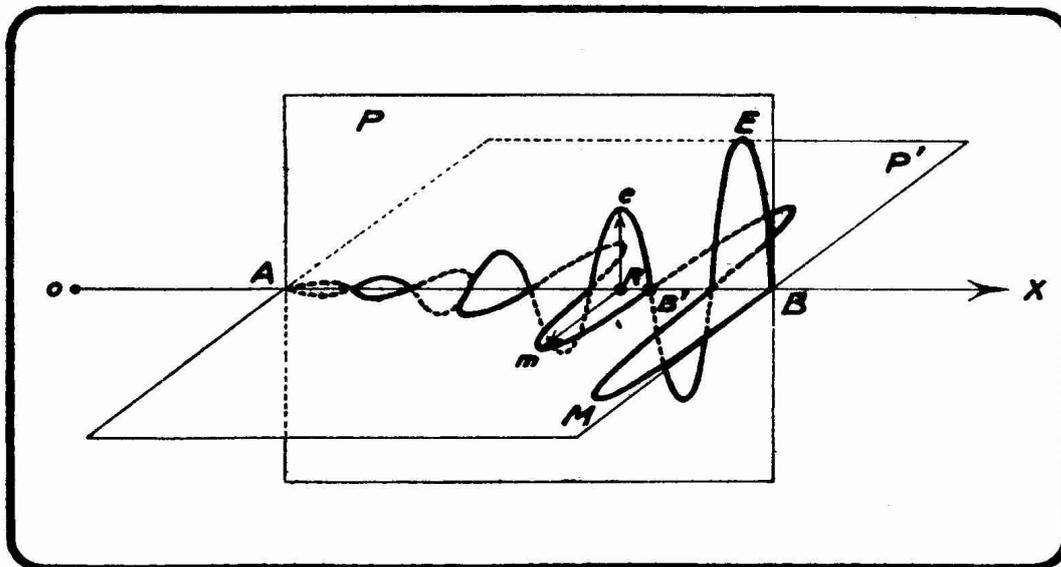


FIG. XIII-1-2. — Représentation de la propagation d'une onde électromagnétique amortie.

2° que le sens relatif de ces deux vecteurs est tel qu'à chaque instant un observateur regardant l'émetteur O et placé le long de R_e de telle sorte que ce vecteur lui entre par les pieds et lui sorte par la tête, voit le vecteur R_m dirigé vers sa gauche.

Les deux champs (électrique et magnétique) sont inséparables, ils se propagent avec la même vitesse $i^{(1)}$. Ils sont situés dans deux plans perpendiculaires. Le fait que, dans une direction donnée, les deux oscillations se produisent chacune dans un plan s'exprime en disant que les ondes électromagnétiques dans une direction donnée sont *polarisées*. Les plans P' et P sont dits *plans de polarisation*.

Nous verrons en détail, lorsque nous envisagerons le problème de la réception, que le champ électromagnétique produit, dans des appareils montés et réglés de manière convenable, des courants alternatifs variant à la fréquence *du champ* (c'est-à-dire la fréquence définie par les circuits d'émission) et dont on décèle l'existence à l'aide de dispositifs redresseurs appelés *détecteurs*. C'est là le principe essentiel de l'application des ondes électromagnétiques à la transmission de signaux, autrement dit à la télégraphie sans fil.

NOTE. — Qui, le premier, télégraphia sans fil, autrement dit qui eut l'idée d'utiliser les ondes électromagnétiques à la transmission de signaux télégraphiques ? Il semble que ce soit Elisha Thomson qui eut cette idée le premier (1889) et A. Turpain qui la réalisa le premier (1894).

(1) La figure XIII-1-2 et la discussion qui l'accompagne ont trait à la représentation classique du champ électromagnétique. Des recherches récentes sur la propagation des ondes courtes semblent montrer que cette représentation ne correspond pas tout à fait à la réalité des choses, surtout en ce qui concerne la direction de la propagation. La théorie n'est d'ailleurs pas encore fixée de manière certaine, et nous nous tiendrons dans cet ouvrage élémentaire à la conception classique.

§ 2. — Généralisation.

Nous venons de voir qu'une antenne branchée sur un éclateur rayonne en grande quantité des ondes hertziennes.

En règle générale, lorsque l'on crée dans un circuit du type de la figure XIII-2-1 (circuit oscillant) un état électrique oscillatoire à l'aide de la décharge

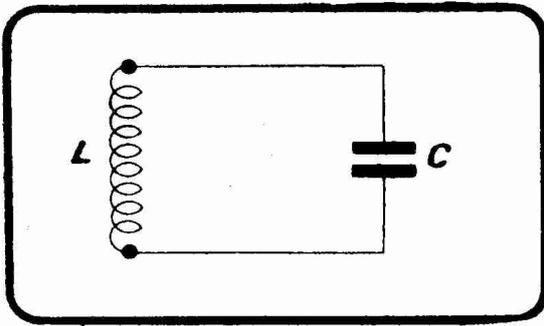


FIG. XIII-2-1. — Circuit oscillant classique. Pratiquement, la résistance du bobinage L n'est jamais négligeable. En outre, dans les postes récepteurs, la capacité C est souvent variable ou ajustable.

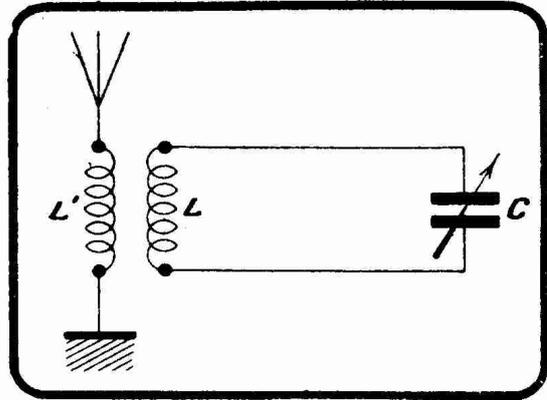


FIG. XIII-2-2. — Attaque d'une antenne par un circuit oscillant.

du condensateur C ou de toute autre manière et que l'on couple la bobine L à une autre bobine L' reliée d'une part à un fil isolé A et de l'autre à la terre T (fig. XIII-2-2), le fil isolé A , que l'on appelle *antenne*, crée un champ électromagnétique oscillatoire. Nous verrons plus tard la nature des courants qui se produisent dans l'antenne et le mécanisme général qui préside au couplage de L et de L' .

Si, par exemple, L est traversée par des « trains » d'oscillations électriques du type de la figure IX-4-5, l'antenne A de la figure XIII-2-2 rayonnera synchroniquement des trains d'ondes amorties. Si L est traversée par des oscillations du type de la figure IX-4-6, l'antenne rayonnera des ondes entretenues. Nous allons étudier ces deux sortes d'ondes de plus près.

ONDES AMORTIES ET ONDES ENTRETENUES

§ 3. — Caractéristiques des ondes amorties.

Nous avons dit que l'étincelle oscillante jaillissant entre les boules d'un éclateur est constituée par le passage d'une série d'étincelles en sens inverse qui forment ce que l'on appelle un « train d'oscillations ». A chacun de ces trains correspond un train d'ondes dont la longueur est donnée par la formule :

$$\lambda = VT$$

T étant, dans le cas de la figure IX-4-5, représenté par $OA = AB = BC$, etc.

Une onde amortie est composée de trains d'ondes émis à la suite les uns des autres, chaque train correspondant à une décharge oscillante du condensateur. Il est bon de savoir qu'au lieu de dire « onde amortie » ou « émission amortie », on dit quelquefois « émission par étincelles » ; et par étincelles, on entend celles qui jaillissent dans l'éclateur.

Pour bien nous rendre compte de la constitution physique d'une onde amortie, faisons la recherche classique de la période de ladite onde de 300 mètres et de la durée qui sépare deux trains. On a dans le cas de l'onde de 300 mètres :

$$T = \frac{\lambda}{V} = \frac{300}{300.000.000} = 10^{-6} \text{ seconde.}$$

La période est d'un millionième de seconde. En supposant qu'il y ait 20 oscillations dans un train d'onde, la durée de ce train sera de :

$$20.10^{-6} = \frac{1}{50.000} \text{ de seconde.}$$

Le nombre de trains par seconde, c'est-à-dire le nombre de décharges par seconde du condensateur, dépend en particulier du nombre de coupures par seconde du circuit primaire de la bobine de Ruhmkorff qui alimente le condensateur et de la distance entre les boules de l'éclateur. Supposons que l'éclateur

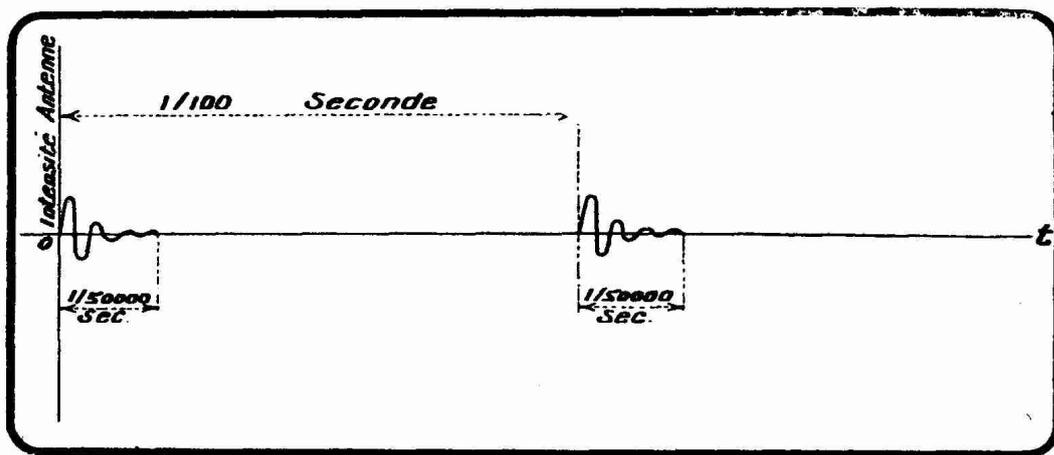


FIG. XIII-3-1. — Trains d'ondes amorties.

soit réglé pour qu'une étincelle jaillisse à chaque interruption du primaire de la bobine. Si l'interrupteur de la bobine donne alors 100 interruptions par seconde, on aura un train tous les 1/100 de seconde ; et comme ce train dure 1/50.000 de seconde, l'intervalle entre les débuts de deux trains consécutifs est 500 fois plus grand que la durée d'un des trains. C'est cette énorme valeur de l'intervalle entre les trains par rapport à la durée d'un train qui caractérise les ondes amorties. Une telle émission, dans le cas précédemment considéré, est représentée graphiquement dans le temps par la figure XIII-3-1.

En plaçant dans le circuit primaire de la bobine de Ruhmkorff un manipulateur, nous pouvons faire rayonner à l'antenne des signaux coupés à la cadence de l'alphabet Morse.

Un point de l'alphabet Morse dure en moyenne 1/10 de seconde. Il sera donc, dans le cas de la figure XIII-3-1, formé de 10 trains d'ondes. Un trait, durant en moyenne 4/10 de seconde, sera formé de 40 trains d'ondes.

4. — Production des ondes amorties.

Une des premières réalisations d'un poste radiotélégraphique à ondes amorties fut effectuée à l'aide de l'éclateur du professeur italien Righi. Cet éclateur était formé de deux boules métalliques plongées dans de l'huile de vaseline ou de pétrole. Les puissances mises en jeu étaient de l'ordre de plusieurs kilowatts (fig. XIII-4-1).

Marconi (1), jeune ingénieur italien, élève de Righi, réalisa un émetteur avec lequel il put se faire entendre d'une côte de la Manche à l'autre (Douvres-Wimereux, 20 kilomètres) en 1899 (2) : la T.S.F. entrainé dans le domaine pratique, était industrialisée. Le montage utilisé était celui de la figure XIII-4-2. L'interrupteur produisait 100 interruptions à la seconde. L'antenne était unifilaire. L'éclateur, inséré directement dans l'antenne, donnait une onde très « large ».

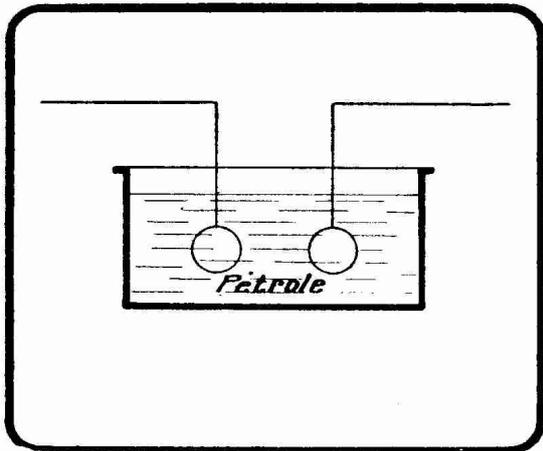


FIG. XIII-4-1. — Eclateur de Righi.

On a réalisé depuis des dispositifs émetteurs d'ondes amorties permettant des rendements bien meilleurs. Les figures XIII-4-3 et XIII-4-4, qui diffèrent par le mode de couplage de l'antenne au circuit oscillant, montrent les schémas de principe de deux émetteurs anciennement employés. Dans ces deux figures, B est le secondaire d'un transformateur élévateur de tension dont le primaire est alimenté par un alternateur (source de courant alternatif) donnant un courant de fréquence comprise généralement entre 50 et 1.000 périodes par seconde. L'excitation par alternateur-transformateur est de beaucoup supérieure à l'excitation par bobine d'induction. Elle permet la mise en œuvre de puissances considérables à tensions relativement basses. Comment fonctionnent dans ces conditions les montages des figures XIII-4-3 et XIII-4-4 ? On démontre que dans le cas où l'on dispose aux bornes 1 et 2 du secondaire B de ces deux figures d'une différence de potentiel alternative, on se trouve en présence d'une charge oscillante du condensateur C. Il se produit aux bornes de C des phénomènes de surtension, phénomènes que l'on met à profit pour faire jaillir l'étincelle dans l'éclateur. La figure XII-4-5 représente alors la charge et la décharge du condensateur. Les deux horizontales pointillées correspondent à la tension disruptive entre les boules de l'éclateur, tension pour laquelle l'étincelle éclate. On voit que la charge prend plus de temps que la décharge.

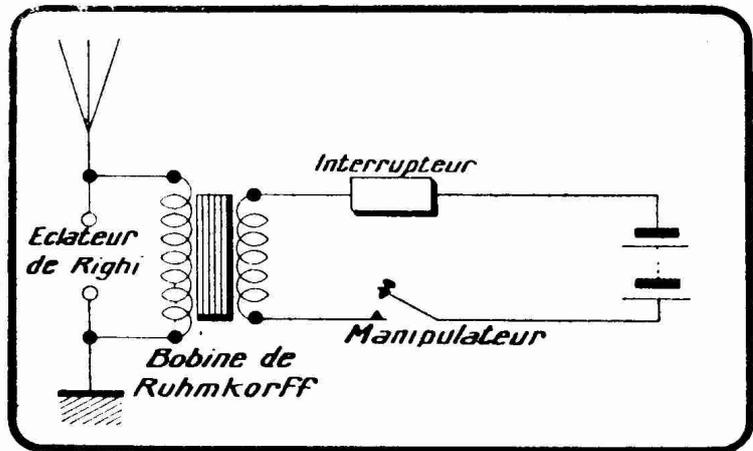


FIG. XIII-4-2. — Schéma du montage émetteur de T.S.F. utilisé par Marconi en 1899.

Les ondes amorties (3) n'intéressent plus les amateurs qu'au point de vue

(1) Marconi n'a pas eu, le premier, l'idée d'utiliser les ondes hertziennes à la transmission de signaux. Plusieurs physiciens y avaient songé avant lui. Nous avons signalé plus haut des essais du professeur français A. Turpain en 1894. Le mérite de Marconi est d'avoir le premier obtenu des résultats suffisants pour ouvrir à la T.S.F. le domaine industriel.

(2) A signaler les essais effectués entre la Tour Eiffel et le Panthéon par M. Ducretet le 26 octobre 1898.

(3) La Conférence radiotélégraphique internationale de Madrid (1932) a ordonné la suppression de toutes les stations en amorties à la date du 1^{er} janvier 1940.

théorique. Aussi n'insisterons-nous pas sur les dispositifs qui permettent de les produire.

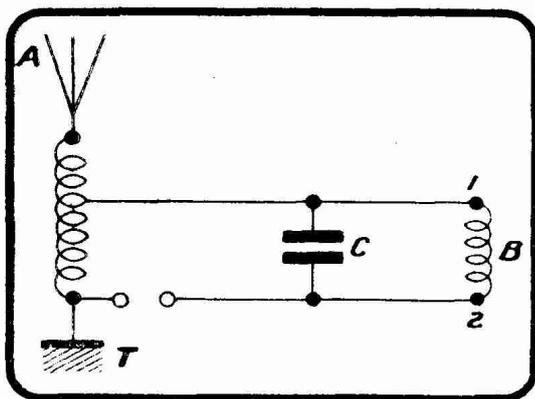


FIG. XIII-4-3. — *Emetteur d'ondes amorties à couplage direct avec l'antenne.*

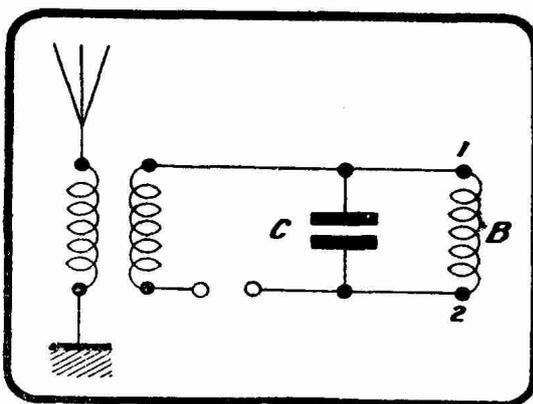


FIG. XIII-4-4. — *Emetteur d'ondes amorties à couplage indirect avec l'antenne.*

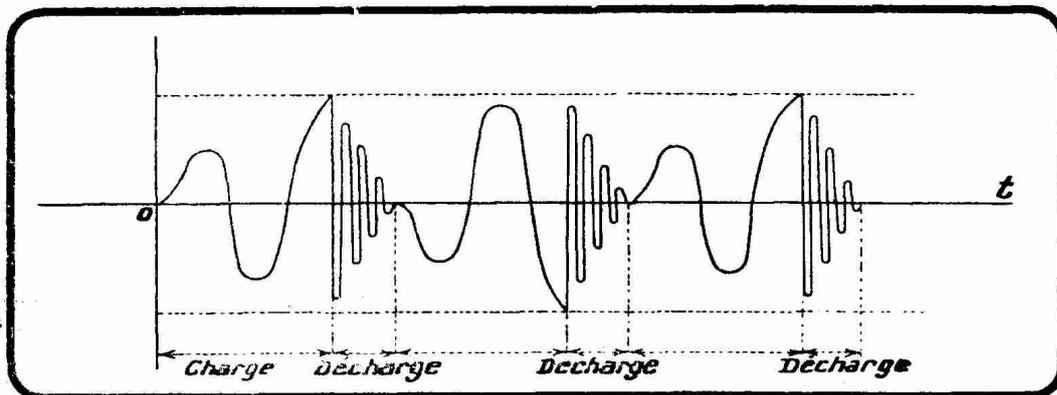


FIG. XIII-4-5. — *Représentation de la charge et de la décharge oscillante d'un condensateur monté sur le secondaire d'un transformateur attaqué au primaire par un alternateur.*

§ 5. — Caractéristiques des ondes entretenues.

Le grand vide qui existe entre les trains d'une émission en amorties n'est pas trop gênant pour la télégraphie si l'on veut faire abstraction des puissances assez considérables qu'elle exige et de la gêne qu'elle apporte aux stations réceptrices qui ne désirent pas l'entendre. Pour la téléphonie, ainsi que nous le verrons, il est de toute nécessité de disposer d'une *onde porteuse* qui doit être une onde bien homogène, sans interruptions, présentant, en un mot, tous les caractères de l'onde entretenue que nous avons définie par la figure IX-4-6. Cette figure représente des oscillations entretenues, et nous savons que les ondes émises possèdent les caractéristiques (amorties ou entretenues) des courants à haute fréquence existant dans le circuit oscillant. Nous pouvons donc représenter une onde entretenue en nous fondant sur cette figure.

Nous avons représenté les deux champs créés par une onde amortie par la figure XIII-1-2. La propagation d'une onde entretenue peut être représentée de même par la figure XIII-5-1, dans laquelle nous retrouvons les deux plans P et P', mais où les courbes E et M correspondent à la courbe de la figure IX-4-6, et non plus à celle de la figure IX-4-5. Si la courbe de la figure IX-4-6 est une sinusoïde pure, le point R de la direction oX va voir son état électrique et son état magnétique varier suivant une loi sinusoïdale. On retrouve ici les mêmes conventions de sens respectifs des deux vecteurs représentant à chaque

instant en R l'intensité des deux champs. Les variations du champ électromagnétique en R (point fixe sur la direction OX) sont ici ininterrompues (ondes entretenues), contrairement à ce qui se passait dans la figure XIII-1-2 où la portion AB de la direction OX n'entraînait en « vibration » qu'au passage des trains (ondes amorties), passages se faisant à des intervalles de temps relativement très espacés, comme nous l'avons montré à propos de la figure XIII-3-1.

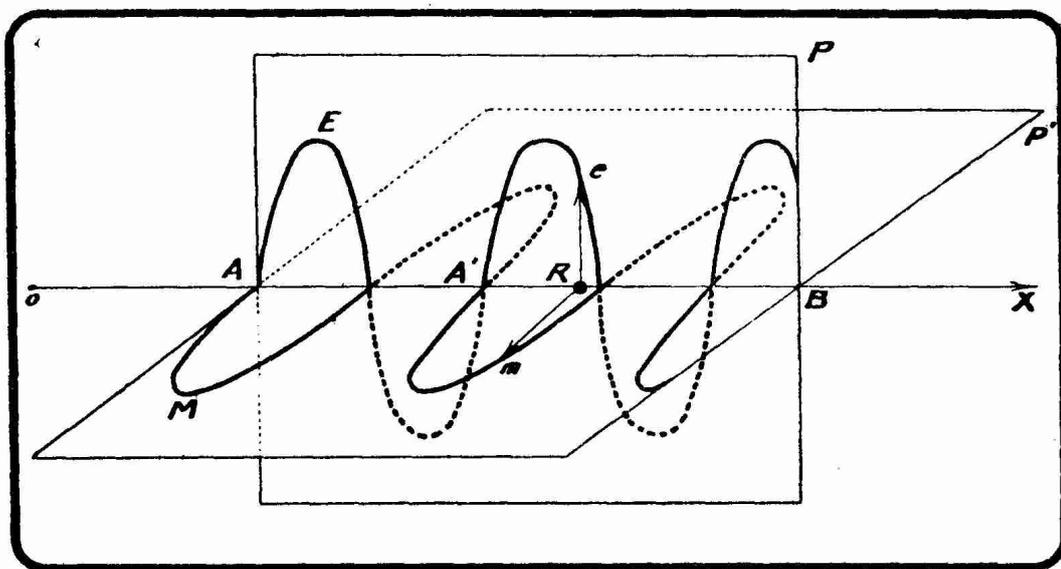


FIG. XIII-5-1. — Représentation de la propagation d'une onde électromagnétique entretenue.

Les ondes entretenues étant les seules qui intéressent pratiquement l'amateur, elles constituent, comme nous le verrons plus loin, les oscillations du support, ce que l'on appelle l'onde porteuse de la radiotéléphonie ; nous allons donner, à leur occasion, quelques développements relatifs à l'intensité du champ créé par une station d'émission.

A chaque instant le champ électrique est représenté par un vecteur Re , le champ magnétique par un vecteur Rm (fig. XIII-5-1). Ces deux vecteurs ont la disposition relative que nous avons précisée à propos de la figure XIII-4-2. Si Rm est exprimé en unités électromagnétiques CGS et Re en unités électrostatiques CGS, on a $Rm = Re$. Si Rm et Re sont exprimés tous deux en unités électromagnétiques CGS, on a :

$$Rm = \frac{Re}{v}$$

v étant le rapport des unités de quantité d'électricité électromagnétique et électrostatique CGS, c'est-à-dire la vitesse de la lumière ($3 \cdot 10^{10}$ cm/s).

Pratiquement on évalue bien Rm en unités électromagnétiques CGS (gauss), mais Re s'évalue en volts par mètre et le changement correspondant d'unités donne entre Re et Rm la relation :

$$Rm = \frac{Re}{v} \cdot 10^8 \cdot 10^{-2}$$

puisque $1 \text{ volt} = 10^8 \text{ uemegs}$ et $1 \text{ m} = 10^2 \text{ cm}$.
Cela s'écrit, en faisant $v = 3 \cdot 10^{10}$

$$\frac{Re}{Rm} = 3 \cdot 10^4$$

C'est la valeur maximum du vecteur Re , autrement dit l'amplitude du

champ électrique, qui est utilisée pratiquement à l'évaluation de l'intensité du champ créé en un lieu par une station d'émission.

Suivant les intensités de champ et dans le but de simplifier les écritures, on utilise pour exprimer R_e soit le volt par mètre (V/m), soit le millivolt par mètre (mV/m), soit encore le microvolt par mètre ($\mu\text{V}/\text{m}$).

Cette méthode est employée dans le cas des émissions radiotéléphoniques et les valeurs de champ données correspondent à l'onde porteuse qui, comme il sera expliqué plus loin, véhicule la modulation, autrement dit les sons.

Au voisinage immédiat d'une station, on observe des champs de l'ordre du volt par mètre. A distance, le champ s'affaiblit.

Un champ de l'ordre du millivolt par mètre correspond, avec les procédés très sensibles de la réception moderne, à une très forte audition. Un champ de l'ordre du microvolt par mètre correspond à peu près à la limite actuelle de la recevabilité pratique (1).

§ 6. — Production des ondes entretenues.

Les principales sources d'ondes entretenues sont : les arcs, les alternateurs haute fréquence, les lampes à plus de deux électrodes.

Nous ne parlerons que de ces dernières, les autres dispositifs étant abandonnés actuellement.

Les lampes à trois électrodes. — Nous verrons plus loin que lorsque l'on insère convenablement un circuit oscillant LC (fig. XIII-6-1) dans un montage comportant une lampe à trois électrodes, ce circuit LC est le siège d'oscillations électriques entretenues dont la fréquence dépend étroitement de l'accord dudit circuit. En couplant L à une antenne au moyen d'une bobine L' , on réalise un émetteur d'ondes entretenues.

TOUS LES ÉMETTEURS MODERNES D'ONDES ENTRETENUES SONT DES ÉMETTEURS A LAMPES A TROIS, QUATRE OU CINQ ÉLECTRODES.

Il existe dès maintenant des lampes de 120 kilowatts et plus. Ces lampes de grande puissance ne produisent pas à vrai dire les oscillations apparaissant dans les circuits tels que LC de la figure XIII-6-1, elles amplifient les oscillations produites par une lampe « pilote » de puissance moindre.

Nous étudierons très en détail dans la suite de cet ouvrage la production d'oscillations entretenues et leur amplification par les lampes.

NOTE. — Comme résumé des différentes sortes d'ondes électromagnétiques utilisées en T.S.F., voici la nomenclature adoptée par la Conférence radiotélégraphique internationale de Madrid en 1932 :

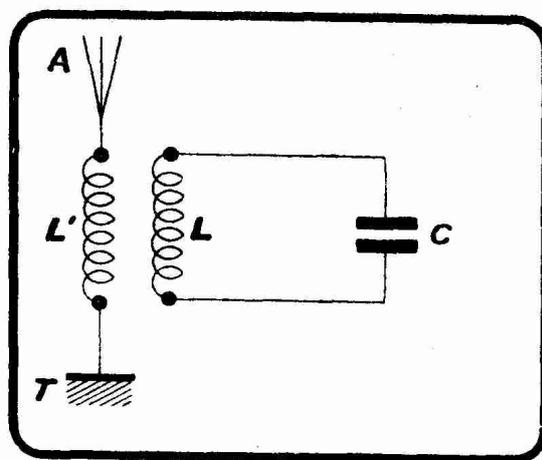


FIG. XIII-6-1. — Le circuit LC convenablement monté dans un dispositif à lampe à trois électrodes devient le siège d'oscillations entretenues que l'antenne rayonne.

(1) Le champ minimum nécessaire pour donner une réception convenable dépend évidemment de l'importance des signaux parasites (décharges atmosphériques, étincelles dans des machines électriques du voisinage). Dans des conditions idéales de réception, un champ de 0,1 microvolt par mètre suffit à donner une audition intelligible. Mais ces conditions sont rarement réalisées dans la pratique, et l'on admet, en général, qu'il faut au moins un champ de 100 microvolts par mètre dans un endroit tranquille pour qu'un auditeur se déclare satisfait de son audition. Des champs de 50 à 300 fois plus intenses (5 à 30 millivolts par mètre) sont nécessaires pour une bonne réception urbaine, c'est-à-dire là où les parasites industriels sont nombreux.

Ondes du type A : ondes entretenues dont l'amplitude est constante et ininterrompue (ni manipulation, ni modulation).

Ondes du type A₁ : ondes entretenues dont l'amplitude ou la fréquence sont modifiées par manipulation télégraphique (télégraphie entretenue).

Ondes du type A₂ : ondes entretenues dont l'amplitude ou la fréquence sont modulées à une fréquence acoustique et en même temps modifiées par manipulation télégraphique (télégraphie entretenue modulée).

Ondes du type A₃ : ondes entretenues dont l'amplitude ou la fréquence sont modulées à des fréquences acoustiques (téléphonie).

Ondes du type A₄ : ondes entretenues modulées utilisant une large bande de fréquences (télévision).

Ondes du type B : ondes amorties constituées par des trains successifs d'ondes à amplitude décroissante.

LA PHYSIQUE DES ONDES HERTZIENNES

§ 7. — Vitesse de propagation des ondes hertziennes. Longueur d'onde.

Nous avons vu, à propos des figures XIII-1-2 (ondes amorties) et XIII-5-1 (ondes entretenues), que les courbes E et M, représentatives du champ électromagnétique, se déplacent parallèlement à elles-mêmes avec la même vitesse V. Ce déplacement constitue le phénomène de la propagation des ondes hertziennes dans la direction OX. Une propagation analogue s'observe dans toutes les directions issues de O.

La vitesse de propagation des ondes électromagnétiques a été trouvée théoriquement (Maxwell) et expérimentalement (Blondlot, 1893) égale à la vitesse de la lumière qui est extrêmement voisine de 300.000 kilomètres à la seconde.

La valeur exacte de cette vitesse de propagation, que l'on prend pratiquement égale à 300.000 km/s, a été déterminée directement par le Général Ferrié et M. Abraham sur la distance Paris-Nice, en utilisant les procédés d'émission et de réception de T.S.F. Les mesures ont donné 295.000 km/s.

REMARQUE. — Les deux procédés classiques de la mesure de la vitesse de la lumière sont la méthode de la roue dentée (Fizeau, 1849) et celle du miroir tournant (Foucault, 1862). Elles donnèrent successivement :

| ROUE DENTÉE | | MIROIR TOURNANT | |
|-------------------------|--------------|--------------------------------------|--------------|
| Fizeau (1849) | 315.000 km/s | Foucault (1862) | 298.000 km/s |
| Cornu (1874) | 300.400 km/s | Michelson et Newcomb (1885) | 299.940 km/s |
| Perrotin (1904) | 299.880 km/s | Michelson (1902) | 299.890 km/s |
| Perrotin et Prim (1908) | 299.901 km/s | Michelson (1924) | 299.796 km/s |

La longueur d'onde, qui est matérialisée figure XIII-1-2 par la distance BB' et figure XIII-5-1 par la distance AA', est définie par la relation :

$$(1) \quad \lambda = VT$$

formule identique à celle que nous avons trouvée pour les ondes sonores, avec cette différence que V représente ici la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques et égale $3 \cdot 10^{10}$ CGS au lieu de représenter la vitesse de propagation des sons (33.000 CGS). λ est la longueur d'onde en centimètres, T la période en secondes. Si f est la fréquence en inverse de seconde, on a :

$$(2) \quad \lambda = \frac{V}{f}$$

Pour trouver dans les deux formules précédentes λ en mètres, il faut exprimer V en mètres par seconde, c'est-à-dire $V = 3.10^8$.

Les ondes hertziennes ont des longueurs qui s'échelonnent de 1 mm à 30.000 m et au delà. Celles observées par Hertz avaient une longueur de l'ordre de 50 cm. Les ondes les plus couramment utilisées de nos jours par les différents services de la T.S.F. (postes fixes, postes mobiles, marine, aviation, radio-phares, radiodiffusion, amateurs) s'étagent entre 5 et 30.000 m (2).

§ 8. — Propriétés des ondes hertziennes. Leur identité avec les ondes lumineuses, les rayons X et les rayons γ .

Maxwell avait établi dans son *Traité d'électricité* (1873), par des considérations toutes théoriques, qu'une perturbation électromagnétique se propage dans l'espace avec une vitesse V égale à celle de la lumière. On était logiquement amené à supposer que la lumière est elle-même une onde électromagnétique. Cette parenté entre la lumière et les ondes électromagnétiques avait été pressentie dès 1845 par le grand Faraday, maître de Maxwell. Les expériences de Hertz vinrent donner une éclatante confirmation à la théorie de Maxwell ou théorie électromagnétique de la lumière. Les ondes hertziennes, qui sont des ondes électromagnétiques, et les ondes lumineuses présentent, en effet, une série d'analogies qui ne peuvent s'expliquer qu'en admettant l'identité absolue des deux phénomènes.

Les ondes hertziennes peuvent produire des ondes stationnaires après réflexion, ondes stationnaires qui suivent les lois examinées au début de cet ouvrage (formation de nœuds et de ventres).

Elles se réfléchissent sur des miroirs métalliques plans ou concaves. On a pu concentrer et diriger ces ondes à l'aide de réflecteurs paraboliques (« beam system » de Marconi). Il existe des corps transparents aux ondes hertziennes (isolants) et des corps opaques (conducteurs). Ces ondes subissent également les phénomènes de réfraction et de diffraction.

Nous avons vu que les champs électrique et magnétique étaient polarisés. La polarisation est un phénomène qui se rencontre en optique, où la plupart des expériences sont faites en lumière polarisée, c'est-à-dire en lumière dont les vibrations se font dans un seul plan passant par la direction de la propagation. La lumière du soleil n'est pas polarisée, par exemple, mais elle le devient par réflexion ou réfraction dans certaines conditions. Les ondes émises par une antenne verticale sont automatiquement polarisées dans les plans P' et P'' indiqués figures XIII-1-2 et XIII-5-1.

Les recherches de la physique ont abouti à réunir en un groupe grandiose une série de radiations qui paraissent au premier abord extrêmement différentes. Ce sont les ondes hertziennes, les ondes infra-rouges, les ondes lumineuses, les ondes ultra-violettes, les rayons X, les rayons γ du radium.

Ces radiations électromagnétiques se propagent toutes avec la même vitesse (300.000 km/s) et ne diffèrent *que* par leurs longueurs d'onde. Si leur identité n'est pas immédiatement évidente, cela tient à ce qu'elles n'admettent pas les mêmes détecteurs pratiques, nous voulons dire par là qu'elles ne sont pas décelées de la même manière.

Le tableau inséré dans ce paragraphe donne la liste de ces radiations avec

(1) La Conférence radiotélégraphique internationale de La Haye (fin 1929) a classé comme suit les ondes radioélectriques utilisées en télégraphie et en téléphonie sans fil.

| | |
|----------------------|--|
| ondes très courtes | = ondes inférieures à 10 mètres. |
| ondes courtes | = ondes comprises entre 10 et 50 mètres. |
| ondes intermédiaires | = ondes comprises entre 50 et 200 mètres. |
| ondes moyennes | = ondes comprises entre 200 et 3.000 mètres. |
| ondes longues | = ondes supérieures à 3.000 mètres. |

Les ondes moyennes utilisées en radiodiffusion se répartissent, d'après un usage qui remonte aux premiers temps des radio-concerts, en « petites ondes » de 200 à 600 mètres et en « grandes ondes » de 1.000 à 2.000 mètres.

| RADIATIONS | | METHODES DE MISE EN ÉVIDENCE | LONGUEURS D'ONDE λ | FRÉQUENCES F EN PÉRIODES PAR SECONDE $F = \frac{V}{\lambda}$ |
|-----------------------------------|---|--|----------------------------|---|
| Rayons X et radioactivité | Rayons γ , plus petite longueur d'onde calculée | Plaque photographique et platino-cyanure de baryum électromètre sensible | 0,0047 Å | $6,4 \cdot 10^{20}$ |
| | Rayons γ moyens | | 0,01 Å | $3 \cdot 10^{20}$ |
| | Rayons γ très durs | | 0,03 Å | 10^{20} |
| | Rayons X moyens utilisés en radiologie | | 0,2 à 0,5 Å | $1,5 \cdot 10^{19}$ à $6 \cdot 10^{18}$ |
| | Rayons X mous et très mous | | 1 à 20 Å | $3 \cdot 10^{18}$ à $1,5 \cdot 10^{17}$ |
| Ultra-violet | Limite extrême du spectre ultra-violet (Millikan) | Plaque photographique | $200 \text{ Å} = 0,02 \mu$ | $1,5 \cdot 10^{16}$ |
| | Limite du spectre solaire (absorption atmosphérique) | | 0,293 μ | 10^{15} |
| Partie visible du spectre solaire | Limite du spectre visible | OEIL (avec maximum de sensibilité entre 0,55 et 0,56 μ) | 0,39 μ | $7,7 \cdot 10^{14}$ |
| | Violet moyen | | 0,41 μ | $7,3 \cdot 10^{14}$ |
| | Indigo moyen | | 0,44 μ | $6,8 \cdot 10^{14}$ |
| | Bleu moyen | | 0,47 μ | $6,4 \cdot 10^{14}$ |
| | Vert moyen | | 0,52 μ | $5,8 \cdot 10^{14}$ |
| | Jaune moyen | | 0,58 μ | $5,2 \cdot 10^{14}$ |
| | Orangé moyen | | 0,60 μ | $5 \cdot 10^{14}$ |
| | Rouge moyen | | 0,65 μ | $4,6 \cdot 10^{14}$ |
| Infra-rouge (ondes calorifiques) | Limite du spectre solaire (Langley) | Thermomètre sensible (bolomètre) | 0,80 μ | $3,75 \cdot 10^{14}$ |
| | Plus petite longueur d'onde obtenue avec des procédés électromagnétiques (Nichols et Tear) .. | | 5,3 μ | $5,6 \cdot 10^{13}$ |
| | Plus grande longueur d'onde du spectre infra-rouge observée avec une source lumineuse (Rubens et von Bayer) | | 200 μ | $1,5 \cdot 10^{12}$ |
| Ondes hertziennes | Plus grande fréquence prévue par la Conférence internationale d'Atlantic-City (1947) | Observation (généralement) audition d'un courant alternatif détecté | | $10,5 \cdot 10^9$ |
| | Plus petite fréquence prévue par la Conférence internationale d'Atlantic-City (1947) | | | $160 \cdot 10^3$ |
| | Entre ces fréquences extrêmes se trouvent 55 bandes de longueurs d'onde réparties entre les divers services (fixes, mobiles, radiodiffusion, amateurs, radio-phares, services aériens, marine, etc.) .. | | | |

Note. — Le professeur américain Robert Andrews Millikan a découvert, en 1927, des radiations qu'il appelle **rayons cosmiques**, qui baignent tout notre système galactique et qui semblent provenir des nébuleuses spirales au delà de la Voie lactée. Ces rayons ont des longueurs d'onde comprises entre 0,000525 et 0,00021 angström, c'est-à-dire de 1.000 à 2.000 fois plus courtes que celles des rayons X. Pour absorber complètement ces rayons il faut une épaisseur de plomb de 5 mètres ou une couche d'eau de 60 mètres ; ces chiffres mettent en évidence la formidable pénétration de ces mystérieuses radiations. Pour produire de telles radiations, il faudrait disposer de différences de potentiel de l'ordre de 60 millions de volts, ainsi que le montre la relation de la page 225.

C'est pour étudier ces rayons avant leur passage dans l'atmosphère terrestre et leur absorption partielle par cette atmosphère que le professeur Piccard a entrepris ses fameuses ascensions stratosphériques en 1931 et 1932.

leurs longueurs d'onde, leurs fréquences (1) et leurs « détecteurs » propres classiques.

Il montre, en particulier, que chacune des couleurs du *spectre solaire* (violet, indigo, bleu, vert, jaune, orangé, rouge) possède une longueur d'onde qui la différencie physiquement des autres. Ainsi, la longueur d'onde de la lumière jaune-orangé est de 0,6 micron, c'est-à-dire 0,6 millième de millimètre. A cette longueur d'onde correspond une fréquence de 500 trillions par seconde (500.10^{12}). La longueur d'onde du violet extrême est la moitié de celle du rouge extrême. Le spectre solaire visible couvre donc une octave : 0,4 μ à 0,8 μ . L'œil présente sa sensibilité maximum pour les fréquences voisines de 0,55 μ (couleur jaune).

De part et d'autre du spectre solaire visible s'étendent deux zones particulièrement intéressantes : l'*ultra-violet*, qui couvre environ quatre octaves et va rejoindre les rayons X, et l'*infra-rouge*, qui comprend plus de huit octaves et va rejoindre les ondes hertziennes. L'ultra-violet jouit de propriétés photogéniques et physiologiques (coups de soleil, propriétés microbicides) particulières ; il produit également des phénomènes d'ionisation. On considère généralement l'infra-rouge comme constitué par des rayons *chauds* et l'on a parlé à son sujet d'*ondes calorifiques* (2).

La jonction des ondes des rayons X et des ondes ultra-violettes a été faite par Holweck. Celle des ondes hertziennes et des ondes infra-rouges est due aux Américains E. F. Nichols et J. D. Tear, qui, en 1922, ont créé par des procédés électromagnétiques une onde amortie de 200 μ (0,2 mm) de longueur, longueur d'onde *plus courte* que la plus grande longueur d'onde (0,314 mm) de l'infra-rouge obtenu par des sources lumineuses.

UTILISATION DES ONDES HERTZIENNES LES PHÉNOMÈNES DE PROPAGATION

§ 9. — Généralités.

Pour observer le champ électromagnétique produit par une antenne de poste émetteur, on fait induire par ce champ, dans un circuit convenablement établi,

(1) La longueur d'onde λ et la fréquence f (on emploie souvent ici la lettre grecque ν au lieu de la lettre f) des radiations sont liées entre elles par la relation (2) de la page 324.

Pour la mesure des longueurs d'onde qui sont ordinairement très petites, on se sert du micron (μ), du millimicron ($m\mu$) et de l'angström ($dm\mu$ ou Å).

La liaison entre les unités métriques et les longueurs d'onde se fait par l'intermédiaire de la longueur d'onde de la radiation rouge du cadmium, radiation remarquablement monochromatique, donc très pure. Benoit, Fabry et Pérot ont comparé directement à l'étalon métrique la longueur d'onde λ du cadmium. Dans l'air à 15° on trouve :

$$\lambda = 6438,4696 \text{ Å} = 0,64384696 \mu$$

(2) Nous employons ici le langage communément en usage en matière de rayonnement, langage qui désigne les ondes infra-rouges sous la dénomination d'*ondes calorifiques*. Ainsi que l'a fait remarquer très justement M. Ch. Fabry, en 1933, cette manière de s'exprimer tend à faire croire que les radiations de grande longueur d'onde ont en propre une vertu calorifique particulière. Or le fait d'être plus ou moins calorifique est une simple question de quantité et aucunement de qualité. N'importe quelle radiation est calorifique, en ce sens qu'elle produit de la chaleur en s'anéantissant, par exemple sur une surface noire. Ce quiproquo vient de ce que, dans beaucoup de rayonnements et en particulier dans celui de la plupart de nos lampes d'éclairage, les radiations infra-rouges abondent ; ce sont elles par suite qui *chauffent* le plus lorsque le rayonnement dans la constitution duquel elles entrent s'anéantit par absorption.

Il n'y a d'ailleurs pas à proprement parler d'*ondes calorifiques*, l'expression étant prise dans le sens de « chaleur rayonnante ». Un corps chaud émet un rayonnement ; un corps du voisinage peut absorber ce rayonnement et dégager à son tour de la chaleur ; il y a échange de chaleur par rayonnement, mais ce rayonnement n'est pas de la chaleur.

des courants électriques alternatifs que l'on met en évidence par diverses méthodes que nous allons étudier dans la suite.

Ces courants prennent naissance à la réception dès que les courants oscillants se forment dans les circuits émetteurs. En coupant et en rétablissant au rythme de l'alphabet Morse (manipulateur) un circuit essentiel d'alimentation d'un émetteur à lampes (cas le plus général aujourd'hui de l'emploi des ondes entretenues), on peut donc établir une liaison entre deux points du globe sans qu'il soit nécessaire de réunir ces deux points à l'aide de fils conducteurs. C'est là le principe essentiel de toute liaison radiotélégraphique.

La radiotélégraphie et la radiotéléphonie utilisent donc le champ électromagnétique créé par une antenne excitée de manière particulière.

Nous allons examiner, dans le présent chapitre, comment se produit la propagation des ondes électromagnétiques entre deux points entre lesquels on désire établir une liaison radioélectrique, quels chemins suivent ces ondes pour aller de l'émetteur au récepteur.

Les études théoriques et pratiques sur la question ont été très abondantes. Nous nous contenterons d'exposer les résultats actuellement acquis.

§ 10. — Ondes directes et ondes indirectes.

Les couches de Kennelly-Heaviside

On a été amené à considérer que la propagation est due à deux sortes d'ondes : les *ondes directes* (dites aussi ondes de surface) et les *ondes indirectes* (les *sky waves* des Anglo-Saxons).

1° *Ondes directes* : Considérons le globe terrestre T (fig. XIII-10-1) et un point A de sa surface en lequel nous supposons exister un poste émetteur. Soit B un poste récepteur. Les ondes directes, celles qui se propagent directement de A à B, ne suivent pas la ligne droite AB en pénétrant dans l'écorce terrestre : elles *glissent* le long de cette surface dans la direction définie par le grand cercle de A et de B (1). Une propagation analogue existe bien entendu dans le plan de tous les grands cercles passant par A. Cette hypothèse du glissement

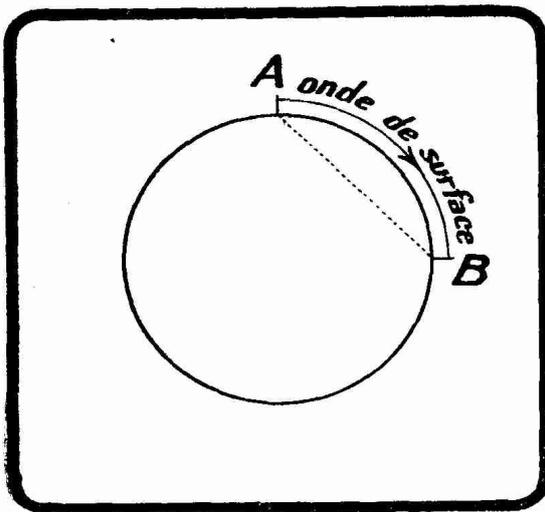


Fig. XIII-10-1. — Propagation entre deux points A et B (dans le plan du grand cercle de l'émetteur et du récepteur) par onde directe.

superficiel de l'onde directe a été admise dès le début de l'utilisation pratique des ondes électromagnétiques à la T.S.F., car il est impossible de rendre compte des réceptions à grande distance par propagation directe à travers la terre (droite AB de la figure XIII-10-1), par suite de l'absorption énorme que subiraient ainsi les ondu-
lations.

L'absorption de l'onde directe est d'autant plus rapide que la fréquence de l'onde émise est plus grande. Les ondes directes émises par les puissantes stations travaillant sur ondes longues subsistent sans grande altération jusqu'à des distances atteignant 2.000 kilomètres, et ce quelle que soit la nature de la surface terrestre sur cette distance.

Les ondes directes émises par les stations de radiodiffusion sur « petites ondes » (600-200 m) n'entrent en jeu que jusqu'à 150 kilomètres au plus et subissent l'influence de la nature de la surface

(1) On appelle *grand cercle* l'intersection d'une sphère et d'un plan passant par le centre de la sphère. Ainsi, l'équateur et les méridiens terrestres sont des grands cercles. Le plus court chemin d'un point à un autre sur une sphère est l'arc du grand cercle défini par les deux points considérés.

terrestre (meilleure propagation au-dessus de la mer qu'au-dessus de la terre ferme, au-dessus des plaines dégagées que des régions accidentées, boisées ou construites).

Les ondes directes émises par les stations travaillant sur ondes courtes inférieures à 100 mètres, perdent leur énergie avec une telle rapidité qu'elles cessent pratiquement d'exister au bout de quelques kilomètres.

Le glissement de surface de l'onde directe s'explique par l'absorption des ondes par la terre, absorption qui tend à faire « descendre » vers le sol — pour remplir le vide créé — les ondes se propageant à une certaine altitude. Ce « remplacement » des ondes absorbées exige une courbure de la propagation, qui se réalise d'autant moins facilement que les ondes considérées sont plus courtes : les ondes à fréquence élevée suivent de très près les lois de la propagation rectiligne.

Les ondes de surface ne sont influencées en aucune façon par les saisons ni par l'heure. Ces influences se font énergiquement sentir, par contre, sur les ondes indirectes que nous allons maintenant étudier.

2° Ondes indirectes : Des recherches récentes ont confirmé l'hypothèse d'une couche ionisée (par les rayons ultra-violet du soleil) existant dans la haute atmosphère (ionosphère) à des hauteurs essentiellement variables et comprises en général entre 80 et 300 kilomètres, hypothèse émise presque en même temps (1902) et indépendamment par deux théoriciens américains, Kennelly et Heaviside, pour expliquer les particularités de la propagation des ondes électromagnétiques. La couche de Kennelly-Heaviside — tel est le nom généralement donné à cette couche — est constituée par des électrons dont on pense, dans certaines théories, que la densité de répartition augmente des bords au centre de la couche. Cette couche est donc conductrice et agit, pour certaines ondes et dans certaines circonstances, comme un véritable miroir. La couche Kennelly-Heaviside réfléchit donc, renvoie vers la terre certaines des ondes émises par une station A : ces ondes, qui paraissent venir du ciel, constituent ce que nous appelons ici les *ondes indirectes*.

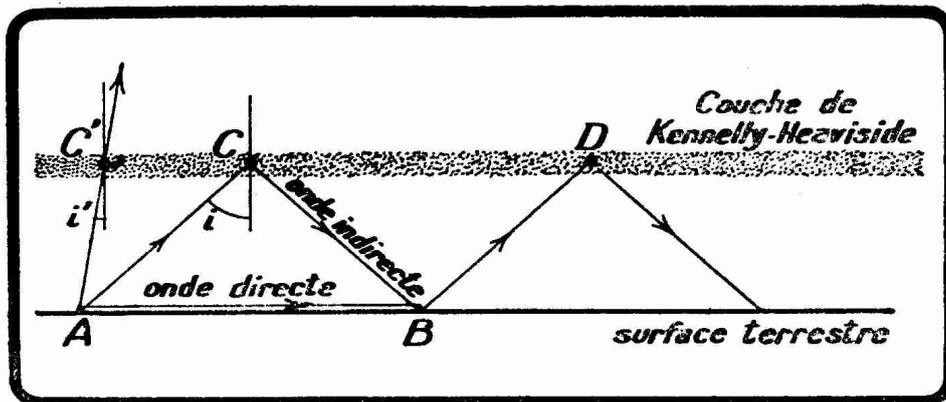


FIG. XIII-10-2. — La couche de Kennelly-Heaviside et la formation des ondes indirectes. Lorsque l'angle d'attaque est plus petit qu'une certaine valeur limite, l'onde traverse la couche sans être réfléchi : c'est le cas de l'angle i' .

La figure XIII-10-2, où l'on a fait abstraction de la courbure de la terre, montre, d'une part, comment se produit cette réflexion et, d'autre part, la différence entre une onde directe et une onde indirecte. L'angle i que fait avec la perpendiculaire à la couche l'onde incidente, est l'angle d'attaque. Si cet angle d'attaque est inférieur à une certaine limite (*angle critique*), limite qui varie avec la longueur de l'onde considérée, l'onde pénètre dans la couche, la traverse sans subir de réflexion vers le sol : elle est perdue pour la propagation. C'est le cas de l'onde AC' de la figure XIII-10-2. On conçoit donc qu'il y ait une certaine zone autour de A dans laquelle n'entre en jeu que l'onde directe. Si l'on a affaire à des ondes de fréquence telle (ondes courtes) que

cette onde directe ne puisse s'observer que sur quelques kilomètres, il se produit autour de A une *zone de silence* dont le rayon définit la *distance de rebondissement* (skip distance). Sur la figure XIII-10-2, l'onde rabattue vers le sol en B peut se réfléchir et être renvoyée à nouveau vers la couche de Kennelly-Heaviside, être réfléchi derechef vers le sol en D, et ainsi de suite.

La hauteur effective de la couche de Kennelly-Heaviside est d'autant plus grande que la fréquence de l'onde considérée est plus courte. Pour une même longueur d'onde, la hauteur effective de la couche de Kennelly-Heaviside est plus faible, et les électrons qui la composent sont plus rapprochés les uns des autres le jour que la nuit et l'été que l'hiver. Ces circonstances expliquent les belles propagations des nuits d'hiver pour certaines ondes.

Les taches du Soleil, qui présentent une périodicité de 11 ans, ont une action énergique sur la couche de Kennelly-Heaviside, et les effets de cette couche (manifestation des ondes indirectes) sont d'autant plus marqués que ces taches sont dans une période d'activité plus grande (1927, 1938, 1949, etc.).

REMARQUE. — Les recherches de E. V. Appleton, G. Breit, M. A. Tuve, T. R. Gilliland et G. W. Kenrick ont montré qu'il existait en réalité plusieurs couches de Kennelly-Heaviside, une couche dite *couche E* la plus rapprochée du sol, une couche dite *couche F* située au-dessus de la première. Cette terminologie « couche E » et « couche F » est due à E. V. Appleton. La hauteur de la couche F, dite quelquefois *couche d'Appleton*, varie suivant les circonstances entre la double et le quadruple de celle de la couche E. Entre ces deux couches on a observé l'apparition, pendant quelques dizaines de minutes, de couches intermédiaires fugitives qui contribuent à la réflexion vers le sol des ondes indirectes, donc compliquent le processus général de la propagation entre deux points A et B (1). Nous allons exposer rapidement une expérience très intéressante, faite en 1932 par Breit et Tuve, expérience qui met lumineusement en évidence des couches de Kennelly-Heaviside.

Supposons que l'on émette en un point A du globe (fig. XIII-10-3) un point Morse très court, un « top » de 2 à 5 dix-millièmes de seconde, et que l'on enregistre photographiquement la réception de ce top dans un récepteur installé en un point B situé à 5 ou 6 kilomètres de A. Dans certaines conditions, on observe en B, pour un top émis en A, non pas un seul top, mais plusieurs tops espacés d'une fraction de mil-

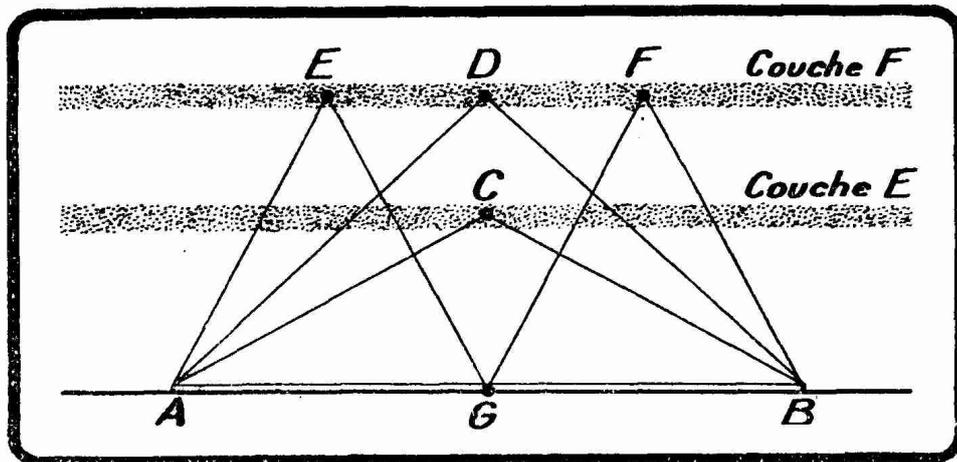


FIG. XIII-10-3. — Réflexions multiples sur les deux couches de Kennelly-Heaviside. Observations faites sur une distance AB de l'ordre de 5 kilomètres. Les distances horizontales ont été exagérées par rapport aux hauteurs.

lième de seconde, temps très courts que l'on mesure cependant avec une grande précision grâce aux moyens d'enregistrement photographiques mis en œuvre. Ces tops successifs enregistrés en B, alors qu'un seul top avait été émis en A, s'expliquent de la façon suivante :

Les ondes émises de A atteignent B par divers chemins. On distingue :

1° L'onde directe dite onde de surface, qui suit la surface de la terre ; la propagation de cette onde est représentée sur la figure XIII-10-3 par la droite AB.

(1) Une très intéressante documentation sur l'ionosphère et ses relations avec les taches solaires et le magnétisme terrestre, a été publiée dans les *Proceedings of I.R.E.* de janvier 1937.

2° L'onde indirecte réfléchi sur une première couche de Kennelly-Heaviside (couche inférieure ou couche E); cette onde parcourt le chemin ACB.

3° L'onde indirecte réfléchi sur une seconde couche de Kennelly-Heaviside (couche supérieure ou couche F); la marque de cette onde est ADB.

4° L'onde indirecte réfléchi deux fois sur la couche supérieure avec une réflexion intermédiaire sur le sol; le parcours complexe de cette onde est représenté en AEGFB.

Ces différentes ondes parcourant des chemins inégaux, mettent des temps inégaux à accomplir leur marche de A à B, d'où les tops successifs enregistrés en B.

Ces expériences, et d'autres encore sur lesquelles nous ne pouvons insister ici et qui permettent un enregistrement continu de la hauteur des différentes couches, ont montré :

1° que la hauteur des couches de Kennelly-Heaviside est, quelques rares exceptions près, d'autant plus grande que la fréquence des ondes considérées est plus élevée. Ainsi, à une même heure du jour (13 heures), on a obtenu pour la couche E :

110 km pour l'onde de 1.600 kc/s (187,5 m).

120 km pour l'onde de 2.000 kc/s (150 m).

130 km pour l'onde de 3.000 kc/s (100 m).

250 km pour l'onde de 5.000 kc/s (60 m).

2° que la hauteur des couches subit une diminution au moment du lever du soleil et une augmentation à son coucher, augmentation et diminution atteignant parfois 60 et 70 %.

3° qu'au-dessus de 5.000 kc/s (au-dessous de 60 m), les réflexions sont très variables suivant les saisons : nombreuses de février à avril, elles diminuent, disparaissent même en août et septembre.

§ 11. — Caractères de la propagation des ondes électromagnétiques de différentes longueurs.

Les ondes directes et les ondes indirectes interviennent de manière différente dans la propagation suivant qu'il s'agit d'ondes longues, moyennes ou courtes.

1° *Grandes ondes moyennes et ondes longues (1.000 à 30.000 m).* — Sur les distances allant jusqu'à 1.000 kilomètres, la propagation est due pour la plus grosse part à l'onde directe. Les effets diurnes et saisonniers n'ont que très peu d'effet. Entre 5.000 et 7.000 kilomètres, la propagation est uniquement due aux ondes indirectes et varie avec la hauteur et la densité de la couche de Kennelly-Helviside. Entre 1.000 et 5.000 kilomètres, l'onde directe et les ondes indirectes interviennent ensemble dans la propagation. Comme ces deux ondes suivent des chemins différents, elles peuvent s'ajouter ou se retrancher, d'où des points d'audition renforcée et d'autres d'audition diminuée. La propagation des ondes indirectes variant suivant les saisons et les heures du jour et de la nuit, il en résulte qu'en certains points de cette zone comprise entre 1.000 et 5.000 kilomètres, on peut observer, en été, des auditions plus fortes le jour que la nuit et le contraire en hiver, et qu'en certains autres points de cette même zone, c'est en hiver que les auditions diurnes sont plus intenses.

Lorsque toute la propagation se produit sur un parcours éclairé par le soleil, l'audition est modérée. Dès que le soleil se couche sur un des points du parcours, l'audition faiblit puis augmente considérablement jusqu'à une certaine valeur qui se maintient jusqu'à ce que le soleil éclaire à nouveau la totalité du parcours. Le jour étant plus long en été qu'en hiver, il en résulte des variations correspondantes entre les propagations d'été et d'hiver.

Des essais effectués sur l'Océan Pacifique par des physiciens japonais ont montré que les ondes longues se propageaient plus volontiers dans la direction nord-sud que dans la direction orthogonale est-ouest. Le phénomène du *fading* (ou évanouissement), c'est-à-dire les rapides changements d'intensité d'audition en un même lieu, changements qui se traduisent par des renforcements et des diminutions irréguliers de l'intensité de l'audition, est rarement observé sur les ondes longues.

2° *Petites ondes moyennes* (1.000 à 200 m). — La bande 600-200 mètres de ces ondes est employée par les stations de radiodiffusion « petites ondes ». On distingue ici une zone de réception, dite *zone de service*, dans laquelle l'onde directe intervient seule pour assurer la réception confortable des radio-concerts. L'étendue de cette zone dépend, à rayonnement égal, de l'antenne d'émission, de la fréquence des ondes émises et de la nature du sol. L'onde directe est plus rapidement absorbée pour les fréquences élevées et au-dessus des régions construites, boisées ou accidentées.

Lorsque l'on s'éloigne du poste émetteur, on rencontre une région où l'onde directe ne prédomine plus et se combine avec les ondes indirectes. Ces ondes indirectes étant, en chaque point de cette région, déphasées de manière variable par rapport à l'onde directe (elles suivent des chemins dont la longueur varie avec les variations de hauteur et de densité de la couche de Kennelly-Heaviside), il en résulte des variations d'intensité de l'audition allant de la très grande puissance à l'évanouissement presque complet : c'est le phénomène du *fading*. Ce fading se manifestant de manière variable suivant les fréquences (fading sélectif) et les fréquences pour lesquelles on observe des variations pouvant différer de seulement 2 kc/s, il en résulte qu'une onde modulée (radiotéléphonie) qui, nous le verrons dans le chapitre suivant, comporte des ondes s'étageant sur une bande de 10 kc/s, peut voir certaines de ses composantes affectées par le fading et d'autres non : il y a déformation périodique de l'audition par suppression ou renforcement de certaines fréquences. Cette zone de déformation varie comme les ondes indirectes ; elle disparaît de jour, où les ondes indirectes s'atténuent plus rapidement que l'onde directe ; elle se manifeste au maximum pendant les nuits d'hiver.

A grande distance, l'onde directe n'existe plus. La propagation est due uniquement à l'onde indirecte et, en un même point, peuvent se combiner deux ondes indirectes ayant suivi des chemins différents, donc présentant une différence de phase. Le fading (fading simple et fading sélectif) se manifeste encore, mais avec beaucoup moins d'acuité que précédemment. Dans cette zone, la réception est impossible de jour et se montre le plus facile pendant les nuits d'hiver. En résumé, les ondes moyennes se propagent très mal de jour où, seule, entre en ligne de compte l'onde directe.

3° *Ondes intermédiaires et courtes* (200 à 8 m). — Au-dessous de 200 mètres, l'onde directe joue un rôle dont l'importance diminue si rapidement qu'elle n'entre plus en ligne de compte qu'aux très courtes distances. La propagation des ondes courtes dépend donc uniquement de la propension qu'a la couche de Kennelly-Heaviside de renvoyer vers le sol une onde à haute fréquence (1.500 à 30.000 kc/s).

Ici interviennent l'*angle critique* et la *distance de rebondissement* (1) qui dépendent l'un de l'autre, comme l'a mis en évidence la figure XIII-10-2 : l'angle critique est d'autant plus grand, la distance de rebondissement est d'autant plus grande, que la fréquence est plus élevée, que la hauteur de la couche de Kennelly-Heaviside est plus élevée et que la densité de répartition des électrons dans cette couche est plus grande.

Il est établi maintenant que, de jour, la plus courte longueur d'onde qui peut être réfléchiée vers la terre est de l'ordre de 9 à 10 mètres ; de nuit, la plus courte longueur d'onde que la couche de Kennelly-Heaviside peut réfléchir est de 13 à 15 mètres. Pour des ondes plus courtes que ces valeurs, il n'y a plus réflexion par la couche de Kennelly-Heaviside, sauf exception très rares : l'onde est perdue pour la propagation. Ces conditions fixent les ondes de longueur minimum utilisables de jour et de nuit.

La distance de rebondissement dépend si étroitement de la hauteur et de la densité de la couche de Kennelly-Heaviside, que, au moment du coucher du soleil, lorsque cette hauteur et cette densité varient rapidement, il est habi-

(1) Distance en deçà de laquelle existe une zone de silence.

luel d'observer en un point situé à la limite de cette distance une audition variant en quelques minutes d'un maximum très élevé à l'extinction absolue. De même, toujours en un point à la limite du rebondissement et ici pour une hauteur et une densité constantes de la couche, il suffit d'une variation de la longueur d'onde de quelques décimètres pour que la réception passe de son maximum à l'extinction.

Comment expliquer les grandes portées observées avec les ondes courtes ? Ces portées sont dues évidemment aux seules ondes indirectes (1). On peut imaginer différents chemins suivis par ces ondes ; les plus vraisemblables de ces chemins sont représentés en gros traits sur la figure XIII-11-1. Ces « chemins »

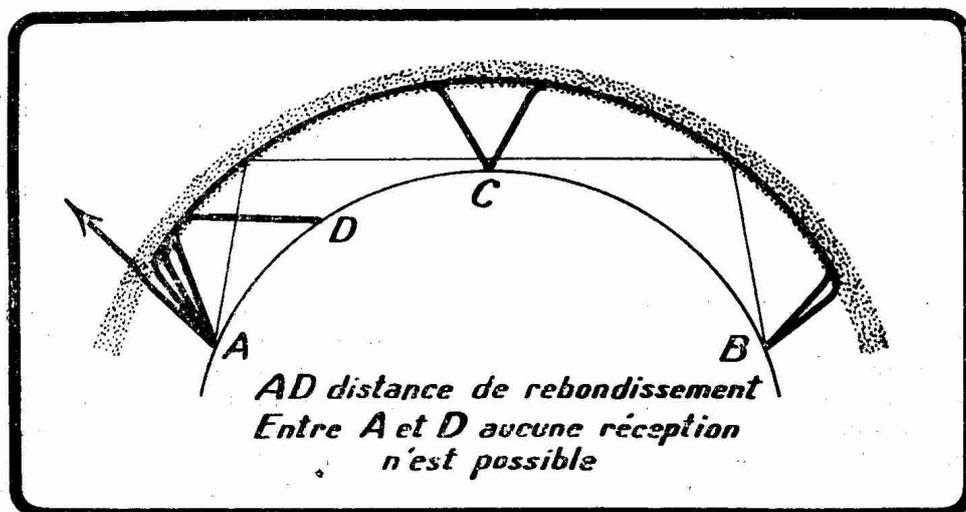


FIG. XIII-11-1. — Figure montrant le mécanisme de la propagation des ondes courtes à grande distance. La hauteur de la couche de Kennelly-Heaviside a été exagérée par rapport au rayon terrestre pour la clarté du dessin. Les chemins les plus vraisemblables sont indiqués en gros traits. La propagation s'effectue donc pour la plus grande part dans la couche de Kennelly-Heaviside elle-même.

pour la plupart, empruntent la couche de Kennelly-Heaviside sur un parcours considérable. On peut noter une réflexion intermédiaire en un endroit de la couche où la densité de répartition des électrons subit une brusque variation. L'onde rencontre le sol en C et est à nouveau renvoyée dans la couche de Kennelly-Heaviside.

En général, étant donné deux points A et B du globe entre lesquels on désire établir une liaison radioélectrique sur ondes courtes, il existe une longueur d'onde optimum suivant la distance qui sépare ces deux points, leurs latitudes, la direction (N-S ou E-O) de l'émission, l'heure du jour ou de la nuit et la saison. Cette longueur d'onde optimum diminue quand la distance augmente, est plus petite le jour que la nuit et l'été que l'hiver. Aucune règle précise ne peut d'ailleurs être fixée, car la longueur d'onde optimum dépend étroitement des conditions de la couche de Kennelly-Heaviside.

Pour établir sur ondes courtes une liaison commerciale certaine entre deux points du globe, l'expérience a montré qu'il fallait disposer de quatre longueurs d'onde : une longueur d'onde assez courte (ordre de 15 m) pour les émissions de jour, une longueur d'onde plus grande (ordre de 30 m) pour les émissions de nuit, une longueur d'onde intermédiaire (ordre de 20 m) pour les périodes de transition (coucher et lever du soleil sur le parcours) ; enfin, une quatrième longueur d'onde, plus grande que les trois autres (de l'ordre de 45 m) pour les circonstances spéciales (nuits d'hiver).

(1) Les ondes directes n'entrant plus en ligne de compte au delà de quelques dizaines de kilomètres.

Le tableau ci-dessous, dressé d'après les observations faites à la station d'Eindhoven-Philips (Hollande), résume les principales circonstances de propagation des ondes courtes dites de radiodiffusion.

Conditions de la propagation des cinq bandes de radiodiffusion ondes courtes.

| LONGUEURS D'ONDE en mètres | PORTEE DE L'ONDE directe en km | PORTEE PROBABLE EN km DE L'ONDE REFLECHIE | | | | MEILLEURE RÉCEPTION lorsque, sur le trajet des ondes, il fait : |
|----------------------------------|--------------------------------------|---|------------------|---------------|------------------|---|
| | | ÉTÉ | | HIVER | | |
| | | Midi | Minuit | Midi | Minuit | |
| | | 16 | 30 | 1.100 à 6.000 | Pas de récept. | |
| 19 | 60 | 600 à 3.000 | 4.000 et au delà | 1.450 à 6.400 | Pas de récept. | Jour |
| 25 | 80 | 500 à 1.500 | 2.400 et au delà | 1.000 à 4.800 | 3.200 et au delà | Jour et nuit |
| 30 | 100 | 350 à 1.200 | 1.600 et au delà | 800 à 3.200 | 2.400 et au delà | Jour et nuit |
| 50 | 120 | 160 à 320 | 400 à 8.000 | 300 à 1.000 | 650 et au delà | Nuit |

Du fait que différents chemins (en général trois) peuvent être suivis par les ondes indirectes pour atteindre une station réceptrice et du fait que ces chemins varient beaucoup avec la hauteur et la densité de la couche de Kennelly-Heaviside, il se produit sur ondes courtes un fading très violent, beaucoup plus violent que sur les ondes de 200 à 500 mètres. Le fading sélectif est également très important sur ondes courtes ; des fréquences différant seulement de 100 cycles pouvant être différemment traitées par la propagation, il en résulte que les déformations dues au fading sélectif rendent les émissions radiotéléphoniques sur ondes courtes assez irrégulières à grande distance.

4° *Ondes ultra-courtes (inférieures à 8 m).* -- Ces ondes ne sont pas, en règle générale, réfléchies par la couche de Kennelly-Heaviside, quelque grand

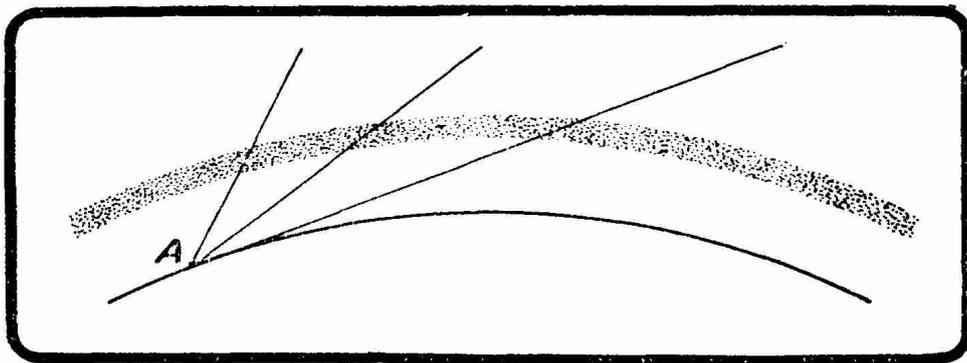


FIG. XIII-11-2. -- Les ondes ultra-courtes traversent fréquemment la couche de Kennelly-Heaviside sans être réfléchies vers le sol.

que soit l'angle d'incidence (fig. XIII-11-2) (1). Les ondes ultra-courtes se comportent souvent comme des rayons lumineux. Pour cette raison, ces ondes sont

(1) Des propagations ne pouvant s'expliquer que par l'intervention d'ondes indirectes ont été constatées jusqu'à plus de 100 Mc/s. Au-dessous, on peut observer des portées correspondant à l'existence de ces ondes indirectes, mais de manière très irrégulière. Le 24 novembre 1946, une liaison transatlantique sur 6 mètres a été réalisée entre l'amateur anglais G6DH et l'amateur américain W1HDQ. Pour tous renseignements complémentaires, voir l'ouvrage de Roger A. Raffin-Roanne : « L'émission et la réception d'amateur » (Librairie de la Radio, 1948).

dites *quasi lumineuses*. L'onde directe intervient surtout dans leur propagation utile. Elles ne peuvent servir qu'à l'établissement d'une communication entre deux points « visibles » l'un pour l'autre. Une longue portée n'est possible, dans ces conditions, qu'en installant émetteur et récepteur sur des points élevés de la surface terrestre (1). La couche de Kennelly-Heaviside n'intervenant pas dans la propagation à faible distance, ces ondes ne subissent ni fading, ni influence diurne ou saisonnière quelconque. L'état de l'atmosphère n'agit pas sur la propagation des ondes de 8 à 0,05 mètre. A partir de 5 centimètres et jusque vers 3 centimètres, les ondes sont très énergiquement influencées par l'humidité de l'air (brouillard, pluie, nuages, etc.) et surtout par sa teneur en acide carbonique.

Au-dessous de 3 centimètres, on n'observe aucune propagation : ces ondes ne rayonnent pas, étant absorbées par l'atmosphère dès leur « sortie » de l'antenne d'émission.

Un rayonnement effectif ne se manifeste à nouveau qu'à partir des ondes de 2 μ et jusqu'à la limite du spectre visible 0,8 μ (2), autrement dit dans la partie inférieure de l'infra-rouge. Ces ondes de l'infra-rouge se propagent mieux que les ondes lumineuses visibles, et l'on a envisagé leur emploi aux radiocommunications et à certaines techniques de remplacement des ondes visibles (sextant de brouillard, par exemple, utilisant les rayons infra-rouges du soleil lorsque l'état de l'atmosphère interdit sa visée normale).

REMARQUE SUR LA RÉCEPTION AUX ANTIPODES. — On a remarqué qu'aux antipodes des stations d'émission, les auditions subissaient un renforcement très net d'intensité, réapparaissant même après être demeurées inaudibles sur de très vastes régions.

Les premières observations systématiques de ce genre ont été faites par la mission française organisée en 1919-1920 à bord de l'avisio *Aldébaran* par M. de Bellescize. Cette mission observa des renforcements considérables de Nantes UA (longueurs d'onde 9.000 et 11.000 m) et de Lyon YN (15.100 m) aux antipodes exacts de ces deux postes, antipodes situés dans l'Océan Pacifique à 600 kilomètres en moyenne au sud-ouest de la péninsule de Banks (Nouvelle-Zélande). Les renforcements furent tels que, de jour, UA et YN étaient, aux antipodes, aussi forts qu'en Méditerranée.

Plus tard, en 1924-1925, les amateurs émetteurs signalèrent la grande facilité avec laquelle une liaison sur ondes courtes (80 et 45 mètres) s'établissait entre l'Europe, d'une part, l'Australie et la Nouvelle-Zélande, d'autre part.

§ 12. — Les parasites industriels et les parasites atmosphériques.

Lorsque l'on écoute un récepteur de T.S.F. sensible, on observe l'existence d'un bruit de fond plus ou moins intense sur lequel se détachent les émissions reçues. Ce bruit de fond est une association de craquements, de roulements, de grincements dont les origines sont des plus diverses. Les bruits perturbateurs peuvent provenir des appareils électriques du voisinage et, en particulier, de tous les appareils dont le fonctionnement s'accompagne d'étincelles ou d'effluves électriques (3). On donne à ces sortes de bruits le nom de *parasites industriels*. Ces parasites ne gênent, en général, que dans un petit rayon (quelques centaines de mètres), mais peuvent être suffisamment intenses pour empêcher toute réception dans la zone correspondante.

Les bruits peuvent être également dus aux décharges atmosphériques (orages), décharges qui donnent naissance à de véritables ondes électromagnétiques de longueurs très diverses s'étendant pratiquement sur toute la

(1) Dans cet ordre d'idées, citons les essais entrepris en 1929 sur onde de 5 mètres et des puissances de l'ordre de la centaine de watts par MM. P. David et Beauvais entre le fort de la Revère, près de Nice, et le col de Teghine, en Corse, c'est-à-dire sur une distance de 205 kilomètres.

(2) Ces ondes de 2 μ à 0,8 μ ne peuvent être produites que par des moyens optiques. Les moyens électromagnétiques (mise en œuvre de circuits oscillants) deviennent impuissants en-dessous de 200 μ (Nichols et Tear).

(3) Moteurs électriques, interrupteurs, publicité lumineuse, appareils médicaux à haute fréquence, etc. Sur les ondes courtes (au-dessous de 50 m), les étincelles d'allumage des moteurs à explosion sont particulièrement gênantes par les parasites qu'elles créent.

gamme des longueurs d'onde d'utilisées dans les radiocommunications, et se propageant à des distances considérables.

Ce sont les *parasites atmosphériques* dont la propagation obéit aux lois générales que nous avons établies précédemment. Ces parasites sont particulièrement violents (roulement prolongés) sur les ondes comprises entre 1.000 et 30.000 m. Leur maximum se produit la nuit et en été.

On a repéré des « nids » à parasites atmosphériques d'où rayonnent les parasites observés sur ondes longues : ces « nids » sont localisés dans les régions tropicales. Sur les ondes de 600 à 800 mètres, les parasites atmosphériques sont peu importants de jour, mais augmentent beaucoup d'intensité la nuit, les ondes de la bande considérée se propageant alors beaucoup mieux.

Sur les ondes courtes, et, en particulier, sur les ondes inférieures à 50 mètres, les parasites atmosphériques sont très peu marqués, considérablement moins que sur les ondes supérieures à 1.000 mètres. Ils sont plus forts le jour sur les bandes 15-20 m présentant une propagation diurne, et la nuit sur les bandes 30-40 m, présentant une propagation nocturne.

Comment supprimer parasites industriels et parasites atmosphériques ?

La suppression des parasites industriels se fait à leur source même en munissant les appareils électriques fautifs de blindages et de filtres électriques (groupement de selfs et de capacités) empêchant les courants HF produits de se répandre dans les lignes. On peut également se protéger à la réception en adoptant une antenne antiparasite (descente blindée) ou un antiparasite automatique comme le dispositif Lamb, particulièrement efficace sur ondes courtes.

La suppression des parasites atmosphériques ne peut pas s'effectuer de manière absolue parce que, ces parasites étant de véritables « signaux », toute tentative faite pour les supprimer risque de produire la suppression des signaux mêmes auxquels on s'intéresse. Le seul moyen de les diminuer en intensité est d'augmenter la sélectivité de la réception dans d'aussi grandes proportions que le permet la bande de fréquence que l'on désire recevoir (bande de modulation, voir paragraphes suivants).

LA RADIOTELEPHONIE

§ 13. — Généralités.

Nous n'avons considéré jusqu'ici que des ondes entretenues ou amorties. Il nous faut examiner la transmission du son par les ondes électromagnétiques, autrement dit, le problème de la radiotéléphonie.

Pour radiotéléphoner, il est nécessaire de disposer d'une onde entretenue pure dont on *module* l'amplitude (1) à la fréquence de la voix ou de la musique. Moduler l'amplitude d'une onde entretenue, c'est faire subir à cette amplitude des variations à la fréquence du son à transmettre.

Supposons que nous disposions d'une oscillation entretenue de fréquence f et d'amplitude A (fig. XIII-13-1). Si nous modulons cette oscillation à une fréquence f' , plus petite que f , que nous supposons acoustique (son musical simple par exemple), l'amplitude ne va plus rester constante et égale à A : elle va varier autour de A d'une certaine quantité a et l'oscillation primitive va se trouver modifiée comme l'indique la figure XIII-13-1. On est en présence d'une *oscillation modulée en amplitude à la fréquence f'* .

(1) Il existe d'autres méthodes de modulation : modulation de fréquence et modulation de phase. La modulation d'amplitude est la plus employée. La modulation de fréquence est à peine dans le domaine pratique ; il existe quelques émetteurs expérimentaux, de télévision en particulier.

L'onde qui résulte de cette oscillation modulée est elle-même modulée. On peut représenter sa propagation suivant la méthode mise en œuvre fig. XIII-5-1, lorsque nous avons étudié la propagation d'une onde entretenue. Cette représentation mettrait en évidence un champ électrique et un champ magnétique variant tous deux à la fréquence f , mais d'amplitudes modulées à la fréquence f' , variant à la fréquence f' . L'onde de fréquence f correspondant à l'oscillation primitive s'appelle l'onde porteuse. C'est elle qui sert de support aux fréquences (généralement acoustiques) transmises. Elle caractérise la fré-

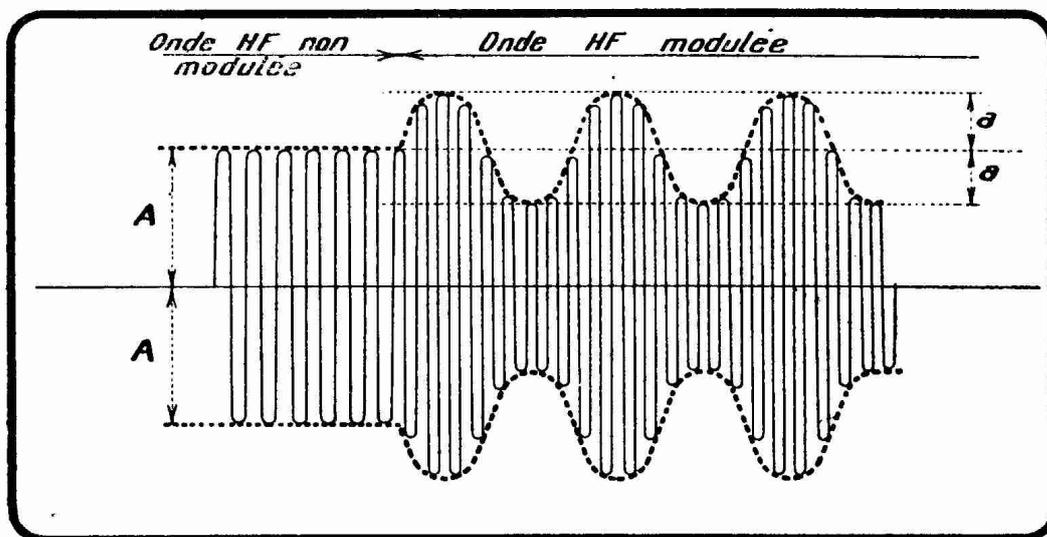


FIG. XIII-13-1. — Oscillation entretenue de fréquence f et d'amplitude A , modulée par une oscillation de fréquence f' plus basse que f et d'amplitude a au plus égale à A . Le rapport a/A exprime le taux de la modulation.

quence et la longueur d'onde d'une émission radiotéléphonique ; elle est utilisée pour déterminer le champ créé en un lieu par la station d'émission. Nous allons établir, dans le paragraphe qui suit, la composition exacte d'une onde de fréquence f modulée à la fréquence f' .

Le rapport $K = \frac{a}{A}$ qui caractérise la « profondeur » de la modulation,

s'appelle *taux de modulation*. Ce taux varie, pour un même dispositif de modulation, suivant l'intensité du son produit. Son maximum s'observe pour $a = A$; on dit alors que la modulation est de 100 %. Un tel taux n'est atteint pratiquement qu'au moment des *fortes*.

Pour radiotéléphoner, on dispose d'un microphone devant lequel on produit les sons à transmettre. Le courant de sortie du microphone est, après amplification éventuelle, amené à agir sur un certain point du système producteur de l'onde porteuse (montage à lampes), par l'intermédiaire de ce que l'on appelle le *dispositif de modulation* : le courant d'antenne et, par suite, l'onde porteuse sont modulés à la fréquence du son à transmettre.

§ 14. — Etude mathématique élémentaire. Composition d'une onde modulée.

Cette étude va nous permettre de nous rendre compte de manière précise de la nature d'une onde entretenue modulée.

Supposons que le son à transmettre soit simple, c'est-à-dire dépourvu d'harmoniques. Soit f' sa fréquence. L'onde porteuse de fréquence f sera modulée comme l'indique la figure XIII-13-1.

La loi de variation du courant d'antenne ⁽¹⁾ I sera exprimée par l'équation :

$$(1) \quad I = A (1 + K \sin mt) \sin \omega t$$

équation dans laquelle m est la pulsation du son à transmettre (la pulsation est, on le sait, égale à la fréquence multipliée par 2π), ω la pulsation de l'onde

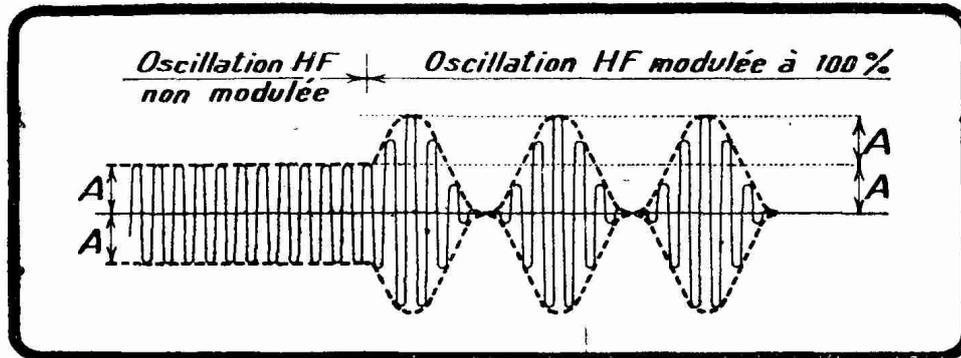


FIG. XIII-14-1. — Oscillation (onde ou courant) haute fréquence modulée à 100 %. L'amplitude de l'onde porteuse varie de 0 à $2A$.

porteuse. La constante K exprime de 0 à 1 le taux de la modulation produite

par le son : $K = \frac{a}{A}$ (fig. XIII-13-1).

Quand on ne produit aucun son devant le microphone, l'amplitude du courant de haute fréquence est A et l'on a $K = 0$. Le courant d'antenne est :

$$I = A \sin \omega t$$

Si l'on produit devant le microphone un son de fréquence f' et de pulsation $m = 2\pi f'$ et que ce son soit assez intense pour que $K = 1$, c'est-à-dire $a = A$ (modulation à 100 %), le facteur $(1 + K \sin mt)$ va varier entre 0 et 2, puisque $K \sin mt$ varie entre -1 et $+1$. On voit donc que l'amplitude du courant haute fréquence va varier de 0 à $2A$ (fig. XIII-14-1).

L'interprétation est la suivante : la modulation du courant haute fréquence fait varier l'amplitude de ce courant de part et d'autre de sa valeur A , et cela d'une quantité égale à A dans les deux sens, en supposant encore une fois $K = 1$. Si K est plus petit que 1, la variation ne sera que de KA .

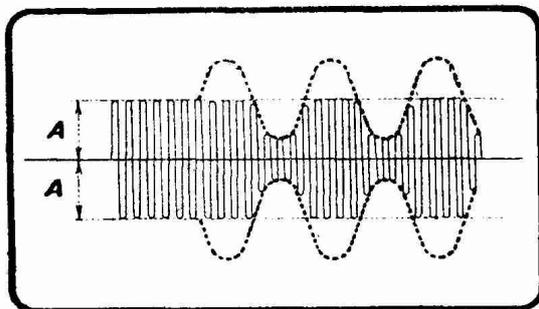


FIG. XIII-14-2. — Si l'amplitude de l'onde porteuse ne peut dépasser A , il y a modulation incomplète, donc déformation.

Si l'émetteur est incapable de donner un courant d'antenne plus intense que A , on aura une modulation tronquée comme le montre la figure XIII-14-2, ce qui se traduit à la réception par des déformations. Le courant d'antenne correspondant à l'onde porteuse d'un poste radiophonique doit donc être réglé à la moitié de la valeur maximum qu'autorise la puissance de l'émetteur si l'on désire pouvoir moduler à 100 %.

Si l'on module à plus de 100 %, il y a surmodulation, et l'on réalise les conditions de la figure XIII-14-3. Ces conditions se traduisent par deux inconvénients :

(1) L'onde rayonnée suit fidèlement les variations du courant dans l'antenne d'émission.

1° la qualité de l'audition est gravement compromise dans les récepteurs accordés sur l'émission ainsi surmodulée;

2° des ondes latérales supplémentaires se produisent, ce qui augmente l'encombrement de la station dans l'échelle des fréquences, d'où gêne pour les voisins en longueur d'onde.

Ces remarques faites, développons l'équation (1) ; on obtient :

$$i = A \sin \omega t + AK \sin mt \sin \omega t$$

Appliquons au produit de sinus du second membre la règle trigonométrique bien connue :

$$\sin a \sin b = \frac{1}{2} \cos (a - b) - \frac{1}{2} \cos (a + b)$$

Il vient :

$$(2) \quad i = A \sin \omega t + \frac{AK}{2} \cos (\omega - m)t - \frac{AK}{2} \cos (\omega + m)t$$

Cette équation est d'une interprétation fructueuse. Elle montre que l'onde porteuse modulée de la figure XIII-13-1, représentée algébriquement par les équations (1) ou (2), peut être considérée comme constituée par trois ondes :

l'onde porteuse de fréquence $\frac{\omega}{2\pi}$ et d'amplitude A ;

l'onde latérale dite *supérieure* (1) de fréquence $\frac{\omega - m}{2\pi}$ et d'amplitude $\frac{1}{2} AK$;

l'onde latérale dite *inférieure* (2) de fréquence $\frac{\omega + m}{2\pi}$ et d'amplitude $\frac{1}{2} AK$.

Quand on ne module pas, nous l'avons vu, $K = 0$: il n'y a que l'onde porteuse. Dès que l'on émet un son devant le microphone (qui agit sur le dispositif

de modulation), les ondes latérales de fréquences $\frac{\omega + m}{2\pi}$ et $\frac{\omega - m}{2\pi}$ apparaissent.

On voit que la modulation se traduit par la production de *deux ondes supplémentaires*, l'une plus courte que l'onde porteuse, l'autre plus longue.

Ces trois ondes induisent, dans le récepteur, des courants électriques de

fréquences $\frac{\omega}{2\pi} = f$, $\frac{\omega - m}{2\pi} = f - f'$ et $\frac{\omega + m}{2\pi} = f + f'$. L'interférence des fréquences f et $f - f'$ et celle des fréquences f et $f + f'$ donnent, après détection, la

fréquence f' , fréquence du son transmis, son que l'on entend dans le casque ou le haut-parleur (3). Nous comprendrons mieux le mécanisme de la détection dans le chapitre réservé à cette importante fonction de la réception radioélectrique.

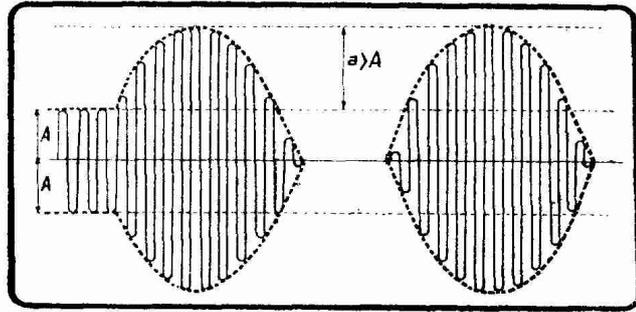


FIG. XIII-14-3. — Il y a surmodulation lorsque le taux de modulation dépasse 100 %. Le courant d'antenne, donc l'énergie rayonnée, disparaît pendant une partie des alternances « négatives » de la modulation.

(1) Onde « supérieure », parce que de fréquence plus basse que $\frac{\omega}{2\pi}$

(2) Onde « inférieure », parce que de fréquence plus élevée que $\frac{\omega}{2\pi}$

(3) On remarquera que l'interférence entre $f + f'$ et $f - f'$ donne la fréquence $2f'$, fréquence à l'octave du son f' . Un calcul plus poussé montre que l'amplitude de ce son parasite $2f'$ est proportionnelle à K . On voit ici apparaître un inconvénient des taux de modulation élevés.

La reconstitution dans le récepteur du son f' modulant une oscillation de fréquence f , s'appelle quelquefois la *démodulation*.

Concrétisons ce qui précède par un exemple. Si le son à transmettre est composé de diverses fréquences comme 400, 800 et 1.600 périodes par seconde, les ondes en présence dans l'onde émise par l'antenne du poste émetteur auront pour fréquences :

$$f-1.600 \quad f-800 \quad f-400 \quad f \quad f+400 \quad f+800 \quad f+1.600$$

Chaque fréquence acoustique est transportée par deux ondes particulières, l'onde porteuse servant de véhicule à la « fréquence zéro ».

Un son complexe produit ainsi de part et d'autre de l'onde porteuse une *bande de modulation*.

Une transmission de haute qualité de la parole et de la musique exige le « respect » de la bande de fréquences de 100 à 5.000. Dans une telle transmission sans fil, il faut donc nous attendre à rencontrer dans l'onde émise, outre l'onde porteuse de fréquence f , toutes les fréquences correspondant à $f-(100 \text{ à } 5.000)$ et $f+(100 \text{ à } 5.000)$. La fréquence la plus basse sera donc $f-5.000$ et la plus élevée $f+5.000$. D'où cette conclusion importante que, quelle que soit la longueur de l'onde porteuse, une émission radiotéléphonique correcte occupe toujours une bande totale de 10.000 périodes par seconde (bande de modulation).

1° L'« encombrement », constant en fréquence, varie en longueur d'onde suivant celle de l'onde porteuse. Pour une onde porteuse de 25.000 mètres, la bande de longueurs d'onde encombrée ira de 15.000 à 30.000 mètres, soit un encombrement très important de 15.000 mètres. Si, au contraire, l'onde porteuse est de 300 mètres, la région occupée par l'émission radiophonique s'étendra de 298,5 à 301,5 mètres, soit un encombrement très réduit de 3 mètres. Il en résulte que plus on descend en longueur d'onde, plus on pourra augmenter le nombre des stations dans une bande donnée. De 200 à 600 mètres, par exemple, on peut faire travailler simultanément *sans gêne réciproque* cent stations radiotéléphoniques tandis que, de 600 à 1.000 mètres, il n'y a plus place que pour vingt stations. Enfin, dernier inconvénient des grandes ondes, pour recevoir une station radiophonique travaillant sur 20.000 mètres, il faudrait se trouver dans les mêmes conditions de sensibilité pour la bande de 15.000 mètres allant de 15.000 à 30.000 mètres, ce qui correspondrait, nous nous en rendrons compte plus tard, à un récepteur de sélectivité lamentable.

C'est pourquoi les stations de radiodiffusion travaillent au-dessous de 2.000 mètres et tendent à utiliser de plus en plus les ondes courtes. Voici d'ailleurs la liste des bandes de fréquences réservées à la radiodiffusion par la Conférence d'Atlantic-City, 1947 (1).

| | | | |
|---------------|------------------|------------------|------------|
| 160-225 kc/s | 3.200-3.230 kc/s | 5.950-6.200 kc/s | 41-68 Mc/s |
| | | 7.100-7.150 » | 54-72 » |
| 255-285 » | 3.950-4.000 » | 7.150-7.300 » | 76-88 » |
| | | 9.500-9.775 » | 100-108 » |
| 525-535 » | 4.750-4.850 » | 11.700-11.975 » | 174-216 » |
| | | 15.100-15.450 » | 470-585 » |
| 535-1.605 » | 4.850-4.995 » | 17.700-17.900 » | 585-610 » |
| | | 21.450-21.750 » | 610-940 » |
| 2.300-2.498 » | 5.005-5.060 » | 25.600-26.100 » | |

2° On ne peut concevoir, dans le « spectre » des fréquences, l'existence, sans brouillage, de stations radiophoniques situées à moins de 10.000 périodes (10 kc/s) les unes des autres. Outre le chevauchement des bandes de modulation, il importe, en effet, d'éviter que les ondes porteuses de deux stations voisines en longueur d'onde ne *s'hétérodynent audiblement*, c'est-à-dire ne produisent des battements à fréquence acoustique. Ce phénomène de l'hétérodynage audible

(1) L'emploi de certaines bandes est soumis à des restrictions. Voir *Le Haut-Parleur*, n° 803, du 6-11-1947, page 738.

des ondes porteuses s'est observé fréquemment, au cours de ces dernières années, au fur et à mesure que les stations de radiodiffusion se multipliaient.

Le plan de Prague, qui, en exécution des décisions de la Conférence de Washington (1927), a réglé pour la période 1929-1933, la répartition des longueurs d'onde européennes, avait aggravé cette situation en allant à l'encontre de la nécessité physique des 10.000 périodes par seconde d'écart et en admettant sans exception un espacement de 9.000 périodes entre stations, quelles que fussent leurs puissances et leurs situations géographiques. De cette regrettable décision sont résultés des brouillages d'autant plus intenses et nombreux que non seulement dans cette période de quatre années (1929-1933) les postes émetteurs de radiodiffusion se sont multipliés, mais encore ont augmenté leurs puissances dans des proportions considérables (50, 60, 75, 100 et même 500 kW).

Le plan de Lucerne, établi en exécution des décisions de la Conférence de Madrid de 1932 pour la période 1934-1938, et qui était consacré à la répartition des ondes en Europe et dans le bassin méditerranéen entre 1.875 et 200 mètres, s'était efforcé de remédier à cette situation sans diminuer, au contraire, le nombre des stations. L'écart entre deux stations puissantes avait été porté à 10 kc/s dans certains cas. La répartition des longueurs d'onde avait été faite en tenant compte de la situation géographique des stations. Enfin, les stations de faible puissance destinées à des écoutes purement locales, avaient été groupées sur des ondes dites communes nationales ou internationales.

Les récentes Conférences internationales d'Atlantic-City (1947) et de Copenhague (1948) ont eu notamment pour but de remédier à la situation anarchique née de la dernière guerre.

3° Lorsque l'on reçoit une onde modulée dans un récepteur qui ne traite pas d'égale manière toutes les fréquences des bandes de modulation comprises de part et d'autre de la fréquence de l'onde porteuse (récepteur trop sélectif, par exemple, coupant les fréquences élevées de la modulation) la réception est déformée. Un récepteur de radiotéléphonie doit respecter les bandes de modulation situées de part et d'autre de l'oscillation porteuse. Et c'est tout le délicat problème du compromis entre la sélectivité et la fidélité qui se pose...

4° Enfin lorsque se manifeste dans la propagation ce que nous avons appelé le fading sélectif s'attaquant à certaines fréquences des bandes de modulation sans toucher à d'autres fréquences de cette bande, il se produit une déformation parfois considérable de l'audition par perturbation du dosage des fréquences acoustiques transportées.

REMARQUE SUR L'ENCOMBREMENT D'UNE ONDE ENTRETENUE MANIPULÉE. — Une émission radiotélégraphique est constituée par une onde entretenue de fréquence f coupée par un manipulateur à la cadence de l'alphabet Morse. L'encombrement de cette émission, de part et d'autre de la fréquence f , dépend de la vitesse de la manipulation. Il est d'autant plus grand que cette vitesse est plus élevée. Une transmission effectuée à la vitesse de 1 lettre à la minute encombre une bande de 0,131 période à la seconde à droite et à gauche de la fréquence f (1). Il en résulte que la vitesse habituelle de manipulation à la main de 1.200 mots de cinq lettres à l'heure (20 mots de cinq lettres à la minute, 100 lettres à la minute) correspond à un encombrement de 13,1 périodes par seconde, de part et d'autre de la fréquence f . L'encombrement des stations radiotélégraphiques automatiques, pour lesquelles la vitesse de transmission est très grande, atteint facilement 100 périodes à droite et à gauche de f .

Les encombrements de la télégraphie sont, on le voit, beaucoup moins grands que ceux de la téléphonie.

§ 15. — Puissance utile d'une oscillation modulée.

La puissance utile (2) d'une oscillation modulée (onde électromagnétique ou courant électrique à haute fréquence) est tout entière concentrée dans les bandes de modulation.

La puissance d'une oscillation sinusoïdale étant proportionnelle au carré de son amplitude, l'équation du paragraphe 14, page 339, montre que la puissance

(1) Terman (Proceedings of I.R.E. de janvier 1930).

(2) C'est-à-dire utile à la réception.

de l'onde porteuse de fréquence f est proportionnelle à A^2 et que la puissance de *chaque* oscillation latérale créée par une fréquence modulatrice f' sinusoïdale

est proportionnelle à $\frac{A^2 K^2}{4}$. La puissance de la modulation P_m est donc $\frac{A^2 K^2}{2}$ puisqu'il y a deux oscillations latérales.

Si l'on appelle P_p la puissance de l'oscillation porteuse, on a :

$$(1) \quad P_m = \frac{K^2 P_p}{2}$$

La puissance totale P_T (porteuse et bandes) est donc :

$$(2) \quad P_T = P_p \left(1 + \frac{K^2}{2} \right)$$

La puissance concentrée dans les bandes de modulation est maximum lorsque $K = 1$, c'est-à-dire lorsque l'on module à 100 %. On a alors d'après (1) :

$$(3) \quad P_m = \frac{P_p}{2}$$

et d'après (2) :

$$P_T = \frac{3 P_p}{2}$$

Dans le cas d'une modulation à 100 %, c'est-à-dire dans les circonstances optima, le tiers de la puissance totale se trouve dans les bandes de modulation, les deux autres tiers dans l'onde porteuse.

La relation (1) montre que la puissance de modulation P_m est proportionnelle au carré du taux de modulation K . *On voit donc l'intérêt qu'il y a en radiotéléphonie à moduler profondément si l'on désire une grande puissance utile, donc de grandes portées.*

Pratiquement, on s'efforce de donner à K la plus grande valeur possible tout en restant dans certaines limites, afin d'éviter les déformations des sons forts. D'après C. M. Jansky, la modulation de KDKA (Pittsburg) aurait atteint dès 1923 le chiffre de 90 %, ce qui expliquerait en partie les portées, remarquables pour l'époque, réalisées par ce poste. A l'heure actuelle, les stations de radiodiffusion et, à leur suite, les amateurs émetteurs améliorent sans cesse le taux de leur modulation de telle façon que, pour les *forte*, le taux de modulation K soit très voisin de 100 %. Cette circonstance oblige, nous le verrons dans l'étude de la détection, à rechercher des dispositifs détecteurs spéciaux (détection linéaire).

§ 16. — Modulation à porteuse commandée.

Nous avons supposé dans ce qui précède que l'oscillation, donc l'onde porteuse, est maintenue constante. Seul varie le taux de modulation suivant l'intensité du son produit devant le microphone du système émetteur. Autrement dit si l'on se reporte à la figure XIII-13-1, A reste fixe et a varie en faisant varier K . Il s'agit d'une émission dite à *porteuse constante* ou encore à taux de modulation variable. La porteuse conserve la même amplitude quelle que soit la valeur instantanée (à un moment quelconque du fonctionnement) du taux de modulation, donc qu'il s'agisse d'un son fort ou d'un son faible, ou même que l'on fasse le silence devant le microphone.

Comme nous venons de le voir, la puissance utile est concentrée dans les bandes de modulation, le rendement de la transmission est en fin d'analyse assez mauvais. D'autre part, les interférences provoquées par la porteuse sont les mêmes que l'on transmette un son faible ou les *forte* d'un passage d'orchestre.

Ces inconvénients sont éliminés en très grande partie si l'amplitude de la porteuse est maintenue automatiquement à la valeur donnant pour chaque amplitude a de la fréquence de modulation un taux de modulation de 100 % ou très voisin de 100 %. Cet artifice connu sous le nom de *modulation à porteuse commandée*, est de mise en œuvre assez simple.

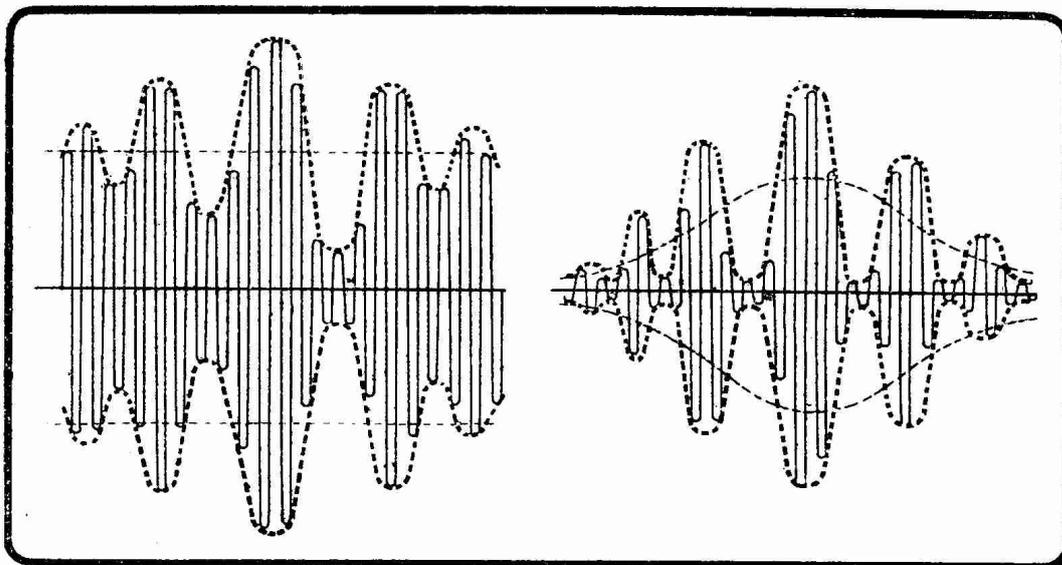


FIG. XIII-16-1. — Différence entre la modulation à porteuse constante (à gauche) et la modulation à porteuse commandée (à droite). La porteuse présente, pour chaque valeur a de l'amplitude de la modulation, l'amplitude A nécessaire pour que $\frac{a}{A}$ soit très voisin de 1, autrement dit pour que le taux de modulation soit très voisin de 100 %.

Le principe est de faire commander l'amplitude de la porteuse par le courant téléphonique produit par les sons à transmettre, de telle façon que le courant A des figures XIII-13-1 et suivantes soit presque nul lorsque l'on ne profère aucun son devant le microphone.

La différence entre une modulation à porteuse constante et une modulation à porteuse commandée (que l'on peut appeler aussi modulation à taux constant) est clairement illustrée par la figure XIII-16-1.

LES CIRCUITS OSCILLANTS. DEFINITION DE LA SELECTIVITE. COUPLAGE DES CIRCUITS OSCILLANTS

Les propriétés des circuits oscillants et le mécanisme du couplage de ces circuits dominent toute la technique de la réception et de l'émission. Aussi allons-nous consacrer à l'étude de ces questions essentielles d'assez longs développements.

§ 17. — Fréquence et longueur d'onde d'un circuit oscillant.

Nous avons vu (décharge d'un condensateur, page 244) que la période (cas des oscillations entretenues) ou la pseudo-période (cas des oscillations amorties) des oscillations électriques d'un circuit oscillant était liée à la self L et à la capacité C de ce circuit par la relation de Thomson :

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

(T en secondes, L en henrys, C en farads) d'où l'on déduit l'expression de la fréquence

$$(1) \quad f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

(f en cycles/seconde).

En portant l'expression de T dans la relation classique $\lambda = VT$, il vient :

$$(2) \quad \lambda = 2\pi V \sqrt{LC}$$

Les relations (1) et (2) sont très importantes : elles permettent de définir la fréquence et la longueur d'onde d'un circuit comportant une bobine de self L et un condensateur de capacité C montés en parallèle comme l'indique la figure XIII-2-1. La relation (2), en particulier, est très fréquemment utilisée (1) ; elle donne λ en centimètres, L, C et V étant exprimées en unités CGS de self, de capacité et de vitesse (2).

Dans les circuits utilisés en T.S.F., L est exprimée la plupart du temps en microhenrys et C en micromicrofarads, sous-multiples du système pratique ; on a été conduit à transformer l'expression (2) de manière à pouvoir utiliser directement ces sous-multiples courants. L'expression (3) donne λ en mètres lorsque L est exprimée en microhenrys et C en micromicrofarads (ou picofarads) :

$$(3) \quad \lambda = 1,885 \sqrt{LC}$$

Le coefficient 1,885 est une valeur approchée du coefficient théorique $0,6 \cdot \pi$. La valeur que nous donnons ici est plus exacte que la valeur 1,884 que l'on utilise quelquefois.

Si l'on désire calculer la fréquence du circuit oscillant, on utilise la relation

$$(4) \quad f = \frac{1,5915 \cdot 10^5}{\sqrt{LC}}$$

dans laquelle on trouve f en kilocycles par seconde lorsque L est exprimé en microhenrys et C en micromicrofarads.

Il arrive que l'on ait besoin de connaître le produit LC d'un circuit oscillant résonnant sur une fréquence donnée f : la relation (4) donne après élévation au carré et mise en évidence au premier membre de LC

$$(5) \quad LC = \frac{253,28 \cdot 10^8}{f^2}$$

avec les mêmes unités que tout à l'heure, c'est-à-dire μH , $\mu\mu\text{F}$ et kc/s . On voit apparaître le coefficient 253,28 que nous retrouverons dans la théorie de l'alignement des récepteurs changeurs de fréquence sous la forme « arrondie » 253,2.

Donnons un exemple d'application de la relation (3). Soit un circuit oscillant constitué par une bobine de 100 microhenrys (nid d'abeilles de 45 tours) et un condensateur de 100 micromicrofarads (0,1/1.000 de microfarad) ; la longueur d'onde de ce circuit est :

$$\lambda = 1,885 \sqrt{100 \cdot 100} = 188,5 \text{ mètres}$$

Pour faire varier la longueur d'onde sur laquelle se trouve accordé un circuit oscillant, il suffit de faire varier L (bobine à prises) ou C (condensateur variable). Nous reviendrons plus tard sur ces points importants.

Nous avons donc acquis ainsi les notions de fréquence et de longueur d'onde d'un circuit oscillant. Le fait à retenir est que des oscillations de

(1) Il faudrait dire « a été très fréquemment utilisée », car de plus en plus, on a tendance à considérer les fréquences plutôt que les longueurs d'onde. Cette tendance est logique : dans les circuits récepteurs, on a affaire à des courants alternatifs (donc aux fréquences) et non pas à des ondes et à leur longueur.

(2) L et C tous deux en unités électrostatiques ou tous deux en unités électromagnétiques CGS.

période T (à laquelle correspond une fréquence $f = \frac{1}{T}$ et une longueur

d'onde λ donnée par la relation $\lambda = VT$) prennent naissance dans le circuit LC lorsqu'un point quelconque de ce circuit subit un ébranlement électrique. C'est un principe fondamental utilisé couramment en haute fréquence, et en T.S.F. en particulier.

Dans la suite, pour caractériser un circuit oscillant, nous emploierons indifféremment la longueur d'onde λ , la période T ou la fréquence f , les trois

quantités λ , f et T étant liées par les relations $\lambda = VT = \frac{V}{f}$

§ 18. — Sélectivité d'un circuit oscillant. Courbe de résonance.

Le circuit oscillant est le circuit fondamental de la réception et de l'émission radio. En réception, en particulier, il est utilisé pour *accorder* un récepteur sur l'onde à laquelle on s'intéresse. Aussi une des principales caractéristiques du circuit oscillant analogue à celui de la figure XIII-18-1 — constitué par une bobine de self L , de résistance en haute fréquence R , et par un condensateur de capacité C monté en parallèle sur la bobine — est la facilité avec laquelle il *sépare* deux émissions différant par leur fréquence.

Le but de la réception étant de faire, par l'induction des signaux à recevoir, apparaître aux bornes de circuits tels que celui de la figure XIII-18-1 des différences de potentiel alternatives aussi élevées que possible (en vue de les détecter), on comprend que, si l'on se trouve en présence de deux signaux de fréquences voisines f_0 et f_1 , le circuit LC séparera d'autant mieux ces deux signaux que la différence de potentiel produite à ses bornes par l'un de ces signaux sera supérieure à la différence de potentiel produite par l'autre signal.

On appelle *sélectivité* du circuit LCR, et l'on désigne en général par la lettre s , le rapport $s = \frac{E_0}{E_1}$, E_0 étant la différence de potentiel produite par le

signal dont la fréquence f_0 est égale à la fréquence de résonance f_0 du circuit LC et E_1 étant la différence de potentiel produite par un signal de même amplitude, mais de fréquence f_1 différente de la fréquence de résonance f_0 .

Le calcul, que nous passons sous silence, montre que l'on a :

$$(1) \quad s = \sqrt{\left(2 \Omega \frac{L}{R}\right)^2 + 1}$$

Ω étant la différence des pulsations ω_0 et ω_1 des fréquences f_0 et f_1 : c'est-à-dire $\omega_0 - \omega_1$ ou $\omega_1 - \omega_0$ suivant que ω_1 est plus petit ou plus grand que ω_0 . La relation (1) est très intéressante.

Elle montre que la sélectivité dépend étroitement du rapport $\frac{L}{R}$ qui est

(nous renvoyons nos lecteurs à la page 154) la constante de temps du circuit dans lequel se « décharge » le condensateur C . Plus cette constante de temps est grande, c'est-à-dire plus L est grand par rapport à R , plus la sélectivité est poussée.

A première vue, la relation (1) semble indépendante du condensateur C . Elle est, en effet, indépendante de la capacité de C , mais non de la résistance en haute fréquence de ce condensateur, qui vient s'ajouter à la résistance en haute fréquence de la bobine L . Dans les condensateurs bien construits, cette

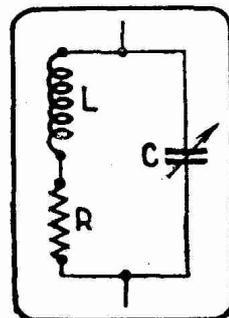


FIG. XIII-18-1.

résistance en haute fréquence est tout à fait négligeable par rapport à celle de la bobine, ainsi que nous avons déjà eu l'occasion de le dire.

La relation (1) montre aussi que la sélectivité est indépendante de la longueur d'onde d'accord du circuit LC. Cette sélectivité ne semble donc pas, en première approximation, devoir être meilleure sur les ondes longues que sur les ondes courtes. Cependant les bobinages à grand nombre de tours utilisés dans le cas des ondes longues présentent une constante de temps plus élevée que les bobinages à faible nombre de tours utilisés pour les ondes courtes : L croît, en effet, comme le carré du nombre des tours et R est simplement proportionnel à ce nombre des tours. Il sera donc plus facile d'obtenir une bonne sélectivité sur grandes ondes que sur petites ondes. C'est dans cette mesure qu'il est possible de dire que la sélectivité dépend de la fréquence considérée.

A l'appui de ce que nous venons de dire, nous soumettons à nos lecteurs le tableau ci-après qui donne quelques *valeurs maxima* (1) de la constante de temps des bobines employées sur les longueurs d'onde usuelles.

| LONGUEURS D'ONDE en mètres | BOBINAGE CONSIDERE | VALEURS MAXIMA DE LA CONSTANCE |
|----------------------------------|----------------------------|--|
| | | $\frac{L}{R}$ DE TEMPS — EN MICROSECONDES |
| 30 | bobine cylindr. à 1 couche | 3 |
| 80 | bobine cylindr. à 1 couche | 10 |
| 200 | bobine cylindr. à 1 couche | 20 |
| 300 | bobine cylindr. à 1 couche | 40 |
| 600 | bobine cylindr. à 1 couche | 60 |
| 1.000 | nid d'abeilles | 80 |
| 4.000 | nid d'abeilles | 150 |

Quelles sont les valeurs que doit présenter la sélectivité s de la relation (1) précédente ?

Tout dépend de l'affaiblissement que l'on désire donner au signal f_1 par rapport au signal f_0 correspondant à la résonance du circuit. Cet affaiblissement peut devoir être considérable. C'est le cas où f_1 correspond à un signal brouilleur très intense venant gêner l'audition du signal de fréquence f_0 (cas de la télégraphie et de la téléphonie). On peut alors être amené à donner à la sélectivité s des valeurs de 1.000 ou davantage.

Il peut se faire au contraire que l'on désire recevoir f_0 et f_1 avec des intensités aussi identiques que possible. C'est ce qui se présente pour une réception radiotéléphonique dont il s'agit de respecter les bandes de modulation. D'après ce que nous avons dit au chapitre précédent, page 340, on a alors $f_0 - f_1 = 5.000$ périodes par seconde, f_1 étant la fréquence extrême de la bande de modulation. Dans ce cas il ne faut pas que la sélectivité s dépasse la valeur 2 qui correspond déjà à un affaiblissement non absolument négligeable des fréquences élevées, mais qui est pratiquement acceptable (2).

(1) Valeurs maxima correspondant à des bobinages extrêmement soignés, rarement mis en œuvre dans la pratique.

(2) Nous avons dit page 55 que l'on pouvait comparer des tensions destinées à être transformées en intensités sonores, en faisant usage du décibel que l'on introduit par la relation $n = 20 \log \frac{E_0}{E_1}$ exprimant le nombre de décibels n dont diffèrent deux tensions E_1 et E_0 .

On remarquera ici que la valeur $s = 2$ (c'est-à-dire $\frac{E_0}{E_1} = 2$) correspond à un affaiblissement de f par rapport à f_0 de 6 décibels. Un affaiblissement rigoureusement sans influence sur l'oreille ne devant pas dépasser 1 décibel, la valeur la meilleure de s satisfait à la relation $1 = 20 \log s$, c'est-à-dire $s = 1,12$. Pratiquement, la valeur $s = 2$ est tout à fait satisfaisante.

En général, il est nécessaire de combiner ces deux sélectivités : respect des fréquences de la bande de modulation et élimination aussi complète que possible des fréquences situées hors de la bande de modulation. Pour se rendre compte dans quelle mesure ces conditions sont simultanément réalisables avec un circuit oscillant du type de la figure XIII-18-1, considérons le circuit présentant les caractéristiques indiquées figure XIII-18-2. Un tel circuit présente une fréquence de résonance $f_0 = 1.000$ kc/s. Il est accordé sur 300 mètres, d'après la relation (3) du § 17, page 345.

Supposons que, à cette fréquence f_0 , la résistance de la bobine soit de 6,15 ohms. La constante de temps $\frac{L}{R}$ du circuit est $\frac{170.10^{-6}}{6,15}$ seconde, c'est-à-dire 27,6 microsecondes.

La relation (1) donne alors pour la sélectivité entre la fréquence de résonance f_0 et une fréquence f_1 en différant de 5.000 périodes par seconde (bande de modulation), la valeur $s = 2$, valeur qui, nous l'avons dit, correspond à une réception acceptable de la téléphonie.

Si l'on considère maintenant dans ce même circuit de la figure XIII-18-2 un signal différant de f_0 de 30 kc/s, la relation (1) donne $s = 10,4$, valeur insuffisante dans le cas d'un signal assez fort à 30 kc/s de l'onde porteuse de la téléphonie à laquelle on s'intéresse : la réception est pure, mais brouillée par les stations voisines en longueur d'onde.

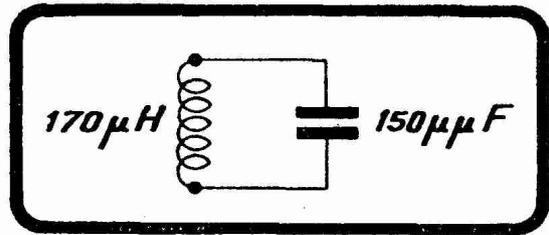


FIG. XIII-18-2. — Le circuit oscillant constitué par une self de 170 microhenrys et une capacité de 150 microfarads résonne sur une fréquence de 1.000 kc/s, c'est-à-dire sur une longueur d'onde de 300 m.

Si l'on cherchait à obtenir une sélectivité plus poussée (100 ou 1.000 par exemple) entre les deux fréquences différant de 30 kc/s, on serait conduit d'abord à utiliser des ondes plus grandes que 300 mètres, afin d'obtenir des constantes de temps plus grandes, et ensuite à augmenter fâcheusement la sélectivité dans le cas de deux fréquences ne différant que de 5 kc/s : les bandes de modulation de la radiophonie seraient coupées.

L'emploi du circuit oscillant simple se heurte donc au dilemme suivant : ou on réalise une sélectivité assez grande permettant de séparer deux stations éloignées de 30 kc/s ; et alors, les bandes de modulation sont considérablement déformées, ou on réalise une sélectivité peu prononcée respectant les bandes de modulation ; et alors, la séparation de deux stations éloignées de 30 kc/s est compromise.

REMARQUE. — Si l'on monte à la suite les uns des autres n circuits oscillants identiques couplés par des lampes à plusieurs électrodes (montage dit à circuit bouchon), la sélectivité σ de l'ensemble est égale à la $n^{\text{ème}}$ puissance de la sélectivité s d'un des circuits élémentaires,

$$\sigma = s^n,$$

c'est-à-dire :

$$\sigma = \left[\left(2\Omega \frac{R}{L} \right)^2 + 1 \right]^{\frac{n}{2}}$$

Cette relation montre que l'on observe avec plusieurs circuits en cascade un gain très net de sélectivité ; mais l'on se heurte ici aussi — et cela d'une manière plus marquée que dans le cas d'un seul circuit — à la déformation de la radiophonie.

Comment donc obtenir une sélectivité d'au plus 2 pour une fréquence éloignée de 5 kc/s de la fréquence de résonance et très importante pour une fréquence éloignée de 30 ou 25 kc/s ? Il faut pour cela mettre en œuvre un filtre passe-bande du type de la figure XI-4-11B, qui présente une courbe caractéristique conforme à la figure XI-4-4, dans laquelle f_1 et f_2 , fréquences

extrêmes de la bande passante, sont les fréquences extrêmes de la bande totale de modulation. Mais le calcul des éléments d'un tel filtre est fort compliqué. On peut obtenir un effet de filtre de bande suffisamment marqué, à l'aide de

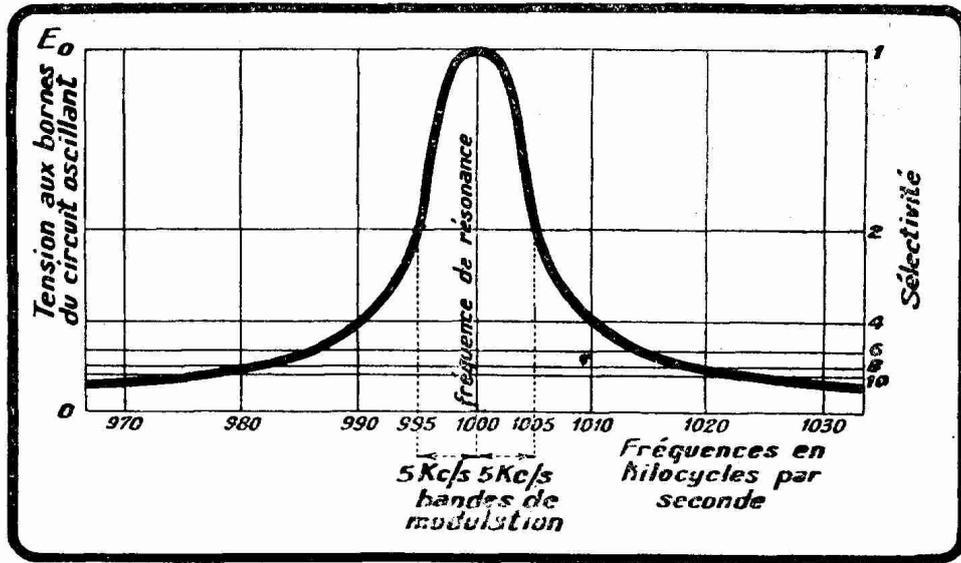


FIG. XIII-18-3. — Courbe de résonance du circuit oscillant de la figure XIII-18-2 supposé présenter une résistance de 6,15 ohms. La bande de modulation est respectée dans une proportion pratiquement satisfaisante, mais les fréquences voisines (990 et 1010, 980 et 1020, etc.) ne sont pas suffisamment affaiblies : la sélectivité générale est mauvaise.

deux circuits oscillants identiques, accordés sur la même onde et couplés de la manière que nous indiquerons dans le paragraphe 32, pages 357 et sq.

Si l'on trace la courbe représentant les variations de la tension aux bornes

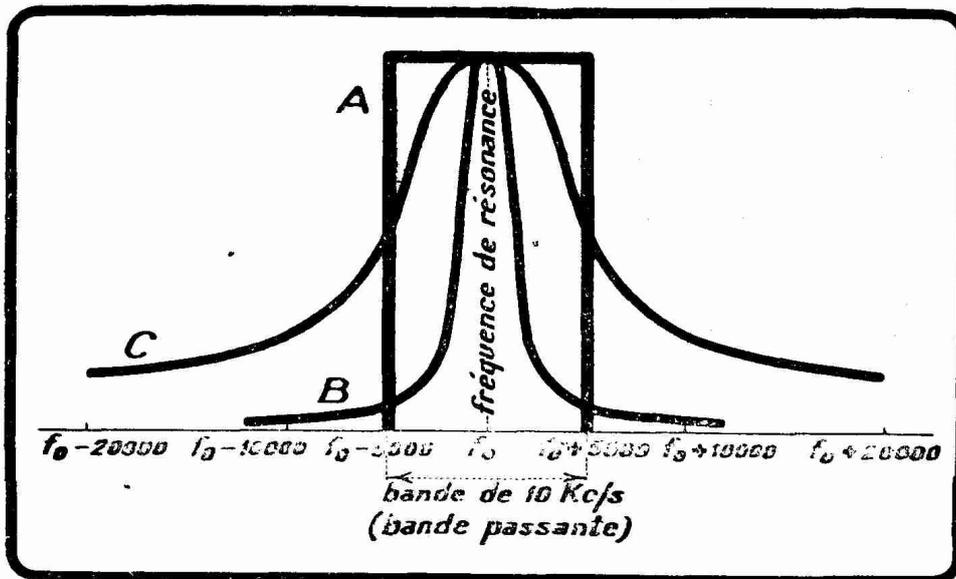


FIG. XIII-18-4. — A représente la courbe de résonance idéale pour le cas de la réception radiotéléphonique : les fréquences de la bande de modulation sont respectées, toutes les autres annihilées. Avec un circuit oscillant simple on ne peut obtenir que des courbes des formes C ou B. La courbe C correspond à une mauvaise sélectivité générale ; la courbe B à une élimination d'une partie importante des fréquences que l'on désire conserver.

du circuit oscillant en fonction de la fréquence induite, on obtient ce que l'on appelle la *courbe de résonance* du circuit (1).

Dans le cas du circuit oscillant de la figure XIII-18-2 supposé présenter une résistance de 6,15 ohms — ce qui correspond à un coefficient de surtension $Q = 175$ —, on obtient la courbe de résonance de la figure XIII-18-3. Sur la droite de cette courbe, nous avons représenté un axe d'ordonnées supplémentaire sur lequel se trouvent portées les valeurs de la sélectivité s , c'est-à-

dire du rapport $\frac{E_0}{E_1}$.

La courbe de résonance idéale pour la réception de la téléphonie serait la courbe A de la figure XIII-18-4 : la sélectivité est de 1 pour toute la bande de 10 kc/s s'étendant sur 5 kc/s à droite et sur 5 kc/s à gauche de la fréquence f_0 de l'onde porteuse. Cette bande respectée par la résonance est la bande passante.

Il est impossible d'obtenir une courbe de résonance du type A de la figure XIII-18-4, ou même une courbe s'en rapprochant de manière satisfaisante en pratique, avec des circuits oscillants simples, tels que celui de la figure XIII-18-1. Si l'on essaie d'éliminer les fréquences brouilleuses voisines, on est amené à réaliser un circuit oscillant présentant une courbe de résonance telle que B de la figure XIII-18-4 : la bande de 10 kc/s nécessaire à la téléphonie n'est pas respectée. Si l'on réalise un circuit oscillant respectant les fréquences de cette bande de 10 kc/s dans les proportions admises tout à l'heure (s égal au plus à 2), on obtient une courbe de résonance telle que la courbe C de la figure XIII-18-4 : la sélectivité générale est mauvaise, les émissions voisines viennent chevaucher sur l'émission désirée.

§ 19. — Emploi de la courbe de résonance. Construction graphique du facteur de surtension Q .

Revenons à la relation (1) de la page 345 et dessinons (fig. XIII-19-1) la courbe de résonance d'un circuit oscillant LC, de résistance R , de fréquence de résonance f_0 et de facteur de surtension Q à cette fréquence.

Soit E_0 la tension aux bornes de LC pour la fréquence de résonance f_0 et E_1 la tension aux bornes pour une fréquence f_1 que la figure XIII-19-1 montre être plus basse que f_0 . La relation (1) s'écrit dans ces conditions

$$\frac{E_0}{E_1} = \sqrt{\left| 2 (\omega_0 - \omega_1) \frac{L}{R} \right|^2 + 1}$$

Cherchons à mettre en évidence $\frac{\omega_0 L}{R}$, autrement dit Q . Des transformations successives donnent

$$\left(\frac{E_0}{E_1} \right)^2 = \left| 2 \frac{\omega_0 - \omega_1}{\omega_0} \frac{\omega_0 L}{R} \right|^2 + 1$$

$$2 \frac{\omega_0 - \omega_1}{\omega_0} Q = \sqrt{\left(\frac{E_0}{E_1} \right)^2 - 1}$$

En admettant que la bande $f_2 - f_0$ définie par la fréquence f_2 donnant la même tension E_1 que f_1 , est égale à la bande $f_0 - f_1$, on a :

$$2 (\omega_0 - \omega_1) = \omega_2 - \omega_1$$

(1) Des courbes de résonance analogues peuvent être tracées en prenant comme ordonnées les intensités ou les impédances.

La dernière des relations trouvées donne alors

$$\frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} Q = \sqrt{\left(\frac{E_0}{E_1}\right)^2 - 1}$$

c'est-à-dire, puisque $\frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} = \frac{f_2 - f_1}{f_0}$

$$Q = \sqrt{\left(\frac{E_0}{E_1}\right)^2 - 1} \frac{f_0}{f_2 - f_1}$$

Cherchons dans quelles conditions on a

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1}$$

c'est-à-dire

$$\sqrt{\left(\frac{E_0}{E_1}\right)^2 - 1} = 1$$

Cela implique $\frac{E_0}{E_1} = \sqrt{2}$: autrement dit, $E_1 = 0,71 E_0$.

De là résulte la construction suivante qui permet, avec une très bonne approximation, de concrétiser le facteur Q d'un circuit oscillant.

Considérons la courbe de résonance de la figure XIII-19-1. Traçons l'horizontale d'ordonnée $0,71 E_0$, c'est-à-dire l'ordonnée à 3 décibels au-dessous de la tension E_0 de résonance (1). Cette horizontale coupe la courbe en deux points F_1 et F_2 qui correspondent à des fréquences f_1 et f_2 . Soit f_0 la fréquence de résonance.

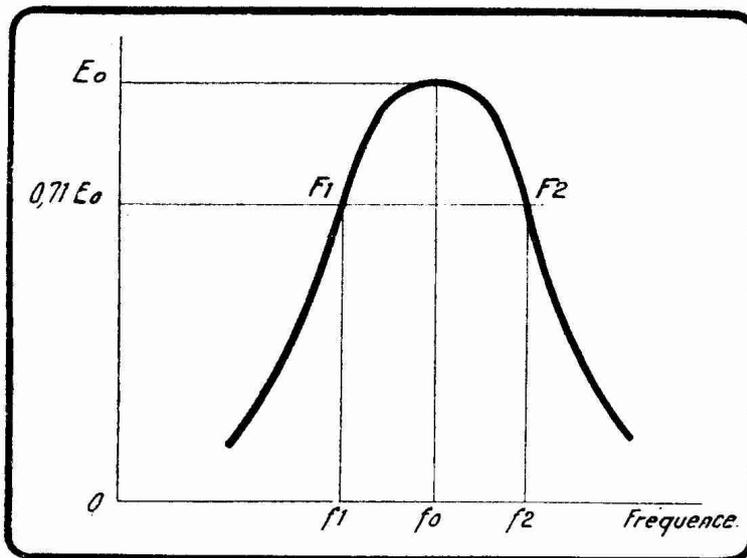


FIG. XIII-19-1. — Comment on peut déterminer le facteur de surtension Q sur la courbe de résonance

d'un circuit oscillant. Q est le rapport $\frac{f_0}{f_2 - f_1}$.

Q est égal au rapport de f_0 et de la différence $f_2 - f_1$ des fréquences ainsi définies.

Autrement dit

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1}$$

On voit par cette relation la nécessité qu'il y a pour obtenir une bande $f_2 - f_1$ prédéterminée, à employer un circuit présentant un facteur Q d'autant plus élevé que la fréquence f_0 est plus élevée. Ainsi $Q = 100$ est satisfaisant pour une onde de 200 mètres, mais pour les ondes de 20 mètres, le facteur Q doit être de plusieurs fois plus grand. Il ne faut pas cependant perdre de vue que Q est un rapport, donc que la largeur de la bande

(1) En effet, d'après la définition des comparaisons de tension, on a

$$n = 20 \log \frac{E_0}{0,71 E} = 20 \log \frac{1}{0,71} = 20 \log 1,41 = 3, \text{ puisque } \log 1,41 = 0,15$$

$f_2 - f_1$ est, à valeur égale de Q , proportionnellement plus grande pour une fréquence f_0 élevée que pour une fréquence f_0 plus basse.

§ 20. — Généralités sur les différents modes de couplages.

On dit qu'il y a *couplage* entre deux circuits lorsque les oscillations électriques qui prennent naissance dans l'un de ces circuits se communiquent à l'autre.

Ces circuits peuvent être quelconques. Pour fixer les idées sur un cas très fréquemment rencontré en T.S.F., nous considérerons dans les préliminaires de ce paragraphe deux circuits oscillants tels que LC et L' C' de la figure XIII-20-1.

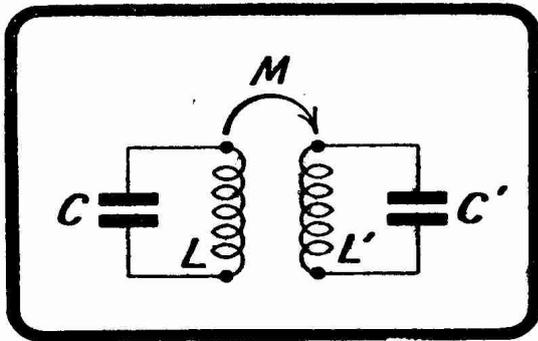


FIG. XIII-20-1. — Couplage électromagnétique, dit en Tesla, de deux circuits LC et L' C'. Le couplage s'effectue par l'induction mutuelle de L et de L'.

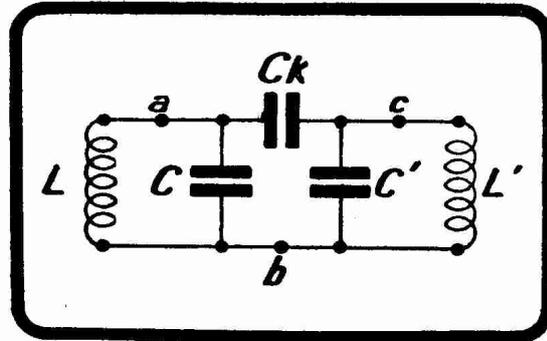


FIG. XIII-20-2. — Couplage électrostatique de deux circuits LC et L' C'. C_k est le condensateur de couplage.

Le circuit dans lequel prennent en premier lieu naissance les oscillations (par décharge oscillante d'un condensateur ou par combinaison avec un dispositif comprenant une lampe convenablement montée) s'appelle le *circuit primaire* ; le circuit vers lequel il y a transfert d'énergie est le *circuit secondaire*.

Lorsque le transfert d'énergie du primaire au secondaire est réalisé par le rapprochement de deux bobines comme la chose est représentée figure XIII-20-1, on dit qu'il y a *couplage électromagnétique*.

Si le transfert d'énergie se fait par un condensateur C_k disposé par exemple comme le montre la figure XIII-20-2, on dit qu'il y a *couplage électrostatique*.

I. — COUPLAGE ÉLECTROMAGNÉTIQUE.

Le couplage électromagnétique peut être :

1° *Indirect* — on dit aussi en Tesla ; c'est le cas de la figure XIII-20-1 : les deux bobines L et L' sont électriquement indépendantes, mais elles sont couplées électromagnétiquement.

2° *Direct* — on dit aussi en Oudin ; c'est le cas de la figure XIII-20-3 : les bobines $L_1 L_3$ et $L_2 L_3$, qui constituent les bobines primaire et secondaire, ont une partie commune L_3 , qui assure le couplage ; les parties non communes L_1 et L_2 ne sont pas couplées électromagnétiquement.

Nous allons étudier successivement ces deux modes de couplage.

1° Couplage indirect :

Le couplage indirect — Tesla — de

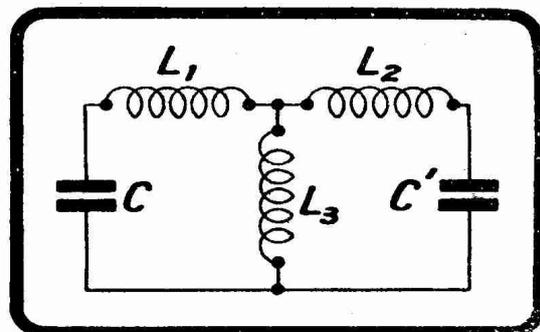


FIG. XIII-20-3. — Schéma général du couplage direct, dit couplage Oudin. La self primaire est $L_1 L_3$; la self secondaire $L_2 L_3$.

la figure XIII-20-1 se caractérise par la possibilité de rapprocher plus ou moins les bobines L et L'. La possibilité de variation de ce couplage est indiquée sur cette figure par la flèche courbée M.

La plus grande valeur possible du coefficient d'induction mutuelle des deux bobines de selfs respectives L et L' est :

$$M_0 = \sqrt{LL'}$$

Lorsqu'on éloigne L' de L ou L de L', c'est-à-dire lorsqu'on diminue le couplage, le coefficient d'induction mutuelle M diminue et est donné en valeur absolue par :

$$M = k \sqrt{LL'}$$

k étant un coefficient compris entre 0 et 1 que l'on appelle le *coefficient de couplage* (1). Plus k est voisin de 1, plus le couplage est dit serré. Plus k est voisin de zéro, plus le couplage est lâche (2).

Dans les dispositifs tels que celui de la figure XIII-20-1 habituellement utilisés en T.S.F., le couplage est considéré comme serré pour des valeurs de k de l'ordre de 0,5 et comme lâche pour des valeurs de k de quelques centièmes.

2° *Couplage direct* :

Le couplage direct — Oudin — de la figure XIII-20-3 se ramène aux éléments L, L' et M du montage direct de la figure XIII-20-1 par les transformations :

$$\begin{aligned} L &= L_1 + L_3 \\ L' &= L_2 + L_3 \\ M &= L_3 \end{aligned}$$

Le coefficient de couplage est dans ces conditions :

$$k = \frac{M}{\sqrt{LL'}} = \frac{L_3}{\sqrt{(L_1 + L_3)(L_2 + L_3)}}$$

Lorsque $L_1 = 0$ on se trouve en présence du couplage Oudin de la figure XIII-20-4.

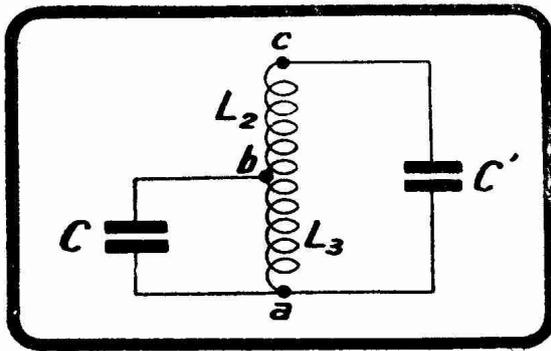


FIG. XIII-20-4. — Cas particulier du couplage Oudin. La self du circuit primaire est comprise entre a et b. La self du circuit secondaire est comprise entre a et c.

Cherchons dans le cas de cette figure la valeur du coefficient de couplage k. La figure XIII-20-4 se ramène à la figure XIII-20-1 par la transformation :

$$\begin{aligned} L &= L_3 \\ L' &= L_2 + L_3 \\ M &= L_3 \end{aligned}$$

d'où :

$$k = \frac{M}{\sqrt{LL'}} = \frac{L_3}{\sqrt{L_3L_2 + L_3^2}} = \sqrt{\frac{L_3}{L_2 + L_3}}$$

(1) On donne aussi à k le nom de **coefficient d'accouplement**.

On définit également le **degré de couplage** k' qui est lié à k par la relation :

$$k' = k - \left(\frac{D-D'}{2\pi} \right)$$

D et D' étant les décrets logarithmiques de l'amortissement des circuits LC et L'C' (voir définition de D page 245).

(2) Le couplage est serré lorsque $k > \left(\frac{D-D'}{2\pi} \right)^2$

Il est lâche lorsque $k < \left(\frac{D-D'}{2\pi} \right)^2$

3° *Couplage mixte indirect et direct :*

On peut combiner les couplages Tesla et Oudin de la manière que représente la figure XIII-20-5. L_1 et L_2 sont couplées électromagnétiquement et présentent un coefficient d'induction mutuelle m qui peut être évidemment positif ou négatif. L_3 est une partie commune à la self du circuit primaire et à celle du circuit secondaire.

Les éléments de la figure XIII-20-5 se ramènent à ceux de la figure XIII-20-1 par les transformations :

$$\begin{aligned} L &= L_1 + L_3 \\ L' &= L_2 + L_3 \\ M &= L_3 + m \end{aligned}$$

En portant ces valeurs de L , L' et M dans l'expression : $k = \frac{M}{\sqrt{LL'}}$, on trouve le coefficient de couplage pour la figure XIII-20-5.

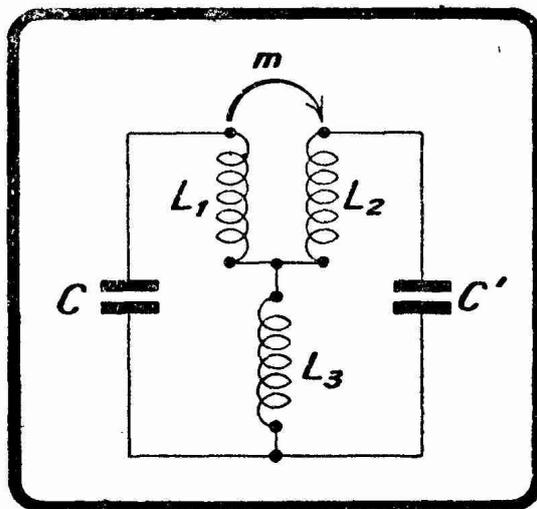


FIG. XIII-20-5. — *Couplage mixte direct et indirect. L_3 assure le couplage direct, L_1 et L_2 le couplage indirect.*

II. — COUPLAGE ÉLECTROSTATIQUE.

Les deux types de couplage électrostatique les plus fréquemment utilisés en radioélectricité sont représentés par les figures XIII-20-2 et XIII-20-6. Dans ces deux montages, le couplage est assuré par les condensateurs C_k et C_{k1} .

Les trois condensateurs C , C_k , C' de la figure XIII-20-2 sont dits disposés en triangle. Les trois condensateurs C_1 , C_{k1} , C'_1 de la figure XIII-20-6 sont disposés en étoile. Ces deux dispositions se ramènent l'une à l'autre par des formules de transformation que nous indiquons sans les démontrer. Etant donné la disposition de la figure XIII-20-2 dans laquelle C , C_k et C' sont connus, on passe de cette disposition à celle de la figure XIII-20-6 par les relations :

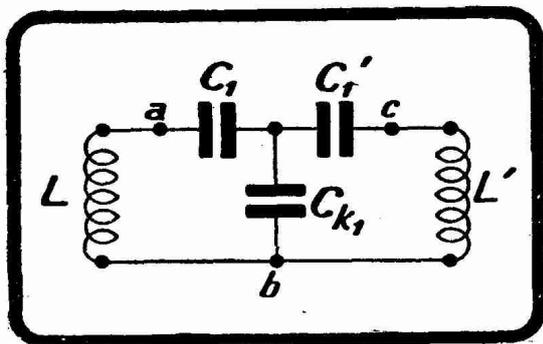


FIG. XIII-20-6. — *Couplage électrostatique réalisé par une partie C_{k1} commune aux condensateurs d'accord des circuits primaire et secondaire.*

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{CC' + CC_k + C_kC'}{C'} \\ C'_1 &= \frac{CC' + CC_k + C_kC'}{C} \\ C_{k1} &= \frac{CC' + CC_k + C_kC'}{C_k} \end{aligned}$$

En considérant les quantités C_1 , C'_1 , C_{k1} , on peut écrire le coefficient de couplage k sous la forme simple suivante :

$$k = \frac{\sqrt{C_1C'_1}}{\sqrt{(C_{k1} + C_1)(C_{k1} + C'_1)}}$$

Supposons qu'à chaque instant les deux condensateurs C et C' de la figure XIII-20-2 soient égaux. Cela se produit dans les récepteurs modernes à commande simultanée des condensateurs variables (commande dite unique).

Comme $C = C'$, il résulte des formules qui précèdent $C_1 = C'_1$. Le coefficient de couplage est alors :

$$k = \frac{C_1}{C_{k1} + C_1}$$

En divisant haut et bas par C_1 , on trouve :

$$(1) \quad k = \frac{1}{\frac{C_{k1}}{C_1} + 1}$$

Cette relation montre que k est d'autant plus grand (le couplage est d'autant plus serré) que, figure XIII-20-6, C_{k1} est plus petit par rapport à C_1 , donc que, figure XIII-20-2, le condensateur C_k est plus grand.

L'accord des circuits oscillants que nous avons dans l'esprit (circuits utilisés en réception et en émission T.S.F.) se fait par variation de C (ou de C_1). Dans ces conditions si le condensateur de couplage reste fixe, le coefficient de couplage est inversement proportionnel au carré de la fréquence, en d'autres termes directement proportionnel au carré de la longueur d'onde.

III. — COUPLAGE MIXTE ÉLECTROMAGNÉTIQUE ET ÉLECTROSTATIQUE.

De tels couplages s'obtiennent par combinaisons des couplages que nous venons d'étudier rapidement. Les figures XIII-20-7 et XIII-20-8 représentent des couplages mixtes de ce genre souvent rencontrés en radiotechnique.

Dans ces circuits, le coefficient de couplage varie avec la fréquence.

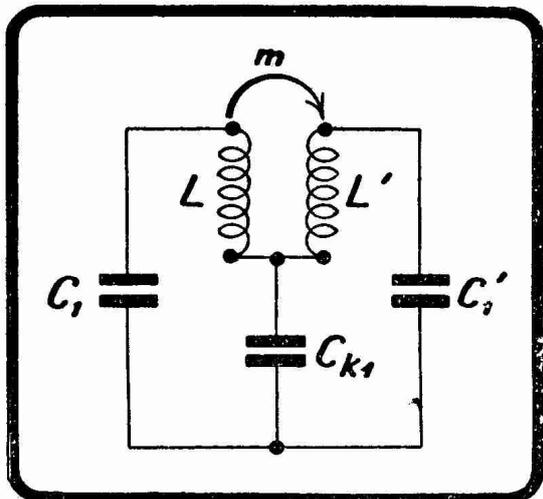


FIG. XIII-20-7. — Couplage mixte électromagnétique et électrostatique. La partie électromagnétique est variable.

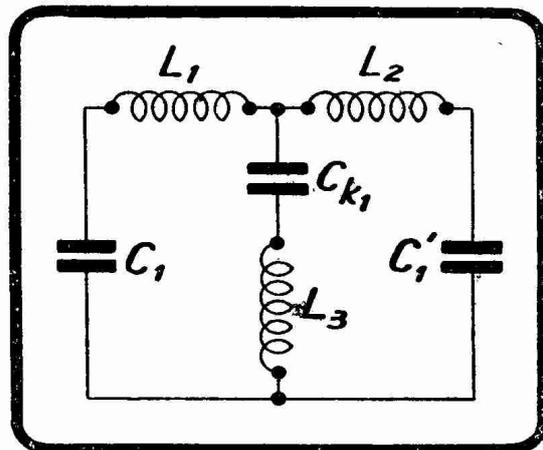


FIG. XIII-20-8. — Couplage mixte électromagnétique et électrostatique. La partie électromagnétique se combine avec la partie électrostatique suivant les lois des circuits série.

Dans le circuit de la figure XIII-20-7, le couplage électromagnétique LL' pouvant être positif ou négatif, s'ajoute ou se retranche au couplage électrostatique

Dans le circuit de la figure XIII-20-8, le couplage est électromagnétique aux fréquences élevées (l'inductance prédomine alors dans l'impédance du circuit L_3C_{k1}) et électrostatique aux fréquences basses (la capacitance prédomine alors dans l'impédance du circuit L_3C_{k1}). Le couplage s'annule pour la fréquence de résonance du circuit L_3C_{k1} . Ces conclusions résultent immédiatement des propriétés des circuits série étudiées pages 189 et sq.

IV. — COUPLAGE PAR RÉSISTANCE OU COUPLAGE GALVANIQUE.

Un couplage par résistance se réalise suivant la figure XIII-20-9. Les deux circuits oscillants LC et L'C' sont couplés par la résistance commune R_k . Si l'on appelle R et R' les résistances de L et de L', on a :

$$k = \frac{R_k}{\sqrt{(R + R_k)(R' + R_k)}}$$

Lorsque $R = R'$, il vient :

$$k = \frac{R_k}{R + R_k} = \frac{1}{\frac{R}{R_k} + 1}$$

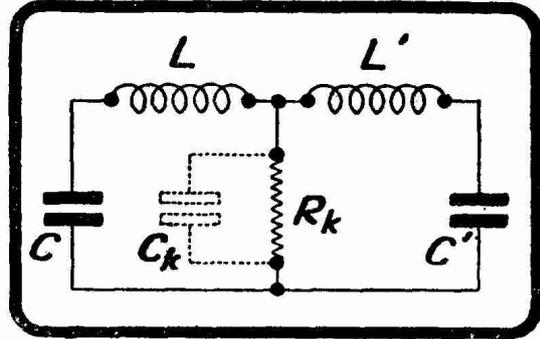


FIG. XIII-20-9
Couplage par résistance.

On combine souvent dans les blocs d'accord utilisés en T.S.F. le couplage par résistance et le couplage électrostatique en montant en parallèle sur la résistance de couplage R_k un condensateur C_k , comme le montre le pointillé de la figure XIII-20-9.

§ 21. — Théorie générale des circuits couplés électromagnétiquement.

Considérons (fig. XIII-21-1) un circuit primaire quelconque couplé par une bobine de self L, faisant partie intégrante de ce circuit, à une bobine de self L' d'un circuit secondaire quelconque. Soit M le coefficient d'induction mutuelle des bobines L et L', Z l'impédance du primaire et Z' celle du secondaire (1) à la fréquence

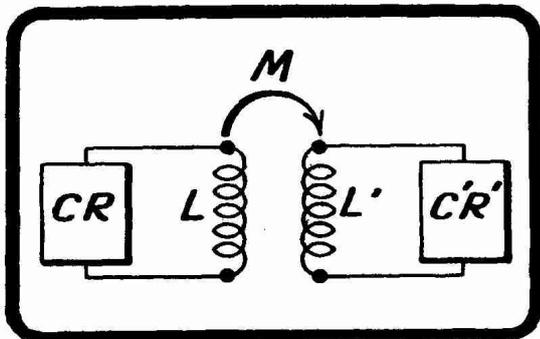


FIG. XIII-21-1. — L'ensemble CRL est le circuit primaire. L'ensemble C'R'L' est le circuit secondaire. La capacité et la résistance sont supposées groupées de manière quelconque dans les parties CR et C'R'.

$$f = \frac{\omega}{2\pi} \text{ considérée.}$$

Trois questions se posent auxquelles nous allons répondre sans démonstration :

1° Quelle est la répercussion sur le primaire d'impédance Z de la présence du secondaire d'impédance Z' ?

Tout se passe comme si l'on avait en série avec l'impédance Z du primaire une

impédance Z_k dite *impédance de couplage* et donnée par :

$$(1) \quad Z_k = \frac{\omega^2 M^2}{Z'}$$

Si l'on désigne par Z_r l'impédance résultante du primaire, on a donc :

$$(2) \quad Z_r = Z + Z_k = Z + \frac{\omega^2 M^2}{Z'}$$

Le fait de coupler le secondaire au primaire modifie l'impédance de ce primaire.

(1) Z et Z' sont les impédances du primaire et du secondaire considérés isolément.

Dans l'impédance de couplage (1) on peut mettre en évidence une partie « résistance » R_k et une partie « réactance » X_k que l'on écrit en valeurs absolues :

$$R_k = \frac{\omega^2 M^2 R'}{R'^2 + X'^2}$$

et :

$$X_k = \frac{\omega^2 M^2 X'}{R'^2 + X'^2}$$

X' étant la réactance du secondaire.

La relation (1) devient alors :

$$(1)' \quad Z_k = \sqrt{\left(\frac{\omega^2 M^2 R'}{R'^2 + X'^2}\right)^2 + \left(\frac{\omega^2 M^2 X'}{R'^2 + X'^2}\right)^2}$$

L'angle de déphasage φ_k de Z_k est égal en valeur absolue au φ' de Z' , mais il est de signe contraire. Il en résulte que la réactance X_k de l'impédance de couplage est de signe contraire à la réactance X' du secondaire : si dans Z' la capacitance domine, c'est l'inductance qui domine dans Z_k et neutralise une partie de la capacitance de Z ; de même si dans Z' l'inductance domine, c'est la capacitance qui domine dans Z_k et neutralise une partie de l'inductance de Z .

Le courant primaire (2) I devient alors :

$$(3) \quad I = \frac{E}{Z + Z_k} = \frac{E}{Z + \frac{\omega^2 M^2}{Z'}}$$

E étant la tension (2) aux bornes du primaire. Suivant la valeur et le signe de Z_k , le couplage augmente ou diminue I .

2° Quelle est la tension E' induite dans le secondaire par le courant primaire I ?

La valeur de la tension E' s'obtient en multipliant I par ωM . Cette tension est décalée en arrière de $\frac{\pi}{2}$ par rapport à I : E' est maximum quand I passe par zéro :

$$(4) \quad E' = \omega M I$$

3° Quelle est la valeur du courant secondaire I' ?

Ce courant est le même que celui qui circulerait dans le secondaire si la tension induite E' était simplement introduite en série dans le secondaire, le primaire n'existant pas. On a donc :

$$(5) \quad I' = \frac{E'}{Z'} = \frac{\omega M I}{Z'}$$

I' est maximum lorsque $R_k = R$ et $X_k = X$.

Les relations (1) à (5) qui précèdent sont très importantes ; elles conviennent à tous les types de circuits primaires et secondaires : circuits série et parallèle, accordés ou non. Elles permettent, en particulier, de traiter tous les problèmes que nous rencontrerons lorsque nous étudierons le couplage des lampes amplificatrices haute et moyenne fréquence.

(1) On dit quelquefois que cette impédance de couplage est l'image de l'impédance secondaire dans l'impédance primaire.

(2) Valeur efficace, moyenne ou maximum.

Il est instructif de commenter la relation (1) qui donne la valeur de l'impédance de couplage.

Quand M est petit, c'est-à-dire lorsque le couplage de L et de L' est lâche, l'action du secondaire sur l'impédance du primaire est faible et le courant primaire I est très peu différent de ce qu'il serait si le secondaire n'existait pas. Quand l'impédance Z' est grande, l'impédance de couplage Z_k est très faible. Le courant secondaire I' est faible, dans ce cas, parce que Z' est grand (voir relation 5).

Par contre, lorsque M est grand (couplage serré) et Z' petit, l'impédance de couplage Z_k est importante et les répercussions du secondaire sur le primaire sont considérables.

REMARQUES. — I. Les deux bobines LL' couplées électromagnétiquement constituent un transformateur. On pourrait donc être tenté de leur appliquer les considérations des pages 203 et suivantes, en particulier déduire la tension secondaire de la tension primaire par le rapport des nombres des tours du secondaire L' et du primaire L . Une telle méthode donnerait ici des résultats décevants : les coefficients de dispersion d dans les transformateurs à circuits magnétiques sans fuites sont très faibles, de l'ordre de 0,01, mais les deux bobines d'un couplage sans fer tel que celui de la figure XIII-20-1, correspondent à des pertes de flux énormes et présentent des coefficients de dispersion considérables, voisins de 0,99. On a, en effet, $1-k^2 = d$. Pour $k = 0,01$, on trouve $d = 0,9999$.

II. La théorie que nous venons d'exposer s'applique au couplage électrostatique de principe de la figure XIII-20-6 en remplaçant dans les raisonnements ωM par $\frac{1}{\omega C_{k1}}$

§ 22. — Cas du couplage de deux circuits oscillants accordés sur la même fréquence. Effet du filtre de bande.

Le dispositif que l'on réalise en couplant de manière plus ou moins serrée deux circuits oscillants accordés sur la même fréquence reçoit en radiotechnique de multiples applications parmi lesquelles nous citerons : le couplage des antennes en réception ou en émission, les transformateurs haute fréquence, les transformateurs moyenne fréquence dits « filtre de bande », les ondemètres à absorption.

Le nombre et l'importance de ces applications justifient le développement que nous donnons au présent paragraphe.

Considérons donc la figure XIII-22-1 qui montre un circuit primaire comportant une self L , une capacité C et une résistance R et un circuit secondaire comportant une self L' , une capacité C' et une résistance R' . Soit f_0 la fréquence d'accord commune des deux circuits.

Supposons que nous appliquions au primaire une différence de potentiel alternative E de fréquence variable. Cette différence de potentiel est insérée aux bornes d'une coupure E effectuée entre le condensateur C et la bobine L . Par rapport à E , le circuit CRL réagit comme un circuit série.

Observons, à l'aide de galvanomètres sensibles insérés dans le primaire et dans le secondaire, les courants primaire et secondaire pour des fréquences variant autour de la fréquence de résonance et pour des couplages de L et de L' croissant de valeurs très faibles à des valeurs très fortes. Traçons les courbes de résonance représentant les variations des intensités primaire et

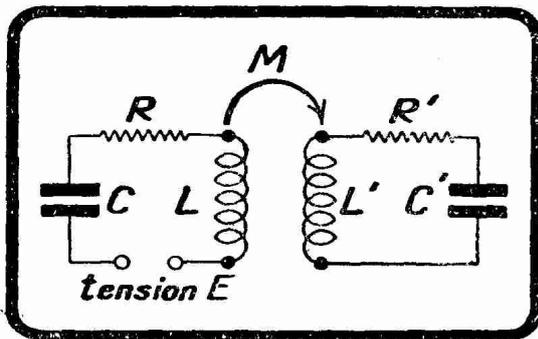


FIG. XIII-22-1. — Le circuit oscillant primaire LCR dans lequel on introduit une tension E agit sur un circuit oscillant secondaire $L'C'R'$ où apparaissent une tension induite E' et un courant induit I' .

secondaire en fonction de la fréquence (se reporter dès maintenant à la figure XIII-22-3).

Pour des couplages de L et de L' très lâches (k de l'ordre de 0,001 ou 0,002) le primaire a peu d'action sur le secondaire : le courant secondaire maximum se produit à la résonance et ce maximum est très faible. La courbe de variation de ce courant est beaucoup plus pointue que la courbe de résonance du circuit secondaire considéré isolément. Pour les couplages lâches la résonance secondaire est très aiguë, la sélectivité très grande, beaucoup trop grande pour la réception fidèle de la radiophonie.

Pour ces mêmes couplages très lâches, le secondaire a de son côté peu d'action sur le primaire : l'impédance de couplage définie dans le paragraphe précédent est négligeable. Le courant primaire possède un maximum important à la résonance.

Si l'on approche L de L', c'est-à-dire si l'on augmente le coefficient d'induction mutuelle M, donc le coefficient de couplage k, la relation (1) du paragraphe 21 (page 355) montre que l'impédance de couplage augmente. La présence du secondaire se fait sentir dans le primaire de manière plus intense que tout à l'heure. A la résonance cette action est maximum et le courant primaire *passé par un minimum*. Ce minimum est précédé et suivi de *deux maxima*. La courbe de résonance du courant primaire prend la forme en « dos de chameau ». Comment expliquer ces deux maxima qui se produisent pour des fréquences situées à droite et à gauche de la fréquence de résonance ? Pour des fréquences plus petites que la fréquence de résonance f_0 , l'inductance domine dans l'impédance de couplage et tend à neutraliser une partie de l'impédance primaire, qui a surtout de la réactance de capacité. Cette diminution de l'impédance primaire se traduit par une augmentation du courant primaire. Pour des fréquences plus grandes que la fréquence de résonance f_0 , la capacitance domine dans l'impédance de couplage et tend à neutraliser une partie de l'impédance primaire, qui a surtout de la réactance de self. Il y a, ici encore, diminution de l'impédance primaire, donc augmentation du courant primaire.

Au moment où apparaissent les deux maxima du courant primaire, la courbe de résonance du courant secondaire ne *présente toujours qu'un seul maximum* à la fréquence f_0 , mais ce maximum est plus grand que tout à l'heure et la courbe de résonance est moins pointue, elle s'aplatit nettement.

Si l'on continue à augmenter lentement le coefficient d'induction mutuelle, ce dernier atteint bientôt une certaine valeur M_0 qui satisfait à la relation :

$$(1) \quad \frac{\omega_0^2 M_0^2}{R'} = R$$

dans laquelle ω_0 est la pulsation de résonance ($\omega_0 = 2\pi f_0$). Cette relation exprime que, à la résonance, l'impédance de couplage, qui se réduit à sa partie R_k , est égale à la résistance R du primaire. Lorsque le coefficient d'induction mutuelle satisfait à la relation (1), on dit que l'on se trouve en présence du *cas critique*, pour lequel se manifestent d'intéressantes particularités. Voyons ces particularités.

Le coefficient d'induction mutuelle M_0 qui satisfait à la relation (1) est appelé *coefficient d'induction mutuelle critique* et le coefficient de couplage correspondant k_0 est le *coefficient de couplage critique*.

C'est pour cette valeur M_0 de M que l'on observe le plus grand courant maximum possible I_0 dans le secondaire. La théorie montre que cette valeur maximum I_0 de I est :

$$I_0 = \frac{E}{2\omega_0 M_0} = \frac{E}{2\sqrt{RR'}}$$

Pour des valeurs de M plus grandes ou plus petites que M_0 les maxima du courant secondaire sont moins élevés. *C'est pour la valeur M_0 du coeffi-*

cient d'induction mutuelle que se produit le plus grand transfert d'énergie du primaire au secondaire.

Si l'on appelle Q et Q' les coefficients de surtension $\frac{\omega_0 L}{R}$ et $\frac{\omega_0 L'}{R'}$ de L et de L' à la résonance f_0 , on a :

$$R = \frac{\omega_0 L}{Q} \quad \text{et} \quad R' = \frac{\omega_0 L'}{Q'}$$

En portant ces valeurs de R et R' dans la relation (1) donnant l'induction mutuelle critique, on trouve :

$$\frac{M_0}{\sqrt{LL'}} = \frac{1}{\sqrt{QQ'}}$$

$\frac{M_0}{\sqrt{LL'}}$ c'est le coefficient de couplage critique k_0 . On a donc :

$$k_0 = \frac{1}{\sqrt{QQ'}}$$

Dans les circuits habituellement utilisés en T.S.F., le coefficient de surtension est d'au moins 100. Il en résulte que le coefficient de couplage critique est d'au plus 0,01.

REMARQUES. — Pratiquement, si les deux circuits primaire et secondaire sont identiques, ce qui est très fréquent, on a $L = L'$, $R = R'$, donc $Q = Q'$. On en déduit :

$$k_0 = \frac{1}{\frac{\omega L}{R}}$$

Le coefficient de couplage critique satisfait alors à la relation :

$$(2) \quad \frac{k_0 \omega L}{R} = 1.$$

On a pris l'habitude de dire d'un couplage qu'il est lâche lorsque $\frac{k_0 \omega L}{R}$ est plus petit que 1 et qu'il est serré lorsque $\frac{k_0 \omega L}{R}$ est plus grand que 1.

Dès que l'on dépasse le couplage critique de quelques millièmes les deux maxima du courant primaire s'écartent l'un de l'autre et diminuent de valeur ; d'autre part, deux maxima, d'abord peu marqués puis de plus en plus nets, apparaissent à leur tour dans la courbe de variation du courant secondaire. Ces maxima s'écartent l'un de l'autre au fur et à mesure que k augmente, mais ne diminuent pas de valeur aussi rapidement que les maxima du courant primaire.

La tension aux bornes du secondaire suit la même variation que l'intensité primaire, cela est évident d'après la relation (4) de la page 356.

Pour un couplage donné supérieur au couplage critique (couplage dit serré), les deux maxima du courant primaire sont égaux entre eux, ainsi que les deux maxima du courant secondaire. Ces maxima se produisent pour chaque valeur du couplage pour des fréquences à très peu de choses près équidistantes de la fréquence de résonance, et d'autant plus écartées de cette fréquence de résonance que le couplage est plus serré.

On démontre que si f_1 et f_2 sont les fréquences des deux maxima du courant et de la tension secondaire dans le cas d'un couplage serré, ces deux fréquences sont liées à la fréquence de résonance f_0 par les relations :

$$(3) \quad \left\{ \begin{aligned} f_1 &= \frac{f_0}{\sqrt{1+k}} \\ f_2 &= \frac{f_0}{\sqrt{1-k}} \end{aligned} \right.$$

Si l'on désire faire entrer en jeu les longueurs d'onde λ_1 et λ_2 correspondant à f_1 et f_2 , on a :

$$(4) \quad \begin{aligned} \lambda_1 &= \lambda \sqrt{1+k} \\ \lambda_2 &= \lambda \sqrt{1-k} \end{aligned}$$

Ayant obtenu f_1 et f_2 par les relations (3) précédentes, les relations (1) à (5) du paragraphe 21 donnent toutes les précisions voulues sur la valeur des intensités primaire et secondaire et de la tension secondaire à ces fréquences, ainsi que sur la valeur des minima à la fréquence de résonance.

Tous les phénomènes que l'on observe lorsque l'on fait varier le couplage de deux circuits oscillants accordés sur la même fréquence sont concrétisés et résumés par les courbes de la figure XIII-2-3, qui donnent les courbes de réso-

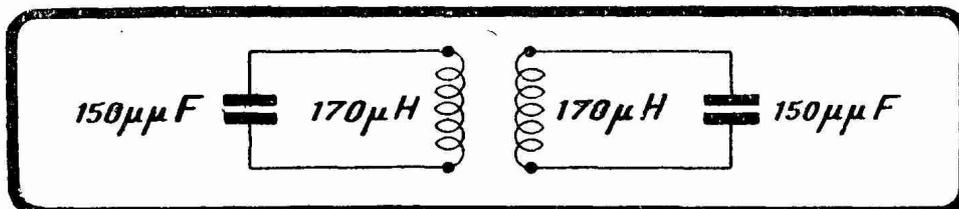


FIG. XIII-22-2. — Exemple de couplage de deux circuits oscillants identiques. Le S de chaque circuit est supposé être de 100. La longueur d'onde d'accord commune est de 300 mètres.

nance du courant primaire et du courant secondaire du couplage des deux circuits oscillants égaux de la figure XIII-2-2. Ces circuits, qui sont supposés présenter tous deux un coefficient de surtension de 100, sont identiques au circuit de la figure XIII-18-2. Ils résonnent séparément sur 1.000 kc/s et leur

coefficient de couplage critique k_0 est de $\frac{1}{\sqrt{10.000}}$, c'est-à-dire 0,01.

La courbe D du groupe II de la figure XIII-22-3 montre que, pour un couplage légèrement plus fort que de couplage critique k_0 , il se produit dans le secondaire un net effet de filtre de bande. C'est pourquoi on a pris l'habitude, d'ailleurs critiquable, de donner à des dispositifs analogues à celui de la figure XIII-22-2, dans lesquels k est réglé légèrement au-dessus de k_0 , le nom de filtres de bande.

Pour un tel « filtre de bande », il est intéressant d'établir la relation qui donne la largeur de la bande passante $f_2 - f_1$ qui correspond, figure XIII-22-3, à la bande 1.005 — 995 = 10 kc/s. Cette largeur de la bande passante peut servir à définir la sélectivité d'un dispositif tel que celui de la figure XIII-22-2. Les relations (3) précédentes donnent immédiatement :

$$f_2 - f_1 = \frac{f_0}{\sqrt{1-k}} - \frac{f_0}{\sqrt{1+k}}$$

c'est-à-dire, en réduisant au même dénominateur :

$$f_2 - f_1 = \frac{f_0 (\sqrt{1+k} - \sqrt{1-k})}{\sqrt{1-k^2}}$$

puisque $(1+k) \cdot (1-k) = 1-k^2$.

Avec une erreur de l'ordre de k , on peut écrire :

$$(5) \quad \frac{f_2 - f_1}{f_0} = k$$

Comme, dans la pratique, k est de l'ordre de 1 ou 2 centièmes, l'erreur commise en faisant usage de la relation (5) est faible.

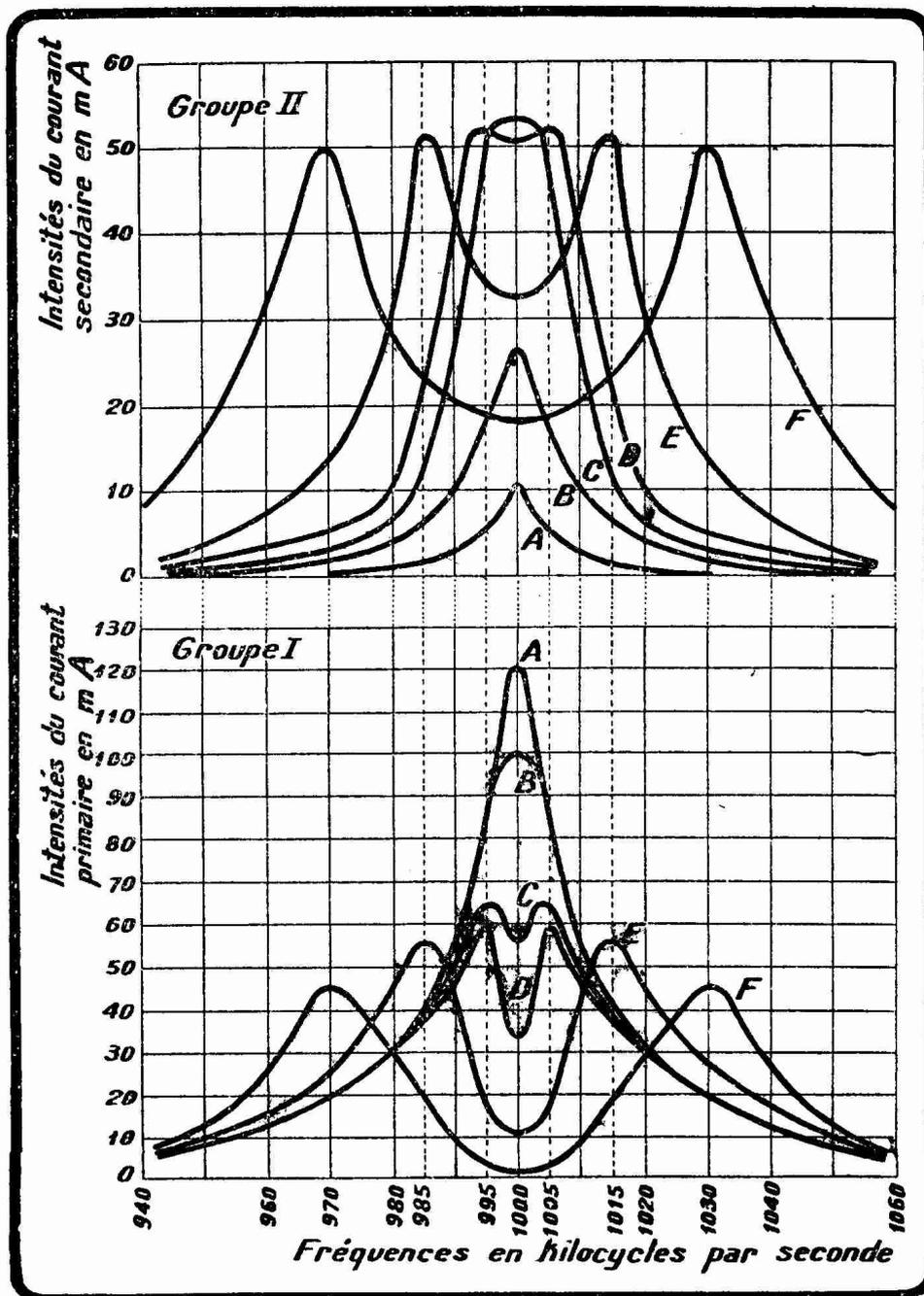


FIG. XIII-22-3. — Les courbes du groupe I donnent les variations du courant primaire, les courbes II celles du courant secondaire, courant provoqué par l'application dans le primaire du dispositif de la figure XIII-22-2, d'une différence de potentiel alternative de fréquence variable entre 940 et 1.060 kc/s et de valeur 1 volt.

Dans chaque groupe, la courbe A correspond à un coefficient de couplage $k = 0,001$, la courbe B à $k = 0,003$, la courbe C à $k = 0,01$ (coefficient de couplage critique k_0 pour le cas considéré), la courbe D à $k = 0,015$, la courbe E à $k = 0,03$ et la courbe F à $k = 0,06$.

On estime la qualité d'un « filtre de bande » du type de la figure XIII-22-2 en recherchant si le courant secondaire est le même pour la fréquence de résonance et les deux fréquences extrêmes f_1 et f_2 .

Pour que ces trois valeurs du courant secondaire soient pratiquement égales, c'est-à-dire pour que le couplage constitué par deux circuits oscillants identiques ($L = L'$, $C = C'$ et $R = R'$) produise un effet de filtre de bande satisfaisant, on montre (1) qu'il faut que le produit du coefficient de surtension

de la bobine par le coefficient de couplage k soit égal à $\frac{3}{2}$.

On a ainsi :

$$(6) \quad Qk = \frac{3}{2}$$

Pour obtenir le même effet de filtre de bande avec deux *bons* circuits oscillants (Q grand) et deux *mauvais* circuits *oscillants* (Q petit), il faut dans le premier cas réaliser un couplage k plus petit que dans le second.

Si E est la tension alternative appliquée au primaire et E' la tension qui apparaît aux bornes du secondaire, on a, lorsque la condition $Qk = \frac{3}{2}$ est remplie :

$$\frac{E'}{E} = \frac{Q}{2}$$

Si le primaire était seul, E' étant alors la tension aux bornes de la bobine de self L ou du condensateur C , on aurait :

$$\frac{E'}{E} = Q$$

Le fait de coupler au primaire considéré un secondaire identique, le coefficient de couplage vérifiant la relation (6), diminue le coefficient de surtension effectif de moitié. Cette perte de tension aux bornes du secondaire peut être considérée comme le revers de la médaille, la conséquence inéluctable de l'amélioration de la courbe de résonance effective du circuit couplé, le prix payé en sensibilité pour obtenir la sélectivité. Dans les récepteurs modernes cette perte est compensée dans une très grande mesure par les amplifications considérables fournies par les lampes pentodes.

REMARQUES. — I. Les raisonnements que nous venons de rencontrer sont valables non seulement pour des dispositifs à couplage électromagnétique du type de la figure XIII-22-2, mais encore pour des dispositifs des types des figures XII-22-5 (couplage électromagnétique mixte) et XIII-20-6 (couplage électrostatique). Le point capital est que primaire et secondaire se trouvent accordés rigoureusement sur la même onde. Cet accord identique rigoureux peut d'ailleurs s'obtenir pour des valeurs différentes de L et de L' , de C et de C' . On doit avoir $LC = L'C'$.

II. La largeur $f_2 - f_1$ de la bande passante dépend de la fréquence médiane (fréquence de l'oscillation porteuse dans le cas de la radiophonie) f_0 , ainsi que le montre la relation (5) de tout à l'heure. Lorsque f_0 varie, $f_2 - f_1$ varie. C'est ce qui se présente lorsque l'on désire réaliser un effet de filtre de bande dans un système d'accord, ou dans un transformateur haute fréquence. Il est alors nécessaire, pour que $f_2 - f_1$ reste fixe (généralement à 10 kc/s), que k varie. Cette variation de k s'obtient soit en faisant varier à la main le couplage électromagnétique des deux selfs, soit en réalisant un couplage mixte électromagnétique et électrostatique du type de l'une des figures XIII-20-7 ou XIII-20-8 par exemple. Cette dernière solution assure automatiquement la constance de la largeur de la bande passante pour toutes les fréquences f_0 sur lesquelles on désire pouvoir s'accorder.

S'il est assez facile de maintenir constante dans des limites acceptables la lar-

(1) Par interprétation des relations (1) à (5) des pages 355 et 356.

geur de la bande passante, il est impossible de satisfaire, pour toutes les valeurs de f_0 d'une zone assez large, à la relation (6), qui est la condition pour que l'effet de bande soit satisfaisant (1).

En effet, Q est proportionnel à chaque fréquence de résonance ($Q = \frac{2\pi f_0 L}{R}$).

On est conduit, d'autre part, pour assurer la constance de la largeur de la bande passante, à faire varier k de manière inversement proportionnelle au carré de f_0 (nous venons de le voir dans la note (1)). Le produit $Q k$ varie donc de manière inversement proportionnelle à f_0 et ne peut rester fixe comme l'exige la condition (6). Suivant l'importance des variations de f_0 , cette impossibilité se fait sentir de manière plus ou moins gênante.

III. Dans ce qui précède, nous avons supposé les deux circuits couplés accordés rigoureusement sur la même fréquence. Si un désaccord prend naissance entre ces deux circuits, on n'observe plus des courbes de résonance parfaitement symétriques. La fréquence de couplage la plus basse est d'amplitude plus forte que la fréquence de couplage la plus haute. En particulier, aux alentours du couplage critique, l'effet de filtre de bande, tel que le représente la courbe D du groupe II de la figure XIII-22-3, est complètement détruit.

Un désaccord de 1 % suffit à provoquer d'importantes déformations des courbes de résonance. Ces déformations s'opposent au fonctionnement normal du dispositif dans la plus grande partie des applications auxquelles nous le destinons.

Aux points de vue respect de la bande de modulation et élimination des fréquences extérieures à cette bande, la courbe D du groupe II constitue le meilleur type de courbe de résonance pratiquement réalisable. Malgré tout, si la bande de modulation est respectée, l'élimination des fréquences brouilleuses n'est pas totale et si cette élimination est totale, la bande de modulation subit d'encore assez graves atteintes. On retrouve, atténué il est vrai, le cercle vicieux mis en évidence à propos de la figure XIII-18-4.

Dans les postes modernes, la multiplicité des émetteurs radiophoniques a obligé à rechercher avant toute chose la sélectivité et l'on a été conduit à réaliser des circuits couplés à « effet de filtre de bande » dans lesquels la bande passante est plus petite que 10 kc/s (par exemple 8, 7 et même 6 kc/s) et qui éliminent les fréquences aiguës de la bande de modulation dans des proportions non négligeables. Cette sélectivité a donc été obtenue aux dépens de la fidélité de reproduction.

§ 23. — Sélectivité variable.

Il est intéressant, dans un récepteur, de réaliser une sélectivité variable, c'est-à-dire une sélectivité que l'on peut rendre très aiguë ou très large suivant les besoins de l'écoute. Si nous considérons deux circuits oscillants identiques accordés sur la même fréquence, il est possible, par simple variation du couplage des bobines de ces circuits oscillants, de réaliser l'une des courbes de résonance de la figure XIII-22-3, c'est-à-dire de réaliser tel degré de sélectivité qu'on désire.

C'est ce que montre la relation (5) du paragraphe précédent.

Les stations locales et puissantes sont alors reçues avec la plus large bande passante (12 à 14 kc/s) donc dans les meilleures conditions de fidélité. Les stations lointaines sont dégagées des stations voisines en longueur d'onde en rétrécissant la bande passante (6 à 5 kc/s); la fidélité est alors sacrifiée à la possibilité même de réception.

Dans les récepteurs modernes, qui sont en grande majorité des changeurs de fréquence, la sélectivité variable s'applique dans les étages moyenne fré-

(1) Dans un couplage électromagnétique de deux circuits oscillants dont on fait varier en même temps la fréquence de résonance par variation de capacité (C et C' de la figure XIII-22-1), k reste fixe. Donc, si f augmente, la largeur $f_2 - f_1$ de la bande passante augmente dans les mêmes proportions.

Dans un couplage électrostatique, le coefficient de couplage k est inversement proportionnel au carré de f_0 , ainsi que le montre la relation rencontrée page 354 (C est inversement proportionnel au carré de la fréquence). La largeur de la bande passante est donc inversement proportionnelle à la fréquence f_0 . En dosant convenablement le degré de couplage électromagnétique et le degré de couplage électrostatique, on obtient une bande passante de largeur pratiquement constante pour toutes les fréquences d'accord.

quence constitués, nous le verrons, par des couplages de *circuits oscillants à accord fixe* du type de la figure XIII-22-2.

Cette circonstance de l'accord fixe est précieuse ici, car elle conserve la même valeur à f_0 de la relation (5) de la page 361, quelle que soit la fréquence reçue.

Les inconvénients signalés plus haut disparaissent alors et la largeur de la bande passante, donc de la valeur de la sélectivité, dépend *uniquement* du couplage k .

Presque tous les dispositifs actuels de sélectivité variable agissent sur le couplage du primaire et du secondaire d'un transformateur moyenne fréquence.

§ 24. — Dispositifs pratiques de sélectivité variable.

Pour varier le couplage entre deux bobines, on peut utiliser soit des dispositifs mécaniques, soit des dispositifs électriques, soit encore les deux.

La figure XIII-24-1 indique un dispositif mécanique. A et B sont les deux bobines primaire et secondaire d'un transformateur moyenne fréquence. Elles sont fixées sur des tubes de diamètres différents, coulissant l'un dans l'autre. A est fixe, et B peut s'en éloigner ou s'en rapprocher en poussant ou en tirant sur la tige T. Le mouvement de cette tige peut être obtenu soit en agissant directement, soit en commandant ce mouvement par un procédé mécanique plus ou moins ingénieux, à partir d'un bouton placé à l'avant du récepteur, et portant le nom de « commande de sélectivité variable ».

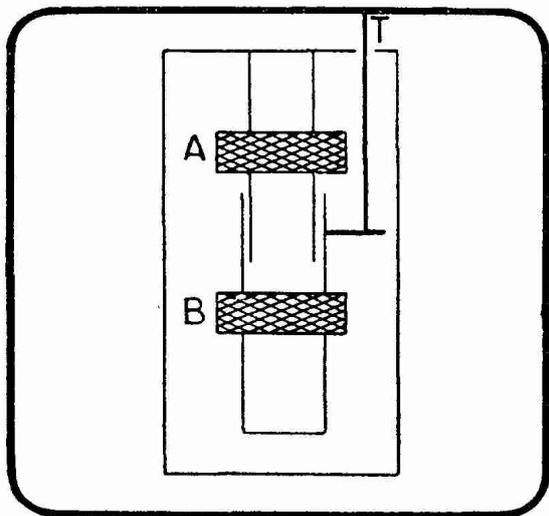


FIG. XIII-24-1. — Sélectivité variable par variation de la distance AB.

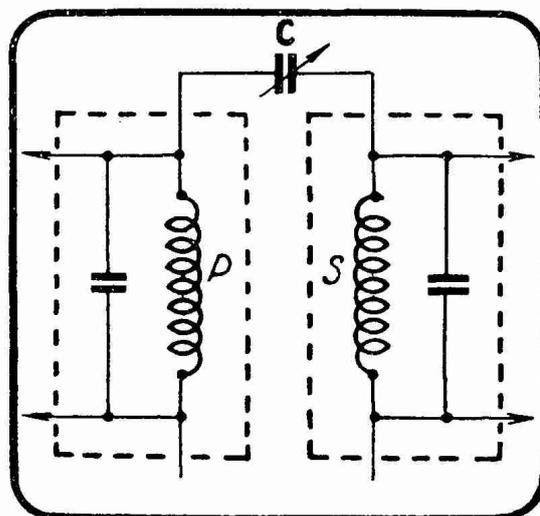


FIG. XIII-24-2. — Sélectivité variable par variation du couplage capacitif en tête.

Un procédé de ce genre a été adopté par la firme Gamma dans ses modèles d'avant-guerre.

La figure XIII-24-2 indique un dispositif dans lequel la variation de couplage s'effectue par le condensateur variable C. Ce procédé est peu pratique, parce que les deux armatures de C sont à un potentiel alternatif élevé. Les points de ce genre sont appelés en langage radiotechnique, *points chauds*, par opposition aux points de masse ou de + HT, qui sont dits *points froids*.

Les bobines P et S peuvent être couplées électromagnétiquement ; dans ce cas, la capacité C apporte un couplage électrostatique supplémentaire ; elles

peuvent encore être blindées séparément, comme le montre la figure sus-indiquée ; le couplage est alors constitué uniquement par C.

Dans le premier cas, C variera de 5 à 20 pF environ, tandis que dans le second, il aura des valeurs plus élevées, de l'ordre de 50 à 250 pF.

Un procédé moderne très usité est indiqué sur la figure XIII-24-3.

En série avec le secondaire S, se trouve une petite bobine S' de quelques spires (5 à 15), couplée au primaire. Un inverseur I permet, en position 2, d'introduire cette bobine en circuit et d'augmenter ainsi le couplage. En position 1, la bobine S' est en court-circuit et n'agit donc pas ; la sélectivité est plus grande, le couplage devenant plus faible (bobinages américains de la marque Meissner).

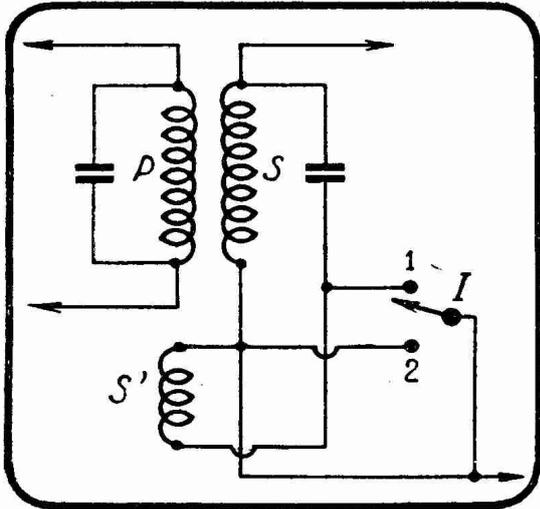


FIG. XIII-24-3. — Sélectivité variable par bobine auxiliaire de couplage.

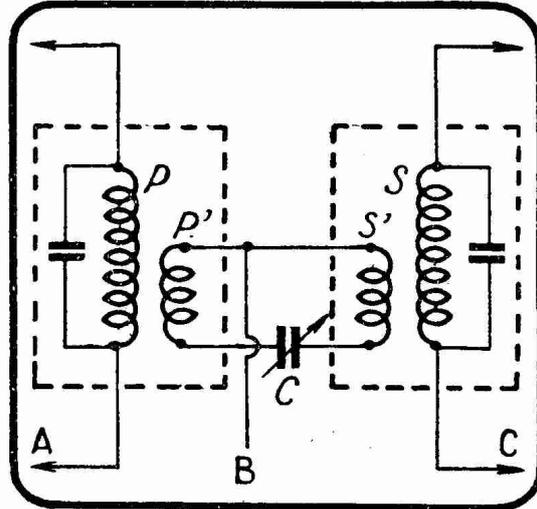


FIG. XIII-24-4. — Sélectivité variable par circuit de couplage à faible impédance.

Le dispositif de la figure XIII-24-4 est un des derniers réalisés actuellement. Le transformateur M.F. classique est remplacé par deux transformateurs blindés PP' et S'S, non couplés entre eux. Le premier est abaisseur de tension, P' ayant très peu de spires par rapport à P, tandis que le second est élévateur, S' ayant le même nombre de spires que P'.

Le couplage se fait ainsi par le condensateur variable C, qui se trouve, tout comme celui de la figure XIII-24-2, à un point « chaud », mais dont le potentiel alternatif par rapport à la masse est très faible.

De ce fait, les connexions de C peuvent être longues sans que le Circuit soit perturbé.

Des dispositifs de ce genre sont adoptés par A.C.R.M. et pour d'autres applications (télévision) par Brunet.

§ 25. — Note sur les oscillations libres et les oscillations forcées.

Considérons deux circuits oscillants réglés sur la même longueur d'onde, c'est-à-dire sur la même fréquence. Supposons que des oscillations (amorties, entretenues ou entretenues modulées) prennent naissance d'une manière quelconque (émission ou réception) dans le circuit primaire. Quelle est la nature des oscillations qui apparaissent dans le secondaire, lequel est supposé couplé de manière lâche au circuit primaire ?

L'action en retour du secondaire sur le primaire, qui intervient énergiquement, nous l'avons vu, dans le cas d'un couplage serré, est ici très faible, on la néglige pratiquement.

Le primaire vibre avec sa longueur d'onde et son amortissement propres comme s'il n'était pas couplé.

Dans le secondaire se manifestent des phénomènes dont l'intervention pratique est constante en T.S.F. Ce secondaire est, en effet, le siège de deux oscillations de même période, donc de même longueur d'onde λ , à savoir :

une *oscillation forcée* provenant du primaire et possédant l'amortissement propre du primaire (ce peut être une oscillation amortie ou entretenue);

une *oscillation libre*, propre au secondaire, se produisant avec l'amortissement propre du secondaire (oscillation amortie).

Ces deux oscillations sont déphasées de π , c'est-à-dire qu'elles se retranchent à chaque instant.

Considérons le cas où le primaire est le siège d'oscillations entretenues ; c'est le cas, par exemple, où ce primaire est dans l'anode d'une lampe à trois électrodes (émission) ; au moment où les oscillations prennent naissance dans le primaire (période d'établissement), les deux oscillations suivantes se produisent dans le secondaire :

l'oscillation forcée, ici entretenue ;

l'oscillation libre, qui est une oscillation amortie par essence même. Cette dernière oscillation constitue une gêne, car elle tend à s'opposer à l'établissement de l'oscillation entretenue utile, puisqu'il y a déphasage de π . Lorsque l'oscillation libre amortie s'éteint, l'oscillation entretenue subsiste seule.

L'oscillation libre apparaît à chaque établissement ou variation du circuit primaire (1) (manipulation, modulation) : elle s'éteint d'autant plus vite que le circuit secondaire est plus amorti ; c'est ce qui se produit pratiquement dans le cas où le circuit secondaire est constitué par un circuit d'antenne. Dans le cas d'un transformateur haute ou moyenne fréquence, il y a lieu de fixer une limite inférieure à l'amortissement (2), afin que les variations de la modulation ne créent pas dans le secondaire des oscillations libres durant plus longtemps que les oscillations du primaire.

REMARQUE SUR LE COUPLAGE DE DEUX CIRCUITS OSCILLANTS NON ACCORDÉS SUR LA MÊME ONDE. — Lorsque les deux circuits oscillants de la figure XIII-22-1 sont accordés respectivement sur deux ondes λ et λ' différentes :

$$\lambda = 1,885 \sqrt{LC} \qquad \lambda' = 1,885 \sqrt{L'C'}$$

auxquelles correspondent des périodes et des fréquences données par :

$$\lambda = VT = \frac{V}{f} \qquad \lambda' = VT' = \frac{V}{f'}$$

on considère encore le cas du couplage serré et celui du couplage lâche.

a) *Couplage serré*. — On retrouve deux ondes de couplage différentes λ_1 et λ_2 . La plus petite de ces deux ondes λ_1 et λ_2 est plus petite que la plus petite des deux ondes propres λ et λ' , et la plus grande plus grande que la plus grande.

Les amplitudes de ces deux ondes de couplage sont très différentes, et les courbes de résonance que l'on peut tracer sont loin de présenter la symétrie des courbes de la figure XIII-22-3.

b) *Couplage lâche*. — Le primaire oscille comme s'il était indépendant. On observe dans le secondaire L'C' deux oscillations de longueurs d'onde *différentes* et, par conséquent, de périodes différentes. Ce sont :

une oscillation forcée provenant du primaire et ayant, par conséquent, la longueur d'onde λ et l'amortissement de ce primaire ;

une oscillation libre ayant la longueur d'onde λ' et l'amortissement propre au secondaire.

(1) Autrement dit, en régime transitoire.

(2) Le décrement d'amortissement minimum admis est d'ordinaire de 0,1.

LES CIRCUITS OSCILLANTS EN TELEVISION

§ 26. — Nature des circuits en télévision.

En théorie, on utilise en télévision les mêmes circuits oscillants qu'en radio ; ce sont des circuits parallèles ayant la forme indiquée sur la figure XIII-26-1.

En réalité, dans les circuits H.F. et M.F. utilisés dans les récepteurs de T.S.F., R a une valeur très élevée et, de ce fait, on considère, la plupart du temps, la seule résistance r , qui est en série avec L.

Les circuits oscillants devant laisser passer une gamme de fréquences peu étendue : 5 kc/s de part et d'autre de la fréquence de résonance, on considère, lorsque R n'est pas infiniment grande, une résistance r'' équivalente, qui vient se placer en série avec r .

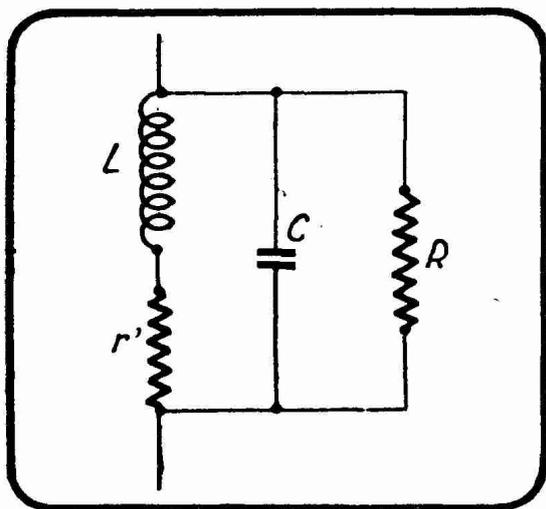


FIG. XIII-26-1. — Représentation générale du circuit oscillant.

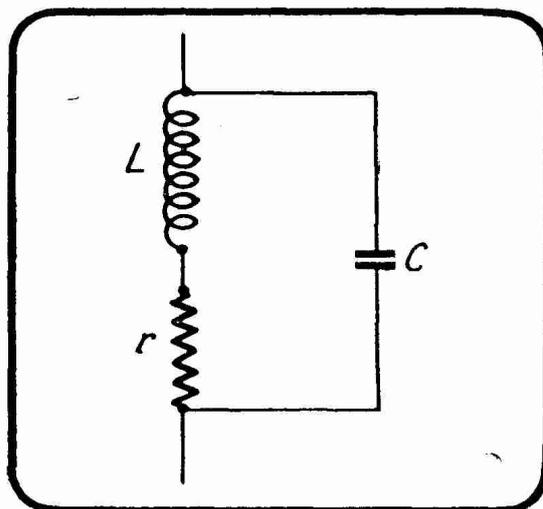


FIG. XIII-26-1. — Circuit oscillant utilisé en radio.

La valeur de r'' est donnée par

$$(1) \quad r'' = \frac{L^2 \omega^2}{R}$$

Et comme ω varie peu dans la gamme considérée, on ne commet pas une grosse erreur en considérant, dans toute la bande passante, la valeur de r'' correspondant à la résonance.

Finalement, le circuit oscillant étudié en radio revêt la forme indiquée sur la figure XIII-26-2, dans laquelle $r = r' + r''$.

En télévision, les circuits doivent être tels que leur impédance varie peu dans une bande très large : 3,5 à 7 Mc/s. Il n'est donc plus possible d'utiliser la formule (1).

Heureusement, la résistance r' (fig. XIII-26-1) est négligeable, et on peut la considérer pratiquement comme nulle. La résistance parallèle R a une influence amortissante très grande qui ne peut, en aucun cas, être omise. Elle provient du fait que le circuit est connecté à l'entrée ou à la sortie d'une lampe.

Aux fréquences élevées, nous verrons plus loin qu'il y a une résistance d'entrée ou de sortie, à l'état naturel si l'on peut dire, qui est beaucoup plus

faible que dans le cas des fréquences basses. Ainsi, pour une lampe 1852, la résistance d'entrée est de l'ordre de 5.000Ω à 46 Mc/s. Le circuit oscillant connecté à l'entrée d'une telle lampe se trouve ainsi automatiquement shunté par 5.000Ω .

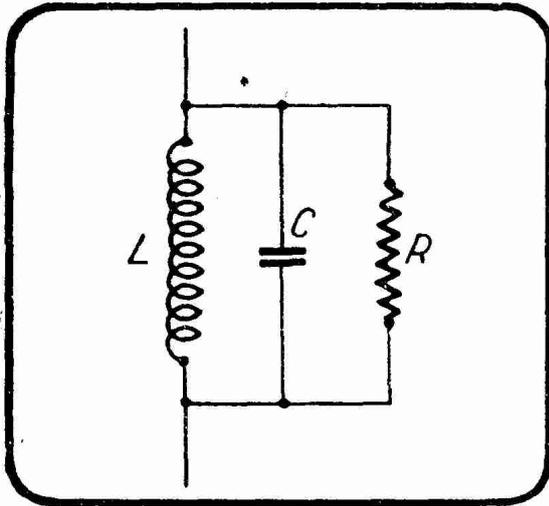


FIG. XIII-26-3. — Circuit oscillant utilisé en télévision.

Ce circuit doit donc être étudié sous la forme indiquée sur la figure XIII-26-3, dans laquelle R est la résultante de toutes les résistances qui se trouvent en parallèle avec L : celles d'entrée ou de sortie des lampes qui suivent ou précèdent le circuit, et celles que l'on connecte matériellement pour obtenir l'amortissement exigé par les conditions de sélectivité (ou plutôt d'absence de sélectivité !) exigées en télévision.

La question de la bande passante sera précisée plus loin. Pour le moment, nous étudierons le circuit de la figure XIII-26-3, qui est fondamental, et dont l'utilisation principale est en HF et MF, c'est-à-dire sur des fréquences de l'ordre de 46 et 13 Mc/s respectivement.

§ 27. — Impédance du circuit L C R.

Un calcul simple montre que l'impédance du circuit de la figure XIII-26-3 est donnée par la formule :

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

Soit ω_r la pulsation de résonance pour laquelle on a $C\omega_r = \frac{1}{L\omega_r}$, ce qui donne :

$$(2) \quad L = \frac{1}{C\omega_r^2}$$

En remplaçant dans (1), L par sa valeur donnée par (2), on obtient :

$$(3) \quad Z = \frac{R}{\sqrt{1 + Q^2 \left(x - \frac{1}{x} \right)^2}}$$

Q et x ayant les valeurs suivantes :

$$Q = RC\omega_r$$

$$x = \frac{\omega}{\omega_r}$$

Lorsque $\omega = \omega_r$, Z devient maximum : en effet, le coefficient de Q^2 s'annule, et il reste :

(3 bis)

$$Z_r = R$$

en désignant par Z_r la valeur de Z à la résonance.

La formule (3) s'écrit encore :

$$(4) \quad Z = \frac{R}{\sqrt{1 + Q^2 \beta^2}}$$

en désignant par β la quantité :

$$\beta = x - \frac{1}{x} = \frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega}$$

La variation de Z en fonction de ω est représentée sur la figure XIII-27-1. On voit que la forme de la courbe est telle que Z prend une valeur $Z_1 < R$ pour deux valeurs de ω :

$$\omega_1 \text{ et } \omega_2$$

situées de part et d'autre de ω_r .

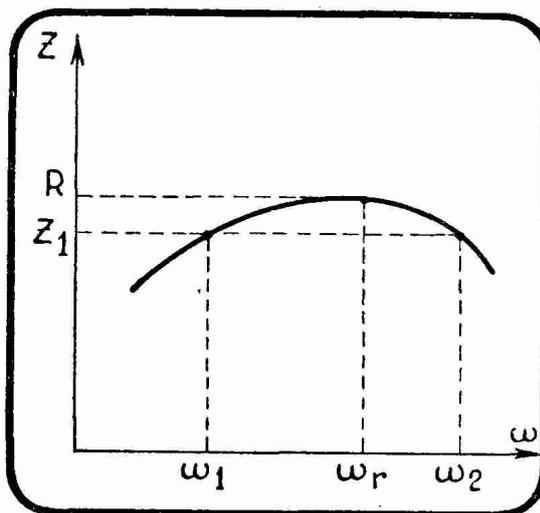


FIG. XIII-27-1. — Variation de Z en fonction de ω .

§ 28. — Sélectivité et bande passante.

La valeur de Z à la résonance est R . Celle de Z pour $\omega = \omega_1$ est :

$$(5) \quad Z_1 = \frac{R}{\sqrt{1 + R^2 \beta_1^2}}$$

avec $\beta_1 = \frac{\omega_1}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_1}$.

La formule (5) est obtenue à partir de la formule (4), dans laquelle on a donné à ω la valeur envisagée, ω_1 . La sélectivité peut être définie par la diminution de la valeur de Z lorsque ω passe de la valeur ω_r à la valeur ω_1 .

Considérons donc le rapport

$$\rho = \frac{\text{amplification pour } \omega = \omega_r}{\text{amplification pour } \omega = \omega_1}$$

D'après (5) et (3 bis), on voit que l'on a :

$$\rho = \sqrt{1 + Q^2 \beta_1^2} \quad (5)$$

Si l'on se donne à l'avance ω_1 et ρ , on peut calculer Q . En effet, d'après la formule (5) :

$$Q = \frac{\sqrt{\rho^2 - 1}}{\beta_1} \quad (6)$$

Dans le second membre, toutes les quantités sont connues. Comme $Q = RC\omega_r$, si l'on connaît C , on peut finalement déterminer R :

$$R = \frac{Q}{C \omega_r} \quad (7)$$

On détermine ainsi la valeur de R qui permet d'obtenir un rapport ρ des impédances pour des valeurs de ω correspondant l'une à la résonance, l'autre à une valeur différente de ω_r .

Formule simplifiée

Dans le cas de la H.F. de télévision seulement (46 Mc/s), β peut prendre une forme plus simple.

On a en effet :

$$\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} = \frac{\omega^2 - \omega_r^2}{\omega_r \omega} = \frac{(\omega + \omega_r)(\omega - \omega_r)}{\omega_r \omega}$$

Désignons par $\Delta \omega$ la différence $\omega - \omega_r$ et remarquons que $\omega + \omega_r$ diffère peu de 2ω .

Dans ces conditions :

$$\beta = \frac{2 \omega \Delta \omega}{\omega_r \omega} = \frac{2 \Delta \omega}{\omega_r} \quad (8)$$

D'après cette expression, la formule (6) se transforme en :

$$Q = \frac{\sqrt{\rho^2 - 1}}{2 \Delta \omega_1 / \omega_r} \quad (9)$$

en désignant par β_1 la valeur de β pour $\omega = \omega_1$, ce qui donne :

$$RC \omega_r = \frac{\omega_r \sqrt{\rho^2 - 1}}{2 \Delta \omega_1}$$

ou encore, en supprimant ω_r :

$$R = \frac{\sqrt{\rho^2 - 1}}{2 C \Delta \omega_1} \quad (10)$$

Désignons la bande passante par $N = 2 \Delta \omega$.

Nous obtenons finalement :

$$R = \frac{\sqrt{\rho^2 - 1}}{N C} \quad (11)$$

N désigne, dans le cas de la valeur approchée de β envisagée, la différence $\omega_2 - \omega_1$, ω_2 et ω_1 étant deux pulsations situées de part et d'autre de ω_r , et à égale distance.

La formule (11) est approchée, mais elle présente un très grand avantage, car elle ne dépend pas de la fréquence du circuit oscillant envisagé. Pour qu'on puisse l'utiliser, il faut simplement que N ne soit pas plus grand que le cinquième de ω_r .

Par exemple si $\omega_r = 2\pi \cdot 46$ Mc/s, N ne doit pas dépasser $2\pi \cdot 46/5 = 2\pi \cdot 9,2$. Sous cette forme, on voit que la largeur de bande en fréquences est de 9,2 Mc/s au plus.

Dans toutes ces formules, on mesure :

- L en henrys
- C en farads
- F en cycles/seconde
- ω en radians/seconde
- R en ohms.

LIVRE XIV

L'antenne, la prise de terre, le contre poids

THEORIE ELEMENTAIRE DE L'ANTENNE

Nous allons dans ce chapitre donner quelques précisions sur l'état électrique d'une antenne excitée par un circuit oscillant siège d'un courant à haute fréquence. La théorie complète exigeant l'intervention des mathématiques transcendantes, nous nous contenterons de donner les résultats de cette théorie.

§ 1. — Distribution du courant et du potentiel dans une antenne unifilaire verticale reliée à la terre. Antenne quart d'onde.

Considérons l'antenne verticale unifilaire représentée schématiquement par la figure XIV-1-1. Cette antenne est en communication par sa base avec la terre. Nous donnerons dans la suite des détails sur la constitution de la « terre » d'une antenne. Soit l la longueur géométrique de l'antenne.

La théorie mathématique (équation des télégraphistes et applications) montre qu'une perturbation électrique prenant naissance en un point de l'antenne se propage le long de cette antenne avec une vitesse V égale à 300.000 kilomètres à la seconde et qu'il se produit des phénomènes de réflexion du courant et du potentiel à ses deux extrémités. Du moment qu'il y a propagation le long du fil et réflexion, on peut prévoir la formation d'ondes stationnaires, état ondulatoire spécial que l'on retrouve dans tous les phénomènes vibratoires quels qu'ils soient.

Le potentiel de chaque point de l'antenne verticale de la figure XIV-1-1, antenne que nous supposons être une antenne d'émission, varie et présente une amplitude qui augmente de la base au sommet, ainsi qu'on peut le constater en approchant de l'antenne une ampoule à gaz raréfié (tube à néon) que l'on déplace le long du fil. L'ampoule, qui reste obscure à la base, s'illumine de manière croissante lorsqu'elle s'approche du sommet. D'autres méthodes permettent de mesurer une valeur remarquable (valeur maximum ou efficace) de la tension en chaque point.

Si en chaque point de l'antenne nous élevons une perpendiculaire telle que Pp représentant la valeur maximum (nous avons à faire à de l'alternatif à haute fréquence) du potentiel P par rapport à la terre, les points tels que p décrivent, lorsque P varie de la base O au sommet S de l'antenne, une courbe V qui représente en valeur absolue la *distribution du potentiel* le long de l'antenne. Nous disons en « valeur absolue », car, en réalité, le potentiel de P varie constamment entre les points p et p' dans le cas d'ondes entretenues. Lorsque P se déplace de O à S , p' décrit la courbe V' symétrique de V par rapport à l'antenne. On voit ainsi que le potentiel atteint son amplitude maximum au sommet et demeure constamment nul à la base, cette dernière circonstance étant évidente *a priori* puisque nous avons comparé les potentiels à celui de la terre.

En insérant en chaque point de l'antenne un ampèremètre thermique indiquant l'intensité efficace existant en ce point, on peut construire une courbe I qui donne la *distribution du courant* le long de l'antenne. Il y a lieu de faire la même remarque pour I' que pour V' .

Nous supposons avoir, pour la construction de la courbe I , converti les valeurs efficaces en valeurs maxima.

Le courant, nul en S , est maximum en O . Un ampèremètre thermique inséré à la base d'une antenne d'émission y donnera, pour un réglage déterminé, sa déviation maximum.

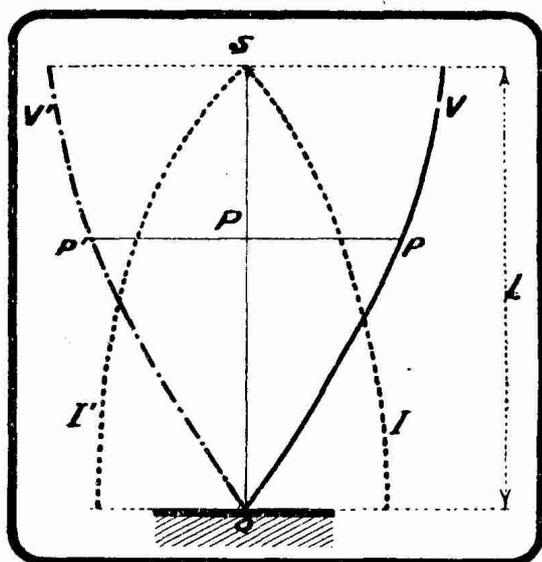


FIG. XIV-1-1. — Antenne quart d'onde. Distribution du potentiel et du courant le long de cette antenne.

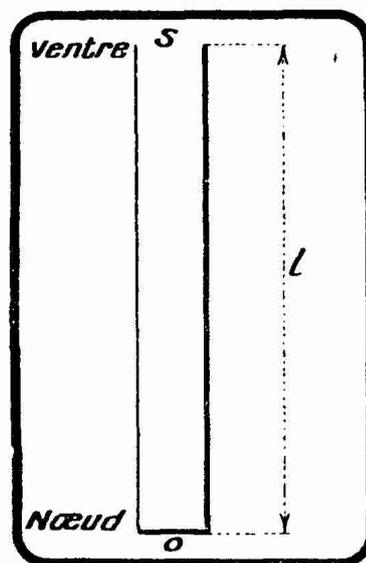


FIG. XIV-1-2. — Tuyau fermé de longueur l auquel on compare l'antenne quart d'onde.

La distribution du potentiel V de l'antenne verticale présente une étroite analogie avec la distribution de la pression dans un tuyau fermé.

Nous avons vu que lorsque le tuyau fermé de longueur l de la figure XIV-1-2 donne sa note fondamentale, il y a un ventre de vibration à l'entrée s et un nœud au fond o .

De même, dans l'antenne de la figure XIV-1-1, on dit qu'il y a un *ventre de potentiel* au sommet S et un *nœud de potentiel* à la base O . Au ventre de potentiel correspond un nœud de courant et au nœud de potentiel un ventre de courant. C'est à ce ventre de courant que l'on place en pratique les ampèremètres thermiques destinés à donner l'*intensité du courant d'antenne*. Distribu-

tions du courant et du potentiel sont décalées de $\frac{\pi}{2}$.

On dit que l'antenne verticale reliée à la terre vibre en tension à la manière d'un tuyau fermé.

L'antenne produit des ondes électromagnétiques et le tuyau fermé des ondes sonores ; à cette différence essentielle près, évidemment, le mécanisme général est le même dans les deux cas.

De même que le tuyau fermé de longueur l de la figure XIV-1-2 vibrant sur sa note fondamentale donne un son de longueur d'onde.

$$\lambda = 4l$$

de même l'antenne de la figure XIV-1-1 détermine l'onde électromagnétique fondamentale

$$\lambda_0 = 4l$$

Cette onde électromagnétique λ_0 est dite *onde propre* de l'antenne verticale reliée à la terre.

La longueur géométrique de l'antenne est ici égale au quart de sa longueur d'onde propre. On exprime ce fait en disant que l'antenne verticale reliée à la terre est une antenne « quart d'onde ».

Si l'on approche de l'entrée du tuyau un diapason donnant la note fondamentale de ce tuyau, il y a *résonance* ; le tuyau vibre fortement, renforce le son donné par le diapason.

De même, si l'on approche ⁽¹⁾ de l'antenne verticale un circuit oscillant LC siège d'oscillations — que nous supposons entretenues pour fixer les idées — de fréquence f_0 correspondant à la longueur

d'onde propre λ_0 de l'antenne ($f_0 = \frac{V}{\lambda_0}$),

cette antenne va vibrer électriquement avec le maximum d'amplitude et cette vibration va se traduire par une déviation maximum d'un ampèremètre A inséré à la base de l'antenne. Il y a dans ce cas *résonance* entre l'antenne et le circuit oscillant. L'antenne OS est dite *accordée* sur le circuit LC (fig. XIV-1-3).

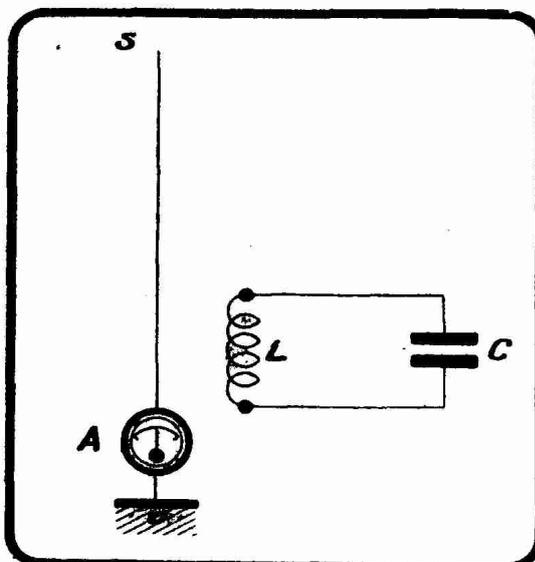


FIG. XIV-1-3. — Antenne quart d'onde attaquée par un circuit oscillant LC siège d'oscillations amorties ou entretenues.

Nous savons que le tuyau fermé de la figure XIV-1-2 peut vibrer sur sa note fondamentale de hauteur f et sur les harmoniques impairs $3f$, $5f$, $7f$, etc. On observe de même que l'ampèremètre A inséré à la base de l'antenne (nœud de tension) indique une déviation maximum lorsque le circuit oscillant exciteur est le siège d'oscillations de fréquences $3f$, $5f$, $7f$, etc., f étant la fréquence (électrique) correspondant à la longueur d'onde électromagnétique propre λ_0 de l'antenne OS.

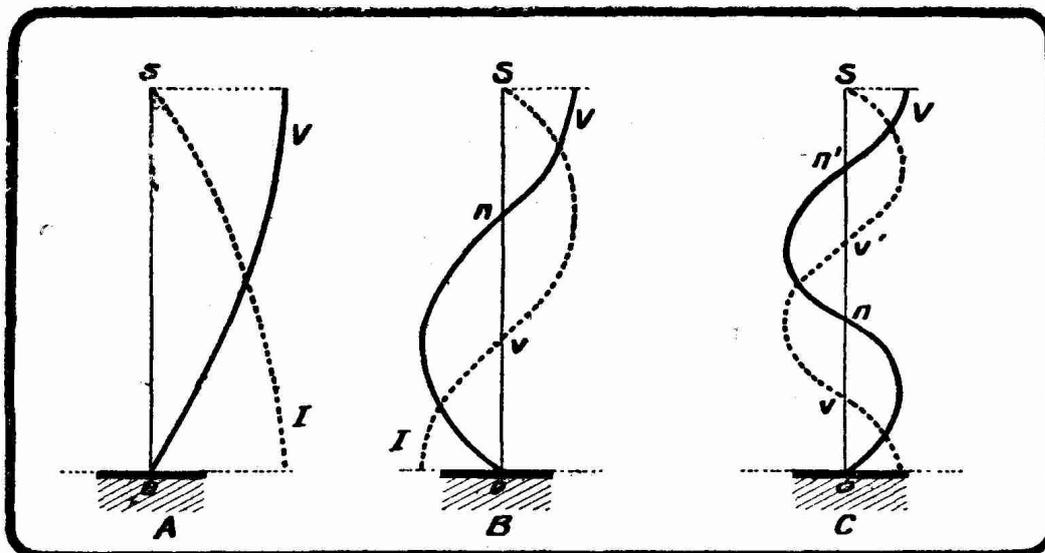


FIG. XIV-1-4. — Différents modes de vibration d'une antenne quart d'onde. En A, l'antenne vibre sur sa fondamentale ou harmonique 1. En B, l'antenne vibre sur son harmonique 3. En C, l'antenne vibre sur son harmonique 5.

(1) Pratiquement, le couplage de l'antenne au circuit LC se fait par une bobine L' insérée dans l'antenne et couplée électromagnétiquement à la bobine L .

La figure XIV-1-4 donne la distribution du courant I et du potentiel V pour une antenne verticale reliée à la terre et vibrant

sur onde propre (fig. A),
sur son troisième harmonique (fig. B),
sur son cinquième harmonique (fig. C), etc.

Dans le cas de la figure XIV-1-4 A, l'antenne émet son onde propre λ_0 ;

dans le cas de la figure XIV-1-4 B, l'onde $\frac{\lambda}{3}$, et dans le cas de la figure

XIV-1-4 C, l'onde $\frac{\lambda}{5}$.

Nous avons dit que l'on peut déceler les nœuds et les ventres de tension à l'aide d'un tube au néon qui s'illumine aux ventres et s'éteint aux nœuds. Un tube au néon promené le long de l'antenne de la figure XIV-1-4 devient de plus en plus lumineux de O à S dans le cas de la figure XIV-1-4 A, — passe par un maximum en v, s'éteint en n et s'allume encore en S dans le cas de la figure XIV-1-4 B, — passe successivement par un maximum (v), une extinction (n), un maximum (v'), une extinction (n') et un dernier maximum en S dans le cas de la figure XIV-1-4 C.

De même qu'un tuyau fermé peut émettre ses harmoniques en même temps que le son fondamental, l'antenne peut émettre son onde fondamentale et ses harmoniques simultanément. Ainsi, l'antenne de la Tour Eiffel émettait naguère l'onde fondamentale de 1.445,3 mètres et une superbe harmonique 3 sur 481,76 mètres, qui était très gênant dans la région parisienne.

L'antenne, enfin, tout comme un tuyau sonore, peut émettre soit sa fondamentale, soit un quelconque de ses harmoniques. Ainsi, les amateurs émetteurs utilisèrent fréquemment naguère l'harmonique trois de leur antenne sur 45 mètres.

§ 2. — Extension de la formule de Thomson à l'antenne. Self et capacité effectives d'une antenne.

Une antenne possédant une onde propre λ_0 et par conséquent une période propre de vibration T_0 et une fréquence propre f_0 , on est amené à l'assimiler à un circuit oscillant et à définir la *self effective* L_0 et la *capacité effective* C_0 de l'antenne de période T_0 par la relation :

$$(1) \quad T_0 = 2\pi \sqrt{L_0 C_0}$$

analogue à la formule de Thomson trouvée dans le cas d'un circuit oscillant. La longueur d'onde λ_0 est donnée en fonction de L_0 (exprimée en microhenrys) et de C_0 (exprimée en micromicrofarads) par l'expression :

$$\lambda_0 = 1,885 \sqrt{L_0 C_0}$$

L'antenne verticale de longueur l , vibrant sur son onde propre peut être remplacée par un circuit oscillant LC (fig. XIV-2-1) au point de vue de ses propriétés électriques.

L'ensemble de la figure XIV-2-1 constitue ce que l'on appelle une *antenne fictive*. C'est, si l'on peut dire, l'image électrique de l'antenne verticale. Les antennes fictives permettent, en particulier, d'étudier le comportement d'un montage sur toute une série d'antennes de caractéristiques données sans que l'on soit obligé de réaliser ces antennes.

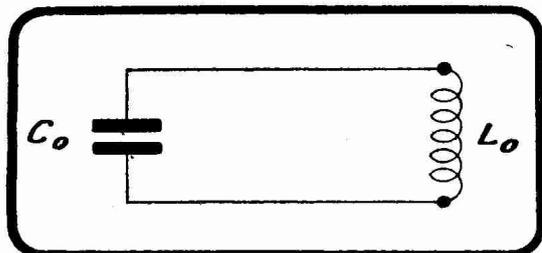


FIG. XIV-2-1. — Antenne fictive théorique.

REMARQUE. — Les quantités C_0 et L_0 , que nous avons appelées capacité et self effectives, ne sont pas les capacités et self réelles obtenues en étendant à toute l'an-

tienne la capacité et la self d'un élément linéaire. Ces dernières quantités sont les capacité et self *statiques*. Elles sont constantes pour une antenne donnée. La self et la capacité effective, au contraire, varient avec la longueur d'onde qu'émet l'antenne. Cela résulte immédiatement de l'équation de définition (1) de la self et de la capacité effective. Si λ_0 change (harmonique par exemple), le produit $L_0 C_0$ doit changer également.

Si nous désignons par λ la longueur d'onde, différente de l'onde propre λ_0 , émise par une antenne et si nous posons :

$$\alpha = \frac{\pi}{2} \frac{\lambda_0}{\lambda}$$

les self et capacité effectives correspondant à l'onde λ sont :

$$L_\lambda = \frac{1 - \cos \alpha}{\alpha} \frac{\pi}{2} L_0$$

et

$$C_\lambda = \frac{\sin \alpha}{\alpha} \frac{\pi}{2} C_0$$

L_0 et C_0 étant les self et capacité effectives correspondant à l'onde propre λ_0 .

Dans le cas de l'antenne verticale unifilaire reliée à la terre qui nous occupe toujours exclusivement, il existe une relation simple entre les valeurs effectives L_0 et C_0 et les valeurs statiques L et C :

$$L_0 = \frac{2}{\pi} L \qquad C_0 = \frac{2}{\pi} C$$

**§ 3. — Pertes d'énergie dans une antenne d'émission quart d'onde.
Rayonnement**

Ce paragraphe intéresse plus particulièrement l'amateur émetteur, mais tous les lecteurs y trouveront des définitions qu'il importe de connaître, ne s'intéresserait-on à l'émission qu'en tant que « récepteur ».

Il y a lieu de considérer dans une antenne un amortissement tout comme dans un circuit oscillant ordinaire. Cet amortissement est dû à la *résistance totale* de l'antenne et est ordinairement plus important que dans un simple circuit oscillant comportant une bobine et un condensateur en parallèle.

La figure XIV-2-1, qui représente une antenne fictive, doit, pour être exacte, contenir en série avec L_0 et C_0 , self et capacité effectives, une résistance R_T *équivalente* à la résistance totale R de l'antenne considérée, comme l'indique la figure XIV-3-1.

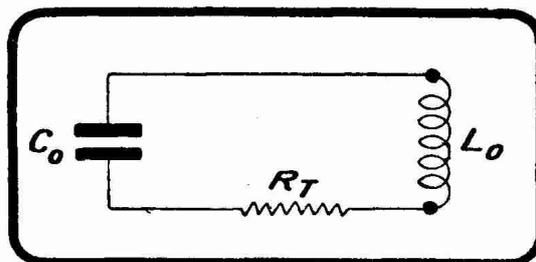


FIG. XIV-3-1. — Antenne fictive pratique. R_T est la résistance totale.

Ce serait une grave erreur de croire que la résistance R_T de l'antenne résulte uniquement de la résistance ohmique R due à la résistivité du fil. Cette résistance R , appelée quelquefois *résistance effective* de l'antenne, n'est généralement qu'une faible partie de R_T . Dans le cas de l'antenne unifilaire de longueur l et de résistance linéaire r (1), on a :

$$R = rl$$

Une antenne d'émission perd de l'énergie, d'où amortissement. Examinons rapidement les différentes causes de pertes d'énergie dans une antenne. A chaque perte d'énergie (puissance perdue) W correspond une résistance R donnée par :

$$W = RI^2$$

I étant l'intensité efficace du courant dans l'antenne au nœud de potentiel (ventre d'intensité). Inversement, à toute résistance R introduite dans l'antenne correspond une perte d'énergie W .

(1) Il y a lieu, évidemment, de calculer r en tenant compte du « skin effect ».

La perte d'énergie par effet Joule (échauffement des conducteurs) est :

$$W_j = rI^2$$

puisque nous avons vu que la résistance ohmique (résistance effective) est rI .

Mais ce n'est pas là la seule, ni la moindre des pertes d'énergie que l'on rencontre dans une antenne, il y en a d'autres qui contribuent, dans une très large mesure, à amortir le circuit oscillant résultant. On trouve principalement :

1° Les pertes dans la prise de terre, c'est-à-dire au point où l'antenne est mise en contact avec la terre (potentiel 0). Soit W_t ces pertes ; la résistance R_t correspondante est la *résistance de la prise de terre* et satisfait à :

$$W_t = R_t I^2$$

2° Les pertes par induction dans les masses métalliques voisines :

$$W_i = R_i I^2$$

3° Les pertes dans les diélectriques voisins (entrée de poste, végétation, etc., etc.) :

$$W_d = W_d I^2$$

4° Les pertes dues à la conductibilité interne et superficielle des isolateurs. Ces pertes peuvent augmenter lorsque les circonstances atmosphériques s'y prêtent : verglas, pluie, brouillard, fumées industrielles, etc. :

$$W_e = R_e I^2$$

5° Les pertes d'énergie par rayonnement. L'antenne d'émission est destinée à rayonner des ondes ; à ce rayonnement correspond une perte d'énergie :

$$W_r = R_r I^2$$

R_r est la *résistance de rayonnement*.

L'énergie rayonnée est la seule des déperditions d'énergie qu'il importe d'augmenter ; toutes les autres doivent être aussi réduites que possible, grâce aux précautions prises et au matériel employé dans la construction de l'antenne.

La résistance totale R_T d'une antenne est donc :

$$(1) \quad R_T = rI + R_t + R_i + R_d + R_e + R_r$$

Dans cette somme (1), R_r est le seul terme qu'il faille rendre le plus grand possible. La connaissance de la résistance de rayonnement R_r est indispensable pour estimer ce que l'on appelle le *rendement* d'une antenne. On appelle rendement d'une antenne et l'on désigne d'habitude par ρ le rapport :

$$\rho = \frac{\text{puissance rayonnée}}{\text{puissance totale}} = \frac{R_r}{R_p + R_r}$$

R_p représente la résistance correspondant à la puissance perdue, c'est-à-dire la puissance non rayonnée ($W_j + W_t + W_i + W_d + W_e$). ρ est d'autant plus voisin de 1 que R_p est plus petit par rapport à R_r .

Pratiquement le rendement ρ des antennes d'émission d'ondes courtes est considérables, il atteint et dépasse 0,9 (c'est-à-dire 90 %). Le ρ des antennes d'émission d'ondes très longues est extrêmement faible, souvent de l'ordre de 0,05 (c'est-à-dire 5 %). Cette différence tient à ce que sur ondes courtes les antennes sont plus réduites et leurs pertes plus faibles en proportion.

La résistance de rayonnement caractérise donc la qualité d'une antenne d'émission.

Remarquons ici que la connaissance de l'intensité dans l'antenne I ne donne aucun renseignement sur la puissance rayonnée. Dans la relation (1), la résistance R_r peut être petite par rapport aux autres quantités, en particulier par rapport à R_t , R_i et R_e . On peut observer des courants d'antenne importants

(1) Dans une très grande antenne (Croix d'Hins ou Sainte-Assise), les différentes résistances sont au plus de l'ordre de l'ohm.

auxquels ne correspond qu'un rayonnement dérisoire ; par contre, des rayonnements satisfaisants peuvent s'obtenir avec des courants d'antenne faibles dans le cas où R_r est grand.

Des méthodes, sur lesquelles nous ne voulons pas donner ici de détails, permettent de mesurer la puissance totale dans l'antenne W_T . Connaissant W_T et I , on a la résistance totale R_T par :

$$W_T = R_T I^2$$

Cela donne R_T , mais pas la partie intéressante de R_T , nous voulons dire la résistance de rayonnement R_r .

Le calcul de la puissance rayonnée W_r a été le but des efforts des radio-techniciens depuis le début de l'utilisation des ondes électromagnétiques à la T.S.F. La connaissance de la puissance rayonnée permet, en effet, surtout dans le cas des ondes longues, d'estimer avec précision la portée que l'on peut atteindre d'une station et de calculer la puissance totale nécessaire pour assurer une liaison donnée.

La théorie montre que la résistance de rayonnement dépend de la longueur d'onde λ et d'une certaine quantité h que l'on appelle *hauteur effective*. On dit que R_r est fonction de λ et de h ; cela s'écrit :

$$R_r = f(\lambda, h)$$

On a proposé la formule suivante :

$$(2) \quad R_r = 1.580 \left(\frac{h}{\lambda} \right)^2$$

qui donne R_r en ohms lorsque λ et h sont comparés à la même unité de longueur (λ et h exprimés tous deux en mètres ou tous deux en centimètres).

REMARQUE. — Le Professeur Mesny a montré que cette relation (2) donne pour R_r des valeurs trop fortes lorsque h n'est pas petit devant λ (h plus petit que $\frac{\lambda}{2}$ et même $\frac{\lambda}{4}$).

Le calcul de la puissance rayonnée se ramène donc à celui de la hauteur effective, mais la difficulté n'est que reculée d'un cran : il s'agit de calculer la hauteur effective h , et cela n'est possible pratiquement que dans le cas d'antennes de forme simple.

Pour un fil vertical de longueur l (antenne de la figure XIV-1-1 oscillant sur son onde fondamentale), on a :

$$(3) \quad h = \frac{2}{\pi} l$$

Si le fil est incliné sur la verticale, on a :

$$(3) \quad h = \frac{2}{\pi} p$$

p étant la hauteur au-dessus du sol du point le plus élevé de l'antenne. On voit qu'il y a intérêt à réaliser une antenne aussi voisine que possible de la verticale, afin que la hauteur effective et, par suite, le rayonnement soient maxima pour la longueur de fil employée. La chose n'est possible que pour des ondes de longueur moyenne.

Si dans la relation (3), on fait $l = \frac{\lambda}{4}$, ce qui exprime que l'antenne vibre

en quart d'onde, on trouve $\frac{h}{\lambda} = \frac{1}{2\pi}$ ⁽¹⁾ d'où, en portant dans (2) :

$$R_r = 40 \text{ ohms}$$

Cela dans le cas d'une antenne unifilaire quart d'onde. Les très grandes antennes utilisées par les stations commerciales sur ondes longues (Sainte-Assise) ont des résistances de rayonnement très faibles de l'ordre de l'ohm. Il est impossible, en effet, de réaliser des antennes d'émission grandes ondes présentant une hauteur effective h suffisamment supérieure à λ pour que le rapport $\frac{h}{\lambda}$ soit grand. Une hauteur effective de 200 mètres est déjà considérable...

Sur ondes courtes, au contraire, il est facile de réaliser un rapport $\frac{h}{\lambda}$ ⁽²⁾ élevé, c'est en partie pour cette raison que les ondes courtes ont victorieusement concurrencé les ondes longues dans le trafic commercial radiotélégraphique et radiotéléphonique à grandes distances.

Les expressions précédentes ne valent que pour une antenne bien dégagée. Lorsque l'on est en présence d'une antenne encaissée, les valeurs de h des relations (3) et (4) sont trop fortes.

L'amortissement $\left(\text{ici } \frac{R_r}{2L} \right)$ contribue enfin à rendre les phénomènes de résonance électrique de l'antenne moins nets que les phénomènes de résonance acoustique des tuyaux sonores. Au lieu d'avoir la courbe de résonance théorique de la figure XIV-3-2, on se trouve le plus souvent en présence de la courbe

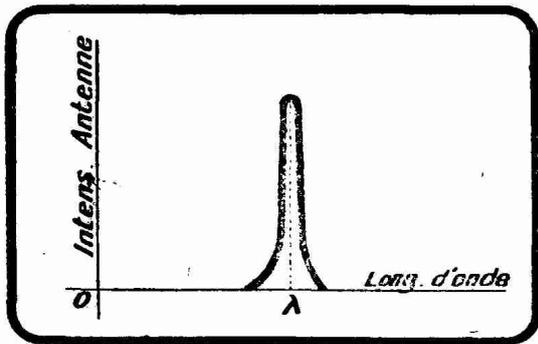


FIG. XIV-3-2. — Courbe de résonance d'une antenne peu amortie.

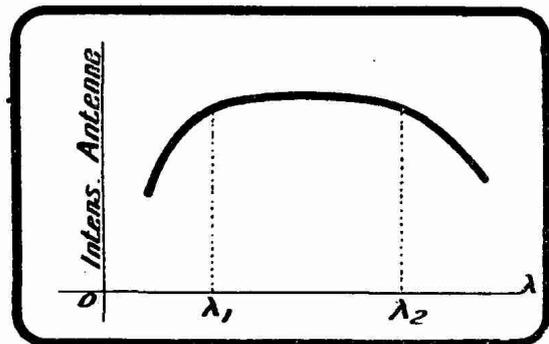


FIG. XIV-3-3. — Courbe de résonance d'une antenne amortie.

de résonance aplatie de la figure XIV-3-3 : l'antenne, au lieu de rayonner ou de recevoir une seule onde λ , se trouve à peu près dans les mêmes conditions pour une bande de longueurs d'onde λ_1, λ_2 .

Cette bande doit exister dans le cas de la radiotéléphonie et être assez large pour assurer le rayonnement égal (ou la réception égale) de toutes les fréquences de la modulation.

Ces conditions sont assurées, en règle générale, pour un R_r et un ρ élevés.

(1) C'est là la valeur maximum de $\frac{h}{\lambda}$ dans le cas d'une antenne quart d'onde. Pour de grandes antennes quart d'onde destinées à rayonner des ondes longues, $\frac{h}{\lambda}$ est petit. Donc R est petit, ainsi que le rendement ρ .

(2) Donc, un R et un ρ élevés.

Nous venons de voir qu'il est possible de mesurer la résistance totale d'une antenne. En faisant l'opération pour diverses longueurs d'onde obtenues en introduisant une self variable, et, éventuellement un condensateur variable, dans l'antenne (voir paragraphe suivant), on peut tracer la courbe représentant la variation de cette résistance en fonction de la longueur d'onde. On obtient la courbe classique A de la figure XIV-3-4. Cette courbe est, ainsi que l'ont montré H. Armagnat et Léon Brillouin, la résultante de plusieurs autres courbes représentant les résistances élémentaires qui composent, comme nous le savons, la résistance totale R_t . Ces courbes composantes sont au nombre de trois principales :

1° La courbe B, qui est la courbe de variation de la résistance en haute fréquence du fil d'antenne (compte tenu de l'effet pelliculaire) et de la résistance de la prise de terre ;

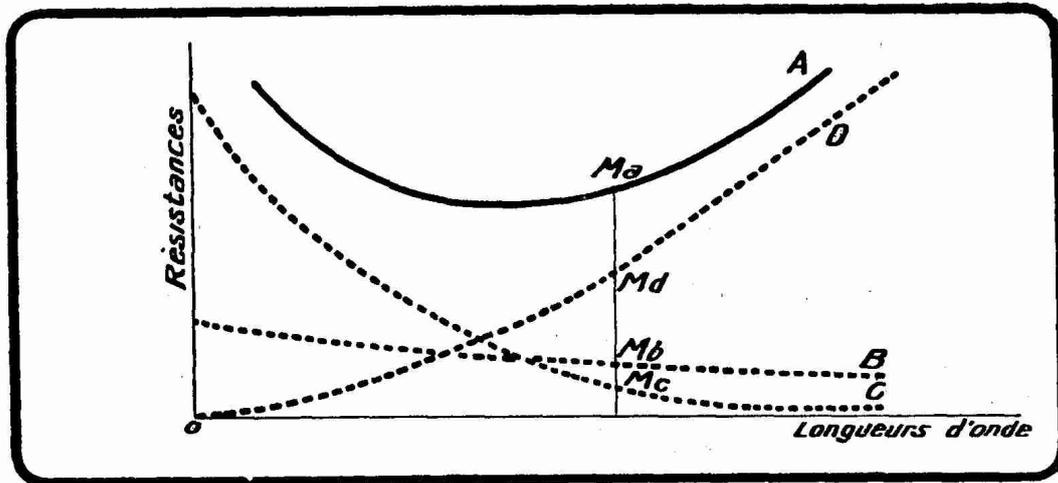


FIG. XIV-3-4. — Courbes montrant la variation de la résistance totale d'une antenne (courbe A) et celle de ses éléments constitutifs (courbes B, C et D).

2° La courbe C, qui est la courbe de variation de la résistance de rayonnement ; cette résistance est, nous l'avons vu, inversement proportionnelle au carré de la longueur d'onde ;

3° La courbe D, qui correspond à l'absorption d'énergie dans le condensateur constitué par la nappe d'antenne et la terre.

L'ordonnée d'un point M_a de la courbe A est égale à la somme des ordonnées des points M_b , M_c , M_d des courbes B, C et D de même abscisse que M_a .

§ 4. — Comment agir sur l'accord d'une antenne ? Ecran de terre.

Soit une antenne unifilaire verticale reliée à la terre (fig. XIV-4-1) et de longueur l . Sa longueur d'onde fondamentale est :

$$\lambda = 4l$$

Pour agir sur λ , il suffirait évidemment d'agir sur l . Or, augmenter ou diminuer la longueur géométrique l d'une antenne est loin de correspondre à une grande commodité pratique.

Nous avons vu qu'en faisant abstraction de la résistance totale, une antenne pouvait être représentée par un circuit oscillant simple (fig. XIV-2-1). Pour faire varier la longueur d'onde de l'antenne, il suffit donc de faire varier la self et la capacité.

Pour faire varier la self, on place en série dans l'antenne une bobine L' (fig. XIV-4-2). Pour faire varier la capacité, on place de même un condensateur C' (fig. XIV-4-3). L' et C' sont placés à la base de l'antenne.

Si nous appelons λ_0 l'onde fondamentale de l'antenne de la figure XIV-4-1, l'onde propre λ_L de l'antenne de la figure XIV-4-2 sera supérieure à λ_0 et l'onde propre λ_c de l'antenne de la figure XIV-4-3 sera inférieure à λ_0 : une bobine en série à la base de l'antenne augmente la longueur d'onde de cette antenne, un condensateur dans les mêmes conditions diminue cette longueur d'onde.

Nous avons vu, figure XIV-1-3, que l'antenne était dans la pratique couplée à la bobine d'un circuit oscillant LC. La bobine L' de la figure XIV-4-2 est utilisée non seulement à augmenter la longueur d'onde propre de l'antenne, mais encore à coupler plus efficacement l'antenne de la bobine L . Pratiquement,

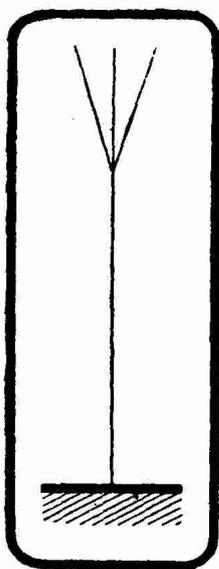


FIG. XIV-4-1.
Antenne
quart d'onde
théorique.

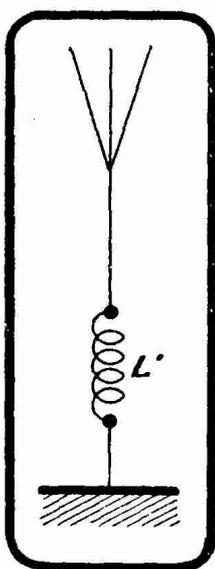


FIG. XIV-4-2.
Antenne
avec self
série.

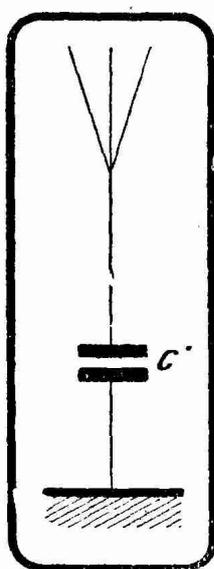


FIG. XIV-4-3.
Antenne
avec capacité
série.

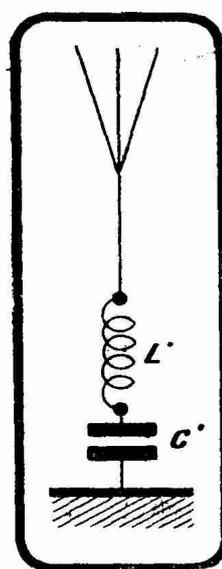


FIG. XIV-4-4.
Antenne
avec self
et capacité
série.

dans le cas d'une antenne quart d'onde, que l'on ait affaire à une antenne d'émission ou de réception, on trouve *presque* toujours une bobine L' insérée dans l'antenne. C'est pourquoi l'on a affaire le plus souvent à la figure XIV-4-2 ou à la figure XIV-4-4, et non à la figure XIV-4-3.

Cherchons à nous rendre compte du rôle de la bobine L' et du condensateur C' insérés dans l'antenne de la figure XIV-4-4.

Nous avons vu que l'antenne de la figure XIV-4-1 vibre sur son onde fondamentale λ_0 donnée par :

$$\lambda_0 = 1,885 \sqrt{L_0 C_0}$$

où L_0 et C_0 représentent respectivement, en microhenrys et en micromicrofarads, la self et la capacité effectives pour la longueur d'onde λ_0 .

Le circuit équivalent de l'antenne de la figure XIV-4-4 est représenté par la figure XIV-4-5, qui constitue, abstraction faite de la résistance totale R_r , une antenne fictive.

C'est un circuit oscillant dont la self résultante L_r et la capacité résultante C_r sont données par les relations :

$$L_r = L_0 + L'$$

et

$$C_r = \frac{1}{\frac{1}{C'} + \frac{1}{C_0}} = \frac{C_0 C'}{C_0 + C'}$$

Le circuit équivalent de la figure XIV-4-5 est donné figure XIV-4-6.

La longueur d'onde propre de l'antenne de la figure XIV-4-4 dans laquelle se trouvent la bobine L' et le condensateur C' , est

$$\lambda = 1,885 \sqrt{L_r C_r}$$

c'est-à-dire :

$$(1) \quad \lambda = 1,885 \sqrt{(L_0 + L') \frac{C_0 C'}{C_0 + C'}}$$

Soit λ_1 la longueur d'onde propre du système de la figure XIV-4-2. Si, sans changer L' , on introduit le condensateur C' de la figure XIV-4-4, la longueur d'onde de l'antenne devient plus petite que λ_1 et diminue lorsque C' diminue.

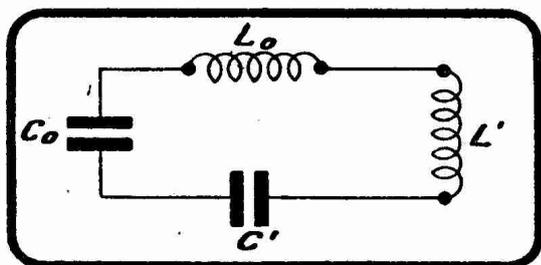


FIG. XIV-4-5. — Circuit équivalent de l'antenne de la figure XIV-4-4.

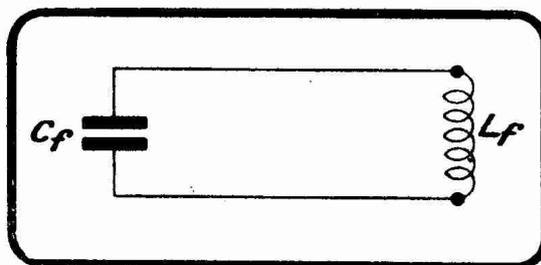


FIG. XIV-4-6. — Simplification du circuit équivalent précédent.

La relation (1) ci-dessus ne doit être considérée comme acceptable que pour des valeurs de L' et de C' donnant à λ une valeur peu différente de λ_0 . Dès que l'on considère des valeurs de λ très différentes, on tombe sur des résultats faux. Prenons, en effet, le cas de $C' = 0$: le condensateur série d'antenne est nul, le circuit d'antenne est coupé de la terre. La relation (1) semble montrer, dans ce cas de $C' = 0$, que $\lambda = 0$; or, cela est absolument inexact. Lorsque l'on dispose, en effet, de l'antenne de la figure XIV-4-7 non réunie à la terre, la longueur d'onde propre n'est pas nulle, elle est égale à la moitié de l'onde correspondant à $C' = \infty$, c'est-à-dire au cas de l'antenne de la figure XIV-4-1 (condensateur C' court-circuité). Nous verrons tout à l'heure que l'antenne de la figure XIV-4-7 vibre, en effet, en *demi-onde*.

Pratiquement, lorsque C' est grand par rapport à C_0 , tout se passe comme si C_0 existait seul.

Un condensateur série de grande capacité est constitué par ce que l'on appelle l'*écran de terre*. C'est un réseau métallique isolé de la terre, disposé sous l'antenne à petite distance du sol ou des bâtiments sous-jacents (deux à trois mètres) et s'étendant largement de part et d'autre de la projection de l'antenne sur le sol (fig. XIV-4-8).

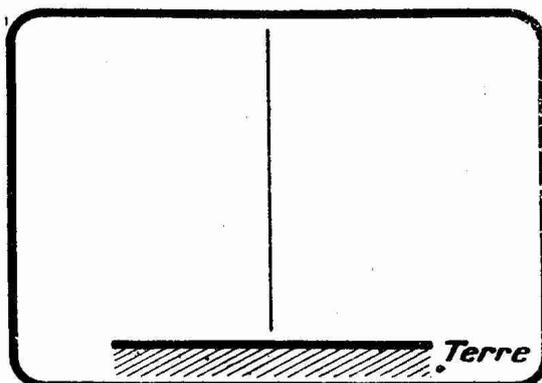


FIG. XIV-4-7. — Antenne non reliée à la terre (antenne demi-onde).

La figure XIV-4-9 donne la projection horizontale de l'écran de terre à la première station de radiodiffusion de Vienne (d'avant guerre). Le triangle ABC représente la projection de l'antenne, qui était à nappe triangulaire, d'une forme plus compliquée, par conséquent, que la forme plutôt théorique de l'antenne verticale unifilaire considérée jusqu'ici.

L'écran de terre ou *contrepooids* correspond à une forte capacité série C' et tient lieu de prise de terre. Le contrepooids sert donc en particulier à diminuer

la résistance R_t et contribue, par conséquent, à améliorer le rendement ρ de l'antenne. L'artifice du contrepoids, très fréquemment utilisé dans les postes d'émission (Sainte-Assise), peut rendre des services en réception partout où la « terre » est mauvaise (sol rocheux ou crayeux). Son établissement correct est d'ailleurs assez compliqué et demande beaucoup de fil et... beaucoup de place.

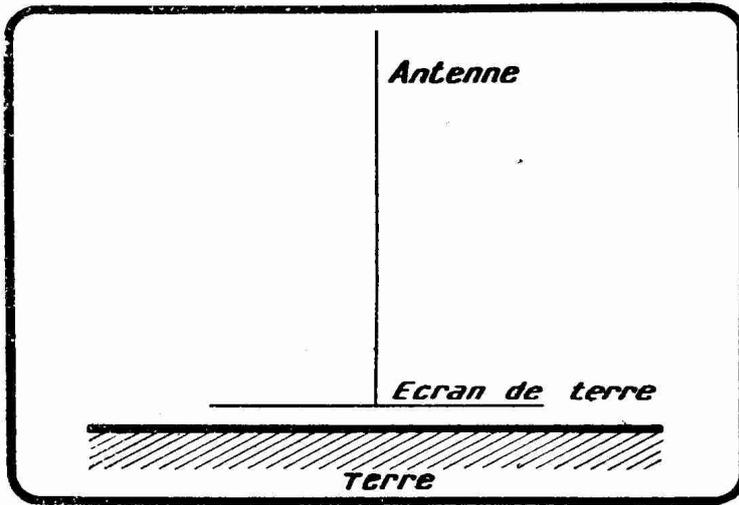


FIG. XIV-4-8. — Antenne combinée avec un écran de terre qui joue le rôle de condensateur série.

antenne-terre transformant l'antenne quart d'onde en antenne demi-onde.

Il arrive que le condensateur C' , au lieu d'être placé en série avec L' pour diminuer la longueur d'onde propre de l'ensemble de la figure XIV-5-1, est placé,

Nous aurons l'occasion de constater que ce que les amateurs utilisent ou, plutôt, ont naguère utilisé dans leurs essais d'émission sous le nom de « contrepoids », ne correspond pas du tout le plus souvent à un condensateur série de très forte capacité, mais bien à une coupure franche dans le circuit

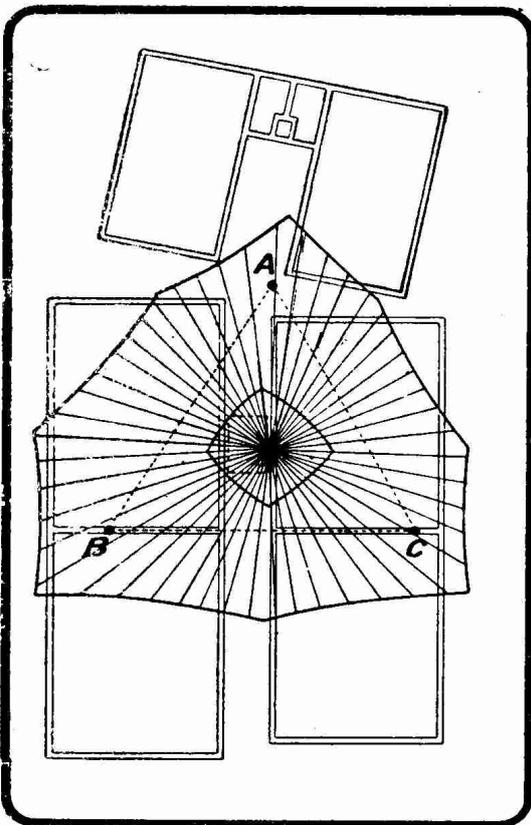


FIG. XIV-4-9. — Type d'installation avec contrepoids.

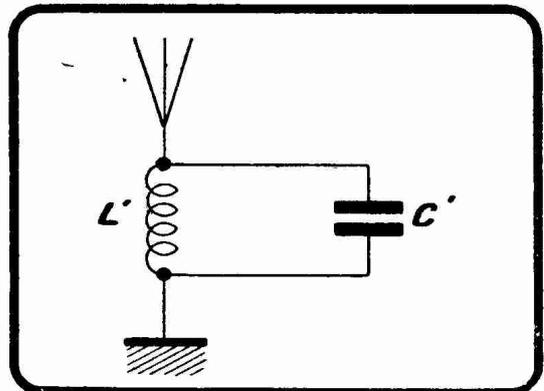


FIG. XIV-4-10. — Un condensateur C' en parallèle sur L' allonge l'onde propre de l'antenne.

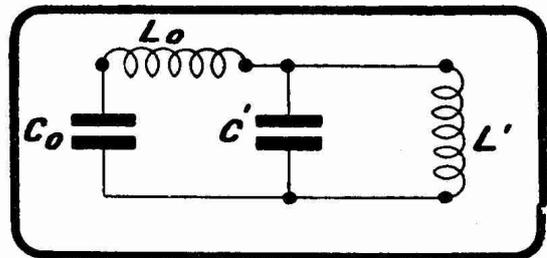


FIG. XIV-4-11. — Circuit équivalent du dispositif de la figure XIV-4-10.

au contraire, en parallèle sur L' , de manière à *augmenter* la longueur d'onde propre du circuit (fig. XIV-4-10). Le circuit équivalent est alors celui de la figure XIV-4-11. Il est assez complexe. On le simplifie en supposant L_0 négligé.

geable par rapport à L' , ce qui, en général, se trouve justifié dans la plupart des cas rencontrés pratiquement. On a alors comme expression de la longueur d'onde :

$$\lambda = 1,885 \sqrt{L' (C_0 + C')}$$

C'est une formule d'utilisation courante dans les montages directs (Oudin).

§ 5. — Distribution du courant et du potentiel dans une antenne unifilaire non reliée à la terre. Antenne demi-onde.

Supposons que nous soyons en présence de l'antenne de la figure XIV-5-1, antenne unifilaire de longueur l non reliée à la terre. Lorsqu'elle vibre électri-

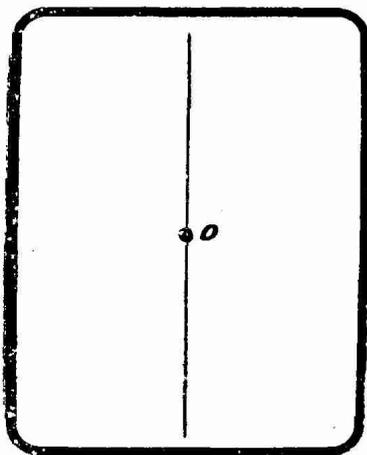


FIG. XIV-5-1. — Antenne demi-onde. Représentation schématique.

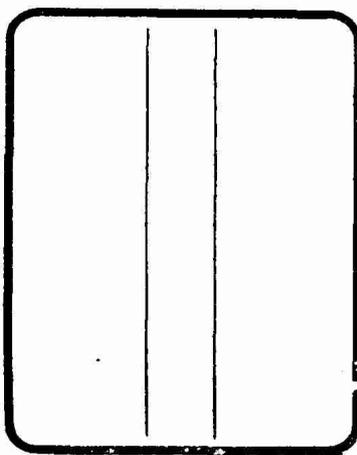


FIG. XIV-5-2. — Tuyau ouvert auquel on compare l'antenne demi-onde.

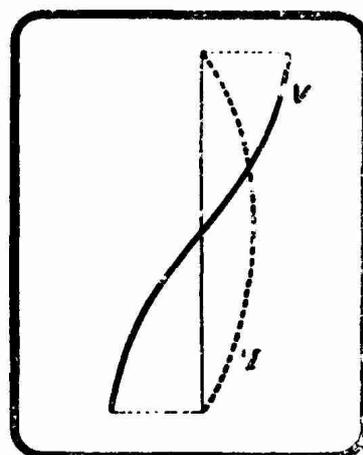


FIG. XIV-5-3. — Antenne demi-onde vibrant sur sa fondamentale.

quement, cette antenne se comporte, au point de vue de la répartition des nœuds et des ventres de tension, comme le tuyau ouvert de la figure XIV-5-2 au point de vue répartition des nœuds et ventres de pression.

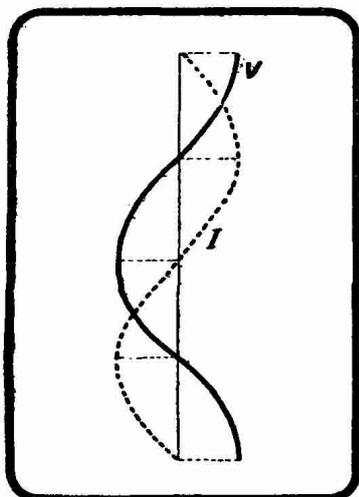


FIG. XIV-5-4. — Antenne demi-onde vibrant sur son harmonique 2.

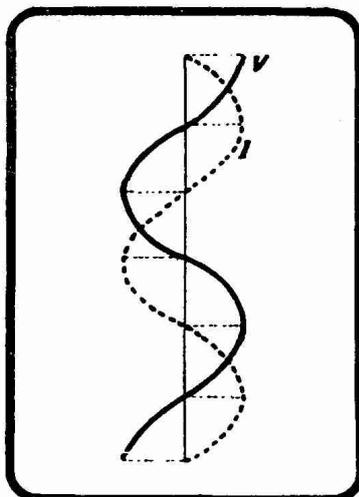


FIG. XIV-5-5. — Antenne demi-onde vibrant sur son harmonique 3.

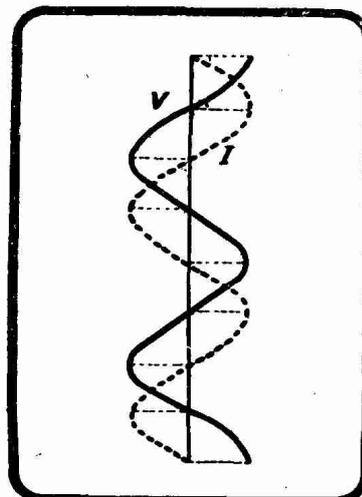


FIG. XIV-5-6. — Antenne demi-onde vibrant sur son harmonique 4.

Il en résulte :

1° Que l'antenne de la figure XIV-5-1 vibre en *demi-onde*, comme l'indique la figure XIV-5-3, c'est-à-dire présente sur sa fondamentale un ventre de tension

à chaque extrémité et un nœud au milieu. La courbe V représente la distribution de la tension, la courbe I celle du courant ;

2° Que l'on peut obtenir *tous* les harmoniques, les pairs aussi bien que les impairs ; les distributions du potentiel, dans les cas des harmoniques 2, 3 et 4, sont données respectivement par les figures XIV-5-4, XIV-5-5 et XIV-5-6, qui concernent toutes l'antenne de longueur l de la figure XIV-5-1.

L'antenne demi-onde peut donner son onde fondamentale *et* un certain nombre de ses harmoniques, ou bien résonner sur un certain harmonique comme dans le cas de l'antenne quart d'onde.

Un ampèremètre thermique ne peut donner d'indications utiles que s'il est placé au voisinage immédiat d'un ventre de courant (nœud de tension). On remarquera donc que, dans le cas de l'antenne demi-onde, il n'y a pas d'emplacement de l'ampèremètre tel qu'il se trouve à un nœud de tension pour n'importe quelle distribution possible. Un ampèremètre placé au milieu géométrique O de l'antenne demi-onde de la figure XIV-5-1 n'indiquera donc le courant à un ventre que lorsque l'on aura affaire à un harmonique impair (premier harmonique compris).

Les amateurs américains, qui aiment à donner des noms propres aux dispositifs qu'ils emploient, ont appelé l'antenne de la figure XIV-1-1, « antenne Marconi » et l'antenne de la figure XIV-5-3 « antenne Hertz ». Ces appellations, dont la légitimité peut être discutée, sont remplacées respectivement, dans cet ouvrage, par les expressions « *antenne quart d'onde* » (fig. XIV-1-1) et « *antenne demi-onde* » (fig. XIV-5-3). Cette terminologie est immédiatement dérivée du mode de vibration de l'antenne considérée sur sa fondamentale.

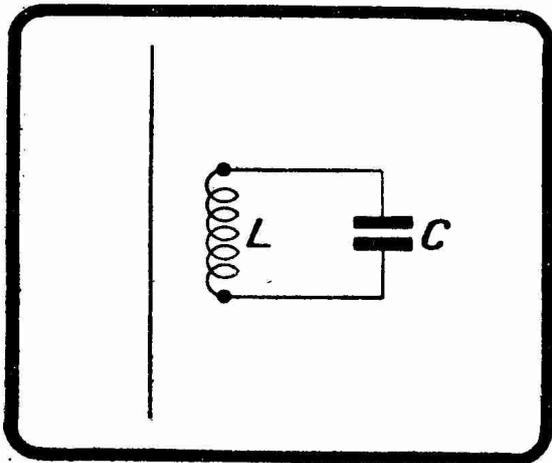


FIG. XIV-5-7. — Représentation théorique du couplage d'une antenne demi-onde avec un circuit oscillant.

On représente schématiquement l'excitation d'une antenne demi-onde par la figure XIV-5-7, qui correspond à la figure XIV-1-3 donnée pour l'antenne quart d'onde.

Il résulte de ce qui précède qu'une antenne demi-onde vibrant sur sa fondamentale ou en général sur un harmonique impair peut être comparée à l'antenne quart d'onde de longueur moitié.

Il y a lieu de considérer pour l'antenne demi-onde les mêmes pertes que dans l'antenne quart d'onde, sauf en ce qui concerne la prise de terre, qui est ici éliminée.

Les amateurs qui utilisent un contre-poids réalisent le plus souvent l'antenne demi-onde, car leur contre-poids est soit trop éloigné du sol, soit de surface insuffisante pour fonctionner en écran de terre (condensateur série).

Pour monter une antenne demi-onde, le mieux est généralement de réaliser un dispositif unifilaire symétrique. On établit deux antennes identiques A et A' (fig. XIV-5-8), l'une au-dessus de l'autre, par exemple, et on les relie à l'aide d'une bobine de self qui sert au couplage de l'antenne avec le circuit excitateur (cas de l'émission).

Le dispositif de la figure XIV-5-8 représente une antenne demi-onde verticale. On a fait, en 1924, en France (L. Lévy) et aux Etats-Unis, des essais avec une antenne demi-onde horizontale (fig. XIV-5-9) : ce type d'antenne rayonne des ondes polarisées horizontalement, à l'inverse du type représenté par la figure

XIV-5-8 qui rayonne des ondes polarisées verticalement. La théorie de la propagation de ces deux sortes d'ondes ne semble pas définitivement fixée. On a observé

que les ondes polarisées horizontalement se transmettent dans de meilleures conditions à partir d'une certaine distance et dans certaines directions. Par contre à très grande distance, les ondes présentent les mêmes caractères qu'elles soient rayonnées par une antenne verticale ou par une antenne horizontale.

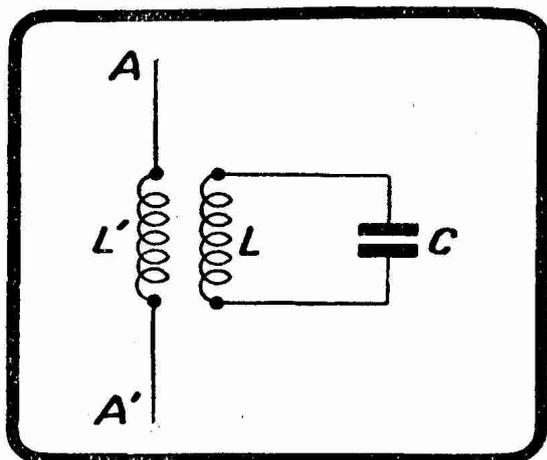


FIG. XIV-5-8. — Couplage pratique d'une antenne demi-onde verticale avec un circuit oscillant.

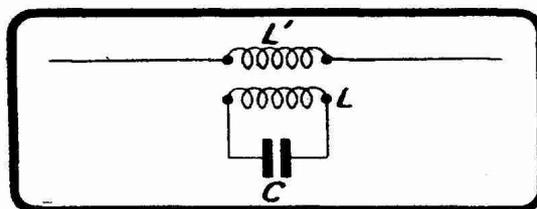


FIG. XIV-5-9. — Antenne demi-onde horizontale.

§ 6. — Résistance de rayonnement d'une antenne demi-onde.

Il y a lieu de considérer dans une antenne demi-onde un certain nombre des pertes d'énergies examinées dans le paragraphe 3 précédent à propos des antennes quart d'onde. Les pertes dans la prise de terre sont, bien entendu, supprimées.

La résistance de rayonnement d'une antenne verticale assez éloignée du sol est donnée par la même relation (2) rencontrée page 377.

La hauteur effective est encore donnée par la relation (3), de cette même page.

Pour exprimer que l'antenne vibre en demi-onde, on écrit : $l = \frac{\lambda}{2}$ ce qui, porté dans (3), donne :

$$\frac{h}{\lambda} = \frac{1}{\pi}$$

En portant dans (2), on trouve :

$$R_r = 160 \text{ ohms}$$

Si l'antenne demi-onde verticale n'est pas très élevée au-dessus du sol, si en particulier son extrémité inférieure n'est pas à une distance d du sol supérieure au tiers de λ , la résistance de rayonnement R_r est donnée par une relation beaucoup plus compliquée que (2), du fait de l'intervention de d .

En faisant dans cette relation :

$$\frac{h}{\lambda} = \frac{1}{\pi}$$

on trouve :

$$R_r = 80 \text{ ohms}$$

On remarquera et on retiendra que la résistance de rayonnement d'une antenne demi-onde est beaucoup plus grande (au moins le double), toutes choses

égales d'ailleurs, que celle de l'antenne quart d'onde. Il en résulte que le rendement ρ , tel qu'il a été défini page 376, est également beaucoup plus grand.

§ 7. — Les antennes multifilaires.

1° *Antenne quart d'onde.* — Il est assez rare que, dans la pratique, on ait affaire à des antennes verticales unifilaires. On réalise le plus souvent des antennes à plusieurs fils, dites *antennes multifilaires*, dont la disposition permet de compenser dans une certaine mesure l'impossibilité dans laquelle on se trouve de monter l'antenne verticale unifilaire idéale de hauteur convenable.

Nous avons vu qu'une capacité à la *base* de l'antenne diminuait sa longueur d'onde propre ; le calcul montre qu'inversement, une capacité au *sommet* d'une antenne augmente sa longueur d'onde. Pour placer au sommet d'une antenne une capacité, il suffit de disposer à ce sommet un conducteur C (nappe de fils par exemple) et l'on obtient la disposition schématique de la figure XIV-7-1. La partie OA est la descente d'antenne. Lorsque l'antenne rayonne, le courant en A n'est pas nul, il correspond au courant de charge de la capacité C de la nappe NN'.

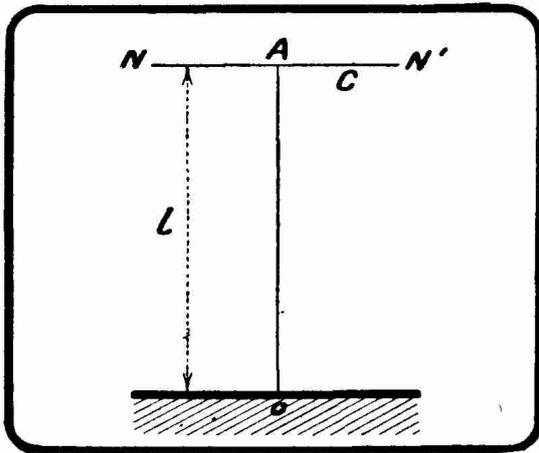


FIG. XIV-7-1. — Antenne quart d'onde à capacité terminale (antenne en nappe).

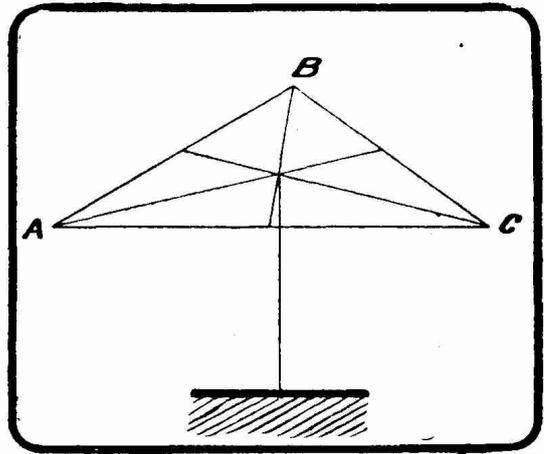


FIG. XIV-7-2. — Antenne quart d'onde en nappe triangulaire.

L'antenne de hauteur l (descente d'antenne) se comporte comme une antenne verticale de longueur l' plus grande que l . Il n'existe pas de formule « simple »

donnant le rapport $\frac{l'}{l}$, c'est-à-dire le rapport des longueurs de l'antenne

avec ou sans capacité terminale.

On a pratiquement :

$$\lambda = kl$$

k étant un nombre plus grand que 4.

L'antenne à capacité terminale permet ainsi de diminuer la hauteur des pylônes, ce qui correspond évidemment à une notable économie.

La hauteur effective, lorsque C est suffisamment grand, tend à se rapprocher de OA.

La plupart des antennes pratiquement utilisées par les grands postes émettant des ondes supérieures à 1.000 mètres, procèdent du principe indiqué figure XIV-7-1 : antennes en nappe, antennes prismatiques, antennes en pyramide, antennes en cône, etc...

Une antenne en nappe que l'on rencontre fréquemment est l'antenne trian-

gulaire de la figure XIV-7-2 : stations de la marine américaine. Cette antenne n'exige que trois pylônes en A, B et C et est, en conséquence, d'un prix d'établissement relativement réduit.

Un autre type d'antenne en nappe est constitué par une série de fils parallèles avec descente au milieu (fig. XIV-7-3) ou à une extrémité (fig. XIV-7-4). L'antenne de Sainte-Assise (station intercontinentale) est du type de la figure XIV-7-3. qui est dit antenne « en T », celle de la figure XIV-7-4 est dite « en L renversée » (1). L'antenne en T présente une légère supériorité électrique sur l'antenne en L renversée, mais est souvent plus délicate à réaliser. L'antenne L renversée utilisée à l'émission a un effet directif net dans le sens de la flèche f.

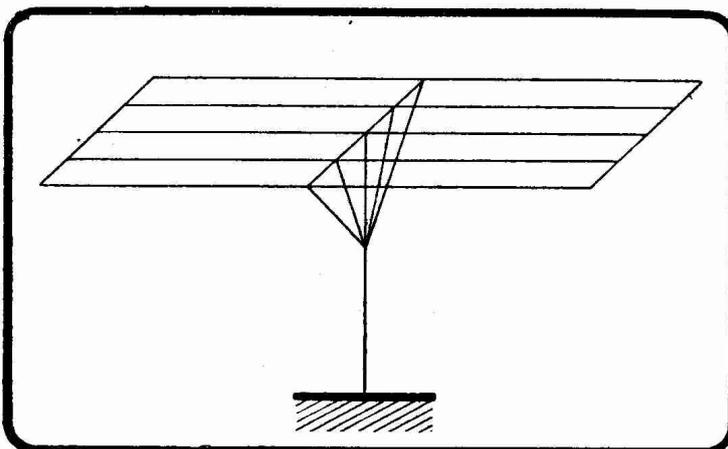


FIG. XIV-7-3. — Antenne en nappe horizontale en T.

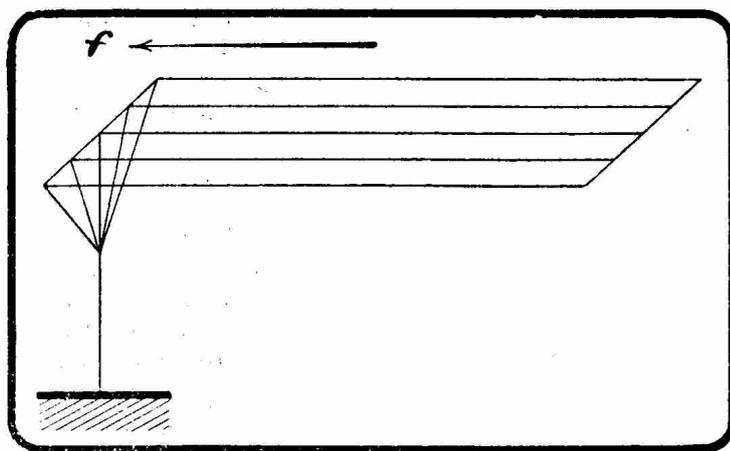


FIG. XIV-7-4. — Antenne en nappe horizontale en L renversée.

En réception, ce sont les émissions dirigées en sens contraire de f qui sont le mieux reçues (effets observés pour la première fois par Marconi).

Les antennes d'amateurs en nappe affectent, bien entendu, des dimensions moins impressionnantes que les antennes des postes commerciaux. Une nappe de trois ou quatre fils est très commune.

On a réalisé dans cet esprit de l'antenne quart d'onde à capacité terminale, ce que l'on appelle des antennes

prismatiques. Ce sont le plus souvent des antennes dans lesquelles la nappe NN' est un prisme dont les arêtes sont formées par quelques fils de cuivre (fig. XIV-7-5).

Les antennes prismatiques, dites quelquefois antennes en cage, peuvent présenter la forme en T (figure XIV-7-6) ou en L renversée (fig. XIV-7-7).

La distribution de potentiel, dans le cas de l'antenne en T, est représentée schématiquement par les courbes I et I' de la figure XIV-7-8.

On a :

$$Aa = Aa'$$

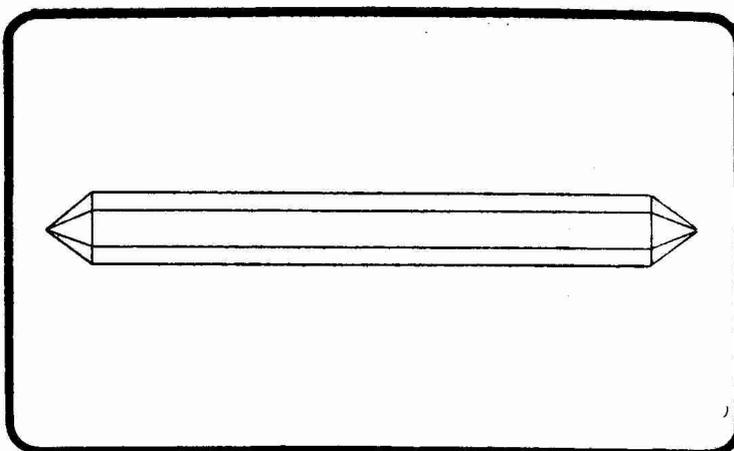


FIG. XIV-7-5. — Antenne prismatique dite aussi antenne en cage.

(1) Les Allemands appellent l'antenne en « L renversée » l'antenne en « F ».

Une antenne prismatique du type de la figure XIV-7-7, par exemple, pré-

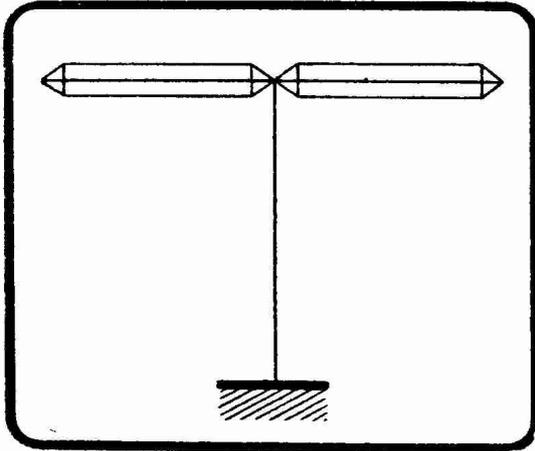


FIG. XIV-7-6. — Antenne prismatique en T.

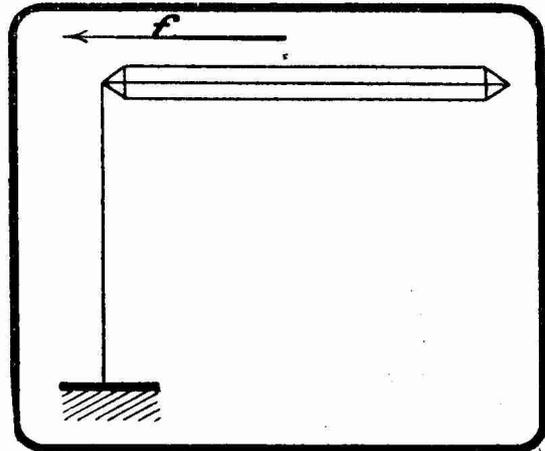


FIG. XIV-7-7. — Antenne prismatique en L renversée.

sente une moins grande capacité que l'antenne en nappe en L renversée. On peut éviter cet inconvénient en établissant l'antenne à double cage de la fig. XIV-7-9, qui est particulièrement à conseiller dans le cas de puissances assez grandes (émissions sur 160-180 m).

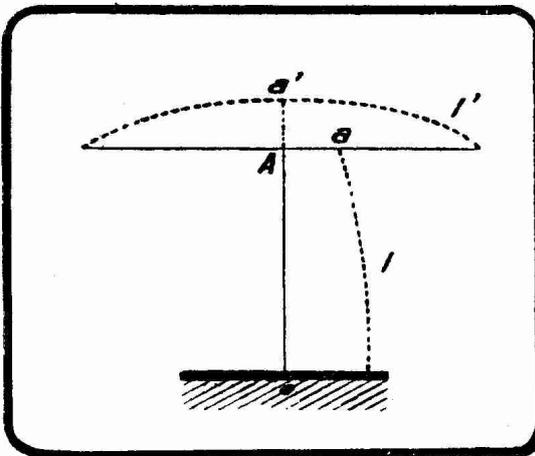


FIG. XIV-7-8. — Distribution du courant dans une antenne en T.

Le seul avantage de l'antenne en cage sur l'antenne en nappe est de présenter une résistance haute fréquence moins élevée. Mais la différence n'est pas très grande et les deux dispositifs se valent, tout au moins dans les cas qui intéressent tout au moins dans les cas qui concernent

Il y a avantage, afin de ne pas abaisser la hauteur effective, à disposer d'une descente d'antenne conique comme l'indique la figure XIV-7-10.

On applique aux antennes multifilaires du type de la figure XIV-7-1 tout ce qui a

été dit à propos de l'antenne quart d'onde verticale : self et capacité effectives, antennes fictives, rayonnement, etc. Les formules sont ici très compliquées et les expressions proposées par les techniciens d'ailleurs diverses. La hauteur effective, en particulier, a une valeur qu'il est assez difficile de déterminer avec précision.

On peut mesurer les longueurs d'onde propres par des méthodes que nous indiquerons plus loin à propos de l'hétérodyne.

On agit sur l'accord d'une antenne multifilaire comme sur celui d'une antenne unifilaire verticale, en intercalant soit une bobine de self L', soit un condensateur

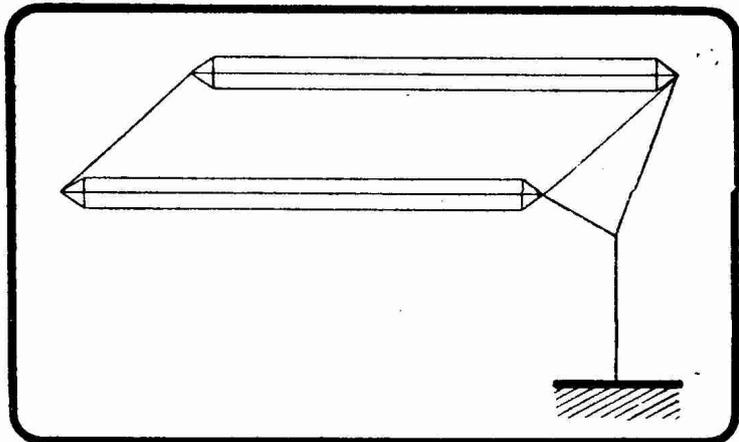


FIG. XIV-7-9. — Antenne en double cage.

de capacité C' , soit encore les deux en même temps. La bobine de self non seulement modifie l'onde propre de l'antenne, mais encore couple cette antenne au circuit oscillant LC (fig. XIV-7-11).

Le condensateur série C' peut être

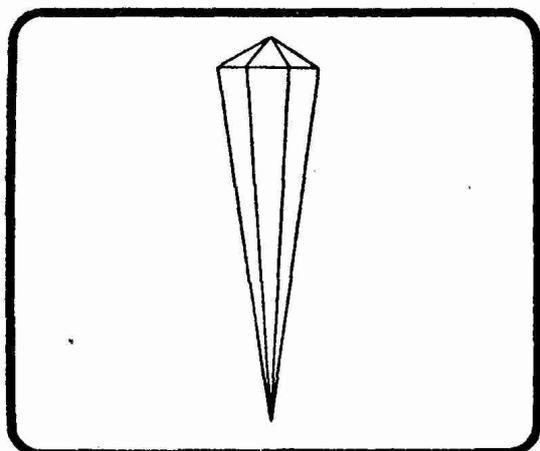


FIG. XIV-7-10. — Descente d'antenne conique.

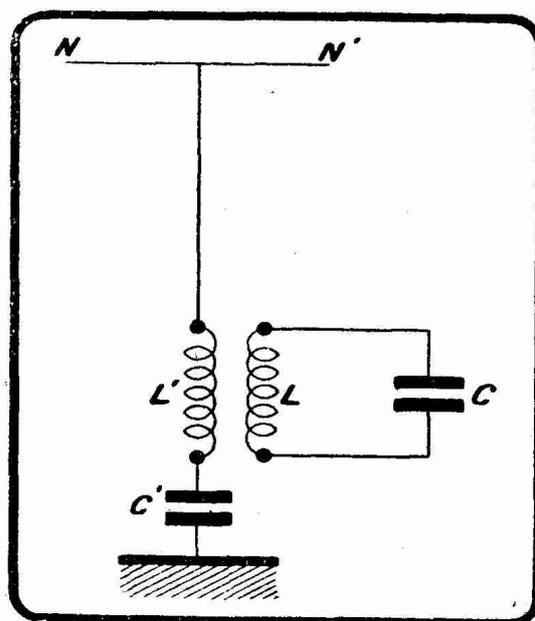


FIG. XIV-7-11. — Attaque d'une antenne en nappe.

remplacé par un écran de terre comme cela se rencontre dans certaines grandes stations.

2° Antenne demi-onde.

— Toutes les antennes multifilaires reliées à la terre, soit directement, soit par l'intermédiaire d'un condensateur de forte capacité (écran de terre), sont du type quart d'onde. On peut réaliser facilement une antenne demi-onde multifilaire en utilisant deux antennes multifilaires disposées symétriquement. La figure XIV-7-12

représente une antenne demi-onde multifilaire d'un type jadis employé chez les amateurs émetteurs ; elle est constituée par deux prismes égaux P et P' .

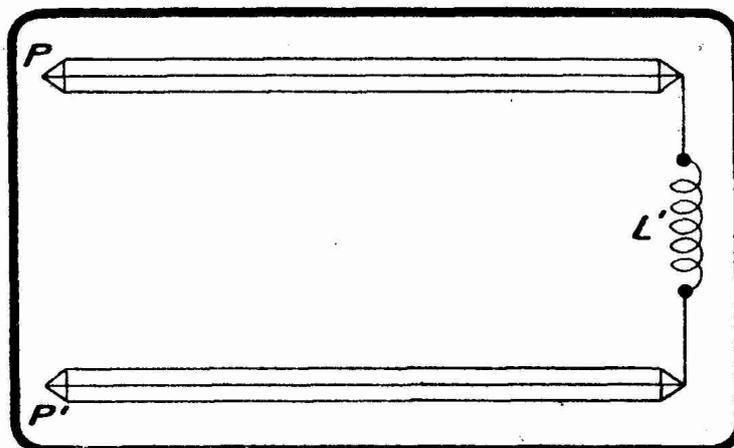


FIG. XIV-7-12. — L'antenne demi-onde primitive de K D K A.

En 1923, la Compagnie américaine Westinghouse a réalisé pour les premiers essais de sa célèbre station KDKA de Pittsburgh, sur 100 mètres, une antenne demi-onde du type de la figure XIV-7-13. Cette antenne, placée au sommet d'un « gratte-ciel » de Pittsburgh, permit des portées remarquables en téléphonie.

L'antenne demi-onde prismatique ou unifilaire est couramment utilisée par les amateurs émetteurs sous le nom d'« antenne Hertz » (1).

Les longueurs d'onde « à la mode » chez les amateurs tendant à diminuer chaque année, il devient relativement facile actuellement de monter l'antenne demi-onde verticale idéale.

En remplaçant le fil simple par un prisme, on réalise l'antenne horizontale de la figure XIV-7-15, que certains disposent dans un plan horizontal suivant la

(1) Ces antennes se subdivisent en antennes Lévy, Zeppelin, Conrad, Fuchs, etc...

figure XIV-7-16, laquelle correspond à une variante moins heureuse. Un dispositif du type de cette figure, dans lequel les deux cages sont remplacées par

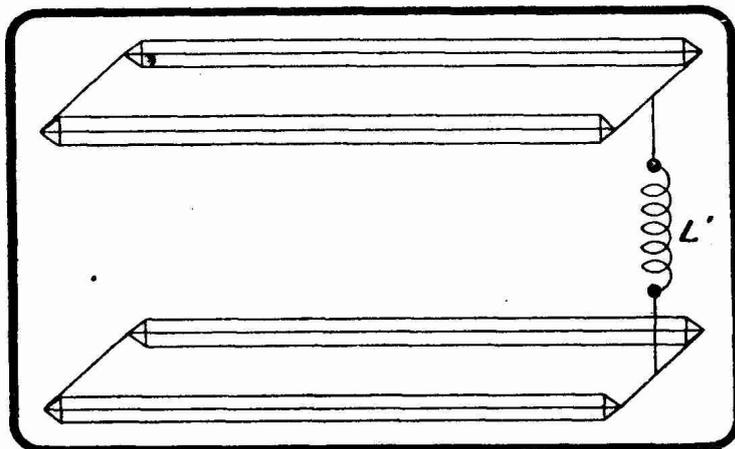


FIG. XIV-7-13. — Variante de l'antenne demi-onde de K D K A.

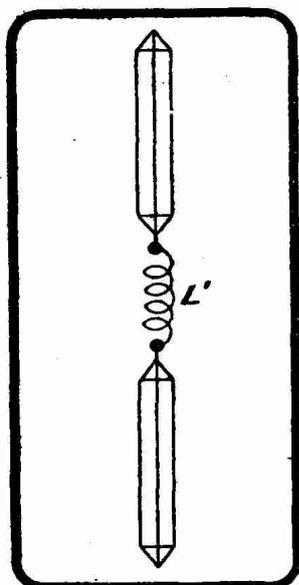


FIG. XIV-7-14. — Antenne demi-onde verticale.

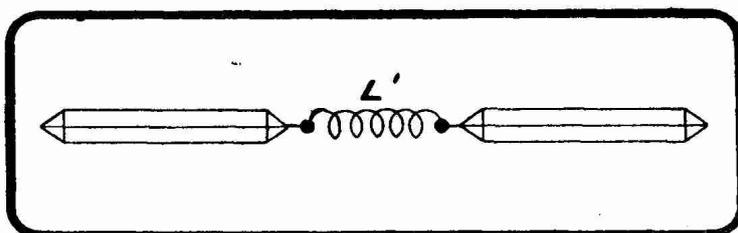


FIG. XIV-7-15. — Antenne demi-onde horizontale.

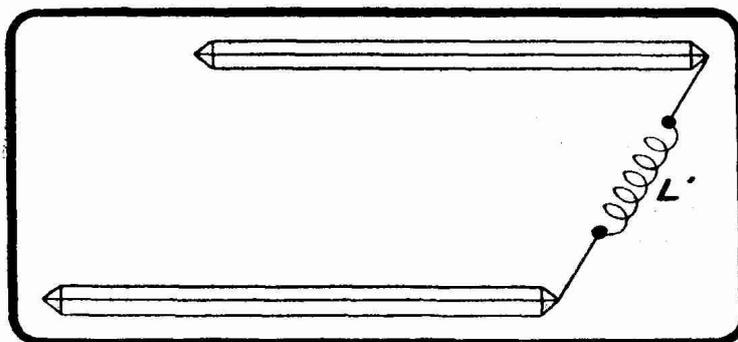


FIG. XIV-7-16. — Variante de l'antenne demi-onde horizontale.

deux fils simples, rapprochés de 30 centimètres environ, est utilisé en laboratoire pour l'étalonnage des ondemètres sur ondes très courtes de l'ordre de 5 mètres et au-dessous [pont de Lecher (1)].

§ 8. — L'antenne de réception.

Ce qui précède concerne l'antenne d'émission. Qu'en est-il de l'antenne de réception ?

I. — ANTENNE QUART D'ONDE.

Une antenne de réception est, en général, absolument analogue à une antenne d'émission, toutes proportions gardées. L'antenne de réception quart

(1) Ernst Lecher, savant autrichien, 1856-1926, étudia la propagation d'un ébranlement électrique le long d'un fil (formation de nœuds et de ventres) et communiqua ses résultats en 1890.

d'onde se compose d'un système (1) de fils conducteurs reliés à la terre par une bobine L' couplée à la bobine L d'un circuit oscillant aux bornes duquel on cherche à faire apparaître les émissions sous forme de différences de potentiel alternatives.

Soit R' la résistance introduite par la bobine L' et le circuit d'utilisation (amplificateur) monté pratiquement à ses bornes, R_r la résistance de rayonnement de l'antenne considérée comme antenne d'émission et R_p la résistance correspondant à toutes les pertes dans l'antenne (voir page 376).

La résistance totale $Z = R' + R_r + R_p$.

A la résonance, l'amplitude de l'intensité induite dans l'antenne est :

$$I = \frac{eh}{R' + R_r + R_p}$$

dans laquelle e est en volts par mètre l'amplitude du champ créé, à l'endroit de la réception, par le poste d'émission à capter et h est la hauteur effective de l'antenne réceptrice en mètres.

La hauteur effective h d'une antenne de réception d'amateur ne passe pas 4 mètres dans les meilleures conditions. Une valeur très habituelle est de 2,50 m.

Pour les antennes intérieures la hauteur effective est toujours comprise entre 50 centimètres et 1 mètre quelles que soient les dimensions vraies de l'antenne. Cette circonstance, qui surprend au premier abord, s'explique par la présence des conducteurs environnants.

La valeur efficace $\left(\frac{I}{\sqrt{2}}\right)$ de l'intensité dans une antenne de réception

normale ne dépasse guère le milliampère pour des champs de l'ordre du millivolt par mètre, ce qui correspond à une audition forte avec les récepteurs modernes.

De I, on déduit la valeur de l'amplitude E de la tension aux bornes de la self L. C'est cette tension que l'on utilise pratiquement (attaque de la première grille de l'amplificateur). On a :

$$E = \omega LI$$

Cette tension dépasse rarement 2 volts efficaces et ce chiffre correspond à une très belle antenne située près d'un poste émetteur. Pratiquement, la tension varie entre 1 et 100 mV.

$$W = \frac{1}{2} \frac{E^2}{Z} = \frac{1}{2} \frac{e^2 h^2}{R' + R_r + R_p}$$

On notera que l'énergie reçue est proportionnelle, toutes choses égales d'ailleurs, au carré de la hauteur effective.

Toute l'énergie reçue par l'antenne n'est pas utilement transmise à la bobine L' et de là au récepteur : une certaine partie de cette énergie est rayonnée à nouveau (R_r), une autre perdue (2) dans l'antenne (R_p). Pour réaliser une bonne antenne de réception il faut rendre R_p le plus petit possible et, pour obtenir la valeur maximum de W, faire R' = R_r.

Dans ces conditions la puissance W induite dans l'antenne est pour une moitié rayonnée à nouveau et pour l'autre moitié fournie, aux fins de « réception », à la bobine L' de résistance R'.

On peut, bien entendu, établir pour

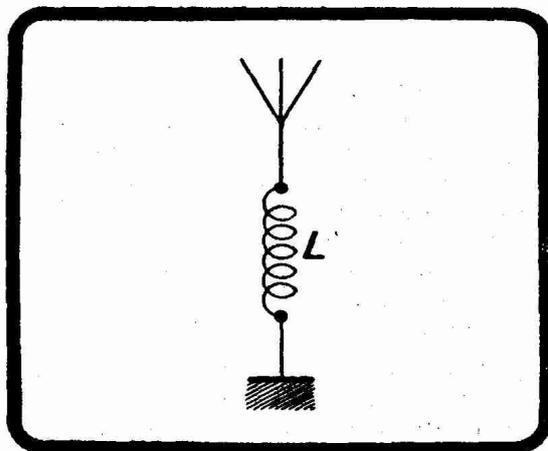


FIG. XIV-8-1. — Schéma d'une antenne de réception.

(1) Le plus simple et le plus répandu de ces systèmes est l'antenne unifilaire.

(2) Résistance du fil, de la prise de terre, etc...

une antenne de réception un *circuit oscillant équivalent* qui permet de lui appliquer les considérations rencontrées à propos de l'antenne d'émission.

L'antenne de réception correspond, en effet, d'ordinaire à la représentation de la figure XIV-8-1. Le circuit équivalent de cette antenne réceptrice est donné

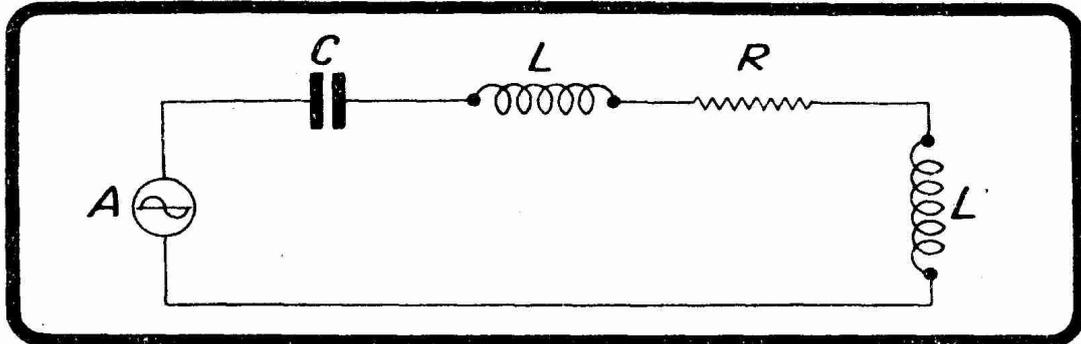


FIG. XIV-8-2. — *Circuit équivalent de l'antenne réceptrice de la figure XIV-8-1. Antenne fictive.*

figure XIV-8-2 dans laquelle C est la capacité effective, L la self effective et R la résistance totale propre de l'antenne. A représente une source de tension alternative qui correspond à la tension eh induite par le champ d'intensité e dans l'antenne de hauteur effective h .

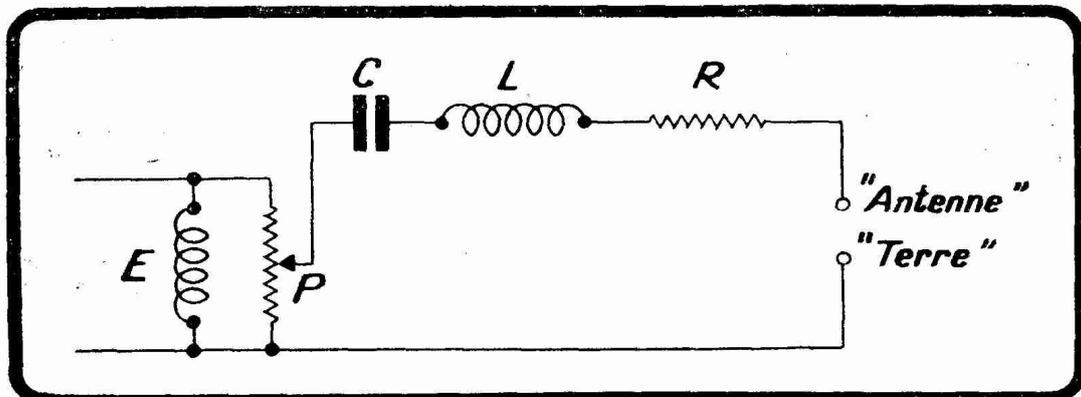


FIG. XIV-8-3. — *Application de l'antenne fictive à la mesure de la sensibilité d'un récepteur.*

On est conduit à utiliser pratiquement l'antenne fictive de la figure sus-indiquée dans la technique de la mesure de la sensibilité d'un récepteur. On applique entre les bornes « antenne » et « terre » de ce récepteur un certain nombre de microvolts par l'intermédiaire du montage de la figure XIV-8-3, dans lequel E est une bobine exploratrice faisant partie d'un oscillateur haute fréquence modulé en basse fréquence à un taux réglable à volonté. On mesure ensuite les watts à la sortie.

P est un potentiomètre de 800 à 1.000 ohms permettant de graduer à volonté la tension haute fréquence modulée appliquée à l'antenne fictive.

CLR constituent le circuit équivalent de l'antenne ordinaire de réception ; on convient, en général, d'admettre que cette antenne a une hauteur effective h de 4 mètres ce qui correspond, à vrai dire, à une très belle antenne d'amateur et l'on adopte ⁽¹⁾ (antenne « standard » des Américains) :

$$C = 200 \text{ pF} \quad L = 20_{\mu}\text{F} \quad R + \text{résistance de } L = 25 \text{ ohms.}$$

(1) D'après les conventions codifiées dans le « Standardization Report » de l'I.R.E. de 1931.

C est bien entendu un condensateur non inductif et R une résistance sans self.

REMARQUE. — On a préconisé l'antenne réceptrice dite *antenne Beverage* (1). C'est une antenne unifilaire rectiligne horizontale placée à 4 ou 5 mètres du sol dans la direction de la station d'émission à recevoir. La longueur géométrique de l'antenne Beverage est de l'ordre de grandeur de la longueur des ondes que l'on a en vue. L'extrémité la plus rapprochée de l'émetteur contient une bobine de couplage reliée à la terre, telle que la bobine L' dont il a été question au début de ce paragraphe. Cette antenne utilise la composante horizontale du champ électromagnétique. Pour éviter des réflexions d'oscillations à l'extrémité la plus éloignée de l'émetteur, extrémité ne contenant pas la bobine de couplage au récepteur, cette extrémité est mise à la terre par l'intermédiaire d'une résistance dont la valeur exacte, en pratique et dans d'assez larges limites, n'est pas très critique. Pour les ondes comprises entre 50 et 100 mètres de longueur d'onde, on adopte une antenne Beverage de 75 mètres de long mise à la terre par une résistance de 200 à 300 ohms.

L'antenne Beverage étant très directrice, il y a lieu, afin de pouvoir recevoir les émissions venant de points différemment situés par rapport au récepteur, de disposer de plusieurs antennes de ce type rayonnant autour du récepteur. Dans le cas des ondes courtes, cette nécessité est surtout importante de jour où lesdites ondes sont nettement « dirigées ». De nuit, les ondes courtes semblent venir de tous les points de la rose des vents et l'antenne Beverage convient pour la réception de toutes les émissions, quelle que soit leur direction. L'amateur n'a pas, en général, l'occasion de se servir de ce type d'aérien que nous ne signalons que parce que c'est sur antenne Beverage que furent reçues à Ardrossan (Ecosse), par Paul F. Godley, les premières émissions d'amateur sur 200 mètres qui ont traversé l'Atlantique (décembre 1921).

II. — ANTENNE DEMI-ONDE. DOUBLETS.

On a constaté que les antennes de réception unifilaire du type quart d'onde si elles reçoivent convenablement beaucoup d'ondes de la gamme 11-2.000 mètres à laquelle s'intéressent les récepteurs modernes, ne donnent pas satisfaction sur toutes les ondes de cette gamme. Ainsi une antenne unifilaire de 10 mètres de longueur constitue un bon collecteur pour les ondes courtes, mais laisse à désirer au-dessus de 200 mètres de longueur d'onde. L'antenne de 30 mètres de long travaille dans d'excellentes conditions au-dessus de 200 mètres, également sur 50 et 20 mètres, mais est mauvaise sur 30 et 25 mètres.

D'un autre côté les intensités de champ produites par les ondes courtes sont faibles et les parasites industriels sont, sur ces gammes, très intenses. Il y a donc lieu de protéger l'audition des ondes courtes contre les bruits parasites.

On constitue une excellente antenne réceptrice d'ondes courtes avec le *doublet* de la figure XIV-8-4, qui s'analyse en une antenne demi-onde coupée électriquement en son milieu et ayant les deux extrémités de tronçons ainsi formés reliées aux bornes « antenne » et « terre » du récepteur par un câble à deux conducteurs torsadés du genre fil lumière, par exemple. Les émissions ne sont captées que par la partie horizontale, qui peut être logée au-dessus des maisons et des lignes électriques, bien à l'abri par conséquent des parasites industriels. La partie torsadée est une simple ligne de transmission et ne participe nullement à la collection des ondes. Pour plus de précautions on peut loger cette partie torsadée dans une gaine métallique mise à la terre, ce qui revient à *blinder* la descente. Il existe dans le commerce divers types de descentes blindées.

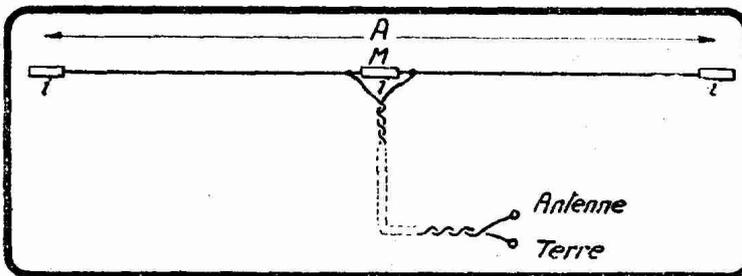


FIG. XIV-8-4. — Antenne de réception demi-onde dite doublet. Les trois dispositifs *i* sont des isolateurs.

(1) Harold H. Beverage, ingénieur américain.

La longueur d'onde λ la mieux reçue est définie par la longueur géométrique A du fil d'antenne demi-onde. On a

$$\lambda = 2A$$

Bien entendu, sont également reçus dans les meilleures conditions les harmoniques de λ correspondant à la présence d'un ventre d'intensité au milieu M de

l'antenne demi-onde, autrement dit les harmoniques impairs ($\frac{\lambda}{3}$, $\frac{\lambda}{5}$, etc.) comme

le montrent les figures XIV-5-5 et XIV-5-6. Ainsi, une antenne demi-onde de longueur $A = 20$ mètres reçoit au mieux les ondes de 40 mètres de longueur et les ondes de 13 mètres qui correspondent à l'harmonique 3. Evidemment l'antenne de la figure XIV-8-4 peut recevoir d'autres ondes que celles que lui assigne sa longueur géométrique A ; mais ce sont ces ondes de définition qui sont le mieux reçues.

On peut combiner deux doublets de la manière indiquée figure XIV-8-5 qui représente un *double doublet* fort répandu depuis 1934. Deux fils ABC et DEF , égaux en leurs parties correspondantes ($AB = EF$ et $DE = EF$), disposés dans un plan vertical, sont croisés sans contact électrique en leurs points B et E à l'aide, par exemple, d'une plaquette de porcelaine isolante. Des points B et E part

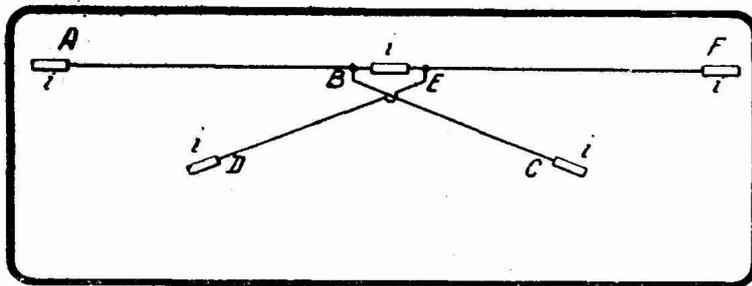


FIG. XIV-8-5. — *Double doublet*. On a $AB = EF$ et $DE = BC$. La descente torsadée et blindée part des points B et E .

mieux les ondes de 6,6 m, 11 m, 20 m et 22 m, et se comportant fort honnêtement dans les intervalles.

On peut employer dans cet ordre d'idées plus de deux doublets et c'est ainsi que la RCA a réalisé une antenne de réception à doublets multiples, appelée à cause de sa forme l'antenne « toile d'araignée » et qui permet de couvrir la bande 4,50 - 2.000 mètres dans les meilleures conditions de rendement et de protection contre les parasites industriels.

Les doublets sont actuellement utilisés à la réception de la télévision (son ou image).

§ 9. — Couplage des antennes d'émission et de réception

Du fait que l'antenne équivaut à un circuit oscillant (antenne fictive), lorsque l'on couple par une bobine cette antenne à un circuit oscillant d'émission ou de réception, on se trouve en présence du cas examiné précédemment du couplage de deux circuits oscillants. Tout ce qui a été dit au sujet des circuits oscillants couplés s'applique au couplage des antennes, ainsi que nous aurons l'occasion de nous en rendre compte, en particulier, lorsque nous étudierons le problème de la réception.

§ 10. — Note sur les antennes d'émission dirigées.

Une antenne d'émission ordinaire, telle qu'une antenne classique quart d'onde ou demi-onde, dont le rayonnement est à peu près le même dans toutes les directions, provoque, on s'en rend compte sans qu'il soit besoin d'insister outre mesure, un grand gaspillage d'énergie lorsqu'il s'agit, comme dans la plupart des stations commerciales, d'établir une liaison entre deux points du globe terrestre.

Par la réalisation d'antennes dites dirigées (*beam system* de Marconi), la technique moderne a trouvé le moyen d'augmenter considérablement le rendement d'une correspondance radioélectrique (télégraphique ou téléphonique) en concentrant le rayonnement d'une station d'émission dans une seule direction, celle de la station réceptrice.

Les antennes dirigées n'ont que peu d'applications pratiques en radiodiffusion sur ondes moyennes : le but visé est alors précisément d'assurer la diffusion des concerts, causeries, informations, etc..., dans toutes les directions. Dans le cas cependant de certaines radiodiffusions à grande distance sur ondes

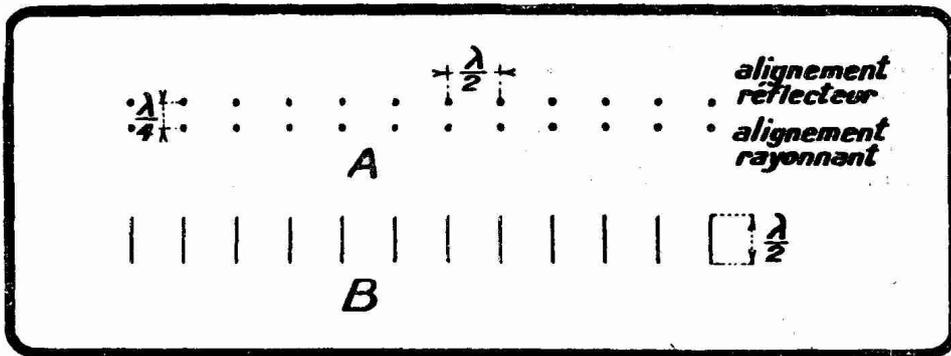


FIG. XIV-10-1. — Dispositif d'antennes multiples demi-onde conjuguées avec des « réflecteurs ». Un rayonnement unidirectionnel est réalisé. *Beam system* de Marconi.
A. Plan. — B. Vue théorique latérale.

courtes inférieures à 50 mètres, il peut y avoir un gros intérêt à diriger le rayonnement vers le pays dont on désire atteindre les auditeurs. C'est ainsi que les différents émetteurs du réseau britannique de radiodiffusion sur ondes courtes concentrent leurs rayonnements respectifs vers l'Australie, le Canada, l'Afrique du Sud à l'aide d'antennes dirigées. Le rendement est considérablement amélioré et les brouillages évidemment diminués dans de très fortes proportions. La Conférence de Madrid (1932) a d'ailleurs recommandé en général l'emploi des antennes dirigées à toutes stations travaillant au-dessous de 50 mètres.

Les types d'antennes dirigées sont très nombreux. Le type de forme la plus simple, représenté figure XIV-10-1 est constitué par :

1° un alignement, dit *rayonnant*, d'antennes demi-onde (comme il s'agit d'ondes courtes, les dimensions géométriques ne sont pas prohibitives) verticales, espacées de $\frac{\lambda}{2}$ et s'étendant sur une largeur égale au moins à 10λ (antennes demi-onde multiples) ;

2° un alignement identique, dit *réflecteur*, de fils isolés, non branchés aux circuits émetteurs, disposés parallèlement à l'alignement rayonnant et à une distance de $\frac{\lambda}{4}$ de cet alignement.

Chaque antenne du premier alignement est excitée en demi-onde par une ligne haute fréquence.

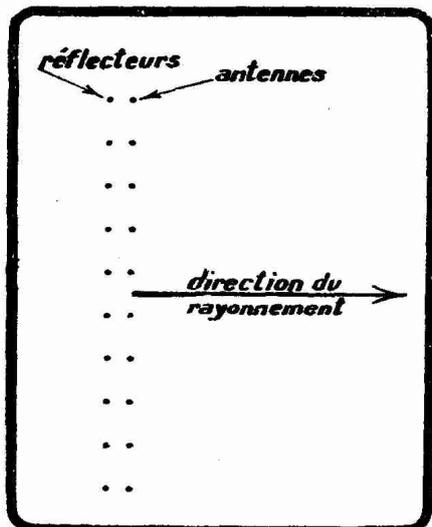


FIG. XIV-10-2. — Sens du rayonnement unidirectionnel par rapport à l'alignement « antenne » et à l'alignement « réflecteur ».

L'ensemble « antenne » réalise un rayonnement maximum dans la direction perpendiculaire à l'alignement. Cette direction est assez nettement marquée pour que le rayonnement soit nul dans les directions faisant un angle de quelque 6° avec cette perpendiculaire à l'alignement.

Le second alignement, le réflecteur, supprime le rayonnement dans le sens antenne-réflecteur et le laisse subsister dans le sens réflecteur-antenne (fig. XIV-10-2).

L'ensemble à double rideau constituant l'antenne dirigée donne donc un rayonnement unidirectionnel.

Le rendement ρ (voir définition page 376) d'une antenne dirigée est pratiquement voisin de 1 : toute la puissance fournie est rayonnée.

M. Chiriex, ingénieur en chef de la S.F.R., a mis au point un dispositif d'antenne dirigée en grecques qui est adopté dans nombre de stations commerciales françaises.

Nous n'insisterons pas outre mesure sur la technique des antennes unidirectionnelles, qui n'intéresse l'amateur de T.S.F. qu'au point de vue purement documentaire.

CONSEILS PRATIQUES SUR L'ÉTABLISSEMENT DES ANTENNES

§ 11. — Les antennes de réception.

La théorie, que nous avons effleurée dans le paragraphe 8 du chapitre précédent, montre que l'énergie recueillie par une antenne de réception est d'autant plus grande que sa hauteur effective est plus grande. Cependant, si l'on donne à la hauteur effective d'une antenne de réception une valeur trop grande, cette antenne, indépendamment de son prix d'établissement exagéré (pylônes) recueille trop de parasites atmosphériques. La sensibilité des récepteurs modernes permet de se contenter d'antennes réceptrices très réduites, d'autant que l'amateur ne s'intéresse le plus souvent qu'aux ondes inférieures à 2.000 mètres.

Le type d'antenne réceptrice à conseiller aux amateurs est l'antenne unifilaire en L renversée de 30 mètres de longueur totale, descente comprise par conséquent. C'est ce que les Anglais appellent le « PMG aerial » ⁽¹⁾, parce que cette longueur de 30 mètres (100 pieds) constitue le développement maximum de l'antenne réceptrice autorisée par les P.T.T. britanniques. En général, la descente est d'une dizaine de mètres. L'expérience montre que l'antenne de 30 mètres (20 mètres de portée horizontale, plus de 10 mètres de descente) reçoit pratiquement aussi bien les grandes ondes que les ondes courtes ⁽²⁾.

Les postes récepteurs modernes sont d'une sensibilité telle qu'il n'y a pas lieu de s'inquiéter lorsque les circonstances locales ne permettent pas d'établir

(1) PMG = Post Master General = Ministre des P.T.T.

(2) On peut, évidemment, constituer d'antenne réceptrice par un fil vertical. Il faut disposer pour cela du support nécessaire. Une antenne réceptrice verticale présente l'intérêt de se trouver automatiquement à 90° des lignes industrielles, circonstance qui met la réception à l'abri des inductions gênantes se traduisant dans les casques par des ronflements à la fréquence du secteur.

une antenne de 30 mètres. Pratiquement, une antenne de 20 mètres ou même de 15 mètres de longueur totale constituera presque toujours un remarquable collecteur d'ondes.

Certains techniciens américains, non convaincus de la réalité des avantages de l'antenne doublet ou multiple doublet, préconisent l'antenne unifilaire de 75 pieds de longueur totale, autrement dit l'antenne de 22,5 mètres.

Naguère, lorsque les récepteurs étaient beaucoup moins sensibles qu'à l'heure actuelle, on préconisait, dans le cas où l'on ne disposait pas des 20 mètres nécessaires à la partie horizontale (1) de l'antenne de 30 mètres, l'antenne en cage de 80 centimètres de diamètre ou encore l'antenne en nappe de deux fils. Ces deux manières de constituer la partie horizontale de l'antenne ont pour but d'augmenter la capacité en dépit du développement réduit. L'inconvénient de la cage est d'être fort lourde et de donner plus de prise au vent, ce qui, dans certaines contrées, peut être un grave défaut. Nous le répétons, ces antennes réceptrices en cage ou en nappe ne présentent d'intérêt que dans le cas, rare aujourd'hui, d'un récepteur peu sensible. A l'heure actuelle, l'antenne unifilaire, même très réduite, est *toujours* suffisante.

L'antenne et la descente d'antenne devront être éloignées d'au moins 3 mètres de toutes les masses voisines. Par « masse », nous entendons aussi bien les masses métalliques que les bâtiments, les murs, les toits, les arbres, etc... La descente ne doit donc, sous aucun prétexte, être faite dans une cheminée, comme cela se pratique si souvent dans les villes ; cette manière de faire, commode, certes, diminue l'efficacité de l'antenne, par suite de l'absorption considérable qui se produit le long de la descente. Ce n'est pas, en particulier, en constituant la descente d'antenne par du câble à fort isolement de caoutchouc que l'on peut éviter les pertes si l'antenne est voisine d'un toit en zinc, par exemple. L'absorption dans le caoutchouc n'est pas, d'autre part, à négliger, comme le montre le tableau de la page 256. Qu'une partie de l'antenne touche un toit par l'intermédiaire d'une épaisseur de caoutchouc de 1 centimètre ou directement, la différence est faible en haute fréquence.

On a préconisé, pour protéger la réception contre les parasites industriels produits dans le voisinage, de constituer la descente d'antenne par un câble blindé, c'est-à-dire par un fil placé au centre d'un tube conducteur mis à la terre. L'isolement électrique et le maintien mécanique du fil suivant l'axe du tube sont assurés par des nervures en caoutchouc disposées en étoile. Ces dispositifs ont l'inconvénient, outre les pertes en haute fréquence qui se produisent dans l'isolant, de constituer aux bornes de la self d'entrée du récepteur un condensateur de capacité d'autant plus grande que la longueur de la descente blindée est plus longue. Dans certains cas, cette particularité peut constituer un très gros défaut. Pour une descente de 10 ou 15 mètres, ces défauts sont parfois largement compensés par la suppression des parasites qui gênaient des auditions.

Quel fil employer ? On a proposé divers types de fils d'antenne. Le mieux est ici, par exception malheureusement, le moins cher. Nous conseillons, en effet, d'adopter du fil de cuivre de 16 ou mieux de 20 dixièmes *émailé*. L'émail empêche la couche superficielle de cuivre de s'oxyder. Il est important, en effet, que la couche superficielle soit de haute conductibilité électrique, les courants haute fréquence, comme nous l'avons vu, circulant à la surface des conducteurs (skin effect) (2).

Pour les grandes portées d'antenne — et par « portée » nous entendons ici la distance entre les points de fixation — on pourra adopter du fil bimétal constitué par une âme d'acier sur laquelle on a effectué un dépôt électrolytique de cuivre. Il faut considérer comme « grande » portée toute distance entre

(1) Il est presque toujours impossible de faire traverser une rue par l'antenne. La question, en tout cas, ne se pose pas à Paris...

(2) On ne doit pas employer dans la constitution d'une antenne de fils de fer ou de cuivre étamé. Les premiers, en effet, provoquent, à cause de leur perméabilité magnétique élevée, une augmentation de l'effet pelliculaire p , ainsi qu'il a été dit dans la première partie de cet ouvrage à propos de la résistance en haute fréquence. Les seconds se comportent comme un fil d'étain, puisque le cuivre se trouve, par suite du skin effect, dans la partie non utilisée par le courant haute fréquence.

points d'attache supérieure à 100 mètres, rarement atteinte d'ailleurs dans la pratique d'amateur.

Pour assurer un contact sur un fil d'antenne (en particulier fil de descente), il ne suffit pas de gratter l'émail, de bien nettoyer le fil et de serrer les deux fils l'un contre l'autre par une épissure, il faut *obligatoirement* réaliser une soudure au plomb de l'épissure. On est obligé tôt ou tard de souder un fil d'antenne, autant effectuer cette soudure au moment de l'établissement de l'aérien. C'est la nécessité de réaliser ces soudures aussi parfaitement que possible qui conduit à éliminer les fils à plusieurs brins émaillés, fils dans lesquels la mise hors circuit de quelques brins produit des absorptions d'énergie considérables. La figure XIV-11-1 donne la manière de souder le fil de descente dans le cas d'une antenne unifilaire en L renversée.

L'isolement d'une antenne de réception, quoique présentant moins d'importance que dans une antenne d'émission, ne doit pas être négligé. L'isolateur de verre est, après l'isolateur de quartz, ce que l'on peut choisir de mieux. L'ébonite est à rejeter non parce que son coefficient de pertes est mauvais comparé à celui du verre, mais parce qu'elle acquiert rapidement, surtout dans les villes, sous l'influence des

agents et des dépôts atmosphériques, une très mauvaise résistance d'isolement superficielle.

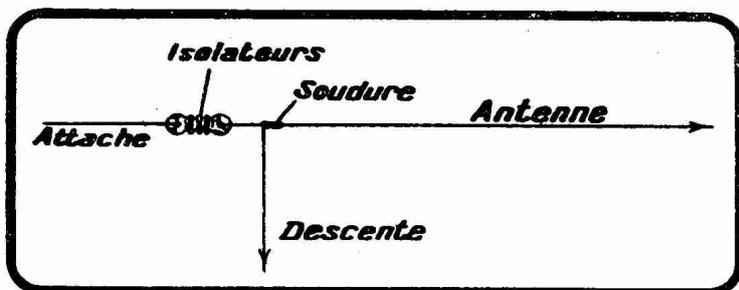


FIG. XIV-11-1. — Dispositions relatives de l'antenne et de la descente.

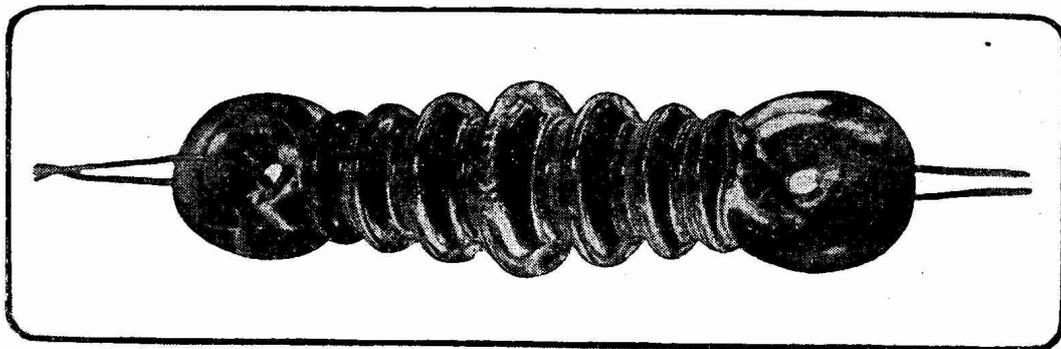


FIG. XIV-11-2. — Isolateur d'antenne en verre pyrex du type émission (18 centimètres de longueur). Il existe un isolateur pyrex du type réception de dimensions plus petites (9 centimètres de longueur).

On trouve dans le commerce des isolateurs en verre boro-silicaté (pyrex) du type de la figure XIV-11-2 qui conviennent admirablement. Leur forme ondulée est destinée à augmenter leur résistance électrique superficielle, qu'il importe comme on le sait de maintenir en haute fréquence à une valeur aussi élevée que possible.

Les antennes de réception n'ont pas besoin d'être tendues à grande hauteur au-dessus du poste; des mâts impressionnants ne seront donc pas utiles. Le mât idéal de l'antenne de réception est constitué par ce que les maçons appellent une échasse, c'est-à-dire par un de ces poteaux de sapin qui servent à la constitution des échafaudages de construction. Une échasse de 12 mètres ne présente pas de dif-

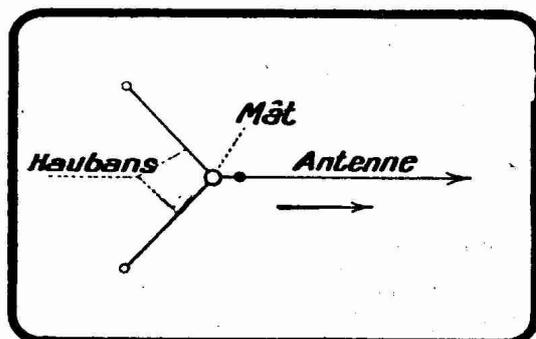


FIG. XIV-11-3. — Haubanage d'un mât léger d'antenne unifilaire.

ficultés de dressage insurmontables (1). Dans le cas d'une antenne de réception, on pourra se contenter de réaliser le haubannage de la figure XIV-11-3, l'antenne servant elle-même de hauban dans le sens de la flèche. Les haubans sont en fil de fer galvanisé de 20/10 ou de 25/10 et coupés d'isolateurs (petits maillons vedovelli de 30×30 du type de la figure XIV-11-4 ou encore pyrex du type réception) tous les deux mètres, cela afin d'éviter que les haubans ne présentent une résonance sur les ondes considérées.

Lorsque l'on monte une antenne sur un toit, un petit potelet de 3 à 6 mètres de haut est largement suffisant. Dans ce cas, le bambou d'assez gros diamètre convient parfaitement.

Dans les agglomérations, l'antenne idéale de 30 mètres peut devoir subir les modifications que nous avons indiquées tout à l'heure (cage). On peut aussi profiter de la proximité d'un bâtiment élevé pour réaliser une antenne du type vertical, ce qui évidemment est à rechercher partout où la chose est possible sans grands frais. Une cheminée d'usine, un clocher d'église constituent, dans cet ordre d'idées, des supports d'antenne somptueux.

Lorsque l'on tend une antenne entre deux mâts, il faut prévoir un mode de hissage. Il est d'ailleurs bon, partout où les lieux s'y prêtent, que l'amateur

puisse se rendre compte par tâtonnements du type d'antenne qui convient le mieux à son cas particulier et il doit, en conséquence, avoir la possibilité de hisser et d'amener rapidement son antenne.

Le mieux est de fixer au sommet du mât une poulie constituée par un gros vedovelli du type 60×60 .

On passera dans ce vedovelli une corde que l'on disposera en boucle comme l'indique la figure XIV-11-5 (2).

Cette disposition permet de hisser et d'amener facilement l'antenne. On ne court pas le risque, d'autre part, de voir, au cours d'une manœuvre, une extrémité de la corde échapper des mains et sortir du vedovelli, accident désagréable, car le vedovelli n'est naturellement pas d'accès

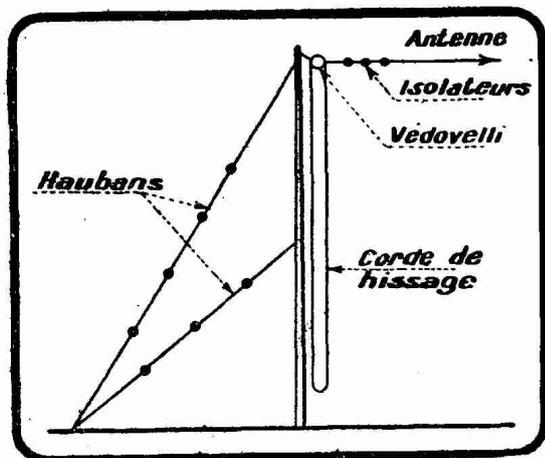


FIG. XIV-11-5. — Habillage d'un mât léger.

facile une fois le mât dressé.

La corde adoptée sera du chanvre septain (sept torons) de 1,5 à 2 centimètres de diamètre. Pour éviter la contraction de la corde par temps humide et aussi pour augmenter sa durée, on pourra la suiffer ou mieux encore la goudronner. La rupture d'une corde de soutien d'une antenne est toujours un acci-

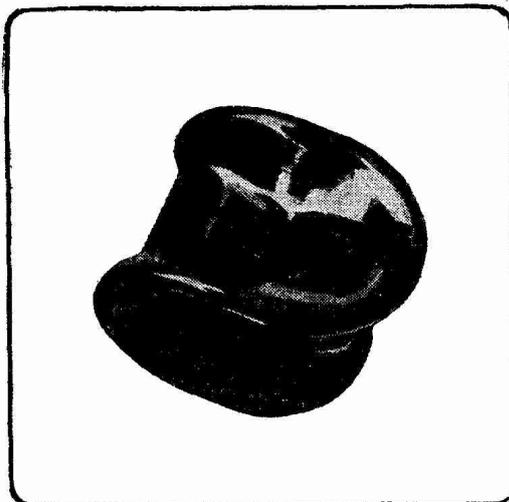


FIG. XIV-11-4. — Maillon isolant vedovelli en porcelaine à l'émail vert. Ce maillon se fait en quatre tailles : 30×30 , 40×40 , 50×50 , 60×60 mm.

(1) On peut utiliser des mâts en bambou de 12 mètres, mais le haubannage doit alors être plus développé et plus soigné que celui qui a été indiqué dans le cas de la figure XIV-11-3. Un bambou coûte toujours plus cher qu'une échasse de même longueur, mais il est beaucoup plus léger, ce qui peut être une qualité très précieuse. Éviter les mâts métalliques, à cause des absorptions d'énergie qui s'y produisent, surtout dans le cas des antennes d'émission.

(2) L'« habillage » du mât, c'est-à-dire la fixation du vedovelli, de la corde et des haubans doit être fait évidemment avant son dressage.

dent ennuyeux, ne serait-ce que par la nécessité où l'amateur se trouve alors d'aller « regarder de près » le vedovelli-poulie. On a conseillé de remplacer la corde par un filin d'acier. Mais ce conducteur peut absorber, dans certains cas, une quantité non négligeable d'énergie et la corde est à préférer partout où sa solidité n'est pas mise à une trop rude épreuve (antennes de réception et antennes d'émission de développement moyen) et partout où sa rupture ne risque pas de provoquer des accidents.

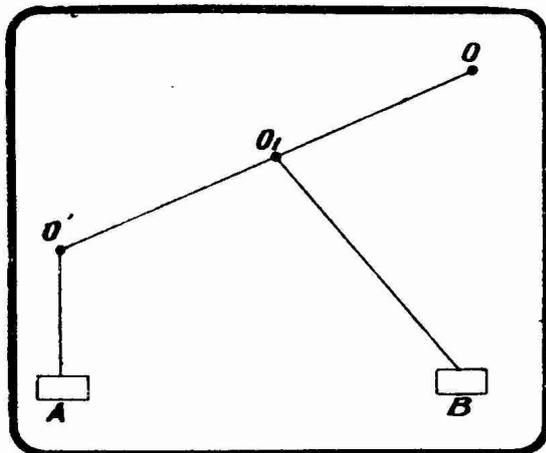


FIG. XIV-11-6. — Positions relatives de l'antenne et du récepteur.

Ce qui précède s'applique aussi bien à l'antenne de réception qu'à l'antenne d'émission demi-onde.

Donnons un court exposé de ce qu'il faut faire et de ce qu'il ne faut pas faire en matière d'antenne de réception et *a fortiori* en matière d'antenne d'émission (1).

On se trouve souvent en présence d'une antenne inclinée sur l'horizontale (fig. XIV-11-6). Dans ce cas, si le poste se trouve en A, près du point le plus bas O', on réalisera la descente O'A et tout sera pour le mieux. Si le poste est en B, sous le point le plus élevé O, il ne serait pas bon de relier B à O et encore moins à O'. Le mieux, dans ce cas, est, soit d'élever O' à la hauteur de O, ce qui n'est pas toujours possible, soit de prendre la descente au milieu O₁ de OO'. La première solution est toujours préférable à la seconde et l'on devra s'efforcer de l'adopter.

Considérons maintenant le cas de la figure XIV-11-7 : antenne OO' et poste en A. La descente OA serait désastreuse ; il est préférable de beaucoup de réaliser dans ce cas une antenne en « T » en adoptant la descente O₁A. Si on tient absolument à une antenne en L renversée, on sera obligé de « supprimer » la partie O₁O. Pour ce faire, il ne suffit pas de placer un isolateur en O₁ vers O, mais il faut considérer O₁O comme un hauban et le couper d'isolateurs tous les deux mètres.

On est souvent tenté, à la campagne, de se servir d'un arbre comme « pylône ». Cette manière de faire a l'inconvénient de communiquer à l'antenne les balancements de l'arbre, balancements qui peuvent, dans certains cas de grand vent, correspondre à des déplacements tels que la rupture de l'antenne s'ensuit. A moins d'avoir affaire à un arbre d'une rigidité parfaite, ce qui est rare, il est préférable d'éviter ce genre de support d'antenne. En tout cas, l'antenne devrait commencer (2) à trois mètres des premières feuilles.

Il arrive quelquefois que l'antenne se trouve au-dessus ou au-dessous d'une ligne électrique (3). Il est de l'intérêt de l'amateur de savoir, dans ce cas, que

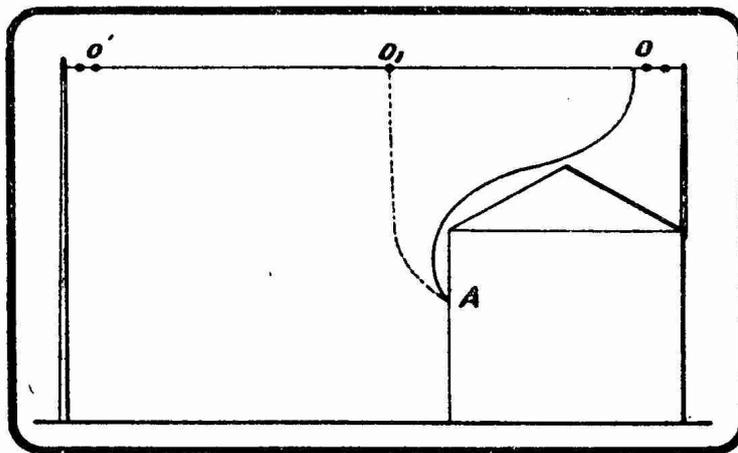


FIG. XIV-11-7. — Ce qu'il faut faire (O₁A) et ce qu'il ne faut pas faire (OA) en matière de descente d'antenne.

(1) Antenne d'émission quart d'onde.

(2) Le « commencement » de l'antenne proprement dite étant défini par un isolateur.

(3) Les compagnies distributrices d'électricité interdisent l'usage des potelets et poteaux de lignes comme supports d'antenne d'amateur.

la rupture de l'antenne ou de la ligne, suivant les circonstances, peut occasionner une mise à la terre de la ligne à *travers* son poste, ce qui a le plus souvent des conséquences graves.

Nous avons suffisamment insisté sur l'importance du rôle joué par la descente pour que nous revenions sur les inconvénients que présente une descente d'antenne effectuée dans une cheminée.

Antennes intérieures et antennes de fortune. — Le mauvais vouloir d'un propriétaire ou la disposition spéciale des lieux peuvent empêcher absolument d'établir une antenne extérieure. Dans ce cas, l'amateur doit se tourner vers le cadre, que nous étudierons plus loin, ou vers l'antenne intérieure. Une antenne intérieure peut donner, en particulier sur ondes courtes, des réceptions remarquables. Les résultats dépendent surtout de la disposition et de la nature du bâtiment. Les immeubles en ciment armé, qui constituent de véritables cages de Faraday, sont souvent peu favorables à l'établissement d'antennes intérieures efficaces.

Les antennes intérieures, environnées de conducteurs électriques, sont énergiquement influencées par les parasites industriels et, pour elles, aucun antiparasitage n'est possible, contrairement à ce qui a lieu pour les antennes extérieures, dont on peut blinder la descente.

Pour monter une antenne intérieure, s'inspirer de l'axiome : une antenne intérieure est une antenne extérieure de dimensions réduites. On peut donc monter des antennes intérieures en T ou en L renversé. De petites cages à 6 fils de 12 centimètres de diamètre en fil 10/10 donnent ici de très bons résultats pour un récepteur de sensibilité moyenne.

La sensibilité des récepteurs modernes (changeurs de fréquence en particulier) permet de n'utiliser comme antenne qu'un fil de 3 ou 4 mètres de long disposé simplement sur le parquet.

Beaucoup d'amateurs utilisent le secteur électrique comme antenne en plaçant en série un condensateur fixe de 200 micromicrofarads, pour éviter la mise du secteur à la terre à travers le poste. Lorsque le secteur est aérien (banlieue parisienne par exemple), les résultats peuvent être assez bons. A Paris même, où le secteur est souterrain, l'antenne secteur donne des résultats très variables sur lesquels aucun pronostic bon ou mauvais ne peut être fait.

Nous ne parlerons de la réception entre « eau et gaz », suivant l'expression consacrée, que pour déconseiller cet artifice. Une véritable antenne intérieure est toujours préférable. Dans certains cas, en dépit de toute théorie, on obtient un excellent rendement en utilisant « l'eau » comme antenne. Mais on augmente ainsi considérablement le niveau des parasites reçus.

§ 12. — Les antennes d'émission.

Si, dans le cas de la réception, on peut se reposer sur la sensibilité du récepteur pour compenser la mauvaise disposition de l'antenne, en émission, on peut dire que tant vaut l'antenne, tant vaut le poste. Une antenne bien dégagée et correctement établie est un facteur indispensable de succès en émission. Avec une mauvaise antenne et une forte puissance, il est courant de ne pas réaliser d'aussi belles liaisons qu'avec une excellente antenne excitée par un poste de faible puissance.

Une bonne antenne d'émission sera d'ordinaire mauvaise pour la réception, mais comme nous venons de le dire, les récepteurs modernes d'ondes courtes d'amateurs, en particulier, semblent se préoccuper bien peu des qualités de l'antenne qui les équipe. En général, d'ailleurs, l'amateur qui réalise une antenne d'émission n'atteint pas la perfection, et la même antenne peut lui servir aussi bien pour la réception.

Nous n'allons considérer ici que les antennes d'émission quart d'onde, c'est-à-dire les antennes d'émission reliées à la terre, antennes dont, par conséquent, toute la partie comprise entre la terre et le sommet participe au rayonnement. Ces antennes quart d'ondes conviennent fort bien pour les longueurs d'onde

supérieures à 75 mètres. Au-dessous, il est, en général, préférable ⁽¹⁾ d'utiliser une antenne demi-onde (Lévy ou Zeppelin), antenne le plus souvent unifilaire ⁽²⁾.

En émission, il faut considérer avant toute chose le rayonnement et établir l'antenne en conséquence. Nous avons vu que le rayonnement est proportionnel au carré de la hauteur effective. Pour donner à la hauteur effective la plus grande valeur possible, il faut non seulement réaliser des antennes verticales,

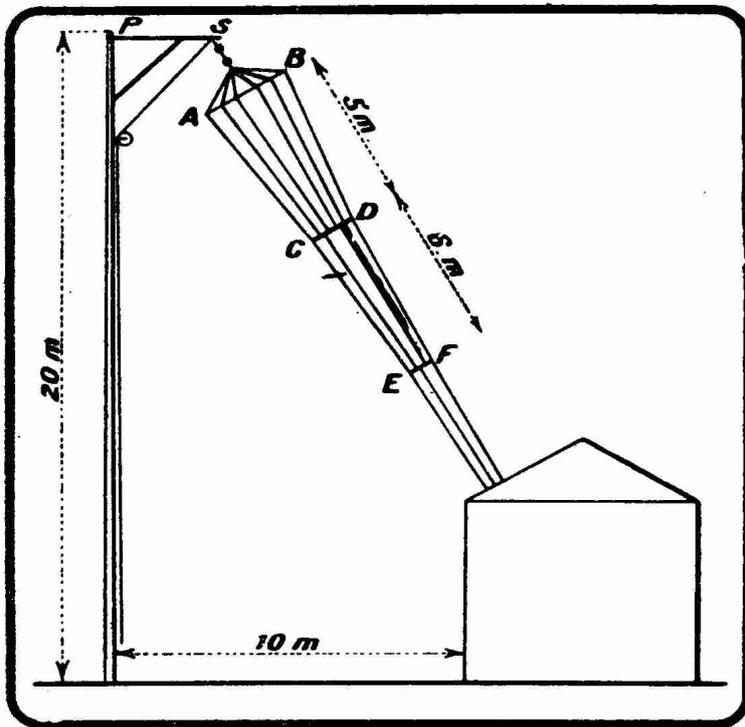


FIG. XIV-12-1. — Antenne conique semi-verticale

La section en AB a, nous l'avons vu, 2 mètres de côté ; en CD, le côté sera de 0,80 m ; en EF, il sera réduit à 10 cm. En CD et AB, il faudra placer deux cercles en tube de cuivre ou encore en fil de trolley (80/10 de diamètre) soudé à l'autogène. Jusqu'en DC, l'antenne aura 4 fils (20/10 émaillé) ; à partir de CD jusqu'au sommet, le cône sera constitué par six ou mieux encore huit fils. L'isolement au sommet S sera particulièrement soigné. Une chaîne de deux isolateurs pourra convenir, surtout si l'on peut s'en procurer d'un modèle plus robuste que le modèle réception ordinaire. Ce modèle pourra convenir cependant dans la plupart des cas, car sa résistance à la traction est de 200 kilogrammes. Un fort isolateur de quartz de 50 centimètres de long ferait ici parfaitement l'affaire, mais son prix est assez élevé.

Une telle antenne est évidemment d'un établissement coûteux et compliqué. Les dispositions locales, d'autre part, peuvent ne pas se prêter à sa réalisation. Aussi l'amateur émetteur est-il le plus souvent obligé d'adopter des types d'antenne quart d'onde très différents de celui de la figure XIV-12-1.

En montant une antenne d'émission, on sacrifiera toujours la longueur à la hauteur et l'on s'efforcera d'obtenir une antenne à forte capacité terminale. Eloigner l'antenne d'au moins trois mètres de toute masse métallique ou non. L'isolement devra être soigné, sans craindre l'exagération. L'entrée de poste est en particulier une source fréquente de pertes importantes. Cette entrée ne

mais encore des antennes verticales à capacité répartie au sommet. L'antenne conique constitue, dans cet ordre d'idées, une solution des plus satisfaisantes.

L'antenne d'émission quart d'onde idéale est constituée par une antenne conique soutenue par un mât d'une vingtaine de mètres de haut.

La figure XIV-12-1 montre une réalisation de ce genre qui était fort populaire jadis parmi les amateurs émetteurs américains.

Le haubanage du mât de 20 mètres doit être fait de manière extrêmement robuste. Les haubans seront naturellement coupés d'isolateurs. L'antenne se terminant par un cône de 2 mètres de diamètre de base, il faut tenir ce sommet éloigné du mât, d'où nécessité d'une petite potence terminale P solidement établie.

(1) Cette règle n'a, bien entendu, rien d'absolu, mais l'antenne demi-onde rayonne mieux.

(2) Une antenne demi-onde unifilaire se monte mécaniquement suivant les directives générales très simples exposées dans le paragraphe 11 à propos des figures XIV-11-1 à XIV-11-5 ; nous rappellerons cette particularité le moment venu.

devra pas, autant que possible, se faire directement à travers un mur. Il existe dans le commerce des « entrées de poste » en quartz qui sont parfaites ; le quartz, comme on le sait, absorbe peu d'énergie en haute fréquence. Une entrée de poste excellente se réalise en perçant le carreau d'une fenêtre ou d'une lucarne en son milieu et en amenant le fil de descente à travers le trou.

A la rigueur, l'antenne de 30 mètres de longueur totale avec 10 mètres de descente peut convenir, comme antenne d'émission quart d'onde, mais sa capacité terminale peut être augmentée très utilement. Pour cela, on peut d'abord transformer cette antenne unifilaire en antenne bifilaire. Cette dernière antenne en nappe peut être améliorée en remplaçant les deux fils par deux petites cages miniatures de 4 fils (20/10 émaillé) de 10 centimètres de diamètre. On réalise ainsi l'antenne de la figure XIV-12-2, qui donne de bons résultats, à condition que la descente soit bien verticale. Les vergues v et v' seront en bambou de 3,50 mètres. Le bambou a tendance à se fendre et sa solidité diminue à la longue, de ce fait, dans de grandes proportions. En particulier, les bambous fendus se rompent en B. Pour augmenter la durée de service d'un bambou, et cette remarque s'applique aussi bien dans le cas d'une vergue que d'un mât en bambou, on peut enrouler très serrée entre deux nœuds et sur 5 centimètres de la corde de fouet, comme l'indique la figure XIV-12-3. Après enroulement, la corde est abondamment recouverte au vernis gomme laque obtenu en faisant dissoudre 120 grammes de gomme laque en paillettes dans un litre d'alcool à brûler.

Il est, d'autre part, utile de fixer en B un point d'attache afin d'éviter que le bambou ne se courbe sous l'action de la tension de l'antenne (fig. XIV-2-4). Dans cette figure, a sont des vedovelli petit modèle, f du fil de fer galvanisé, i des isolateurs en verre du type de la figure XIV-12-2.

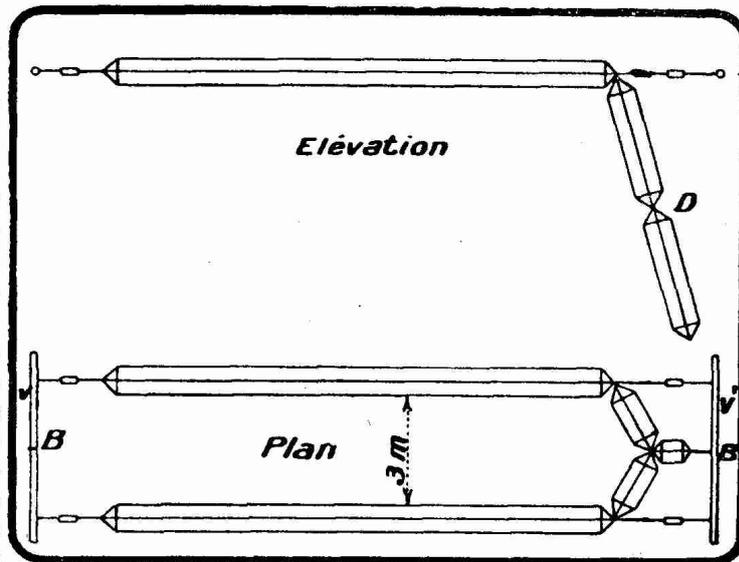


FIG. XIV-12-2. — Antenne biprismatique.

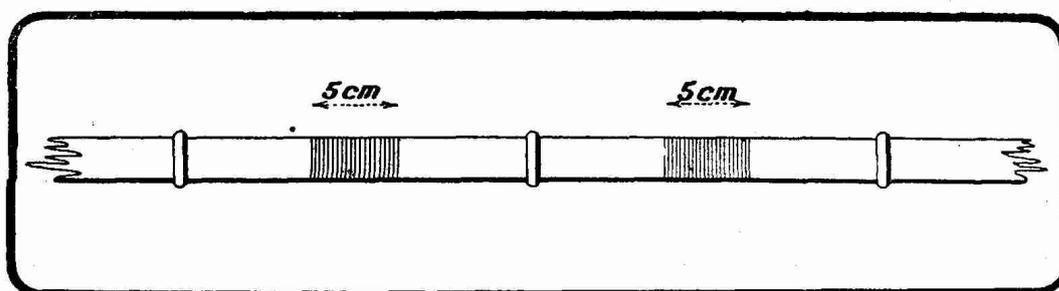


FIG. XIV-12-3. — Comment consolider une vergue en bambou.

Les cages qui constituent l'antenne de la figure XIV-12-2 seront munies de croisillons (croix grecques de la figure XIV-12-5) tous les 1,50 mètre ou 1,80 mètre, afin que les fils conservent bien leurs places respectives et ne viennent pas s'entremêler sous l'action du vent.

L'antenne de la figure XIV-12-2 est d'un montage commode et économique (1).

(1) Une antenne de ce genre a été utilisée par nous, en 1923 et 1924, lors de nos essais sur 200 et 100 mètres.

Le haubanage des mâts n'a pas besoin d'être très développé. Deux échasses de 15 mètres munies chacune de quatre haubans pour contrebalancer la traction de l'antenne suffisent.

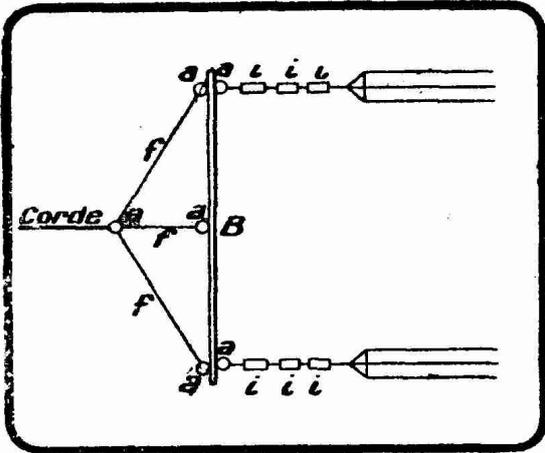


FIG. XIV-12-4. — Isolement et fixation mécanique de l'extrémité d'une antenne biprismatique.

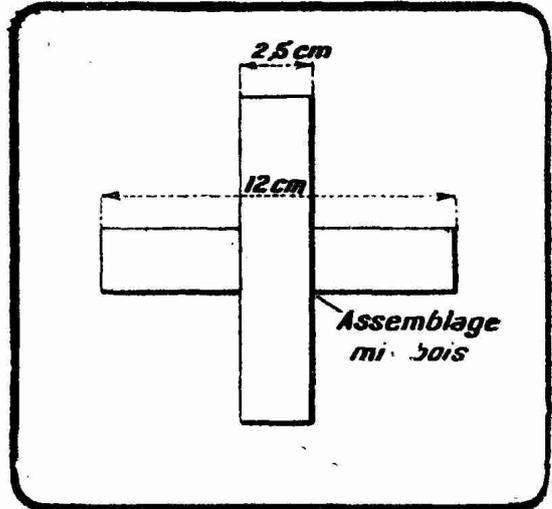


FIG. XIV-12-5. — Croisillon pour la constitution des petites cages.

La descente D de l'élevation de la figure XIV-12-2 doit être aussi verticale que possible, afin de ne pas induire dans le sol des courants trop intenses perdus pour le rayonnement.

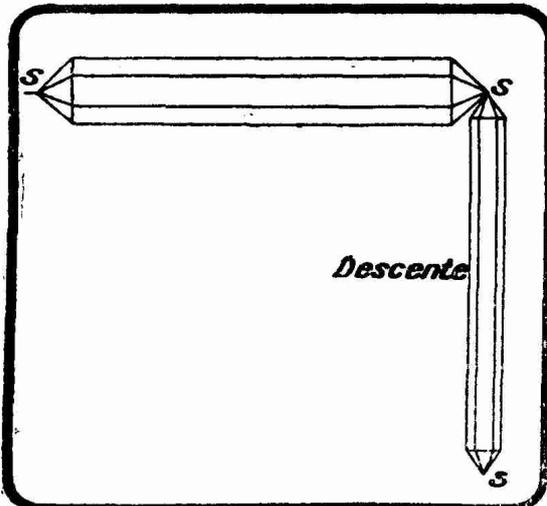


FIG. XIV-12-6. — Combinaison de l'antenne prismatique et de la descente prismatique.

On peut adopter une antenne plus simple que la précédente : celle de la figure XIV-12-6, qui dérive immédiatement de l'antenne unifilaire par simple remplacement du fil par une cage.

La cage horizontale a 80 centimètres de diamètre ; la descente est une cage de 10 centimètres de diamètre ou, à la rigueur, un simple fil. Les deux cages sont à quatre fils de 20/10 émaillé. Dans la figure XIV-12-6, les s indiquent des points de soudure.

Les antennes des figures XIV-12-2 et XIV-12-6 dédoublées et mises l'une au-dessous de l'autre peuvent servir à réaliser des antennes demi-onde.

Les antennes demi-ondes peuvent le plus souvent être simplement unifilaires, circonstance qui facilite beaucoup leur montage.

§ 13. — Prise de terre.

La prise de terre idéale serait constituée par un treillage de gros câble de cuivre enfoui sous l'antenne et couvrant une surface plus grande que la projection de l'antenne sur le sol. Le plus souvent une telle terre sera impossible à établir. On devra se contenter d'une prise de terre plus modeste, comme celle qui est indiquée par la figure XIV-13-1. Un cylindre C en fer galvanisé, en zinc, ou mieux encore en cuivre épais, de 80 centimètres à 1 mètre de diamètre, est relié par cinq (1) soudures s à un gros câble de cuivre F. Ce cylindre est enfoui

(1) Ou davantage.

à 1 mètre de profondeur dans un sol humide, une pelouse fréquemment arrosée par exemple. Le câble F peut être remplacé par un ruban de cuivre de 5/10 de millimètre d'épaisseur sur 5 centimètres de large.

La terre ainsi constituée est le plus souvent de très faible résistance et donne d'excellents résultats tant en émission qu'en réception.

Dans les villes, l'amateur est le plus souvent réduit à prendre comme terre un tuyau d'eau. Les résultats peuvent être très variables suivant les cas. Pour réaliser une prise de terre sur un tuyau d'eau, il faut souder le « fil de terre » sur le tuyau. On a proposé des colliers à vis pour établir ce contact, mais un contact électrique sûr ne peut être réalisé que par l'intermédiaire d'une soudure. Nous rappelons ici que, pour souder sur un tuyau d'eau, il faut vider ce tuyau de l'eau qu'il contient. En général, il est préférable, pour effectuer cette soudure, de s'adresser à un homme du métier. Ne pas utiliser un tuyau de gaz comme prise de terre, les conduites de gaz présentant souvent des joints étanches non conducteurs.

Des prises de terre multiples réalisées à la fois sur l'eau et la tuyauterie d'un chauffage central donnent parfois de très bons résultats.

Lorsqu'une antenne est montée sur le toit d'un immeuble, il est quelquefois avantageux de faire la prise de terre sur le toit lui-même, toit que nous supposons évidemment métallique. Seul un essai montrera, dans chaque cas particulier, si ce genre de « terre » convient ou non.

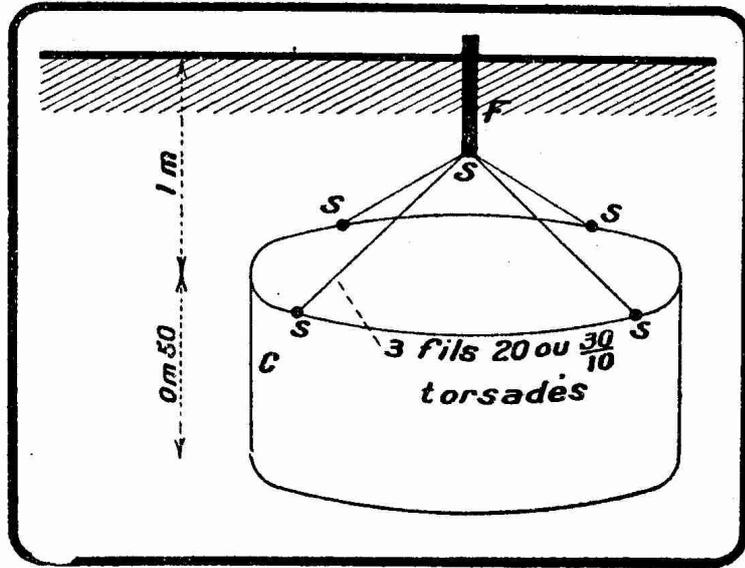


FIG. XIV-13-1. — Prise de terre constituée par un cylindre sans fond en métal bon conducteur.

§ 14. — Les antennes extérieures ⁽¹⁾ et la foudre.

Cette question provoque chaque année, au retour de la belle saison, une série d'articles dans la presse radioélectrique. Dans ces articles, les opinions les plus diverses sont soutenues. Il n'est pas inutile d'essayer de résumer nos connaissances sur la question.

Les décharges électriques atmosphériques peuvent agir de deux façons différentes sur une antenne :

1° Par chute directe de la foudre sur cette antenne ;

2° Par charge de l'antenne par l'induction électrostatique et électromagnétique.

Examinons en détails ces deux circonstances.

1° La foudre peut atteindre une antenne aussi bien qu'une cheminée, un pylône, un arbre, etc. Il s'agit là, évidemment, d'un fait indiscutable. Mais, et c'est là le point important, il n'y a aucune espèce de raison pour que la foudre frappe de préférence l'antenne lorsque celle-ci n'est pas de beaucoup plus élevée que les masses environnantes. L'antenne d'amateur, qui

(1) Nous disons bien « extérieures », car les antennes intérieures n'ont évidemment rien à craindre de la foudre.

n'est généralement pas d'une hauteur exagérée, n'attirera pas plus la foudre qu'une cheminée d'un toit ou un arbre d'une forêt. On peut dire que, dans les conditions ordinaires, la chute de la foudre sur une antenne est une question de « chance » et que les probabilités de chute sont extrêmement faibles. La meilleure preuve en est que les compagnies d'assurances françaises n'ont pas estimé utile de modifier les polices de ceux de leurs clients dont les maisons sont surmontées d'antennes.

Dans les cas, rares il est vrai dans la pratique amateur, d'une antenne très élevée et bien dégagée, la foudre peut manifester une prédilection (1)

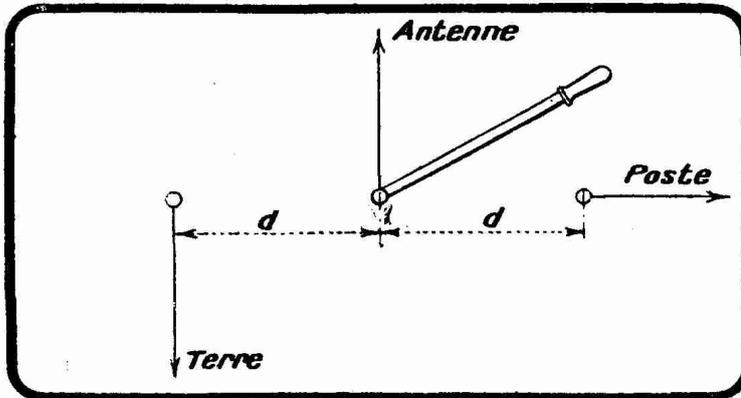


FIG. XIV-14-1. — Inverseur de mise à la terre de l'antenne.

possible de la pluie par un petit auvent. Le schéma de montage de cet inverseur est donné figure XIV-14-1.

L'inconvénient de l'inverseur extérieur est qu'il est soumis aux intempéries et qu'il constitue une source de pertes souvent importantes (mauvais diélectrique, contacts imparfaits du fait de l'oxydation, etc). L'inverseur extérieur est cependant le seul dispositif qui mette à coup sûr le bâtiment à l'abri des conséquences d'une chute directe de la foudre sur l'antenne. Pratiquement, on ne l'adoptera que dans le cas d'antennes très hautes. Un inverseur intérieur conviendra donc le plus souvent.

On s'arrangera de manière que les distances d de la figure XIV-14-1 soient de l'ordre de 25 centimètres, ce qui correspond, on le voit, à un inverseur d'assez gros modèle.

2° Une antenne peut se charger à un potentiel assez élevé par suite de l'induction d'un éclair jaillissant dans son voisinage. L'éclair constitue, en effet, comme toute étincelle, un courant électrique auquel correspond un champ intense. La présence d'une masse de nuages orageux peut également provoquer la charge de l'antenne. Les grosses gouttes de pluie qui caractérisent le début d'un orage sont fortement chargées

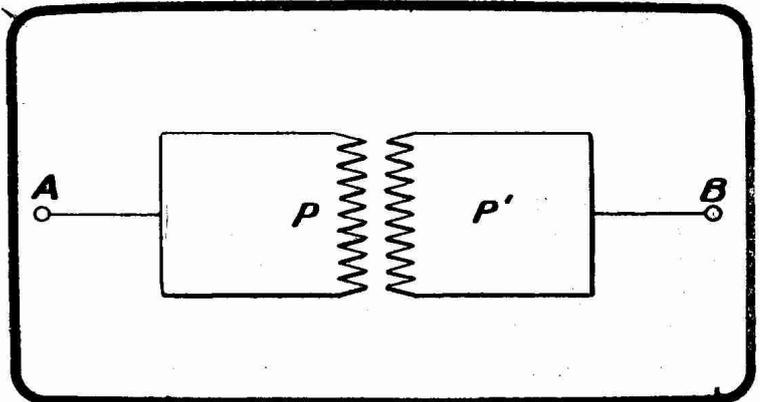


FIG. XIV-14-2. — Para-foudre à peignes.

(1) Cette prédilection n'a d'ailleurs rien d'absolu. On a vu la foudre frapper un arbre situé à 20 mètres d'une antenne de beaucoup plus élevée que lui. L'antenne de la Tour Eiffel, qui domine Paris, n'est que très rarement frappée par la foudre.

d'électricité ; en touchant l'antenne, elles se déchargent à son profit et toutes ces charges élémentaires peuvent provoquer, si l'antenne n'est pas mise à la terre, des étincelles assez fortes entre l'extrémité inférieure de l'antenne et les masses environnantes (murs, secteur électrique, etc.). Ces inductions s'observent sur les antennes réduites. Elles ne sont pas dangereuses pour le bâtiment et l'opérateur, mais elles peuvent détériorer les appareils récepteurs (galène, casque, enroulement de transformateur, etc.). Au moment d'un orage, le mieux est de cesser toute écoute et de mettre l'antenne à la terre, cela dans l'intérêt de l'appareillage.

On a préconisé de divers côtés des dispositifs appelés *parafoudres*. Ces appareils sont établis le plus souvent suivant la méthode illustrée par la figure XIV-14-2. Deux peignes métalliques P et P' sont placés l'un près de l'autre de telle façon que les pointes soient éloignées de 1 à 1,5 millimètre (1). L'ensemble AB est monté dans l'antenne comme l'indique la figure XIV-14-3.

Le rôle du parafoudre est de permettre la décharge rapide de l'antenne lorsqu'elle atteint le potentiel correspondant au potentiel explosif déterminé par la distance séparant les pointes des peignes P et P'.

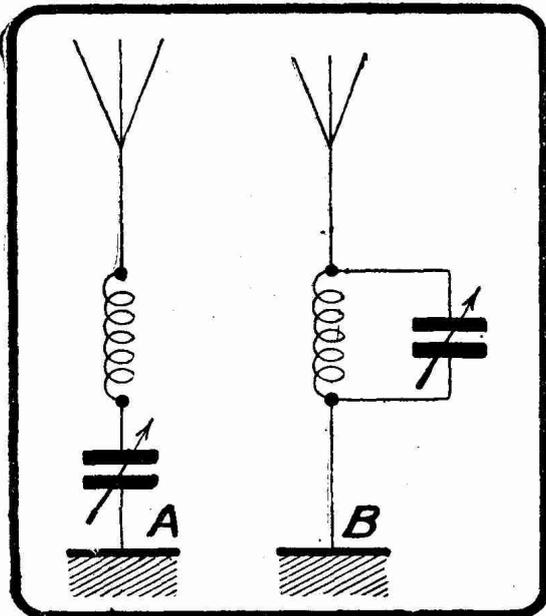


FIG. XIV-14-4. — Explication du rôle de « parafoudre » rempli par le condensateur variable d'accord d'antenne.

« parafoudre » par suite du rapprochement de ses deux armatures. Le condensateur variable d'accord ne saurait cependant être comparé, au point de vue

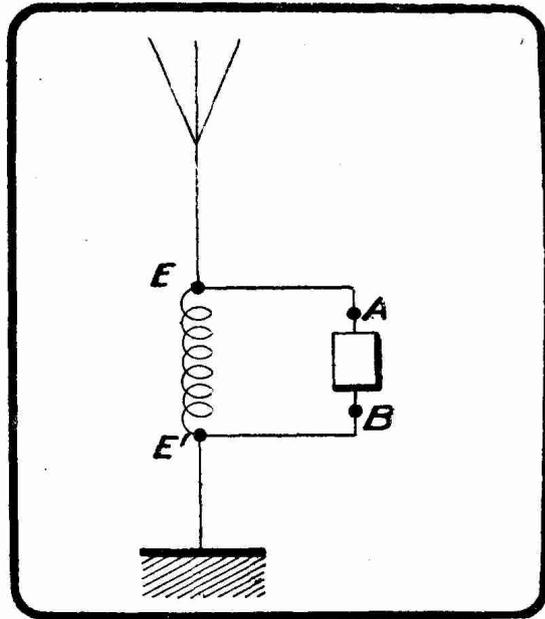


FIG. XIV-14-3. — Montage d'un parafoudre AB aux bornes EE' d'un récepteur.

Théoriquement, le parafoudre constitue donc un dispositif de mise à la terre automatique. Il est couramment utilisé en télégraphie de ligne, où son emploi ne présente aucun inconvénient. Il n'en est malheureusement pas de même en T.S.F. d'amateur, car le parafoudre est en dérivation sur la bobine d'accord. Dans une telle bobine, l'extrémité E se trouve à un potentiel haute fréquence élevé par rapport à E' et le fait de rapprocher E et E' par l'intermédiaire du parafoudre, qui est plus ou moins bien établi, augmente la résistance haute fréquence de la bobine dans de grandes proportions. D'ailleurs, en cas de chute directe de la foudre sur l'antenne, le parafoudre a peu de chance de limiter les dégâts. Le mieux est donc de se passer de ces appareils et de mettre directement l'antenne à la terre en cas d'orage local.

On remarquera qu'un condensateur variable placé en série avec la bobine d'accord ou en dérivation sur cette bobine (fig. XIV-14-4 A et B) constitue un

(1) Les pointes de décharge P et P' peuvent être remplacées par des boules, et ces boules logées dans une ampoule remplie d'une atmosphère gazeuse raréfiée (parafoudre Philips au néon).

haute fréquence, avec un parafoudre construit avec des diélectriques abondants et de mauvaise qualité, et présentant une capacité fixe qui vient s'ajouter à la capacité propre de la bobine d'accord.

En conclusion, les seules précautions efficaces et ne nuisant pas au fonctionnement du poste consistent à mettre l'antenne à la terre lorsqu'il n'est pas fait usage des appareils, et cela par l'intermédiaire d'un inverseur à la rigueur intérieur ; d'autre part, à se dispenser d'utiliser le poste lorsqu'il y a un orage local ; la réception dans ces conditions est d'ailleurs pénible, du fait des parasites violents qui couvrent les auditions. Quant à la chute directe de la foudre sur une antenne, elle doit être considérée comme un accident n'ayant quelques rares chances de se produire que dans le cas d'antennes élevées et dégagées.

§ 15. — Antennes commerciales.

L'exposé qui précède montre les différentes qualités des antennes décrites. De nombreux fabricants de matériel radio ont mis au point des ensembles de pièces détachées permettant, aussi bien aux amateurs qu'aux professionnels, de monter des antennes intérieures ou extérieures avec le maximum de facilité. Ces fabricants ont, bien entendu, étudié sérieusement tous les problèmes se

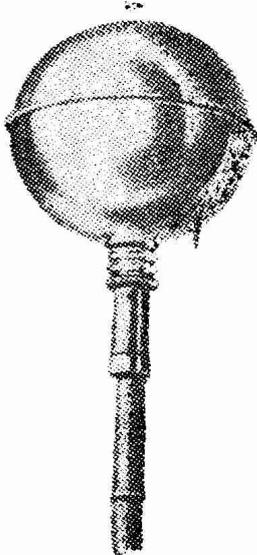


FIG. XIV-15-1. —
Antenne sphérique
d'un modèle com-
mercial très ré-
pandu.

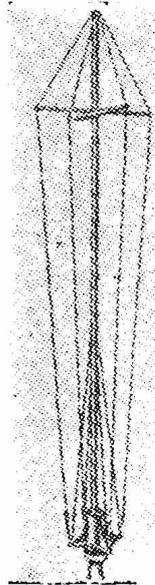


FIG. XIV-15-2
Antenne
« Diélazur ».

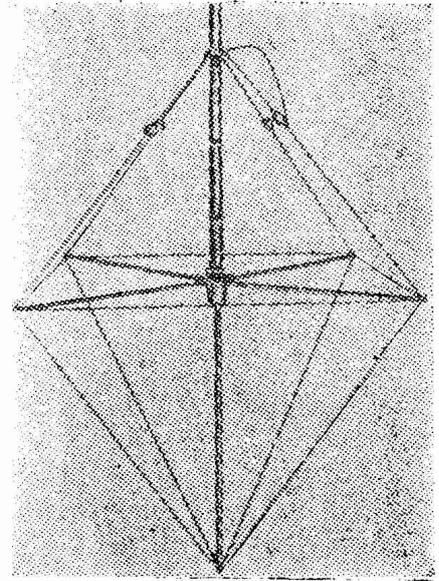


FIG. XIV-15-3
Antenne « Prismantenne »

référant à la question : haut rendement, minimum d'encombrement, facilité de pose et sauvegarde de l'esthétique... dans la mesure du possible.

La figure XIV-15-1 donne l'aspect de la fameuse « boule » que fabrique Diéla, et que l'on place au sommet d'un mât, fixé de préférence extérieurement, par exemple sur le toit.

Les figures XIV-15-2 et XIV-15-3 donnent l'aspect de la « Diélazur » et de la « Prismantenne », réalisées par le même fabricant.

Ces antennes comportent des accessoires, et l'amateur peut acquérir l'ensemble complet dans un coffret (fig. XIV-15-4).

La descente d'antenne est, en général, très longue ; aussi, elle doit être blindée, afin de ne pas collecter des parasites et d'être elle-même insensible à la réception des émissions.

Ces câbles doivent présenter peu de capacité et, pour cela, il est nécessaire que la distance entre la gaine de blindage et le fil conducteur soit relativement grande : 0,5 à 1 cm. La gaine, à son tour, doit être protégée par un revêtement isolant.

Le fil doit être maintenu au centre, à égale distance du blindage, ce qui s'obtient au moyen de petites perles isolantes en stéatite, trolitul, ou autres matières à faibles pertes.

§ 16. — Antennes antiparasites.

En principe, le meilleur diélectrique est l'air ; aussi cherche-t-on à utiliser le moins possible d'isolant pour le maintien du fil conducteur au centre.

Malgré les précautions indiquées plus haut, en ce qui concerne les capacités apportées par les câbles, lorsque ceux-ci dépassent quelques mètres, les pertes deviennent trop importantes, et on est obligé de recourir à une autre solution : la transformation de l'impédance de la ligne de liaison entre l'antenne et le récepteur.

Au point de vue « antiparasites », si le récepteur se trouve dans un champ de parasites intense, comme c'est le cas de tous les appartements situés dans les

La descente sera donc très longue : dans certains cas, elle pourra atteindre 20 mètres. On adopte, dans ces conditions, le dispositif de la figure XIV-16-1.

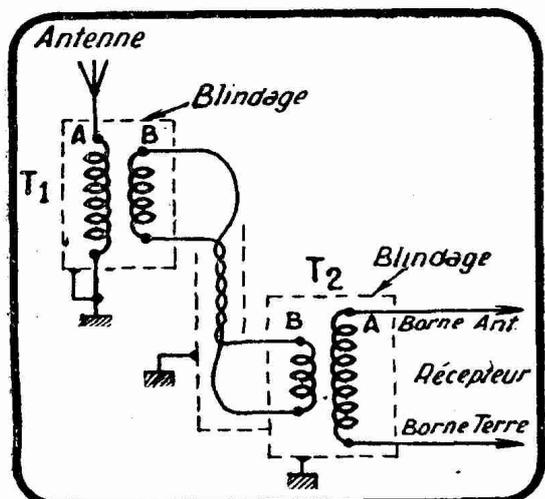


FIG. XIV-16-1. — Descente blindée avec transformateur à chaque extrémité.

La tension H.F. est, ainsi, abaissée considérablement dans la descente, et c'est seulement à l'arrivée que le transformateur T₂ élève à nouveau la tension appliquée entre les bornes « antenne » et « terre » du récepteur.

L'influence de la capacité du câble est réduite et, de ce fait, ce câble peut

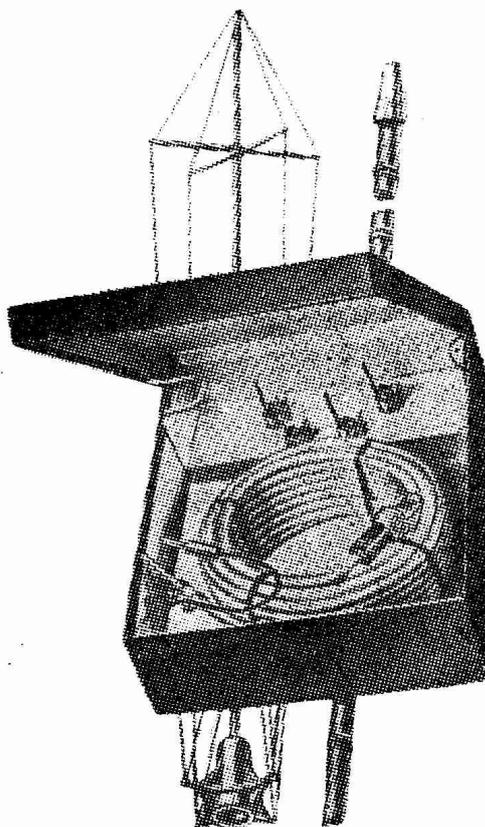


FIG. XIV-15-4. — Aspect d'un transformateur H.F. d'antenne de la marque Diela.

Les transformateurs T₁ et T₂ sont théoriquement identiques en ce qui concerne les enroulements A et B. Les enroulements A sont à grand nombre de spires, de l'ordre de plusieurs centaines, tandis que les enroulements B sont à faible nombre de spires, de l'ordre de plusieurs dizaines, ou même plusieurs unités.

Si Z_A et Z_B sont les impédances de A et B et si N_A et N_B représentent le nombre de spires de ces mêmes enroulements, on a l'égalité :

$$\frac{Z_A}{Z_B} = \frac{N_A^2}{N_B^2}$$

Les tensions sont proportionnelles au nombre de spires.

$$\frac{V_A}{V_B} = \frac{N_A}{N_B}$$

être de qualité ordinaire : un simple fil torsadé dans une gaine en plomb reliée à la terre.

Les transformateurs peuvent être remplacés, d'ailleurs, par des autotransformateurs, ce qui réduit le prix de revient et simplifie leur construction.

La figure XIV-16-2 indique un montage avec autotransformateurs aux deux extrémités du câble.

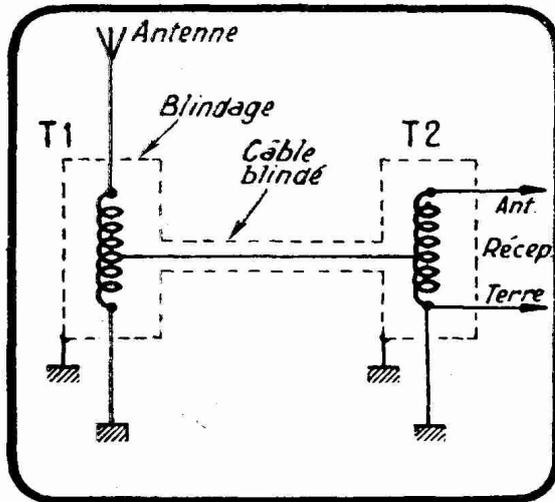


FIG. XIV-16-2. — Liaison par câble à un conducteur de deux autotransformateurs d'antenne.

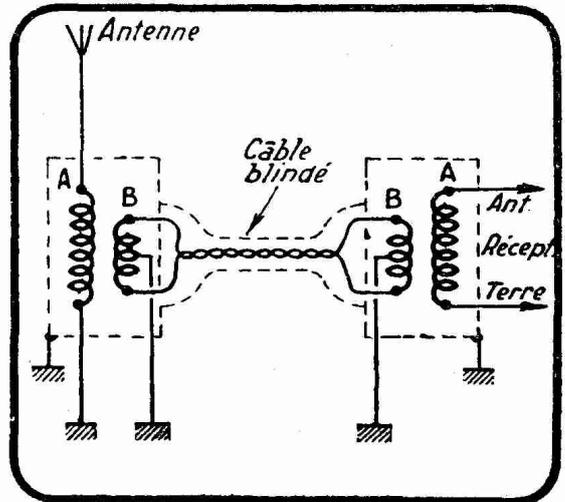


FIG. XIV-16-3. — Liaison par câble à deux conducteurs torsadés de deux transformateurs avec enroulements B à prise médiane.

La figure XIV-16-3 donne, enfin, un montage analogue à celui de la figure XIV-16-1, mais dans lequel les enroulements B sont à prise médiane reliée à la masse. Dans le cas de ces trois figures, la borne « terre » du récepteur peut être reliée à la terre.

Pour réaliser un transformateur d'antenne, s'inspirer des données suivantes :

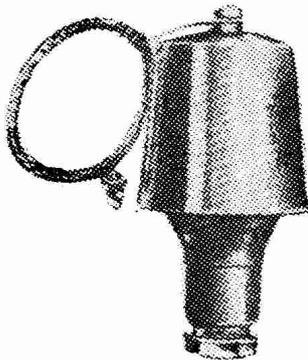


FIG. XIV - 16 - 4. — Aspect d'un transformateur HF d'antenne de la marque Diéta.

Prendre un tube de bakélite ou de stéatite de 30 mm de diamètre. Bobiner 28 spires jointives de fil 40/100 mm émaillé ou recouvert soie avec prise au milieu, si on le désire, pour constituer un enroulement à faible impédance (enroulement B des figures de ce paragraphe). Sur cet enroulement, bobiner A, après interposition de plusieurs couches de papier paraffiné. Bobiner en spires rangées, entre deux joues écartées de 10 mm environ, une centaine de spires de 20/100 deux couches soie, ou une couche émail une couche soie. Ces données montrent simplement l'ordre de grandeur des éléments en jeu.

A chaque type d'antenne et de récepteur correspondent des transformateurs spéciaux. La figure XIV-16-4 donne l'aspect d'un transformateur d'antenne réalisé industriellement.

§ 17. — Antennes de télévision.

I. Antennes proprement dites.

Les ondes émises par l'antenne de l'émetteur se propagent par deux chemins : 1° voie directe, 2° réflexion sur la courbe de Heaviside. Seules les ondes directes doivent être reçues par l'antenne du récepteur, mais celles-ci ne peuvent être captées qu'à faible distance de l'émetteur. Pratiquement, le récep-

teur doit pouvoir joindre l'émetteur par une ligne droite ne rencontrant aucun obstacle : terre, montagne, etc.

La forme sphérique (ou presque) de la terre limite les réceptions à environ 100 kilomètres de l'émetteur, ce chiffre pouvant, d'ailleurs, varier suivant la configuration locale du terrain. En ville (c'est le cas pour l'émission actuelle de la Tour Eiffel), les portées sont souvent plus faibles, et il y a des cas où la réception est nulle même près de l'émetteur, cela pour diverses raisons : absorption, obstacles artificiels tels que murs en ciment armé, monuments, etc.

Inversement, on signale des réceptions à longue distance, même à des milliers de kilomètres, mais ces réceptions ne sont jamais régulières et sont, en somme, des « exceptions qui confirment la règle ».

L'antenne d'émission est, bien entendu, placée très haut, de façon que sa « visibilité » par le récepteur soit aussi grande que possible.

De même, on a intérêt à placer l'antenne de réception aussi haut que les possibilités d'installations et les considérations d'ordre esthétique le permettent. Les antennes de réception sont, pour la plupart, des types demi-onde ou quart d'onde.

La fréquence de l'émission actuelle (1948) est de 46 Mc/s pour l'image et de 42 Mc/s pour le son. Ces fréquences correspondent respectivement à des longueurs d'onde de

$$\lambda_{\text{image}} = 6,52 \text{ mètres}$$

$$\lambda_{\text{son}} = 7,14 \text{ mètres}$$

Pour l'image, nous avons donc

$$\lambda/2 = 3,26 \text{ mètres}$$

$$\lambda/4 = 1,63 \text{ mètre}$$

La majorité des antennes comportent un ou deux fils ou tiges métalliques longs de $\lambda/4$, c'est-à-dire de 1,63 mètre.

Chaque tige est reliée à un fil de descente. Ces deux fils sont torsadés ou parallèles et constituent le « feeder ». Les extrémités de ces deux fils de descente sont reliées à l'entrée du récepteur d'image.

La figure XIV-17-1 représente une antenne dipôle horizontale de deux fois $\lambda/4$. Elle peut être réalisée avec deux fils de 1,63 m, supportés par des isolateurs et par un fil de maintien, ou par deux tiges métalliques (tubes de

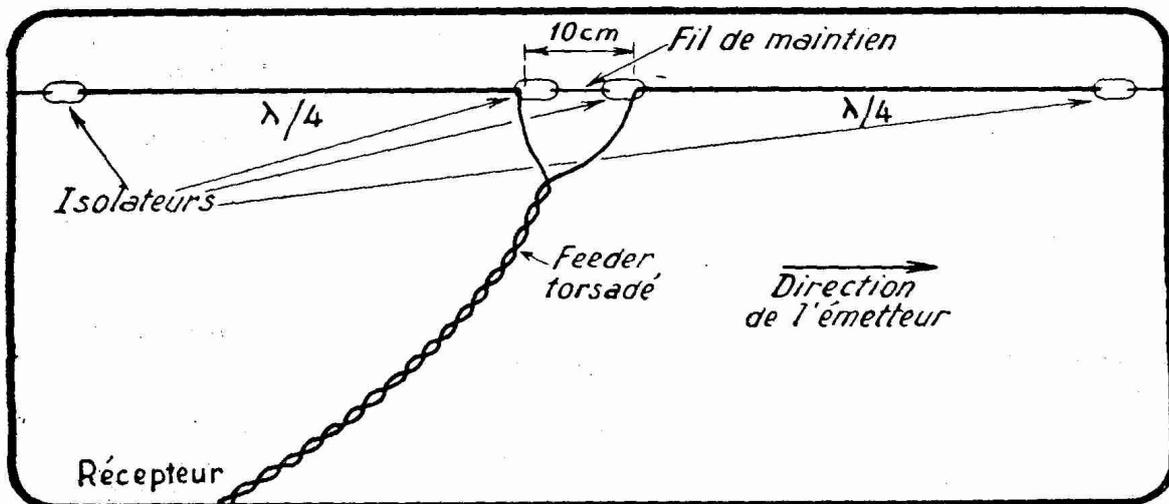


FIG. XIV-17-1. — Antenne dipôle horizontale.

cuivre chromé) maintenues par un dispositif quelconque. Le feeder est constitué par deux fils torsadés (fil lumière ordinaire) dont l'impédance est de l'ordre de 80 ohms. Les tubes doivent avoir un diamètre de 1 cm environ. Si l'on réalise

l'antenne avec du fil de cuivre, celui-ci aura un diamètre aussi grand que possible.

La figure XIV-17-2 donne le schéma d'une antenne verticale dipôle réalisable de la même manière que la précédente. Dans les deux antennes que nous venons de mentionner, les figures correspondantes indiquent la direction de l'émetteur.

On voit que le récepteur doit se trouver du côté opposé ; autrement dit, l'antenne doit être placée entre l'émetteur et le récepteur, aussi près que possible de ce dernier.

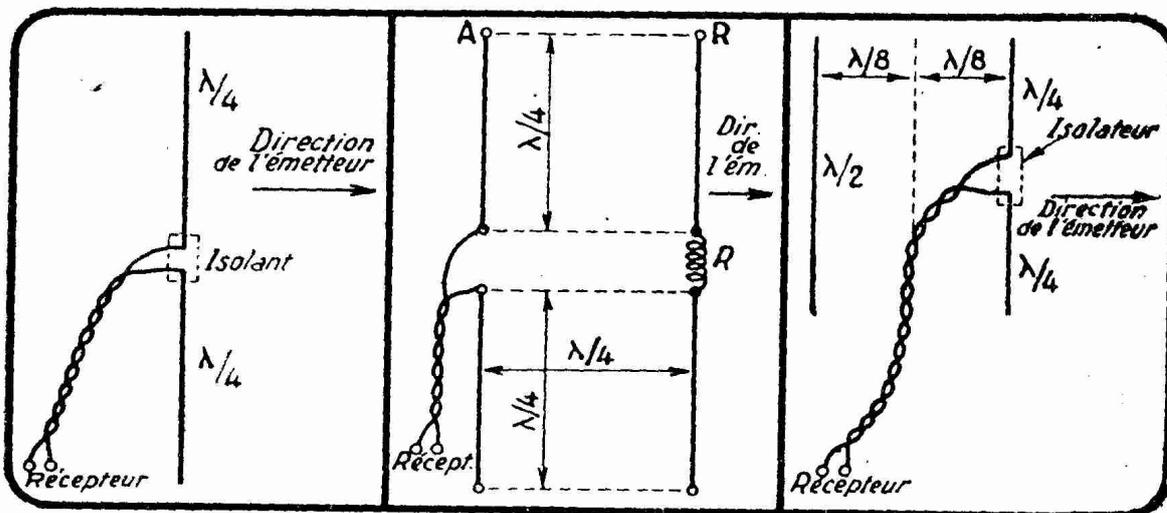


FIG. XIV-17-2, XIV-17-3 et XIV-17-4 (de gauche à droite). — Antenne dipôle verticale, dipôle vertical avec réflecteur, antenne avec réflecteur en demi-onde.

La figure XIV-7-3 représente une autre antenne dipôle verticale avec « réflecteur », celui-ci étant constitué par deux brins identiques à ceux de l'antenne proprement dite.

La distance entre l'antenne et le réflecteur est de $\lambda/4$. Entre les deux tiges du réflecteur, on connecte une résistance fixe de 10 ohms environ. C'est le réflecteur qui doit se trouver du côté émetteur.

Une autre antenne est schématisée sur la figure XIV-7-4. Son réflecteur se compose d'un seul brin long de $\lambda/2$, situé à une distance de $\lambda/4$ de l'antenne proprement dite.

La descente doit se faire entre l'antenne et le réflecteur, c'est-à-dire à $\lambda/4$ de chacun d'eux.

L'émetteur se trouve du côté antenne.

II. Liaison du feeder au récepteur.

Le mode de liaison le plus simple est indiqué par la figure XIV-17-5 : chaque fil du feeder attaque une extrémité du primaire P du transformateur d'entrée du récepteur.

A titre d'indication, disons que le secondaire S comporte 4 à 5 spires enroulées sur un tube de 10 à 14 mm de diamètre, et le primaire 1 à 2,5 spires.

Nous précisons plus loin les valeurs exactes des éléments d'entrée d'un récepteur d'image.

Un montage en autotransformateur est indiqué par la figure XIV-17-6 : une partie du secondaire est confondue avec le primaire, le feeder étant, par conséquent, relié, d'une part, à une prise du secondaire et, d'autre part, à l'extrémité inférieure de ce même enroulement.

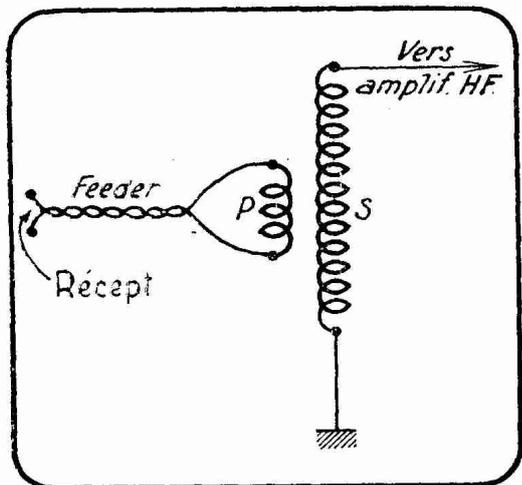


FIG. XIV-17-5. — Couplage par transformateur.

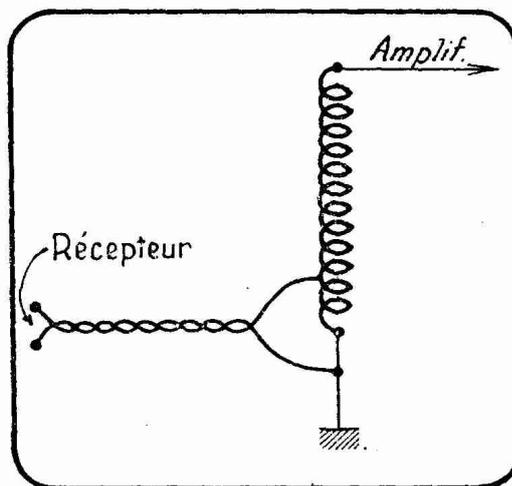


FIG. XIV-17-6. — Couplage par auto-transformateur.

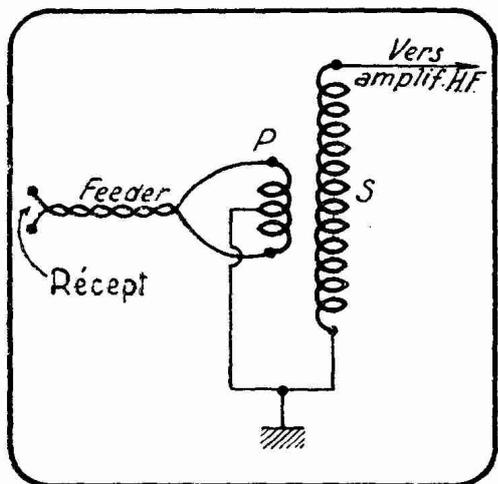


FIG. XIV-17-7. — Transformateur avec primaire à prise médiane.

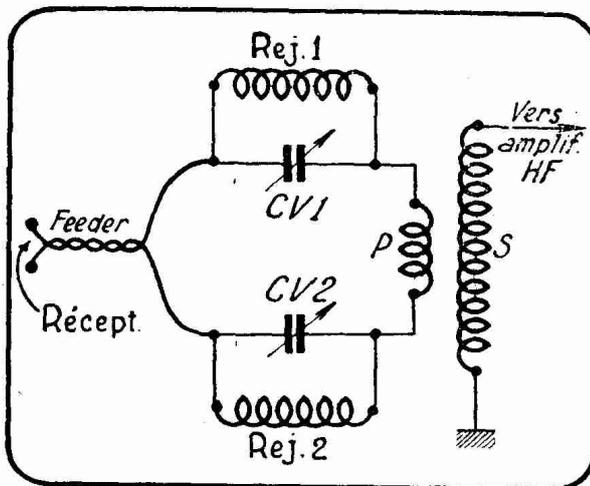


FIG. XIV-17-8. — Dispositif réjecteur double pour éliminer une émission indésirable.

Une variante du dispositif de la figure XIV-17-5 est donnée par la figure XIV-17-7. La bobine primaire comporte une prise médiane reliée à l'extrémité inférieure du secondaire.

Nous indiquons enfin, dans la figure XIV-17-8, un dispositif destiné à éliminer une émission gênante, en l'espèce, le plus souvent, l'émission de son dont la fréquence, nous l'avons vu plus haut, est voisine de celle de l'émission d'image à recevoir.

Entre les deux fils du feeder et les deux bornes du primaire, on intercale des circuits oscillants Rej. 1 — CV1 et Rej. 2 — CV2 identiques et accordés sur la fréquence indésirable.

Les deux bobines comportent 4 à 5 spires, et les condensateurs sont des ajustables de 10 à 50 pF. Ces bobines ne doivent pas être couplées entre elles ni avec celles du transformateur d'entrée du récepteur.

III. Antennes pour le récepteur de son.

Théoriquement, les antennes décrites plus haut sont excellentes pour le récepteur de son, avec $\lambda = 7,14$ mètres, au lieu de la valeur indiquée pour l'image.

En pratique, il est rare que l'on établisse une telle antenne uniquement pour le récepteur de son. En général, ce dernier est combiné avec un récepteur « toutes ondes » classique comportant, en supplément, la gamme « son télévision ». L'antenne ordinaire de ce récepteur sert donc également pour la réception du son télévision.

Dans certains montages, l'émission « son » est reçue en même temps que celle d'image par la même antenne (une de celles décrites plus haut) et une partie du récepteur d'image. C'est à partir d'un certain étage de ce récepteur que s'effectue la séparation des deux émissions, ainsi que nous le verrons plus loin.

LIVRE XV

Le problème de la réception

§ 1. — Généralités.

Nous disposons d'une antenne d'émission permettant de créer un champ électromagnétique, d'émettre des ondes électromagnétiques. Les ondes émises sont, nous l'avons vu, amorties, entretenues pures ou entretenues modulées : pour le moment, nous ne faisons aucune différence entre elles. Comment mettre en évidence ce champ électromagnétique ? En d'autres termes, comment *recevoir* les ondes rayonnées par l'émetteur ?

Dans les premières expériences, le « poste émetteur », était constitué par l'excitateur de Hertz entre les boules de l'éclateur duquel jaillissait une décharge oscillante. Hertz plaçait au voisinage de l'éclateur une boucle métallique (fig. XV-1-1) terminée par deux boules BB' ne se touchant pas. Pour des dimensions adéquates de la boucle, appelée *résonateur de Hertz*, celle-ci se trouvait en résonance électrique avec l'onde émise par l'éclateur : une étincelle jaillissait entre les boules B et B'. On dit que lorsque l'étincelle se produit, la boucle est *accordée* sur l'onde émise par l'excitateur. On agit sur l'accord du résonateur en agissant sur son diamètre.

Cette étincelle ne pouvait être constatée que dans le voisinage de l'émetteur. Le résonateur de Hertz ne constitue en aucune façon un récepteur sensible. Dans la suite, on a mis au point des dispositifs plus satisfaisants.

Le principe de la réception tient tout entier dans l'énoncé suivant : *si l'on place en un point du globe une antenne reliée à la terre par l'intermédiaire d'un circuit oscillant LC* (fig. XV-1-2), le système ainsi formé entrera en vibrations électriques pour toute onde dont la longueur est celle sur laquelle résonne l'ensemble circuit LC-antenne.

On disposera dans ces conditions, dans le circuit d'antenne, d'un courant alternatif dont la fréquence correspond à celle des ondes émises par le poste émetteur considéré. Ce courant se manifeste sous la forme d'une différence de potentiel alternative disponible aux bornes a et b de la bobine de self L (montage direct), ou bien aux bornes d'une bobine couplée électromagnétiquement (montage Tesla) ou électrostatiquement à L. Un circuit tel que LC s'appelle *circuit d'accord*, c'est le circuit aux bornes duquel on dispose de la tension alternative que l'on a en vue de rendre sensible à notre ouïe dans le cas le plus général de la radiotéléphonie.

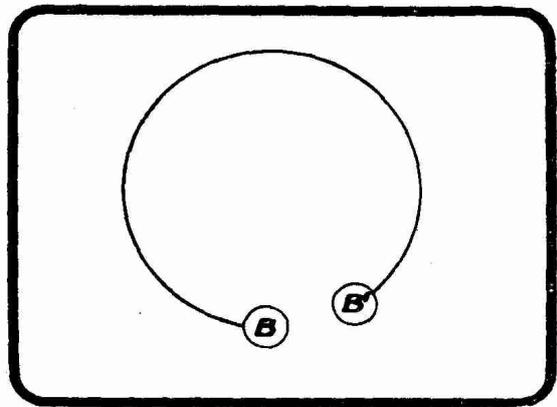


FIG. XV-1-1. — Résonateur de Hertz. L'étincelle éclate entre les boules B et B'.

L'amortissement du circuit aux bornes duquel on dispose de la tension alternative ainsi que celui des circuits intermédiaires éventuels, joue un rôle important. L'amortissement tend en particulier, nous l'avons vu, à rendre moins nets les phénomènes de résonance électrique.

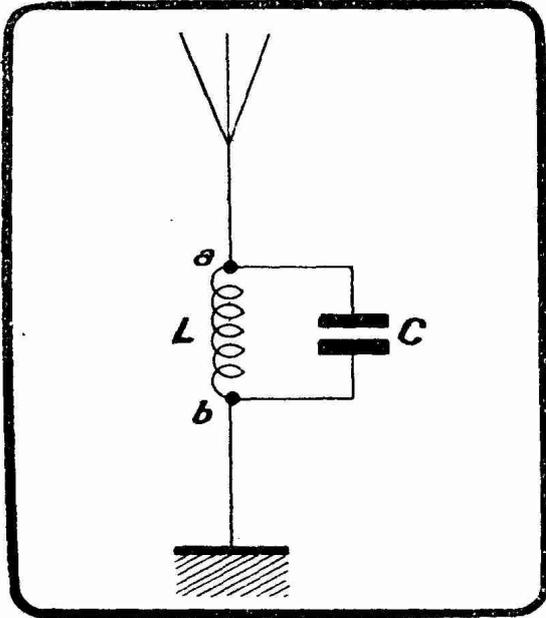


FIG. XV-1-2. — Circuit d'accord inséré dans l'antenne. A la résonance, une différence de potentiel d'amplitude maximum apparaît aux bornes a et b.

Pratiquement, la nécessité où l'on se trouve de recevoir dans des conditions aussi identiques que possible les diverses fréquences créées par la modulation radiotéléphonique, oblige à rechercher un compromis entre la sélectivité trop grande et la sélectivité trop faible. On résout le problème en mettant en œuvre, dans le circuit antenne, des circuits oscillants couplés présentant un effet de filtre de bande selon la technique exposée dans le § 22 du livre XIII, pages 357 et sq.

Au fur et à mesure que se sont accrus le nombre et la puissance des postes émetteurs, le besoin de postes récepteurs sélectifs s'est fait de plus en plus sentir. La sélectivité, dans la mesure où elle ne coupe pas les bandes de modulation, est une qualité essentielle des postes récepteurs ⁽¹⁾. En principe, les montages Tesla offrent des qualités de sélectivité beaucoup plus poussées que les montages en direct. Mais dans ces montages Tesla constitués par deux circuits oscillants réglés sur la même fréquence, le couplage doit être réglé de manière à obtenir une courbe de résonance du type de la courbe D de la figure XIII-22-3 (groupe II), et non pas du type de la courbe B ou de la courbe E.

Un circuit de réception, comme d'ailleurs un circuit d'émission, présente une courbe de résonance dont la forme définit la sélectivité du circuit. Cette courbe de résonance peut être « aiguë » comme celle que représente la figure XV-1-3. Pour une certaine onde λ , onde de résonance, déterminée par la relation dérivée de la formule de Thomson, la différence de potentiel disponible aux bornes est maximum et le maximum est nettement marqué. Avec une courbe de résonance « aiguë », on ne recevra donc que l'onde λ et très peu une onde λ' , différente de λ . On dit dans ce cas que la sélectivité est grande ou encore que la syntonie est poussée. Si, au contraire, l'amortissement est important (résistance haute fréquence trop élevée, mauvaise prise de terre, bobines et condensateurs de mauvaise qualité, etc.), on a une courbe de résonance très aplatie de la forme de la figure XV-1-4. L'onde λ' de tout à l'heure pourra être reçue avec la même force que l'onde envisagée λ . La sélectivité est faible, la syntonie peu poussée.

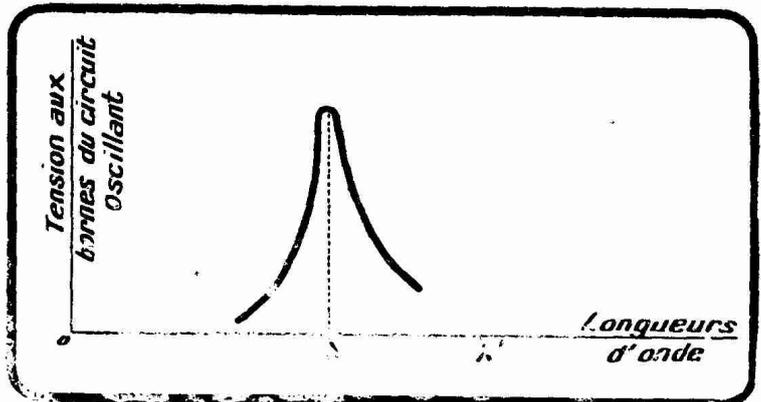


FIG. XV-1-3. — Courbe de résonance aiguë. Sélectivité élevée.

(1) Les récepteurs modernes permettent facilement de séparer deux stations dont les longueurs d'onde diffèrent de 3 % à 6 %, suivant que l'on considère des ondes courtes (200—600 m) ou des ondes longues (1.100—3.000 m).

Cela posé, dans l'état actuel de la technique radioélectrique, tout le problème de la réception se résume comme suit : étant donné un courant alternatif de fréquence généralement élevée (1) et d'amplitude faible, ne pouvant agir tel quel sur la membrane d'un récepteur téléphonique, lequel, en admettant même, ce qui n'est pas le cas, que l'inertie mécanique de cette membrane ne s'oppose pas à son entrée en vibrations pour les fréquences considérées, ne produirait que des oscillations dont les fréquences seraient bien au delà des fréquences acoustiques, comment rendre ledit courant alternatif sensible à nos sens par l'intermédiaire du téléphone ? C'est un problème d'électricité. Dès que les ondes ont été recueillies par l'antenne, elles y produisent des courants alternatifs : c'est de ces courants que l'on s'occupe dans les montages récepteurs. L'étude des propriétés des courants alternatifs, à laquelle nous avons consacré une place importante dans cet ouvrage, manifeste ici son utilité.

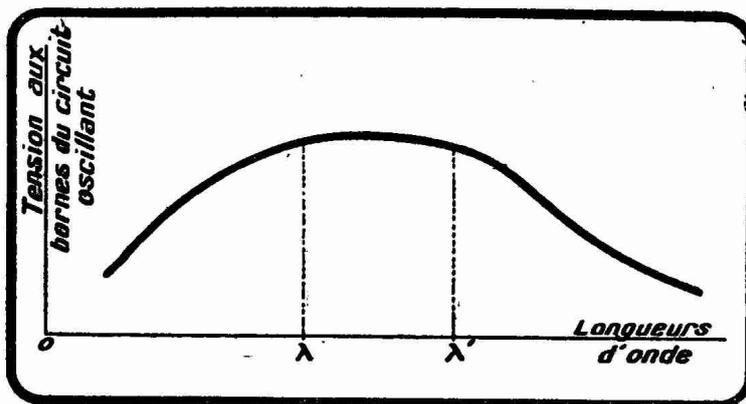


FIG. XV-1-4. — Courbe de résonance aplatie. Sélectivité faible.

On remarquera que dans un récepteur, ainsi d'ailleurs que dans un émetteur, il est plus logique de raisonner sur les fréquences que sur les longueurs d'onde. Il s'agit ici, en effet, de courants alternatifs et non plus d'ondes électromagnétiques. Ces ondes n'interviennent, à proprement parler, qu'entre l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice.

L'opération qui consiste à rendre ces courants alternatifs de haute fréquence perceptibles à nos sens s'appelle la *détection*, et nous verrons par la suite que cette détection s'analyse le plus souvent dans nos détecteurs modernes en un redressement du courant alternatif.

LES DETECTEURS

§ 2. — Définitions.

Le *détecteur* a pour rôle de transformer l'énergie haute fréquence induite dans une antenne réceptrice en une forme d'énergie (basse fréquence) pouvant agir sur les mécanismes destinés à rendre l'émission considérée perceptible à nos sens. Le détecteur est donc un organe essentiel de toute réception radiotélégraphique ou radiotéléphonique. On peut concevoir une réception sans amplification haute fréquence, sans amplification basse fréquence, mais non sans détection.

§ 3. — Les méthodes primitives.

Le résonateur de Hertz est un détecteur, puisqu'il permet de rendre « visible » et « audible » le courant oscillant induit par l'onde dans la boucle. Cet ancêtre des détecteurs manque de sensibilité, comme nous l'avons vu.

Un détecteur plus sensible est le *cohéreur*. Nous allons dire quelques mots sur cet appareil, bien qu'il soit complètement abandonné à l'heure actuelle.

(1) Pratiquement, f est compris entre 15 et 60.000 kc/s (ondes de 20.000 à 5 mètres).

Le cohéreur présente, en effet, un intérêt historique considérable, car il a été utilisé par Marconi dans ses premiers essais de liaisons radiotélégraphiques d'un bord à l'autre de la Manche (1899). D'autre part, il a été l'objet d'une longue controverse de priorité.

Étudié très complètement pour la première fois, en 1884, par l'Italien Calzecchi-Onesti, qui constata sa sensibilité à une étincelle éclatant dans un circuit voisin et la possibilité de le « décoherer » par un choc, le cohéreur fut découvert à nouveau par un savant français, Branly (1), en 1890, six ans plus tard. Branly, qui ne paraît pas avoir connu à cette époque les expériences de Calzecchi-Onesti, ni s'être intéressé à celles de Hertz, a été considéré pendant longtemps comme le véritable inventeur du cohéreur, auquel on a donné son nom, et par extension, pour le moins étourdie, comme le « père » de la T.S.F. (2).

Les mises au point nécessaires ont rétabli, en 1927, la chronologie des faits et précisé le rôle des divers expérimentateurs (3).

Le principe du cohéreur est très simple.

Considérons un tube de verre *T* de 4 millimètres de diamètre (fig. XV-3-1) comportant deux pistons métalliques *P* et *P'* espacés de 0,5 millimètre. Dans

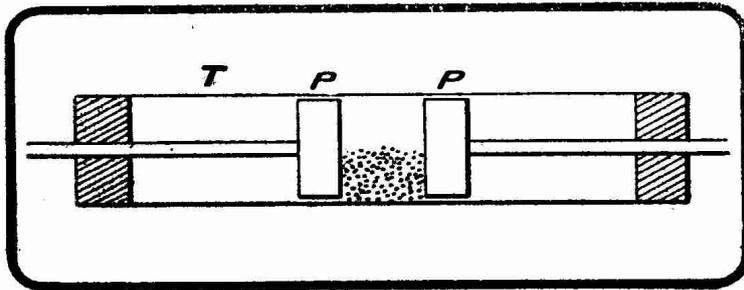


FIG. XV-3-1. — Le cohéreur.

l'espace situé entre *P* et *P'*, on place de la limaille métallique (métal inoxyidable). Lorsque l'appareil est à l'état de repos, l'espace *PP'* n'est pas conducteur. Lorsque l'on fait agir sur le cohéreur une onde électromagnétique, on constate que la limaille située entre *P* et *P'* devient conductrice : le courant continu d'une pile locale pourra passer à travers le cohéreur alors qu'au-

paravant il ne le pouvait pas. Lorsque l'onde est passée, le tube reste conducteur ; pour maintenir ce tube dans les mêmes conditions de réceptivité, c'est-à-dire pour qu'il soit prêt à déceler de nouveau le passage d'une onde, il faut le « décoherer », ce qui se fait simplement en frappant un léger coup sur le tube. Les montages récepteurs utilisant le cohéreur comportent des dispositifs donnant automatiquement ce « léger coup » sur le cohéreur. Lodge explique de la manière suivante le mécanisme du phénomène : l'onde émise fait jaillir de petites étincelles entre les grains de limaille, il se produit de ce fait des vapeurs métalliques qui, en se condensant, soudent les grains, le courant passe alors d'un grain à l'autre. Lorsque l'on heurte le tube, la liaison électrique est rompue par la séparation des grains de limaille.

Le passage d'une onde à travers le cohéreur peut donc, on le conçoit, déclencher le débit d'une pile. On a, par conséquent, le moyen de faire fonctionner un inscripteur Morse à l'aide des ondes. Les premiers récepteurs de T.S.F. pratiques étaient équipés avec des appareils inscripteurs. On voulait faire de la T.S.F. comme de la télégraphie de ligne ordinaire en utilisant les mêmes appareils.

La figure XV-3-2 représente le schéma du montage récepteur comportant un cohéreur *C* inséré en série dans l'antenne. Le circuit d'accord est réduit à sa plus simple expression. Il ne peut donc être question ici de sélectivité. Une pile *P* débite dans l'électro *I* d'un inscripteur Morse et dans l'électro *F*

(1) Edouard Branly, physicien français, né à Amiens, en 1844, mort en 1940.

(2) A propos de cette question si controversée de « l'invention » de la T.S.F., voici ce que l'on peut lire sous la signature de M. Branly, dans le « Bulletin de la Société Française de Physique », page 78 du volume de 1898... « Je n'ai aucune prétention à cette découverte (de la télégraphie sans fil), puisque je n'ai jamais songé à transmettre des signaux. »

(3) M. Albert Turpain, professeur de Physique de la Faculté des Sciences de Poitiers et auteur à Bordeaux, en 1894, de ce qui peut être considéré comme la première expérience de T.S.F. proprement dite, s'est particulièrement attaché à ces recherches historiques.

d'un « frappeur » qui sert à décoherer le cohéreur C. En réalité, l'inscripteur Morse I et le frappeur F ne sont pas actionnés directement par la pile P. Cette pile P agit sur le primaire d'un relais mécanique dont le courant secondaire est utilisé par l'inscripteur I et le frappeur F. Pour actionner un cohéreur, il faut que la puissance du courant circulant dans l'antenne réceptrice soit au moins égale à 0,1 microwatt.

Un autre cohéreur, le cohéreur à mercure, a été préconisé, en 1903, par Sir Oliver Lodge et Muirhead. Nous nous contentons de le citer.

Marconi, s'inspirant des travaux de Rutherford, a mis au point un *détecteur magnétique* qui porte son nom. Ce détecteur a été pendant longtemps utilisé dans les stations équipées par la Compagnie Marconi. La figure XV-3-3 représente schématiquement le montage de cet appareil.

Un câble sans fin F, constitué par plusieurs brins de fil de fer isolés à la soie, passe sur les gorges de deux poulies P et P'. Ces poulies sont entraînées par un mouvement d'horlogerie et communiquent au câble F un mouvement de translation uniforme d'une dizaine de centimètres à la seconde. Le câble F

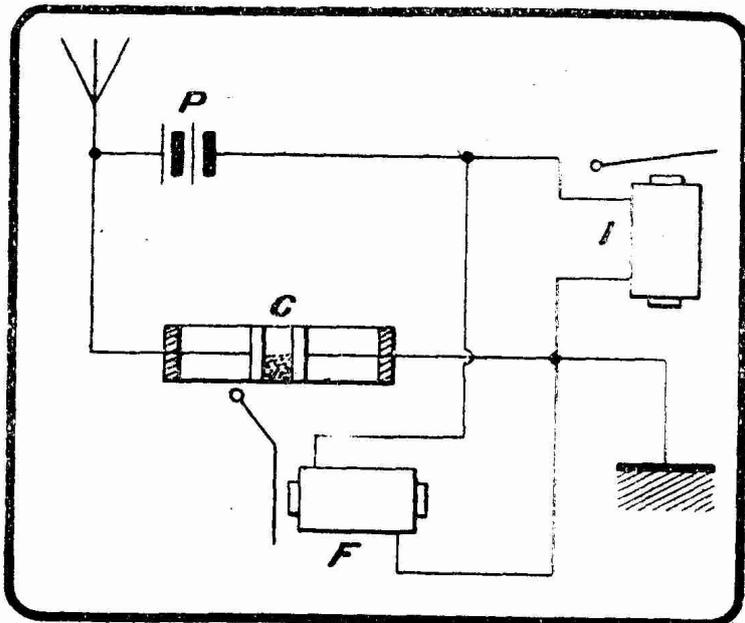


FIG. XV-3-2. — Montage du cohéreur dans un récepteur de T.S.F. F est le décoherer, I l'inscripteur Morse.

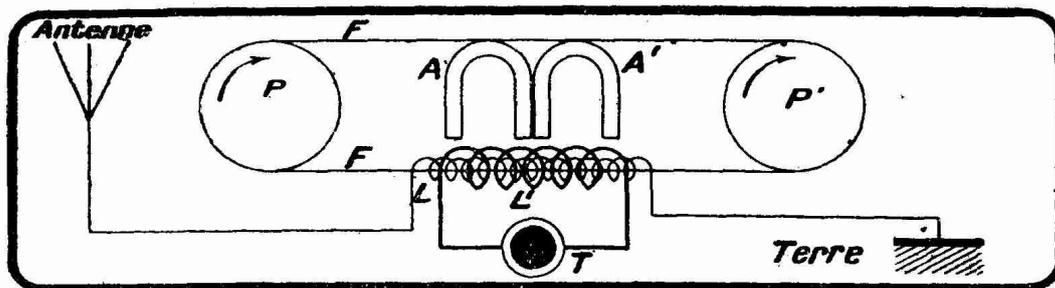


FIG. XV-3-3. — Le détecteur magnétique de Marconi.

se déplace, d'autre part, devant les pièces polaires de deux aimants en fer à cheval A et A'. Supposons que le câble F soit immobile, c'est-à-dire que les poulies P et P' ne tournent pas. La partie du câble F située dans L est dans le champ magnétique des aimants A et A'. Si L est traversée par des oscillations haute fréquence, il se produit, au moment du premier train, une brusque variation du champ d'induction dans le câble, donc dans la bobine L', et le diaphragme du téléphone T subit une déformation. Mais, après le passage d'un premier train d'ondes, le câble F ne se trouve plus dans les mêmes conditions, et le passage d'un second train ne produirait qu'un effet à peine perceptible. Il faut modifier l'état magnétique à l'intérieur de L; cette modification s'obtient par

simple déplacement du câble F dans la bobine L. Lorsque F se déplace régulièrement, chaque train d'ondes agit sur une partie différente du câble et le fonctionnement est automatiquement assuré. Si des trains d'ondes successifs traversent L, on entend dans T un son continu résultant des courants induits successifs produits par les variations de l'état magnétique de la partie de F située à l'intérieur de L.

Marconi a pu actionner avec son détecteur un relais et réaliser ainsi l'inscription de signaux Morse transmis radiotélégraphiquement (1905).

REMARQUE. — Dans la pratique des radiocommunications, on s'est rendu compte que la réception à l'inscripteur Morse était très avantageusement remplacée, en particulier au point de vue rapidité des transmissions, par la réception auditive (réception au casque). Cette réception exige une habitude spéciale de l'oreille : lecture au son. La vitesse moyenne des transmissions avec réception au son est de 1.200 à 1.500 mots à l'heure (mots de cinq lettres en moyenne). Certains opérateurs particulièrement doués et entraînés dépassent de beaucoup ces vitesses. Le record du monde en cette matière a été détenu pendant quelque temps par un opérateur de la Radio Corporation of America, Edward Adler qui, en 1926, âgé de 33 ans, a « lu » à la vitesse de 3.480 mots à l'heure. En 1928, R. C. Mc Pherson parvint à lire 3.900 mots à l'heure (transmission automatique).

Le record du monde en matière de manipulation est détenu par T. R. Mc Elroy qui, en 1933, à Chicago, a transmis à la vitesse de 4.400 mots à l'heure.

Actuellement, on utilise couramment des dispositifs d'enregistrement du type oscillographique, qui permettent d'atteindre des vitesses de transmissions très élevées. Les *émissions automatiques* permettent d'augmenter dans d'énormes proportions le rendement d'une station radiotélégraphique (7.200 mots à l'heure). Le matériel nécessaire est d'ailleurs très délicat, tant à l'émission qu'à la réception.

§ 4. — La détection moderne.

Les détecteurs qui précèdent ont un très mauvais rendement. Les cohéreurs et le détecteur magnétique de Marconi ne sont, en réalité, actionnés que par la première oscillation de chaque train d'ondes. Dans les détecteurs qui vont suivre, la presque totalité des oscillations de chaque train agit, d'où une plus grande sensibilité : ce sont les détecteurs *rectificateurs*. Ces détecteurs sont, en effet, de véritables redresseurs de courant alternatif. Ils redressent la tension alternative haute fréquence disponible aux bornes d'un circuit oscillant couplé d'une façon ou d'une autre au circuit oscillant d'antenne.

Après une brève introduction théorique, nous allons étudier le détecteur électrolytique, les détecteurs à cristaux (en particulier détecteur à galène), la valve de Fleming et le détecteur au cuivre-oxyde de cuivre, réservant pour plus tard l'étude des lampes à plus de deux électrodes.

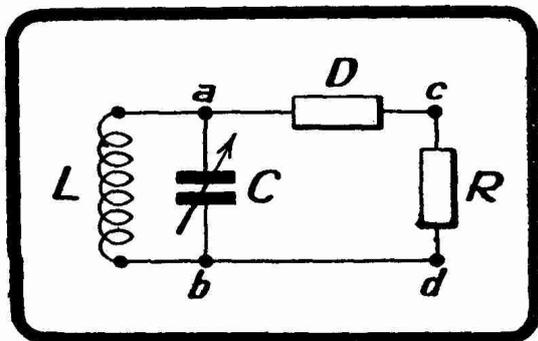


FIG. XV-4-1. — *Détection simple.* Schéma de montage d'un détecteur rectificateur D aux bornes d'un circuit oscillant LC. La tension détectée est mise en évidence par le dispositif R (écouteur, résistance ou transformateur).

1° THÉORIE ÉLÉMENTAIRE DU DÉTECTEUR RECTIFICATEUR. DÉTECTION PARABOLIQUE ET DÉTECTION LINÉAIRE.

Le montage général d'un détecteur aux bornes du circuit oscillant où apparaissent les oscillations à détecter — autrement dit, les tensions alternatives à redresser — se fait comme l'indique la figure XV-4-1.

LC est le circuit oscillant aux bornes a et b duquel apparaissent les oscillations

à détecter ; ce circuit est attaqué par l'antenne soit directement, soit, nous le verrons, par l'intermédiaire d'une *amplification haute fréquence*. D est le détecteur-redresseur. R est le circuit d'utilisation qui peut être soit un téléphone dans le cas où l'on écoute au casque, soit une résistance de couplage ou un transformateur de liaison dans le cas où l'on désire une audition en haut-parleur, laquelle exige une *amplification basse fréquence*, amplification que l'on branche alors aux bornes *c* et *d* de R.

Si l'on trace, en fonction de la tension disponible aux bornes *a* et *b*, les courbes de variation du courant redressé débité, à travers R, par différents détecteurs D, on obtient, suivant le détecteur utilisé, l'une des courbes 1, 2 ou 3 de la figure XV-4-2. Ces courbes constituent ce que l'on appelle les *courbes caractéristiques* des détecteurs considérés.

La courbe 1 est une parabole : elle correspond au cas où l'intensité redressée est proportionnelle au carré de la tension aux bornes du circuit oscillant attaquant le détecteur. On se trouve alors en présence de la *détection parabolique*.

La courbe 2 comporte au départ jusqu'en A une partie courbe, mais se continue par une partie droite AB fort importante.

La courbe 3 est droite depuis l'origine des axes ; elle correspond à ce que l'on appelle la *détection linéaire*, idéal de la détection radiophonique : le courant redressé est proportionnel à la tension aux bornes du circuit oscillant LC ; nous verrons dans un instant l'intérêt que présente cette propriété dans le cas de la détection radiophonique. Suivant la plus ou moins grande pente de la droite 3, le rendement de la détection est plus ou moins bon, autrement dit l'intensité redressée est plus ou moins grande à tension d'attaque égale.

Supposons que nous soyons en possession d'un détecteur D fonctionnant suivant une loi purement linéaire, c'est-à-dire d'un détecteur dont la courbe caractéristique est droite. Considérons successivement les cas où les oscillations, autrement dit les différences de potentiel alternatives, qui apparaissent aux bornes *a* et *b* du circuit oscillant LC sont amorties, entretenues pures, entretenues modulées.

Supposons qu'il s'agisse de recevoir des ondes entretenues pures (1). Lorsque l'on reçoit une telle onde, on dispose aux bornes du dispositif LC de la figure XV-4-1 d'une différence de potentiel ayant la forme de la figure XV-4-3. Le courant redressé disponible à la sortie du détecteur aura l'allure de la figure XV-4-4.

Ce courant agira sur un récepteur téléphonique, monté en R de la figure XV-4-1, comme un *courant continu* (fig. XV-4-5) ayant pour intensité l'intensité moyenne du courant redressé de la figure XV-4-4.

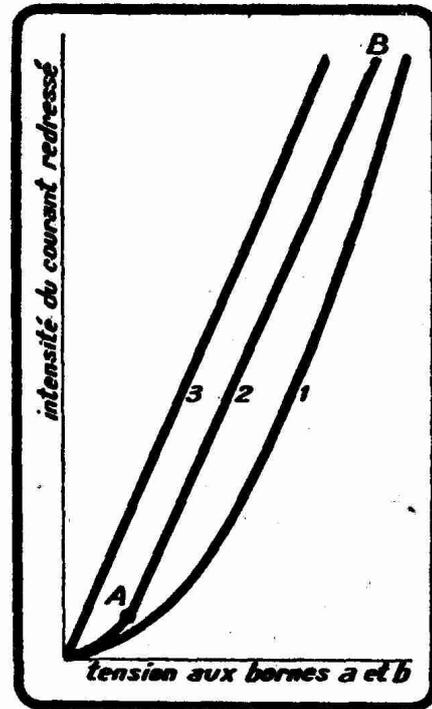


FIG. XV-4-2. — Courbes caractéristiques des détecteurs modernes. 3 est la courbe caractéristique du détecteur linéaire idéal vers lequel tendent les détecteurs utilisés en radiotéléphonie. 1 est la caractéristique du détecteur parabolique. 2 correspond à un détecteur présentant une caractéristique mixte comportant une partie rectiligne AB que l'on s'efforce de rendre aussi importante que possible par rapport à la partie courbe.

(1) Non modulées.

Dans ce cas de la réception d'ondes radiotélégraphiques entretenues, le casque est traversé pendant la durée d'un trait ou d'un point par un courant continu qui

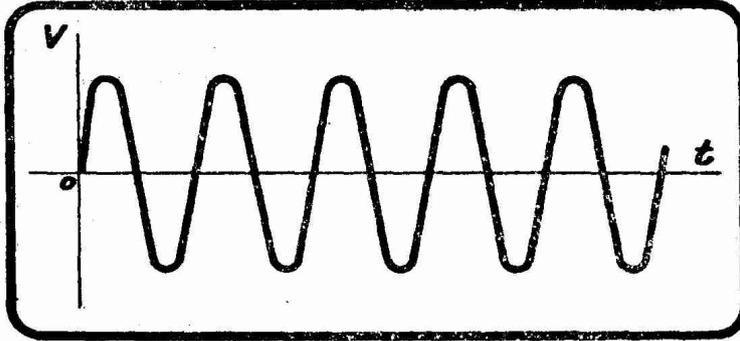


FIG. XV-4-3. — Oscillation entretenue.

correspond à la valeur moyenne du courant redressé. On n'entendra donc rien dans le casque en dehors des périodes d'établissement et de rupture ; et encore, ces établissements et ces ruptures ne seront audibles que dans le voisinage immédiat du poste émetteur. Pour la réception des ondes entretenues, le détecteur rectificateur seul est inefficace.

Il faut lui adjoindre des

dispositifs spéciaux (hétérodynage) que nous rencontrerons dans les chapitres consacrés à la lampe.

Les mécanismes que nous venons d'exposer à propos des ondes amorties et des ondes entretenues pures se produisent évidemment que la détection soit effectuée par un détecteur présentant une courbe caractéristique de la forme 1, de la forme 2 ou de la forme 3 de la figure XV-4-2. Les déformations qui se manifestent dans le courant redressé lorsque l'on a affaire à un détecteur non linéaire

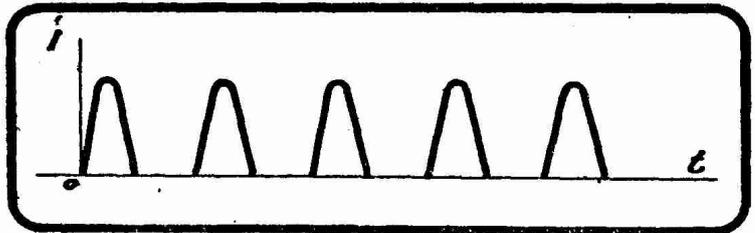


FIG. XV-4-4. — Courant redressé fourni par la détection de l'oscillation entretenue.

n'ont aucune importance pratique dans le cas de la radiotélégraphie, où il s'agit d'entendre simplement les traits et les points de l'alphabet Morse. Il n'en va plus de même pour la radiotéléphonie où l'intensité du courant moyen redressé doit suivre fidèlement la modulation de l'onde porteuse. Nous allons voir, maintenant qu'il nous reste à examiner la détection des ondes

entretenues modulées, qu'une détection (1) rigoureusement pure de la radiotéléphonie ne peut être obtenue que lorsque l'on dispose d'un détecteur linéaire.

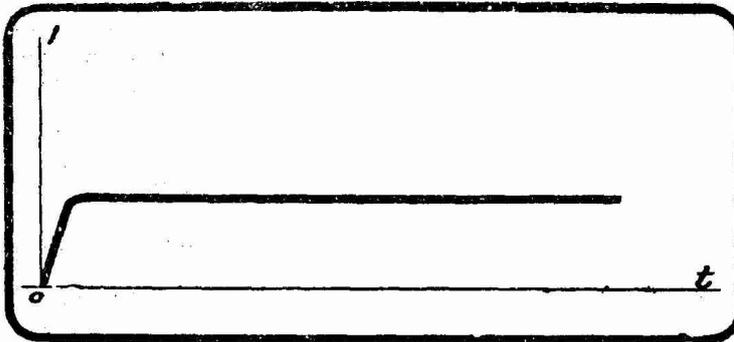


FIG. XV-4-5. — Variation de la valeur moyenne du courant détecté.

Considérons un tel détecteur linéaire, ayant par conséquent une caractéristique rectiligne du type 3 de la figure XV-4-2. Traçons à nouveau cette caractéristique OC figure XV-4-6. Le potentiel d'attaque disponible aux bornes a et b est représenté par l'oscillation M de haute fréquence f modulée à la fréquence acoustique f' . L'axe

Ot est l'axe des temps. On vérifiera sur la figure que le dessinateur a supposé avoir affaire à un taux de modulation de 30 %. Le courant détecté I est déduit des alternances positives du potentiel d'attaque par la construction indiquée sur la figure. Il comporte une enveloppe sinusoïdale de même fréquence f' que

(1) Certains auteurs emploient dans le cas des ondes entretenues modulées le mot « démodulation » à la place du mot « détection ».

l'enveloppe de la modulation de l'oscillation M à détecter ⁽¹⁾. Le courant moyen correspondant ⁽²⁾ varie à la fréquence f' de la variation d'amplitude (modulation) de l'oscillation porteuse de fréquence f . Tout se passe comme si le courant continu (valeur moyenne du courant redressé produit par la détection de l'oscilla-

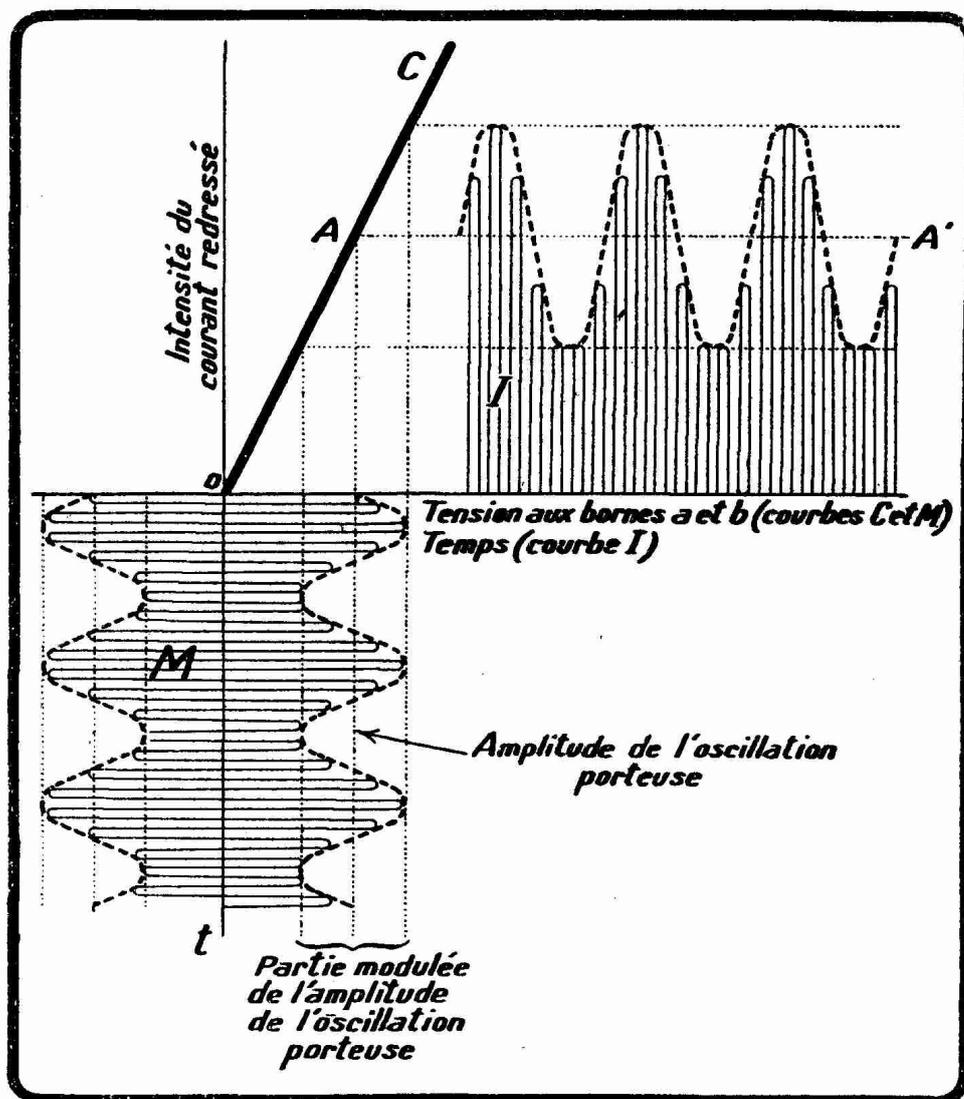


FIG. XV-4-6. — Détection linéaire. — OC est la caractéristique linéaire du détecteur. M est l'oscillation de haute fréquence f modulée à la fréquence acoustique f' et disponible aux bornes du circuit LC de la figure XV-4-1. L'enveloppe du courant redressé I est une sinusoïde de même fréquence f' que l'enveloppe de la modulation. Le courant moyen détecté est un courant continu modulé à la fréquence f' ; il produit dans un écouteur le son de fréquence f' .

tion porteuse, qui est une oscillation entretenue pure) qui traverse R de la figure XV-4-1, était modulé à la fréquence f' (fig. XV-4-7). Le courant traversant R est en définitive un courant ondulé constitué par une composante continue et

(1) Nous n'employons pas ici le mot *enveloppe* dans le sens qu'on lui donne en géométrie analytique, où il sert à désigner une courbe tangente à toutes les courbes dépendant d'un certain paramètre et constituant une famille de courbes. Les figures XIII-13-1 et XV-4-6 montrent clairement ce que nous entendons ici par *enveloppe* : la délimitation des amplitudes de l'oscillation haute fréquence modulée.

(2) Dans le cas d'une oscillation porteuse sinusoïdale, on déduit le courant moyen de chaque maximum du courant redressé en divisant ce maximum par π .

une composante alternative de fréquence f' . Il apparaît donc aux bornes c et d de R une tension continue et une tension alternative de fréquence téléphonique f' . Si R est un écouteur téléphonique, on entendra dans cet écouteur le son de fréquence f' . La tension continue qui apparaît entre c et d est pratiquement utilisée dans certains cas à la commande automatique de volume, ainsi qu'il sera montré par la suite.

En résumé, si à l'émission on dispose d'un système ⁽¹⁾ permettant de faire subir à l'amplitude de l'oscillation porteuse de la figure XIII-13-1 des variations aux diverses fréquences de la voix humaine, par exemple, on disposera à la réception, à la sortie du détecteur, d'un courant reproduisant fidèlement ces diverses fréquences : on entendra la voix dans le casque. Nous sommes donc en présence de tous les éléments d'une liaison radiotéléphonique.

Dans le cas considéré d'un détecteur linéaire, toutes les fréquences acoustiques transmises se retrouveront sans modification dans le courant détecté,

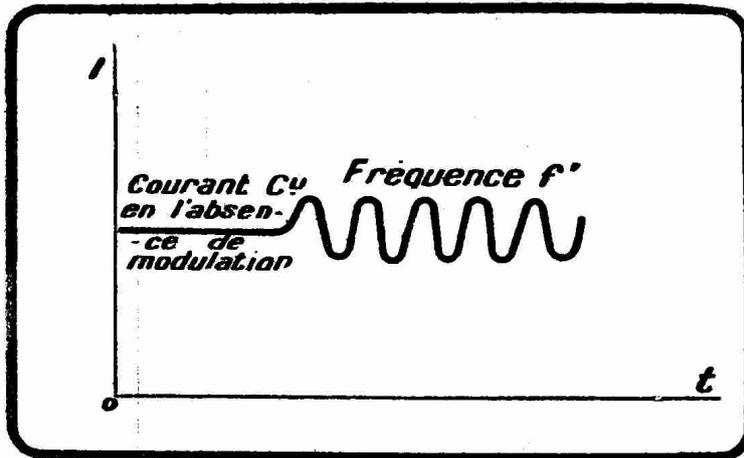


FIG. XV-4-7. — Valeur moyenne du courant redressé par le détecteur rectificateur :

- 1° en l'absence de modulation ;
- 2° au moment de la modulation à la fréquence f .

M. En refaisant, dans cette figure XV-4-8, la construction du courant détecté suivant la méthode employée pour la figure XV-4-6, on voit que l'amplitude du courant redressé I ne varie plus symétriquement de part et d'autre de l'axe AA' correspondant au courant redressé maximum produit par l'oscillation porteuse. Le courant moyen détecté n'est plus sinusoïdal, ne reproduisant plus la seule fréquence f' : il y a production de la fréquence f' et d'un certain nombre d'harmoniques (en particulier, harmonique deux) de cette fréquence ; il y a distorsion, c'est-à-dire déformation.

Cette distorsion est d'autant plus marquée que l'enveloppe du courant détecté est plus déformée, autrement dit que le taux de la modulation de la fréquence acoustique f' est plus élevé.

Si l'on a affaire à un détecteur à caractéristique mixte du type de la courbe 2 de la figure XV-4-1, comportant une partie courbe et une partie droite, il y aura détection linéaire, donc détection fidèle, tant que la partie modulée de l'amplitude de l'oscillation porteuse correspondra, suivant la construction de la figure XV-4-6, à la partie rectiligne de la caractéristique. Il résulte de là que, dans le cas de la caractéristique mixte 2 de la figure XV-4-1, il y aura distorsion pour les taux de modulation élevés. Ce défaut du détecteur à caractéristique mixte est d'autant moins marqué que la partie courbée est de moins grande

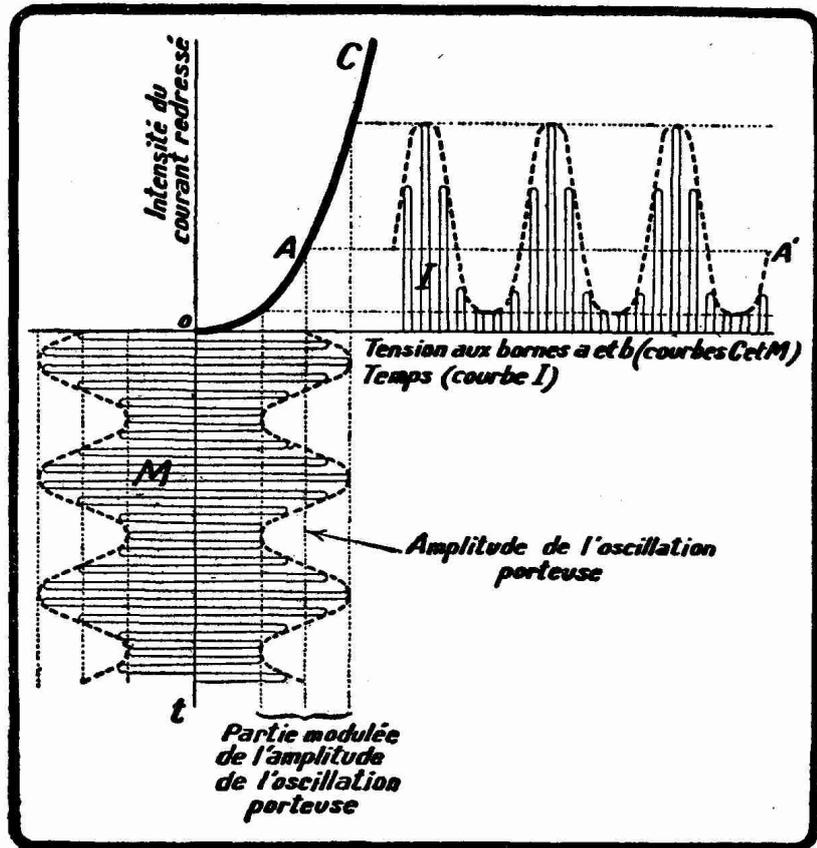
(1) C'est ce « système », que l'on appelle **dispositif de modulation**. Il comporte essentiellement un microphone, un amplificateur microphonique et un organe permettant de faire agir le courant modulé sur le courant produisant l'onde haute fréquence d'amplitude A de la figure XIII-13-1.

quel que soit le taux de la modulation qu'elles produisent. Les sons forts (taux de modulation élevé) seront donc aussi correctement détectés que les sons faibles (taux de modulation faible). La réception sera d'une pureté parfaite.

Il n'en est plus de même lorsque l'on a affaire à un détecteur parabolique ayant une courbe caractéristique du type de la courbe 1 de la figure XV-4-2. Traçons à nouveau cette caractéristique OC figure XV-4-8. Le potentiel d'attaque (oscillation à détecter apparaissant aux bornes a et b de la figure XV-4-1) est représenté par la courbe sinusoïdale modulée

longueur. Ces particularités jouent un rôle capital en radio-réception, car la plupart des détecteurs utilisés dans les récepteurs de radiotéléphonie modernes sont du type à caractéristique mixte.

FIG. XV-4-8. — *Détection parabolique.* — *OC* est la caractéristique parabolique du détecteur. *M* est l'oscillation de haute fréquence f' modulée à la fréquence acoustique f et disponible aux bornes du circuit LC de la figure XIV-4-1. L'enveloppe du courant redressé *I* ne reproduit pas la sinusoïde de fréquence f' de l'enveloppe de la modulation. Le courant moyen détecté est un courant continu modulé à la fréquence f et aussi à un certain nombre d'harmoniques de cette fréquence : il y a distorsion.



On remarquera que l'on peut rendre audible une émission radiotéléphonique à la sortie de tout détecteur rectificateur normal sans qu'il soit besoin d'utiliser un de ces « dispositifs spéciaux » dont il a été question à propos de la fig. XV-4-5.

Dans un certain nombre de cas pratiques, on n'a pas affaire à un détecteur rectificateur parfait : il y a production d'une certaine proportion de courant inverse. L'existence de ce courant inverse dans un détecteur rectificateur diminue la valeur du courant moyen détecté et peut influencer sur la pureté si la caractéristique de ce courant inverse n'est pas linéaire.

Double détection :

Le montage de la figure XV-4-1 suppose que l'on détecte en n'utilisant qu'une alternance, mais — de même qu'il est possible de redresser une tension alternative en utilisant une ou deux alternances — il est possible de détecter à l'aide d'un détecteur rectificateur en utilisant les deux alternances de la tension à détecter.

Une telle disposition — que l'on appelle quelquefois la *double détection* — correspond au montage à deux détecteurs D_1 et D_2 de la figure XV-4-9. La bobine du circuit oscillant aux bornes duquel apparaissent les oscillations à détecter, doit présenter une prise médiane.

A tension haute fréquence égale disponible entre *a* et *b* des figures XV-4-1 et XV-4-9, la tension détectée apparaissant aux bornes de *R* est, dans le cas de la figure XV-4-9, la *moitié* de ce qu'elle est dans le cas de la figure XV-4-1.

On remarquera que le condensateur *C* est représenté figure XV-4-1 comme étant variable et figure XV-4-9 comme étant fixe. En général, en effet, on n'utili-

lise le système de cette figure que dans des amplificateurs à accord fixe, par exemple amplificateurs moyenne fréquence des changeurs de fréquence.

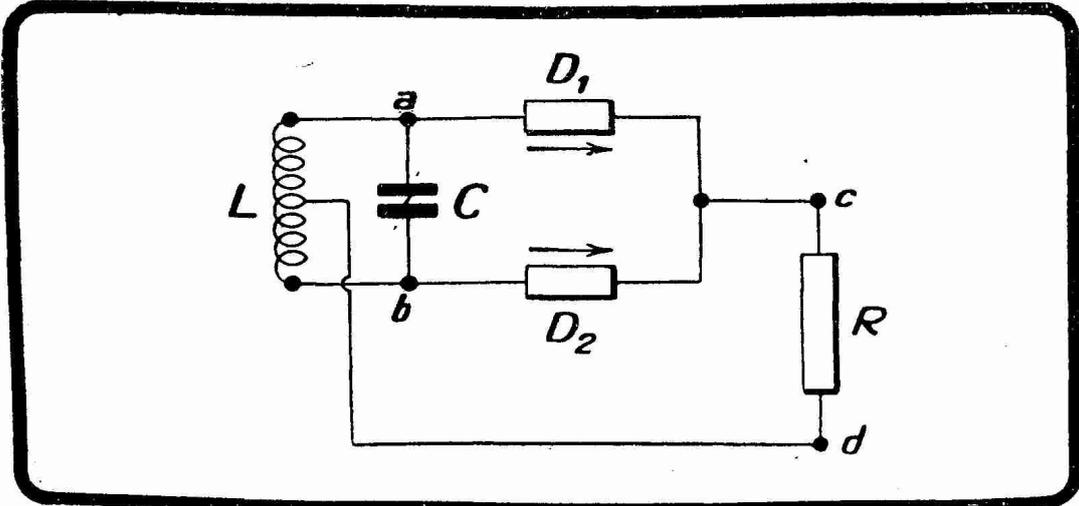


FIG. XV-4-9. — Double détection. — Schéma de montage de deux détecteurs rectificateurs D_1 et D_2 aux bornes d'un circuit oscillant LC. La tension détectée est mise en évidence par le dispositif R, en général une résistance.

2° ETUDE PRATIQUE DES DISPOSITIFS DÉTECTEURS.

1° *Le détecteur électrolytique* : Ce détecteur n'est pas à proprement parler un détecteur moderne, car l'apogée de sa vogue remonte déjà à 1910, mais il peut être considéré comme constituant la transition entre les détecteurs primitifs du paragraphe précédent et les détecteurs utilisés à l'heure actuelle.

Le détecteur électrolytique est constitué par un vase rempli d'électrolyte

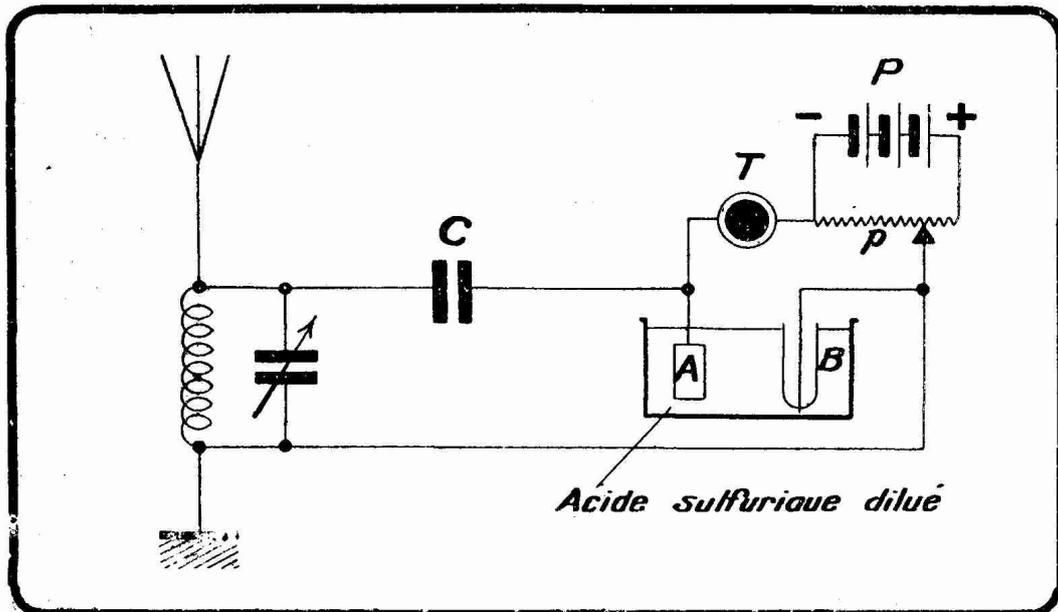


FIG. XV-4-10. — Montage d'un détecteur électrolytique aux bornes d'un circuit oscillant d'accord. Le condensateur C laisse passer les oscillations de haute fréquence, mais empêche la batterie P de se décharger à travers la bobine du circuit oscillant.

(acide sulfurique ou acide azotique dilués) dans lequel plongent deux électrodes A et B (fig. XV-4-10). Une de ces électrodes A est constituée par une plaque métallique de surface relativement grande (platine), l'autre B est constituée par un fil de platine très fin (1/100 de millimètre de diamètre) dépassant d'un

dixième de millimètre environ un tube de verre dans le fond duquel il est soudé (1). Sans vouloir enfreindre dans l'étude complète du détecteur électrolytique, nous allons dire quelques mots de son fonctionnement.

On applique aux électrodes A et B une différence de potentiel continu de telle sorte que la pointe de platine soit l'anode. Une pile P de 4 volts de force électromotrice environ et un potentiomètre p permettent d'appliquer la tension optimum aux bornes du détecteur électrolytique. Voici, d'après G. W. Pierce, l'explication du fonctionnement du détecteur électrolytique : la pile P produit une polarisation des électrodes, phénomène dont il a été question lorsque nous avons étudié l'électrochimie. Ici, la polarisation se produit plus rapidement pour la pointe de platine que pour la plaque de grande surface. Le passage des oscillations à travers le détecteur électrolytique le dépolarise partiellement par suite de cette asymétrie dans la faculté de polarisation des électrodes A et B. Cette dépolarisation se fait dans un sens tel que la pile est amenée à fournir le courant nécessaire pour polariser à nouveau les électrodes. C'est le passage de ces courants successifs de polarisation que l'on entend dans le casque T inséré en série avec la pile et le détecteur électrolytique. Ce téléphone aura une résistance assez élevée : 2.000 à 4.000 ohms.

La puissance, recueillie dans l'antenne, nécessaire au fonctionnement du détecteur électrolytique est de l'ordre de 0,007 microwatt. La sensibilité est quatorze fois celle du cohéreur.

Le principe du détecteur électrolytique a été indiqué en 1900, au Congrès international d'Electricité, par le général Ferrié, alors capitaine. Les premiers appareils pratiques furent construits en 1903, aux Etats-Unis, par R. A. Fessenden (liquid barretter) et en Allemagne par Schloemilch. En 1898, l'Américain M. J. Pupin avait mis au point un dispositif du même genre pour le redressement de courants alternatifs industriels.

On a proposé de divers côtés des détecteurs électrolytiques sans pile d'excitation. Il suffit pour cela que l'électrode négative A du détecteur soit un métal, comme le mercure par exemple, qui forme avec l'électrode de platine B un élément de pile (détecteur Jégou).

2° *Détecteurs à cristaux. Détecteur à galène.* — On sait depuis la fin du siècle dernier que certains contacts métal-cristal ou cristal-cristal constituent des dispositifs redresseurs (conductibilité unilatérale). C'est surtout à partir de 1900 (essais du commandant Tissot) que cette propriété fut appliquée à la détection des ondes électromagnétiques. Les essais de F. Braun, en 1901, sur le psilomélane (oxyde hydraté naturel de manganèse barytifère) furent, en particulier, assez satisfaisants pour que son détecteur soit utilisé par une Compagnie allemande.

Le contact métal-cristal se réalise le plus souvent par une pointe métallique appuyant plus ou moins sur le cristal. Parmi les détecteurs à pointe métallique, citons :

Le carborundum (SiC), préconisé par le général américain Dunwoody ;

La pyrite de fer et la pyrite de cuivre ;

La galène (Tissot, Pellin, 1900).

Le contact cristal-cristal le plus utilisé comme détecteur est le « perikon » de G. J.

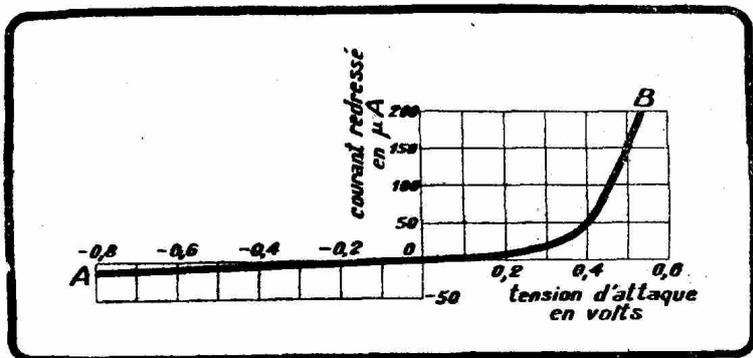


FIG. XV-4-11. — Courbe caractéristique du détecteur perikon, d'après W. H. Eccles.

(1) On sait que le verre et le platine se « soudent » très bien l'un à l'autre, car ils possèdent des coefficients de dilatation égaux.

Pickard (1906). Il est constitué par de la zincite (ZnO) en contact avec de la chalcopryrite ($CuFeS_2$).

La courbe caractéristique du perikon a été relevée, en 1910, par W. H. Eccles. Cette courbe, que nous reproduisons figure XV-4-11, comporte, on le voit, une partie directe OB à allure parabolique et une partie inverse OA rectiligne.

Le détecteur à galène est certainement le plus populaire des détecteurs à cristaux parmi les amateurs français. Son fonctionnement a été longtemps discuté. C. Tissot y voyait l'intervention de phénomènes thermoélectriques. G. W. Pierce, dans son ouvrage *Principles of Wireless Telegraphy* (New-York, 1910), a montré qu'il s'agissait d'un véritable dispositif rectificateur à conductibilité unilatérale.

La galène est un sulfure naturel de plomb dont certains échantillons présentent des « points sensibles », c'est-à-dire des points pour lesquels la fonction détectrice est plus nette que pour d'autres. Ces points sensibles sont inégalement répartis à la surface du cristal. Un échantillon de galène peut d'ailleurs présenter plus de sensibilité qu'un autre. En général, ce sont les galènes à grain très fin qui donnent les meilleurs résultats. Le contact est

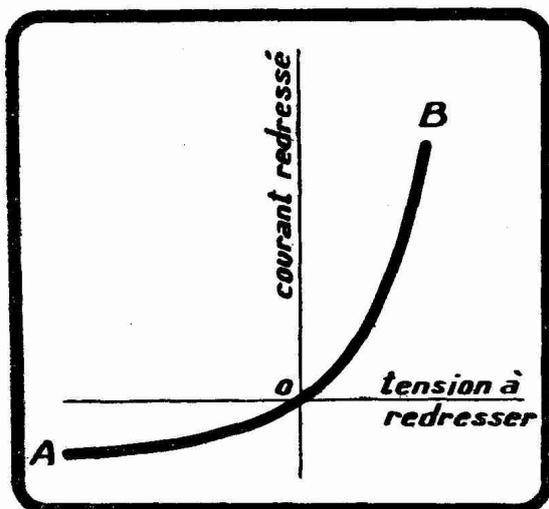


FIG. XV-4-12. — Courbe caractéristique du détecteur à galène. OA correspond au courant inverse indésirable.

assuré sur le point sensible par une pointe métallique acérée (chercheur) appuyant de manière plus ou moins légère sur le cristal. Cette pointe métallique est faite de préférence d'un métal non oxydable dans les conditions ordinaires (platine, or, ferro-nickel). La pression du chercheur sur le cristal ne doit pas être trop forte ; en fait, on observe que les meilleures réceptions sont obtenues pour des pressions faibles. Pour pouvoir régler à volonté cette pression, on enroule le chercheur en forme de ressort.

La sensibilité du détecteur à galène atteint et dépasse celle du détecteur électrolytique. La réception sur galène n'est pas troublée par des crachements comme dans le cas de l'électrolytique. Enfin, la galène ne nécessite pas de pile locale. Le gros inconvénient du détecteur à galène est d'être essentiellement déréglable : du fait

de l'existence de points de grande sensibilité nulle ou insuffisante, un léger déplacement de la pointe du chercheur suffit à produire une énorme variation dans l'intensité de l'audition. Un parasite atmosphérique un peu fort suffit d'autre part souvent à détruire le point sensible... Cet inconvénient grave de la déréglabilité ne se rencontre pas, par exemple, dans le détecteur à carborundum, où la pression de la pointe métallique sur le cristal est forte et fixée une fois pour toutes.

On a imaginé toute une série de dispositifs assurant la fixité du point touché par le chercheur.

Une expérience très simple permet de mettre en évidence la conductibilité unilatérale de la galène. On fait

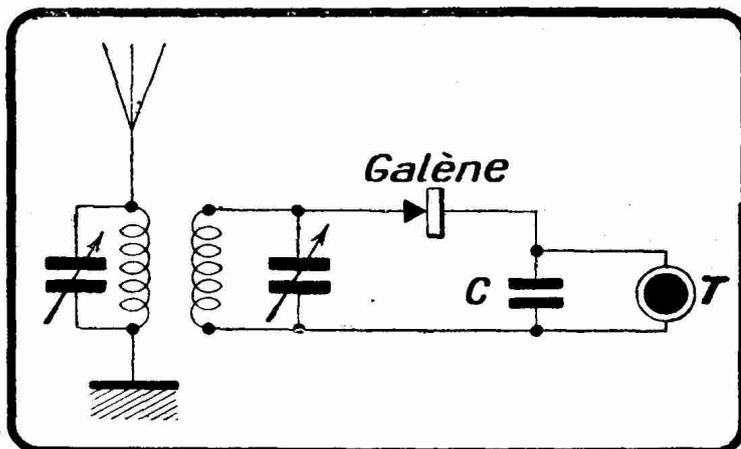


FIG. XV-4-13. — Poste récepteur simple : accord direct, détection par galène.

traverser la galène par le courant d'un accumulateur de 2 volts dans le sens galène-pointe et dans le sens pointe-galène, en ayant soin de ne pas modifier pendant la manipulation le point touché par le chercheur, ni la pression du chercheur sur le cristal. On mesure dans chacun des cas la résistance du détecteur par la méthode du voltmètre, par exemple. Plus les nombres trouvés seront différents, meilleur sera le point considéré sur la galène, puisque l'effet redresseur sera plus net. Une expérience que nous avons faite, en 1927, pour la préparation de ce paragraphe, nous a donné dans le sens galène-pointe 400 ohms et dans le sens pointe-galène 20.000 ohms. Ce point correspondait à une excellente sensibilité : réception de la téléphonie de Daventry 5XX dans la région parisienne sur petite antenne. En répétant l'expérience avec différents points et différentes pressions du chercheur, on trouvait des nombres très différents des précédents.

On remarquera que la résistance dans le sens pointe-galène n'est pas infinie. A cette résistance non infinie correspond un *courant inverse* qui se traduit pratiquement par un abaissement de la valeur moyenne du courant redressé de la figure XV-4-5. C'est en somme l'importance de ce courant inverse (pointe-galène) qui fait qu'un point du cristal est plus ou moins sensible.

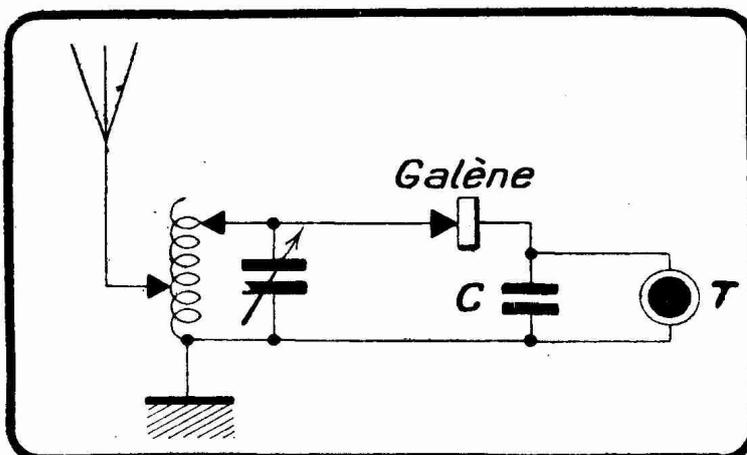


FIG. XV-4-14. — Poste récepteur simple : accord Oudin, détection par galène.

La courbe caractéristique du détecteur à galène a l'allure de la courbe de la figure XV-4-12. Cette courbe comporte une partie OB à allure parabolique à laquelle on peut appliquer les raisonnements faits à propos de la figure XV-4-8. La partie AO correspond au courant inverse (sens pointe-galène). On voit que la galène n'est pas un détecteur linéaire et ne constitue nullement, contrairement à une opinion fort répandue, l'idéal du détecteur radiotéléphonique.

Dans la pratique amateur, un détecteur à galène se monte immédiatement derrière l'accord d'antenne sans amplification haute fréquence préalable.

Sans vouloir pour le moment entrer dans les détails des circuits d'accord, nous pouvons indiquer (voir figures XV-4-13 à XV-4-15) les principaux montages à galène qu'il est possible de réaliser dans cet ordre d'idées.

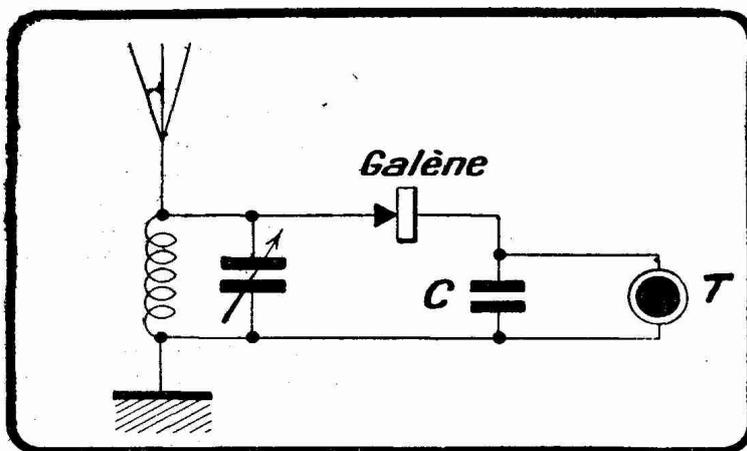


FIG. XV-4-15. — Poste récepteur simple : accord Tesla, détection par galène.

On remarquera que, dans ces trois figures, le casque T, qui a une résistance de l'ordre de 500 à 750 ohms, est shunté par un condensateur fixe C, de l'ordre de 2.000 micromicrofarads, destiné à livrer un passage facile aux courants de haute fréquence, passage auquel s'opposerait sans cette précaution l'impédance élevée présentée par les électros du casque (quelques dixièmes de henry).

Le rendement des détecteurs que nous venons d'examiner (détecteur élec-

trolytique et détecteur à contact solide), quoique supérieur à celui du cohéreur et du détecteur magnétique de Marconi, laisse encore beaucoup à désirer. L'énergie du courant redressé (courant des figures XV-4-5 et XV-4-7 n'est qu'une faible partie (10 à 12 % tout au plus dans les meilleures conditions) de l'énergie haute fréquence disponible aux bornes du circuit oscillant.

3° *La valve de Fleming ou lampe diode.* — La valve de Fleming est appelée aujourd'hui lampe à deux électrodes ou *diode*.

Nous avons vu que si, dans une ampoule de verre dans laquelle on a fait le vide, on dispose d'un filament de tungstène F (électrode chaude ou cathode) et d'une plaque cylindrique P (électrode froide ou anode) entourant le filament (fig. XV-4-16), l'espace filament-plaque, lorsque le filament est porté à l'incandescence par la batterie A, présente une conductibilité unilatérale dans le sens plaque-filament. L'Anglais J. A. Fleming eut, en 1905, l'idée d'utiliser ce dispositif comme détecteur et ses brevets anglais et allemand de 1905 et 1906 donnent le montage de la figure XV-4-17. Les oscillations disponibles aux bornes *a* et *b* ne passent que lorsqu'elles ont un sens tel que la plaque P est à un potentiel plus élevé que le filament, c'est-à-dire lorsqu'elles ont le sens de la flèche *f* de la figure.

Il n'y a pas de courant inverse et les oscillations sont bloquées au sens le plus complet de l'expression dans le sens FP.

Fleming place en T un galvanomètre ou un téléphone, suivant qu'il veut mesurer ou « entendre » le courant redressé.

Le brevet Fleming est intéressant en ce sens qu'il indique subsidiairement les procédés qu'il faut utiliser pour chasser, au moment du vidage de l'ampoule, les gaz occlus dans les pièces métalliques (filament et plaque).

Le redressement obtenu par la lampe à deux électrodes est parfait en ce sens qu'il n'y a pas de courant inverse comme dans le cas de la galène, par exemple.

La sensibilité de la lampe diode est, de ce fait, supérieure à celle de la galène, puisque le courant moyen redressé n'est pas diminué par le courant inverse. La stabilité de la diode est absolue, contrairement à ce que l'on observe avec la galène, où la recherche et la conservation du point sensible soulèvent les difficultés que l'on sait.

La détection par lampe diode, utilisée aux âges héroïques de la T.S.F.,

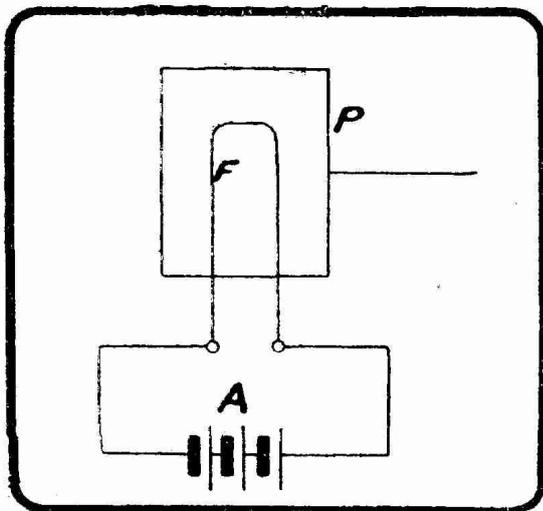


FIG. XV-4-16. — La valve de Fleming

avant 1910, a été abandonnée pendant plus de vingt ans au profit de la lampe triode, laquelle, permettant de redresser et *en même temps* d'amplifier, ainsi que nous l'exposerons en détails dans un chapitre ultérieur, donne une détection beaucoup plus sensible et plus puissante, parfois au préjudice de la pureté.

Mais les progrès effectués en 1931 et 1932 dans l'amplification haute fréquence (amplification entre l'accord et la détection) permettent dorénavant d'effectuer la détection sur des oscillations de très grande amplitude (10, 20 et même 30 volts); la détection diode, d'une pureté remarquable, est ainsi revenue tout naturellement en faveur, son manque de sensibilité n'étant plus dans ces conditions un inconvénient.

Nous consacrerons plus loin à la détection diode tous les développements nécessaires. Nous nous contentons pour le moment de quelques généralités essentielles.

A l'heure actuelle où la détection par diode bénéficie d'un regain de faveur, cette lampe est montée pratiquement comme le montre la figure XV-4-18; c'est

une simple application du montage théorique de la figure XV-4-1 (1). Le transformateur T couple à la diode D l'amplification haute ou moyenne fréquence qui suit l'accord d'antenne. Les oscillations à détecter apparaissent aux bornes a et b d'une résistance R de l'ordre de 250.000 ohms au moins, shuntée par un condensateur C₁ de 100 pF. Les tensions disponibles entre c et d, tensions détectées, sont amplifiées par un amplificateur basse fréquence attaquant le haut-parleur.

Le point c est d'ordinaire relié à la masse et les tensions redressées sont utilisées à partir du point d.

La courbe caractéristique d'une lampe diode est du type de la courbe 2 de la figure XV-4-2. Pratiquement, la partie courbe de cette caractéristique est très petite si l'on considère une large bande de potentiels d'attaque (une trentaine de volts), ce qu'autorise le fait que la détection diode est toujours précédée d'une amplification très importante.

La figure XV-4-19 représente la courbe caractéristique d'une diode moderne, donnant la tension continue aux bornes c et d d'une résistance R de 1 mégohm en fonction de la tension efficace de l'oscillation haute fréquence à détecter disponible aux bornes a et b du secondaire du transformateur T. Le rendement de

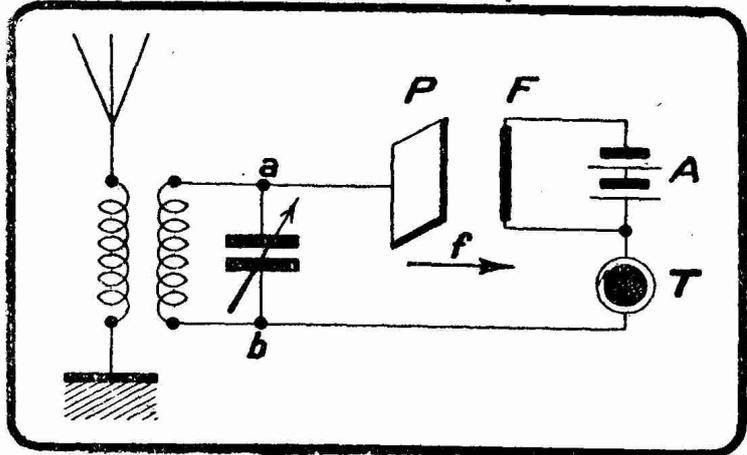


FIG. XV-4-17. — Montage détecteur de Fleming. L'antenne attaque la détectrice diode par un Tesla à secondaire accordé.

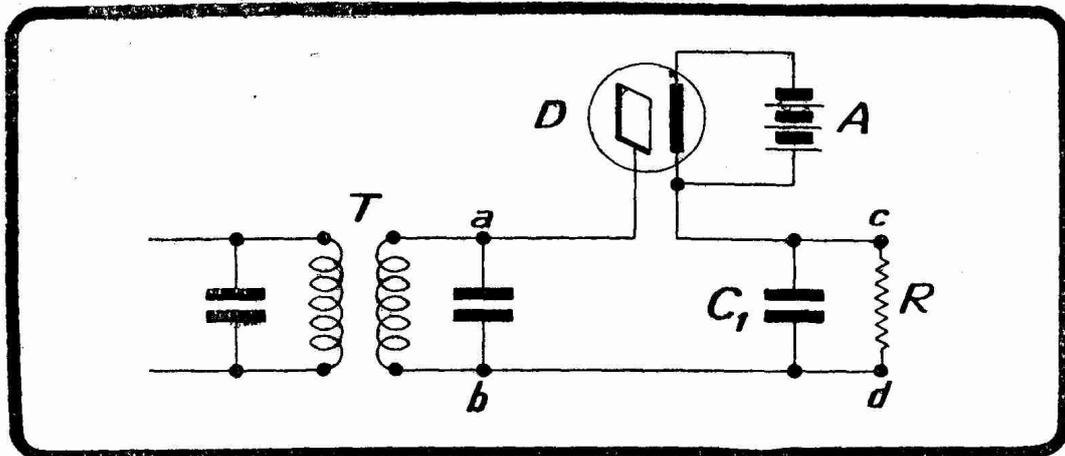


FIG. XV-4-18. — Montage moderne d'une détectrice diode. La tension détectée apparaît aux bornes c et d d'une résistance R.

la détection, c'est-à-dire le rapport $\frac{\text{tension continue détectée}}{\text{tension maximum à détecter}}$, atteint et dépasse la valeur 90 % pour une tension d'attaque supérieure à 12 volts efficaces. Seule la partie OA de la caractéristique est courbée ; la partie AB, c'est-à-dire à peu de choses près 95 % de la courbe totale OA, est rectiligne (2).

(1) Il existe, nous le verrons, des doubles diodes qui permettent, lorsque besoin est, la réalisation de la double détection.

(2) D'après ce que nous avons dit dans la première partie de ce paragraphe, il résulte de là qu'une détection linéaire totale est encore assurée pour une modulation atteignant 95 % dans le cas d'une amplitude d'attaque de l'oscillation porteuse de 22,6 volts (16 volts efficaces).

La droite OC représente la caractéristique parfaitement rectiligne du détecteur linéaire idéal

Il y a peu de différence, on le voit, entre la caractéristique OB et la caractéristique OC. La diode fournit, en définitive, une détection linéaire et peut détecter de la téléphonie avec d'autant moins de déformation que l'oscillation porteuse qui apparaît aux bornes *a* et *b* est à tension plus élevée, c'est-à-dire qu'il existe avant la détection une amplification haute fréquence plus importante. Pratiquement, on peut considérer la pureté que fournit la diode comme parfaite.

REMARQUE. — La figure XV-4-18 représente une diode à chauffage direct. En pratique, toutes les diodes (mêmes certaines parmi celles destinées aux postes batteries, par exemple la KB4 de Philips) sont à chauffage indirect et comprennent un élément chauffant, une cathode équipotentielle et une plaque (ou anode).

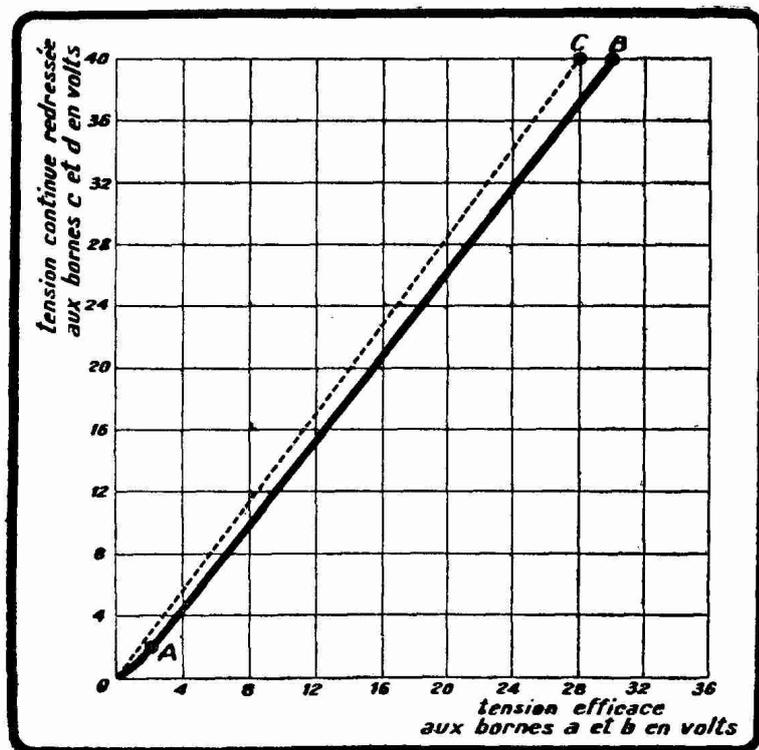


FIG. XV-4-19. — Courbe caractéristique d'une diode moderne. La courbe OAB ne comporte qu'une petite partie courbée OA. La partie rectiligne AB est très importante.

Lorsque l'on détecte avec un dispositif du genre de celui de la figure XV-4-18 une émission radiotéléphonique, on observe l'apparition entre *c* et *d* d'une tension complexe constituée par une composante alternative à basse fréquence, une composante continue et une composante alternative à haute fréquence. La composante alternative à basse fréquence reproduit la modulation de l'émission considérée, c'est elle que l'on transmet à la partie basse fréquence du récepteur aux fins d'amplification avant l'attaque du haut-parleur. La composante continue correspond au redressement par utilisation d'une seule alternance de l'oscillation porteuse ; on utilise cette composante à diverses actions automatiques sur certaines lampes du montage (commande automatique de volume, lampe de silence, indication visuelle

d'accord, etc.) suivant une technique dont nous exposerons le principe lorsque nous étudierons les lampes.

La détection, ou plus exactement le redressement, de l'oscillation porteuse, produit, en plus de la composante continue que nous venons de signaler, une composante alternative à la fréquence de cette oscillation (c'est une application de la théorie élémentaire du redressement d'un courant alternatif en utilisant une seule alternance.

Cette composante à haute fréquence est indésirable ; son élimination est confiée au condensateur C_1 qui présente pour cette composante une capacitance faible : 1.600 ohms pour $C_1 = 100$ pF et une onde porteuse de 300 m (1.000 kc/s).

4° *La lampe triode.* — L'Américain Lee de Forest, en ajoutant, en 1907, une troisième électrode (la grille) à la valve de Fleming, créa la *lampe triode* qui présente sur son « ancêtre » la diode, l'avantage de propriétés amplificatrices et oscillatrices remarquables, ainsi que nous aurons bientôt l'occasion de l'exposer.

La lampe triode constitue un détecteur très séduisant, parce que non

seulement elle détecte, mais encore elle amplifie simultanément. Elle a longtemps régné en maîtresse absolue sur la technique de la détection radio-électrique. Sa primauté est à l'heure actuelle détruite par le retour en faveur de la détection par diode, qui permet de séparer nettement la fonction détectrice de la fonction amplificatrice et de travailler, comme nous l'avons dit, dans les meilleures conditions de pureté.

Nous étudierons longuement la fonction détectrice de la lampe triode et de ses dérivées, les lampes à grilles multiples, dans la suite de cet ouvrage.

5° *Le détecteur au cuivre-oxyde de cuivre.* — Dans les développements que nous avons consacrés au redressement du courant alternatif, pages 263 et suivantes, nous avons vu que les dispositifs redresseurs les plus fréquemment utilisés étaient la lampe à deux électrodes (valve de redressement ou diode) et le redresseur au cuivre-oxyde de cuivre. La détection étant un simple redressement et puisqu'elle peut se faire avec une lampe diode, on a été tout naturellement conduit ⁽¹⁾ à envisager d'effectuer cette détection à l'aide d'un dispositif au cuivre-oxyde de cuivre. L'emploi d'un tel dispositif à la détection a été rendu pratiquement possible par les travaux ⁽²⁾ de L.-O. Grondahl et W.-P. Place (1932).

La grosse difficulté à laquelle se sont heurtés théoriquement et pratiquement les expérimentateurs, dès qu'ils ont envisagé de détecter avec un « contact » cuivre-oxyde de cuivre, a été la capacité élevée que présente la zone redresseuse qui est, comme on le sait, la surface de séparation du cuivre et de l'oxyde de cuivre. Cette capacité laisse passer une quantité non négligeable de la H.F. qu'il s'agit de redresser : le rendement du dispositif baisse dans des proportions parfois considérables.

Les travaux de Grondahl et de Place ont porté sur les moyens de diminuer cette capacité nuisible et de compenser ses effets.

Un de ces moyens consiste à utiliser des éléments cuivre-oxyde de cuivre de petite surface redresseuse, car la capacité à combattre est proportionnelle à cette surface. La capacité n'est pas seulement de ce fait diminuée, mais encore ses effets sont réduits, parce que cette diminution de la surface redresseuse augmente, pour un circuit de charge donné, l'intensité par unité de surface (ou densité de courant) qui traverse le redresseur.

Les détecteurs au cuivre-oxyde de cuivre ont fait leur apparition en Europe, sous une forme pratique, en mars 1933. Ce sont les westectors de la Compagnie Westinghouse.

Il existe deux types de westectors : le type utilisant une seule alternance et le type utilisant les deux alternances de la tension à détecter.

Chaque type se subdivise en deux suivant la puissance du courant redressé qu'il peut fournir. Il y a donc en tout quatre modèles de westectors :

1° Le W4 utilise une seule alternance et peut redresser une tension maximum de 24 volts ; le courant maximum pouvant traverser le W4 est de 0,25 mA. L'appareil se présente comme un bâtonnet de 5 centimètres de longueur. L'extrémité rouge correspond au « + » de l'appareil, indication utile lorsque l'on désire être fixé sur le sens du courant redressé fourni ⁽³⁾ ;

2° Le WM24 utilise les deux alternances ; il est constitué de deux éléments W4 montés bout à bout en opposition (+ communs), autrement dit en doublage d'intensité. chaque moitié du WM24 peut redresser une tension maximum de 24 volts ; le courant maximum total que peut fournir le WM24 est de 0,5 mA. La longueur totale de l'appareil est de 7,5 centimètres.

(1) Et cela dès 1926.

(2) Un compte rendu détaillé de ces travaux a été donné dans les *Proceedings of I.R.E.* d'octobre 1932.

(3) Il y a intérêt à être fixé sur le sens du courant redressé fourni dans le cas d'une commande automatique de volume.

3° Le W6 utilise une seule alternance et peut redresser une tension maximum de 36 volts ; le courant maximum prévu est de 0,25 mA. L'appareil, ainsi que le W4, se présente extérieurement comme l'indique la figure XV-4-20.

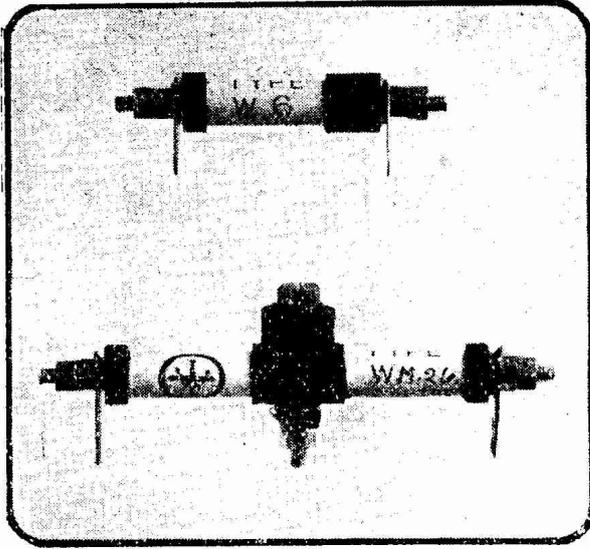


FIG. XV-4-20. — Westectors types W6 et WM26 réduits aux deux tiers. Détecteurs rectificateurs constitués par des contacts au cuivre-oxyde de cuivre.

Le détecteur du haut permet la réalisation de montages du type de la figure XIV-4-1 (détection simple).

Le détecteur du bas permet la réalisation de montages du type de la figure XV-4-9 (double détection).

4° Le WM26 utilise les deux alternances : il est constitué de deux éléments W6 montés en doubleur d'intensité ; chaque moitié du WM26 peut redresser une tension maximum de 36 volts ; le courant maximum total que peut fournir le WM26 est de 0,5 mA. La longueur totale de l'appareil, qui se présente extérieurement comme le WM24, est de 7,5 centimètres (fig. XV-4-20).

On remarquera que l'encombrement des westectors est de l'ordre de celui d'une résistance classique. Le montage de ces appareils dans les récepteurs ne se heurte donc à aucune difficulté de mise en place.

Les schémas d'utilisation de ces détecteurs au cuivre-oxyde de cuivre dérivent immédiatement des figures XV-4-1 et XV-4-9, suivant que l'on dispose d'un W4 ou 6 ou d'un WM24 ou 26.

La figure XV-4-21 donne le montage d'un westector à une alternance (W4 ou W6) et la figure XV-4-22 le montage d'un westector

à deux alternances (WM24 ou WM26). Dans ces deux figures, W est le détecteur au Cu-CuO.

R est la résistance aux bornes *c* et *d* de laquelle apparaissent les tensions détectées. La valeur de R est comprise pratiquement entre 100.000 et 250.000 ohms.

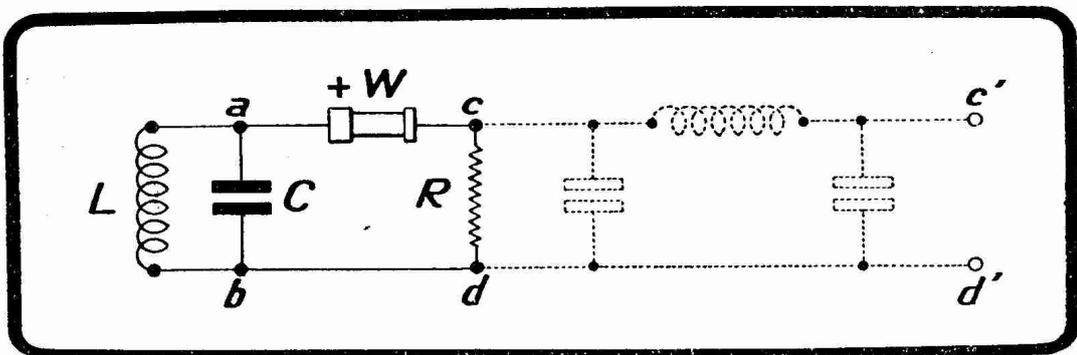


FIG. XV-4-21. — Montage d'un westector W4 ou W6. On réalise un redresseur du type à une alternance.

Si l'on relève la courbe de la tension continue détectée, en fonction de la tension efficace à détecter, on obtient la courbe caractéristique du détecteur au cuivre-oxyde de cuivre. Dans le cas de la figure XV-4-22 et pour $R = 250.000$ ohms, Grondhal et Place ont trouvé la courbe de la figure XV-4-23. Cette courbe présente une partie courbée OA et une partie rectiligne AB très importante. Pour des tensions assez fortes disponibles entre les bornes *a* et *b* et

pour des taux de modulation ne dépassant pas 85 %, on bénéficie donc d'une détection parfaitement linéaire.

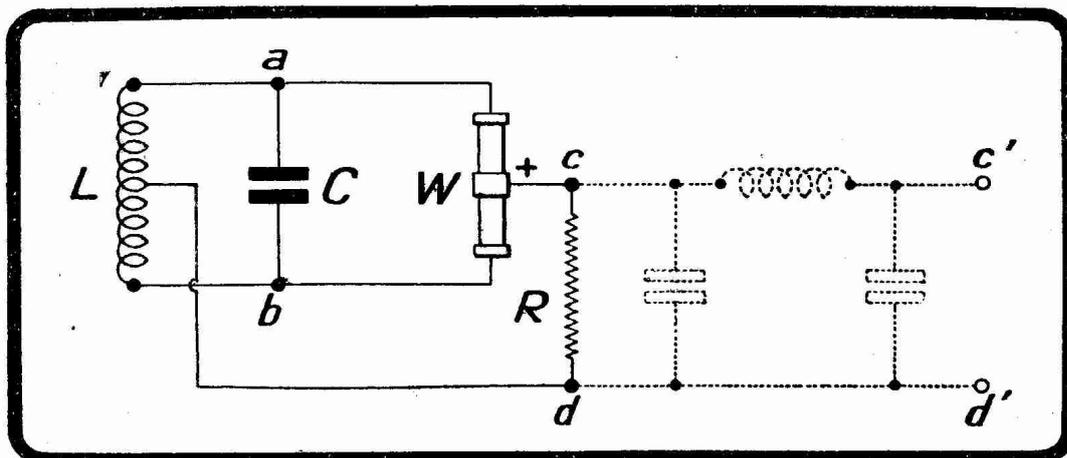


FIG. XV-4-22. — Montage d'un westector WM24 ou WM26.
On réalise un redresseur du type à deux alternances.

Le rendement de la détection, tel qu'il a été défini dans ce paragraphe, alinéa 3, atteint ici 90 % pour une tension d'attaque supérieure à 22 volts efficaces.

A la condition qu'il soit attaqué par un amplificateur haute fréquence (voir paragraphe 5) suffisamment puissant, le détecteur au cuivre-oxyde de cuivre assure une pureté absolue.

Pratiquement, on est amené à empêcher la haute fréquence d'aller se perdre dans l'amplificateur basse fréquence que l'on doit brancher aux bornes *c* et *d*. Pour ce faire, on shunte *R* par un condensateur de 100 pF, ou encore on dispose comme l'indique le pointillé des figures XV-4-21 et XV-4-22, un véritable filtre en π calculé pour arrêter les fréquences indésirables. La basse fréquence est prise alors aux bornes *c'* et *d'*.

Le détecteur au cuivre-oxyde de cuivre est, on le voit, tout à fait comparable à la lampe diode par son mode d'emploi et ses caractéristiques. En comparant la figure XV-4-23 à la figure XV-4-19,

on voit cependant que la partie courbée de la caractéristique du détecteur au cuivre-oxyde de cuivre est un peu plus importante que celle de la lampe diode. Le rendement est un peu moins bon pour le détecteur au cuivre-oxyde de cuivre que pour le détecteur à diode.

Pratiquement, avec les forts potentiels que l'état actuel de la technique de

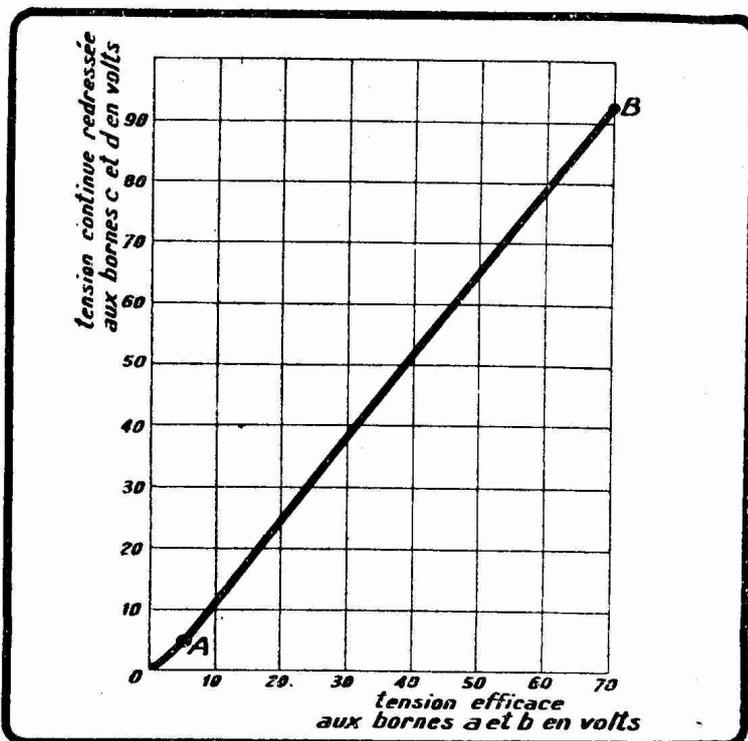


FIG. XV-4-23. — Courbe caractéristique d'un détecteur au cuivre-oxyde de cuivre. La courbe OAB ne comporte qu'une petite partie courbée OA. La partie rectiligne AB est très importante. Elle correspond à une détection linéaire.

l'amplification haute fréquence permet de faire apparaître aux bornes *a* et *b* de circuits tels que LC des figures XV-4-21 et XV-4-22, ce léger désavantage du détecteur au cuivre-oxyde de cuivre ne se fait aucunement sentir.

Il n'en est pas de même d'un inconvénient particulier au détecteur cuivre-oxyde de cuivre : ce détecteur introduit un amortissement assez marqué dans le circuit sur lequel il est branché. Les récepteurs équipés avec un détecteur au cuivre-oxyde de cuivre sont donc forcément moins sélectifs que les récepteurs à détection diode.

REMARQUE. — Un détecteur au cuivre-oxyde de cuivre (westector W4, par exemple) peut fort bien remplacer la galène dans l'un des montages à galène déjà indiqués. La réception se fera dans des conditions comparables à celles correspondant à un très bon point sensible de la galène.

§ 5. — Les amplificateurs.

Nous venons de voir que la sensibilité d'un détecteur est loin d'être excellente et que l'on a intérêt, en particulier dans le cas de la détection diode, à disposer aux bornes d'un système d'accord comme celui de la figure XV-4-1 d'une différence de potentiel alternative d'amplitude *A* aussi forte que possible, ne serait-ce que pour éviter la distorsion de la radiotéléphonie.

Pour rendre l'amplitude *A* aussi grande que possible, il faut, en première ligne, soigner particulièrement la bobine *L* et le condensateur *C*. Ces appareils sont, nous le savons, le siège d'un courant haute fréquence, et un tel courant a tendance à mal utiliser et les conducteurs et les diélectriques ; nous voulons dire par là qu'il traverse les conducteurs dans de mauvaises conditions (skin effect) et qu'il manifeste une fâcheuse tendance à se laisser absorber par les diélectriques.

Quel que soit le soin que l'on apporte à la constitution de l'antenne et du ou des circuits d'accord qui lui sont adjoints, il est courant, si l'on fait attacher LC de la figure XV-4-1 directement par l'antenne, que, par suite de son

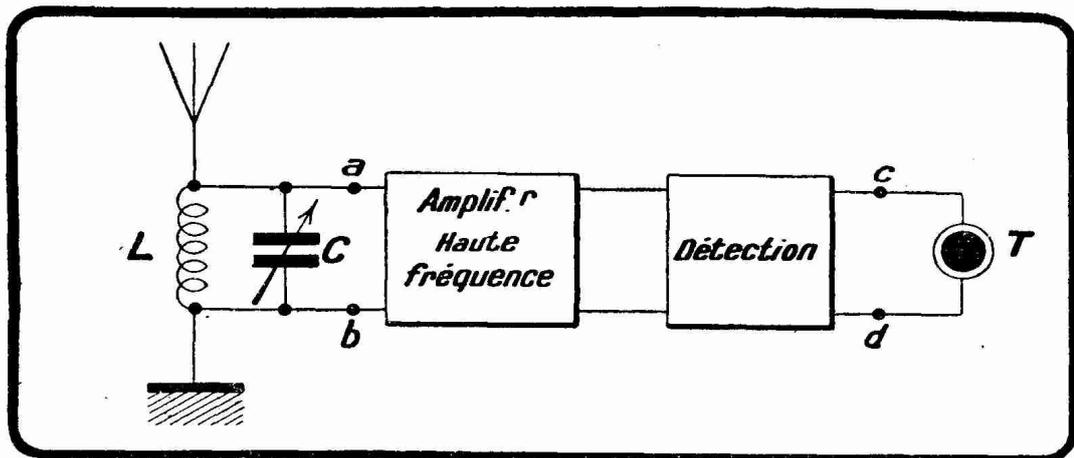


FIG. XV-5-1. — Schéma d'une réception au casque.

éloignement ou de la faiblesse de sa puissance, la station que l'on désire recevoir ne provoque aux bornes *a* et *b* qu'une différence de potentiel d'amplitude insuffisante pour actionner le détecteur dans de bonnes conditions de sensibilité et de pureté, ou même pour l'actionner purement et simplement. Pour recevoir correctement la station en question, il faut amplifier la différence de potentiel qu'elle induit aux bornes *a* et *b*. C'est là le rôle d'appareils spéciaux appelés *amplificateurs haute fréquence*. Ces appareils, qui agissent sur le courant haute fréquence *avant* la détection, sont placés entre le système d'accord et la détection (fig. XV-5-1). Tout se passe comme si l'on avait rapproché la station d'émission ou encore comme si l'on avait augmenté la sensibilité du détecteur.

L'amplificateur haute fréquence des récepteurs modernes comporte très

souvent un *changement de fréquence* ⁽¹⁾. C'est ce qui se rencontre dans les montages *superhétérodynes* que nous étudierons plus loin. L'amplification haute fréquence de la figure XV-5-1 est alors constituée en réalité :

- 1° par une amplification haute fréquence proprement dite ;
- 2° par un changement de fréquence ;
- 3° par un amplificateur moyenne fréquence.

Il est de plus en plus fréquent dans la pratique que l'amateur reçoive en haut-parleur (réception collective), c'est-à-dire avec un dispositif téléphonique puissant permettant d'entendre sans qu'il soit nécessaire d'appliquer l'oreille contre un récepteur ordinaire (réception individuelle) et donnant à l'audition son volume normal.

Un haut-parleur doit être actionné par un courant relativement puissant, et le courant que l'on peut obtenir entre les bornes *c* et *d*, directement à la sortie du détecteur, est, dans cet ordre d'idées, nettement insuffisant. Le courant redressé doit donc être amplifié avant d'être appliqué au haut-parleur. Cette amplification est l'œuvre des *amplificateurs basse fréquence* qui agissent sur le courant détecté ; ils sont montés entre le détecteur et le casque ou haut-parleur.

L'amplificateur basse fréquence n'est pas seulement utilisé dans le cas de la réception en haut-parleur. Certaines émissions peuvent fournir un courant détecté trop faible pour actionner utilement le diaphragme d'un casque. Il y a alors

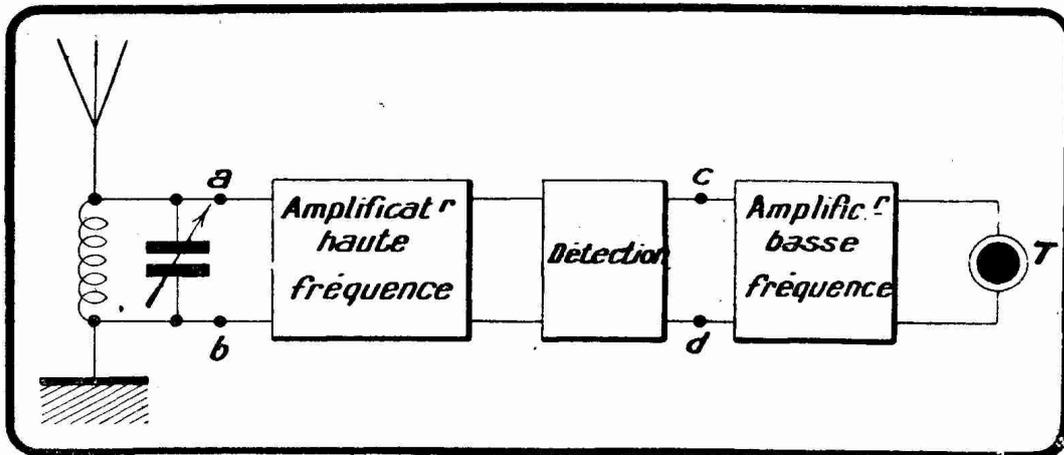


FIG. XV-5-2. — Schéma complet d'une réception moderne. La partie haute fréquence peut comporter un changement de fréquence. *T* est le haut-parleur.

nécessité d'amplifier en basse fréquence. En général, l'amplification basse fréquence qui peut être nécessaire dans le cas d'une réception au casque est moins importante que celle qu'exige habituellement une réception en haut-parleur et est d'ailleurs de nature différente : l'attaque d'un haut-parleur exige une *amplification basse fréquence de puissance*, celle d'un casque une simple *amplification basse fréquence de tension*. Nous entrerons plus tard dans tous les détails de ces deux techniques de l'amplification basse fréquence.

La figure XV-5-2 donne la représentation schématique d'un récepteur comportant une amplification haute fréquence (sur laquelle il y a lieu de faire les mêmes remarques qu'au sujet de l'amplificateur haute fréquence de la figure précédente) et une amplification basse fréquence.

La lampe à trois électrodes et ses dérivées les lampes à grilles multiples permettent, comme nous allons bientôt l'expliquer, de constituer des amplificateurs haute, moyenne et basse fréquence, qui donnent à la sensibilité la pureté et la puissance des récepteurs modernes des valeurs considérables.

(1) Lorsqu'il n'y a pas de changement de fréquence dans un amplificateur haute fréquence, on dit que l'on se trouve en présence d'une *amplification directe*.

SYSTEMES D'ACCORD

§ 6. — Généralités. Rappel de définitions importantes.

Nous venons de voir dans le paragraphe précédent que le circuit fondamental de tout récepteur moderne est le circuit oscillant LC aux bornes *a* et *b* duquel une tension alternative est induite par l'antenne couplée à *L*. Cette tension, qui, dans le cas de la téléphonie, a la forme de la figure XII-13-1, est amplifiée par l'amplificateur H.F. et détectée ⁽¹⁾ par l'un des dispositifs étudiés dans le paragraphe 4 du chapitre précédent. Nous appellerons dans la suite l'ensemble constitué par le circuit LC et ceux qui le lient à l'antenne le *système d'accord*.

Le système d'accord est, constitué dans sa forme la plus simple par un circuit oscillant inséré directement dans l'antenne. Tout système d'accord, quelque complexe qu'il soit, se termine toujours par un circuit oscillant LC que nous appellerons *circuit oscillant final* et constitué, comme le montre la figure XV-6-1, par une bobine *L* et un condensateur *C*. Dans la pratique, on peut admettre que *C* est variable en général ⁽²⁾.

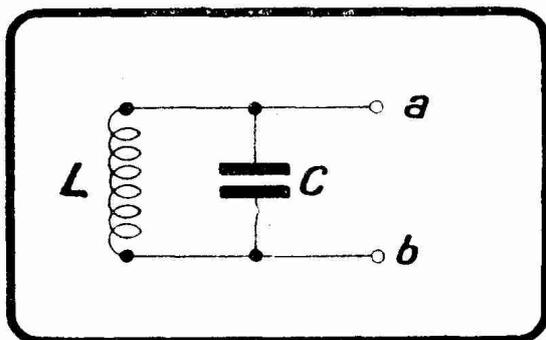


FIG. XV-6-1. — Circuit oscillant. Circuit final de tout système d'accord. La tension mise en évidence apparaît entre les bornes *a* et *b*. Le condensateur *C* est très souvent variable.

En faisant abstraction des circuits voisins qui peuvent, nous le savons, influencer l'accord de LC, la fréquence *f* et la longueur d'onde λ sur lesquelles LC entre en résonance sont liées avec la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques *V*, le coefficient de self induction *L* et la capacité *C* par la relation :

$$\lambda = \frac{V}{f} = 1,885 \sqrt{LC}.$$

dans laquelle λ se trouve en mètres et *f* en périodes par seconde lorsque *V* est exprimé en mètres par seconde ($3 \cdot 10^8$), *L* en microhenrys et *C* en microfarads. C'est pour cette onde λ de fréquence *f* que l'on dispose aux bornes du circuit LC de la différence de potentiel alternative d'amplitude maximum.

On voit que l'on peut obtenir une même valeur de λ en prenant différentes valeurs de *L* et de *C*, *pourvu que le produit LC reste constant*. Mais, en général, la self *L* doit être aussi forte que possible par rapport à *C*, de manière que l'impédance de résonance, dont la partie principale est égale, comme on

le sait, à $\frac{L}{CR}$, soit aussi grande que possible.

Accorder le circuit de la figure XV-6-1, c'est faire varier soit *L*, soit *C*, soit *L* et *C* successivement, de manière que l'expression $1,885 \sqrt{LC}$ soit égale à la longueur d'onde que l'on désire recevoir.

Lorsque l'on fait varier uniquement *L*, laissant *C* fixe, on se trouve en présence d'un variomètre, d'une bobine à curseur ou d'une bobine à plots.

La capacité fixe, dans ces cas de selfs variables, est, dans la pratique, réduite à ce que l'on appelle la *capacité propre* ou *capacité répartie* de la bobine. Par capacité propre, on entend la capacité résultant de la sommation des petites capacités élémentaires entre spires. Dans certains dispositifs de bobines, on cherche à réduire le plus possible cette capacité répartie, mais on

(1) Après être apparue aux bornes d'un second circuit oscillant (circuit final de l'amplificateur) identique à LC du système d'accord dans le cas d'une amplification directe, différent de LC dans le cas d'un changement de fréquence.

(2) En télévision, *C* est fixe dans certains récepteurs à amplification directe.

n'arrive jamais à l'éliminer complètement. C'est l'existence de cette capacité répartie qui explique qu'une bobine sans capacité C en parallèle n'en constitue pas moins un circuit oscillant ayant une longueur d'onde propre donnée par la formule $\lambda = 1,885 \sqrt{LC_0}$, dans laquelle C_0 est la capacité propre de la bobine de self L .

Le seul dispositif donnant une variation très progressive de self est le *variomètre*. Nous allons voir que ces appareils sont abandonnés aujourd'hui en faveur des circuits comportant self fixe et capacité variable en parallèle ou en série, la différence de potentiel étant, à quelques rares exceptions près (montages Colpitts), prise aux bornes de la bobine.

La formule (1) peut s'écrire aussi $F = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$ dans laquelle F est la fréquence en périodes par seconde ; L est mesuré en henrys, C en farads.

§ 7. — Modes de couplage de l'antenne et du circuit oscillant final.

Nous avons vu, au sujet des antennes, que l'antenne munie ou non d'une bobine de self et d'un condensateur peut être assimilée à un circuit oscillant. Le circuit final LC aux bornes duquel on désire faire apparaître la différence de potentiel à détecter après amplification est également un circuit oscillant. Nous nous trouvons donc en présence du problème étudié dans le paragraphe intitulé « Couplage de deux circuits oscillants ». Nous allons retrouver ici tout ce qui a été dit à ce sujet, et les notions déjà acquises vont nous permettre d'aller rapidement. Dans ces couplages de l'antenne, la technique moderne s'efforce de réaliser, pour les raisons déjà exposées, un effet de filtre de bande.

Le couplage peut être soit électromagnétique, soit électrostatique. Le plus généralement, le couplage est électromagnétique, mais cette règle n'a, nous le verrons, rien d'absolu.

1° *Montage direct.* — Le dispositif de couplage électromagnétique le plus simple, mais le moins sélectif, est le montage direct représenté par la figure XV-7-1. L'amplificateur haute fréquence ou le détecteur est branché aux bornes a et b .

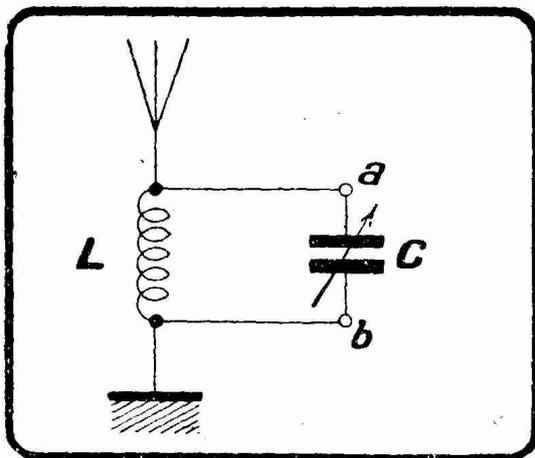


FIG. XV-7-1. — Système d'accord direct.

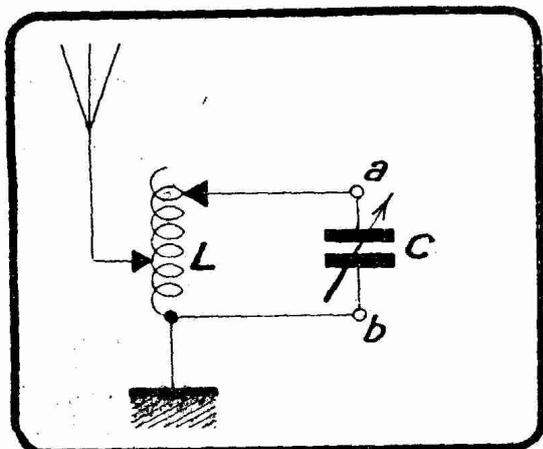


FIG. XV-7-2. — Système d'accord Oudin.

Nous avons dit que ce montage était le moins sélectif. En effet, par suite du couplage extrêmement serré entre l'antenne et LC, l'amortissement de l'antenne est introduit dans LC. Les courbes de résonances sont aplaties : outre la station à laquelle on s'intéresse, on entend les stations voisines en longueur d'onde et ces dernières peuvent couvrir toute réception.

Le montage direct peut être amélioré dans une certaine mesure en le transformant en Oudin comme l'indique la figure XV-7-2.

Ce montage peut se réaliser encore à l'aide d'une bobine L à prises. On voit que la figure XV-7-1 est un cas particulier de l'Oudin. Le couplage est d'autant

plus lâche dans l'Oudin que la partie de la bobine L commune à l'antenne et au circuit d'accord LC est plus réduite.

2° *Montage indirect simple.* — Les deux systèmes d'accord qui précèdent sont très peu sélectifs. La courbe de résonance du circuit résultant constitué par l'antenne et le circuit LC des figures XV-7-1 et XV-7-2 est beaucoup plus mauvaise (beaucoup trop étalée) que celle du circuit LC considéré seul. Aussi les montages en question ne sont-ils pratiquement plus employés dans les récepteurs modernes.

Pour obtenir une meilleure sélectivité, le perfectionnement le plus immédiat

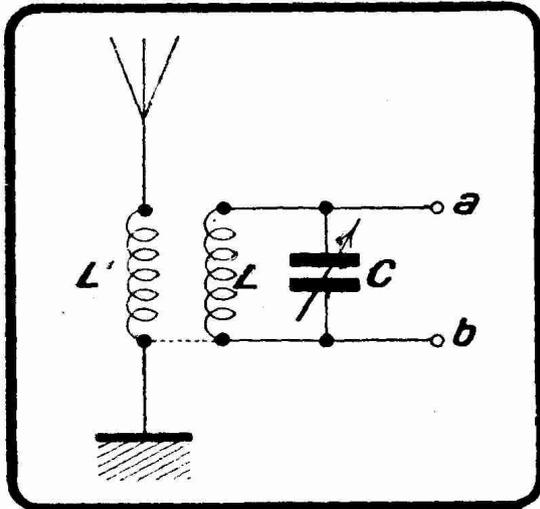


FIG. XV-7-3. — Système d'accord indirect simple. Couplage électromagnétique.

consiste à réaliser le montage indirect de la figure XV-7-3 dans lequel l'antenne est couplée à la bobine L du circuit oscillant LC par une bobine L' . Les émissions sont recherchées par la seule manœuvre du condensateur variable C . La réception est dite se faire alors sur *antenne désaccordée* (accord Bourne).

Pour les ondes courtes, ou encore dans le cas d'une très grande antenne pour les ondes normales de la radiodiffusion, on peut effectuer le couplage indirect de la figure XV-7-4 électrostatiquement par l'intermédiaire d'un petit condensateur fixe, à air par exemple, C_1 de 10 à 100 micromicrofarads. La prise d'antenne sur la bobine L peut être faite à une extrémité ou sur une spire quelconque de L .

et de la figure XV-7-4, c'est-à-dire branchent l'antenne à L' à travers un condensateur C_1 .

Le couplage de L' à L est supposé figure XV-7-3 être électromagnétique. On peut évidemment réaliser un couplage uniquement électrostatique entre L' et L . En fait, certains dispositifs d'accord indirect simples des récepteurs modernes combinent les deux couplages électromagnétique et électrostatique. On rencontre très souvent pour la bande 200-600 mètres, dite bande des « petites ondes », des systèmes d'accord conformes à la figure XV-7-5, dans laquelle le condensateur de couplage C_1 est constitué d'une ou deux spires de gros fil non court-circuitées entourant la bobine L vers son extrémité de a non à la terre. Une des extrémités de cette ou de ces spires est laissée libre, l'autre est reliée directement à l'antenne. La capacité de C_1 est dans ces conditions de quelques micromicrofarads. Quel est le rôle de ce couplage mixte ?

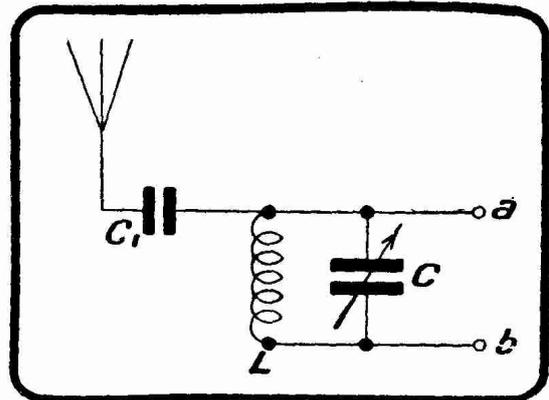


FIG. XV-7-4. — Système d'accord indirect simple. Couplage électrostatique.

Lorsque, par la manœuvre du condensateur variable C , on fait croître la longueur d'onde d'accord de LC de son minimum λ_m à son maximum λ_M et lorsque L' comporte un grand nombre de tours de fil, étant donné justement cette bande λ_m, λ_M le transfert d'énergie de L' à LC se fera mieux électromagnétiquement vers le haut (λ_M) de la bande d'ondes recevables que vers le bas et, au contraire, s'effectuera dans de meilleures conditions électrostatiquement vers le bas (λ_m) de ladite bande. En dosant convenablement le nombre des tours de L' , son couplage électromagnétique à L et la valeur de C_1 , on parvient à assurer un transfert constant d'énergie du haut en bas de la bande $\lambda_M \lambda_m$.

Dans les postes à lampes, la borne b des trois figures qui précèdent est reliée au « moins » de la source de tension d'anode (masse) et la borne a à la grille de la première lampe ; on évitera alors de brancher C_1 à l'extrémité de L correspondant à b , ce qui annulerait la tension haute fréquence transmise.

Sur les fig. XV-7-3 et XV-7-4, pour une bobine L' assez petite et un couplage (électromagnétique ou électrostatique) assez lâche, on retrouve les mêmes émissions sur les mêmes graduations du condensateur variable C , quelle que soit l'antenne utilisée. Augmenter le couplage de L et de L' augmente la sensibilité du système d'accord, mais diminue la sélectivité. Par contre, diminuer le couplage de L et de L' diminue la sensibilité, mais augmente la sélectivité. Pratiquement, on s'efforce de réaliser un compromis acceptable.

Il y a plusieurs moyens d'expliquer le mécanisme de la réception en antenne désaccordée. Le plus simple est de considérer l'antenne d'émission comme un circuit oscillant couplé de manière très lâche avec le circuit oscillant constitué par l'antenne de réception. Comme cette dernière est désaccordée, on se trouve en présence du couplage lâche de deux circuits oscillants non accordés sur la même onde. L'antenne de réception contenant la bobine L est alors le siège d'une oscillation libre sur son onde propre λ_L , définie à propos de la figure XIV-4-2, et d'une oscillation forcée ayant la longueur d'onde et l'amortissement de l'émission considérée. Lorsque l'on couple à l'antenne réceptrice « désaccordée » le circuit d'accord final LC, ce circuit « choisit » dans le primaire l'émission qu'il lui faut, c'est-à-dire l'émission qui correspond à l'onde sur laquelle il est accordé. Toutes les émissions induisent ainsi des oscillations dans l'antenne réceptrice, mais le secondaire LC ne résonne dans les meilleures conditions que sur une seule de ces émissions à la fois, ou plus exactement sur une certaine bande de fréquences autour du réglage correspondant à cette émission. Tout se passe, en somme, comme si le circuit LC était directement induit par l'émission sur laquelle il se trouve accordé.

Ce dispositif de la figure XV-7-3, avec la borne b réunie à la terre pour des raisons de stabilité électrique, constitue ce que l'on appelle le dispositif d'accord Bourne. On lui donne aussi le nom d'antenne apériodique, qui est un choix malheureux, comme nous l'avons expliqué lorsque nous avons défini l'adjectif « apériodique ».

La réception sur antenne désaccordée convient particulièrement à la réception des ondes d'amateur (200 mètres et au-dessous). Nous aurons l'occasion de le redire lorsque nous décrirons les montages spéciaux pour ondes courtes (Reinartz, Schnell, etc., etc.).

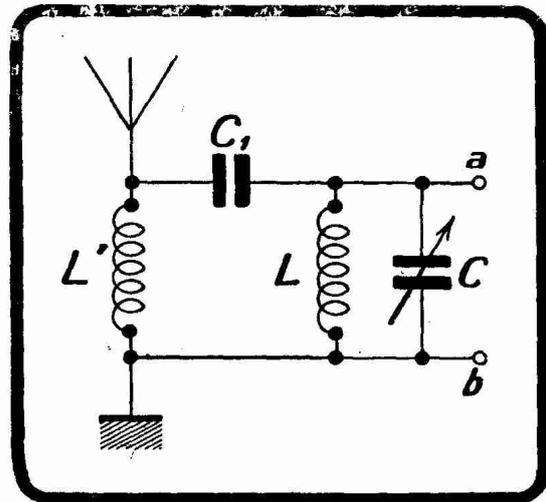


FIG. XV-7-5. — Système d'accord indirect mixte. L' et L sont couplés électromagnétiquement et le condensateur C les couple électrostatiquement.

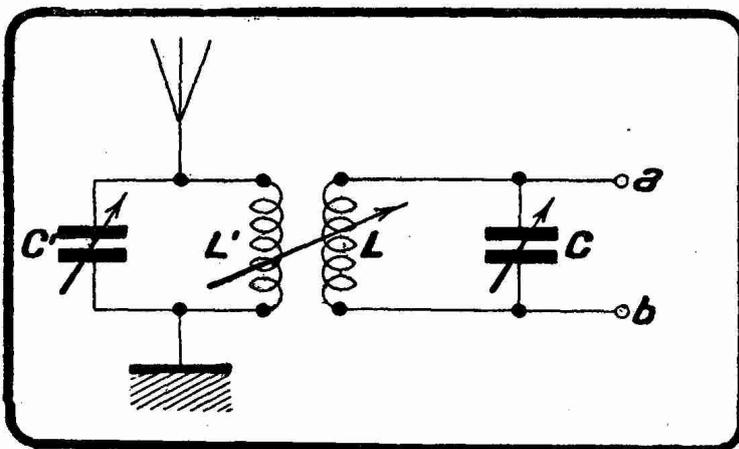


FIG. XV-7-6. — Système d'accord par Tesla.

Dans certains cas de réception sur secteur électrique, le dispositif de la figure XV-7-4 donne de très bons résultats.

En règle générale, la réception avec le circuit antenne désaccordé est meilleure dans le cas des ondes inférieures à l'onde propre λ_L , définie plus haut. Dès qu'il s'agit de recevoir des ondes plus longues que λ_L , il est préférable d'accorder l'antenne, c'est-à-dire d'adopter le montage Tesla de la figure XV-7-6. Cela n'a d'ailleurs rien d'obligatoire. Personnellement, nous recevons les grandes ondes (supérieures à 6.000 mètres) sur petite antenne montée en désaccordé ; c'est une simple question de secondaire et de sensibilité du récepteur. Le montage de la figure XV-7-6 est, d'ailleurs, rarement utilisé.

3° *Montage Tesla et ses dérivés.* — Si l'on accorde la bobine L' de la figure XV-7-3 par un condensateur variable C' , on arrive au système d'accord de la figure XV-7-6, qui constitue le montage classiquement appelé Tesla. Ce montage produit à ses bornes a et b une tension plus élevée que celle dont on dispose aux bornes a et b de la figure XV-7-3. Avec un couplage $L'L$ très lâche on obtient une sélectivité très poussée, trop poussée même pour le cas de la réception de la radiotéléphonie (voir courbes de la figure XIII-22-3).

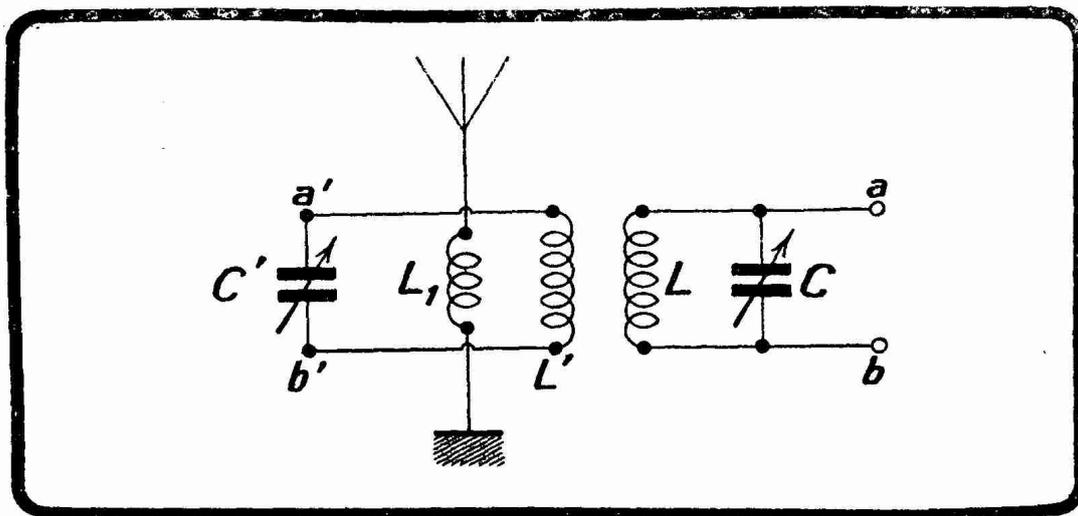


FIG. XV-7-7. — Système d'accord du type dit présélecteur. C'est un Tesla dont la bobine primaire L' est couplée indirectement à l'antenne. La borne b' de $L'C'$ est le plus souvent reliée à la terre pour des raisons de stabilité électrique.

On peut penser, pour obtenir une réception aussi pure et sélective que possible de la radiotéléphonie, réaliser un système d'accord présentant un effet de filtre de bande. En fait, tous les systèmes d'accord des récepteurs modernes présentent un tel effet. On a pris l'habitude de donner à ces systèmes d'accord le nom de *présélecteurs*.

Un effet de filtre de bande peut être obtenu avec la disposition de la figure XV-7-6. Mais l'antenne couplée directement à $L'C'$ amortit considérablement $L'C'$ et modifie ses conditions d'accord (voir circuit équivalent du circuit primaire figure XIV-4-11). Aussi, en pratique, est-on conduit à découpler le circuit $L'C'$ en réalisant la disposition de la figure XV-7-7 dans laquelle la bobine L' est couplée électromagnétiquement à l'antenne par une bobine L_1 . L est couplée à L' électromagnétiquement. L'effet de filtre de bande recherché se produit alors d'une manière beaucoup plus nette que dans le cas de la figure précédente.

$L'C'$ et LC sont accordés tous deux sur l'onde à recevoir par la variation simultanée des condensateurs variables C' et C . En pratique, les accords s'obtiennent avec des valeurs de C' et de C à chaque instant égales. Plus L' est rapproché de L , plus le couplage est serré. Nous avons vu au § 22 du livre XIII, que si, partant d'un couplage très lâche entre L' et L , on le resserre

petit à petit, la courbe de résonance ⁽¹⁾ d'abord pointue (courbe A du groupe I de la figure XIII-22-3, s'élève en perdant légèrement de son acuité (courbe B), puis atteint son ordonnée maximum (courbe C). Si, à partir de ce moment, on continue à resserrer le couplage, la courbe de résonance s'aplatit (courbe D) ; c'est à ce moment que se produit ce que l'on appelle l'effet de filtre de bande ; le couplage atteint sa valeur dite critique. Pour des couplages plus serrés, on voit apparaître les deux ondes de couplage (courbe E) qui caractérisent les montages Tesla à coefficient de couplage trop élevé. Si le couplage augmente encore, les ondes de couplage s'éloignent l'une de l'autre (courbe F). Pratiquement, il faut, avec un montage Tesla tel que celui de la figure XV-7-7, s'efforcer de réaliser les conditions de la courbe D, qui correspond aux conditions optima de sélectivité, tout en assurant un excellent transfert d'énergie du primaire L'C' au secondaire LC.

Le couplage qui donne la courbe D n'est pas le couplage maximum. C'est là le point qu'il importe de retenir. Si l'on utilise, en effet, un couplage trop serré produisant les deux ondes de couplage, une de ces ondes peut correspondre à deux émissions voisines. On se trouve alors avec un Tesla dans de plus mauvaises conditions de sélectivité qu'avec un montage direct. Le Tesla doit donc présenter un couplage plutôt trop lâche que trop serré. La réalisation pratique du couplage variable des deux bobines sera examinée plus loin.

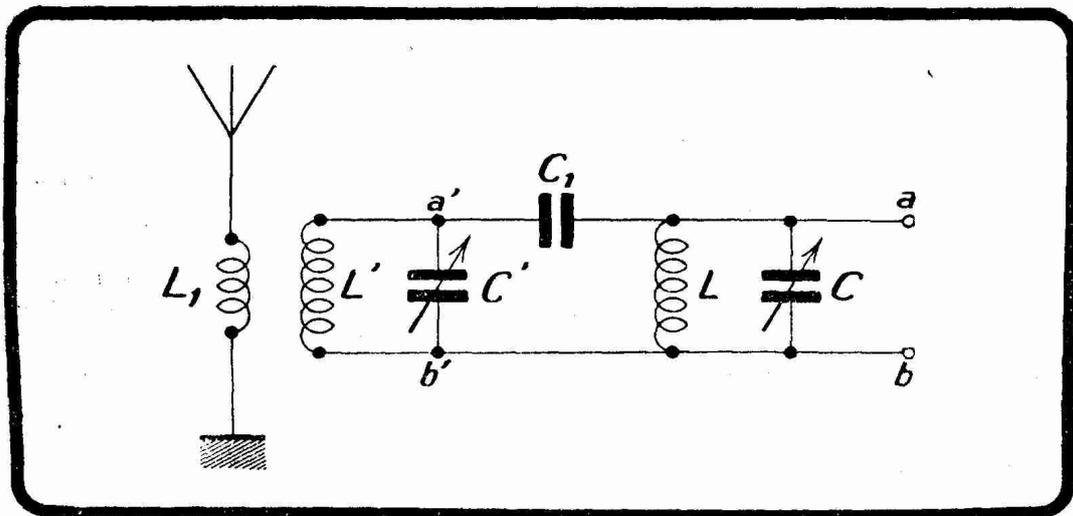


FIG. XV-7-8. — Système d'accord (présélecteur) à couplage électrostatique.

Bien entendu si l'on désire obtenir un effet de filtre de bande, ce qui est, nous le savons, particulièrement désirable dans le cas de la radiotéléphonie, il faut réaliser exactement le couplage critique entre L' et L ⁽²⁾.

On a proposé d'autres systèmes d'accord présentant un effet de filtre de bande.

Le système de la figure XV-7-8 a été fort utilisé. Il correspond au montage de la figure précédente, dans lequel le couplage électromagnétique entre les circuits L'C' et LC a été remplacé par un couplage électrostatique, couplage obtenu à l'aide du petit condensateur C₁ (en général fixe). La tension haute fréquence disponible à la borne a' de L'C' est transmise au circuit LC par le conden-

(1) La courbe de résonance qui nous intéresse ici est la courbe tracée avec les fréquences en abscisses et les tensions aux bornes a et b du secondaire en ordonnées. Les courbes de résonance du groupe I de la figure XIII-22-3 comportent en ordonnées le courant secondaire. Il est clair que la forme générale des courbes ne change pas si l'on porte en ordonnées la tension secondaire au lieu du courant secondaire. Le raisonnement du texte et le renvoi à la figure XIII-22-3 sont donc parfaitement admissibles.

(2) Le couplage entre L₁ et L' est, au contraire, assez serré : les deux bobinages sont enroulés l'un à la suite de l'autre (bord à bord) sur le mandrin supportant l'ensemble L, L'L.

sateur C_1 . Ce condensateur assure une valeur d'autant plus grande du couplage que sa capacité est plus élevée. Pratiquement, on prend $C_1 = 100$ micromicrofarads.

Pour éviter tout couplage entre $L'C'$ et LC autre que celui qu'assure C_1 , l'ensemble L_1L' , d'une part, et la bobine L , d'autre part, sont mis sous blindage.

Un perfectionnement, mais aussi une complication, de la figure XV-7-8 est représenté par la figure XV-7-9 comportant deux « filtres de bande » en cascade : un à couplage électrostatique ($L''C'' - L'C'$), l'autre à couplage électroma-

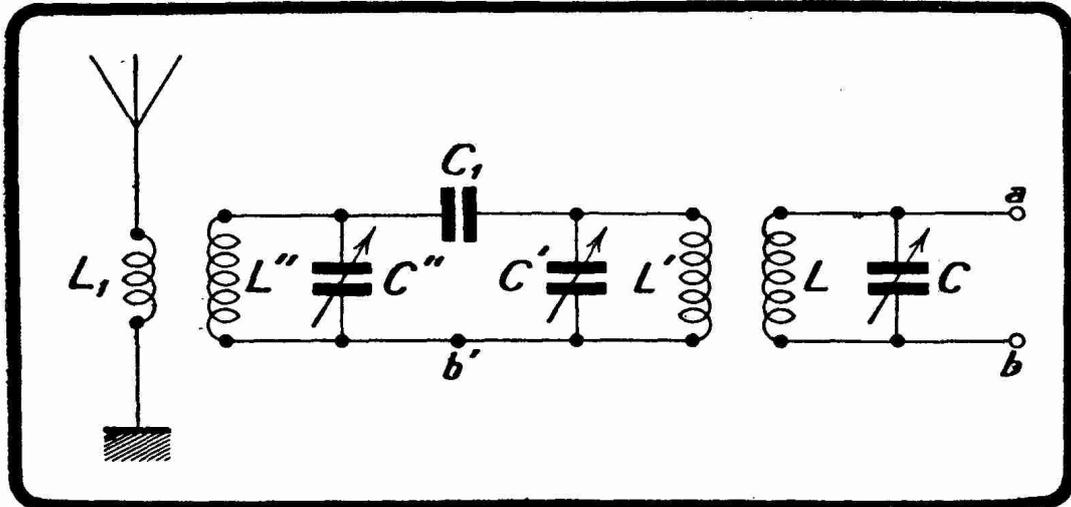


FIG. XV-7-9. — Système d'accord comportant deux couplages à effet de filtre de bande montés en cascade.

gnétique ($L'C' - LC$). La borne b' de la figure XV-7-9, comme d'ailleurs celle de la figure précédente, est souvent en pratique mise à la terre. Le montage de

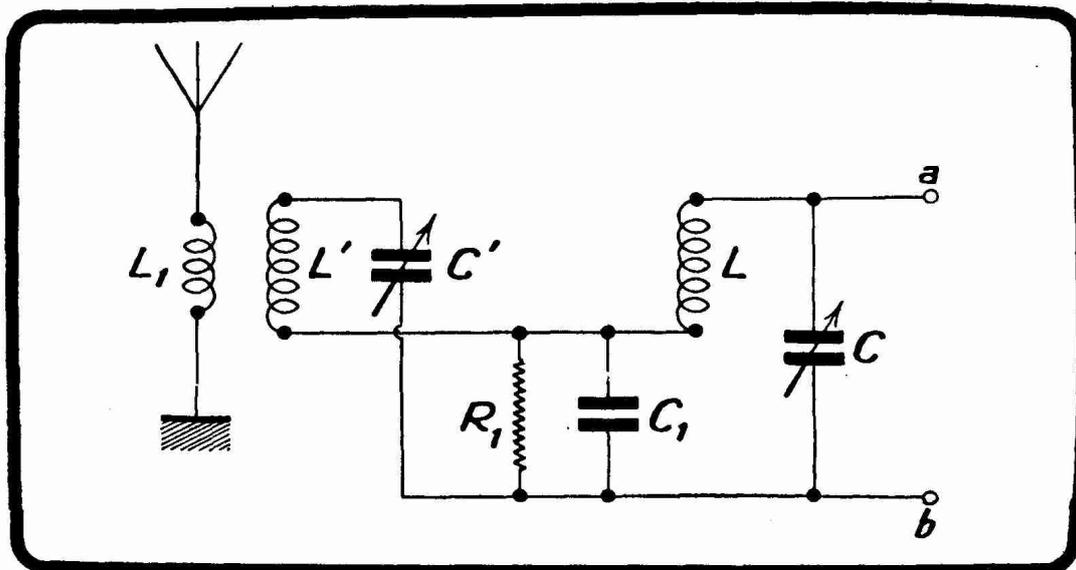


FIG. XV-7-10. — Système d'accord à couplage mixte par résistance et capacité.

la figure XV-7-9 fait perdre un peu d'énergie, mais l'effet de filtre de bande qu'il produit est encore plus nettement marqué que dans les dispositifs précédents. La perte d'énergie est d'ailleurs largement compensée par les puissants

amplificateurs ⁽¹⁾ que les lampes modernes permettent de monter entre les bornes *a* et *b* du circuit oscillant final du système d'accord et la détection.

Dans les réalisations pratiques de la figure XV-7-9, les couplages L_1 et L' , d'une part, L' et L , d'autre part, sont mis au point une fois pour toutes et placés sous blindages.

Un autre mode de couplage utilisé dans les circuits présélecteurs à effet de filtre de bande est le couplage mixte par résistance et capacité. La figure XV-7-10 représente dans cet ordre d'idées un système d'accord jadis en faveur en Grande-Bretagne. R_1 est une résistance d'un millier d'ohms, C_1 est un condensateur fixe de 50.000 à 100.000 pF. La valeur de C_1 doit être évidemment d'autant plus élevée que les ondes auxquelles on s'intéresse sont plus grandes. Il n'y a, bien entendu, aucun couplage électromagnétique entre L et L' , ni entre L et L_1 . L_1 est évidemment couplé à L' .

L_1 et L' , d'une part, L , d'autre part, sont placés en pratique sous blindages.

4° *Circuits bouchons*. — Ce ne sont pas, à proprement parler, des dispositifs de couplage de l'antenne au circuit d'accord proprement dit, mais ils s'y apparentent étroitement, en ce sens qu'ils sont destinés à améliorer la sélectivité de certains systèmes d'accord.

Considérons le schéma de la figure XV-7-11, représentant un montage direct et comportant dans l'antenne une bobine L' couplée à une bobine L_1 en dérivation sur laquelle se trouve le condensateur variable C_1 .

Le circuit L_1C_1 est le *circuit bouchon*. L ne présente pas de couplage ni avec L' ni avec L_1 . Supposons que LC soit accordé sur une onde λ et que la réception soit brouillée par une émission de longueur d'onde λ_1 . Pour éliminer λ_1 , on cherche à recevoir cette onde avec le maximum de force par la manœuvre de C , puis on accorde L_1C_1 par la manœuvre de C_1 sur λ_1 . Tout se passe comme si L_1C_1 « absorbait » l'onde λ_1 . La bobine L' présente, en effet, du fait de son couplage serré avec L_1 , une impédance très grande pour l'onde sur laquelle est accordé L_1C_1 .

Lorsque L_1C_1 se trouve accordé sur λ_1 , cette onde n'excite plus, du moins théoriquement, le circuit LC . On recherche alors avec C l'onde à recevoir λ , dont la réception n'est plus troublée par l'onde λ_1 . Le circuit bouchon augmente ainsi la sélectivité du montage.

Pratiquement, les choses ne se passent pas toujours avec cette séduisante simplicité. L'élimination de l'onde gênante λ_1 n'est pas toujours possible ni complète, et cela d'autant plus qu'elle est plus voisine de λ et plus amortie. Les dispositifs des figures XV-7-7 à XV-7-10 donnent le plus souvent de meilleurs résultats.

Il est d'ailleurs possible, pour résoudre certains problèmes délicats de protection contre les brouillages ⁽²⁾, de combiner la disposition de la figure XV-7-11 avec n'importe quel système d'accord.

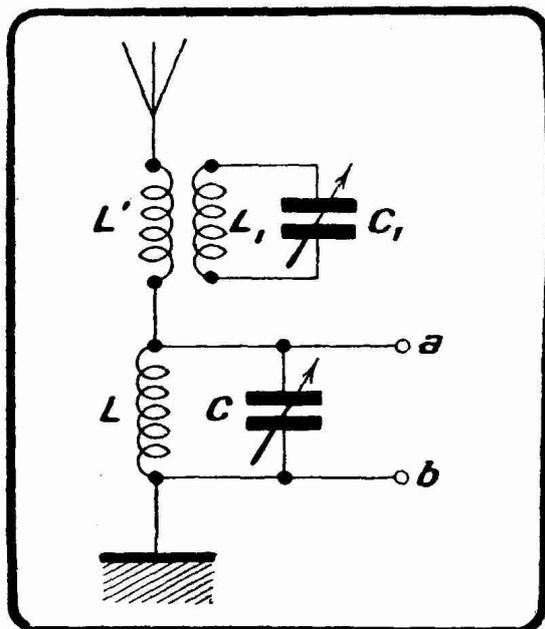


FIG. XV-7-11. — Montage d'un circuit bouchon dans l'antenne. Le circuit oscillant L_1C_1 est accordé sur l'onde que l'on désire plus particulièrement éliminer.

(1) Changement de fréquence ou amplification directe.

(2) Le circuit bouchon rend de très grands services lorsqu'il s'agit de protéger une audition radiophonique s'effectuant dans la bande 200-2.000 mètres, contre le brouillage produit par une émission voisine d'amateur sur 20, 40, 80 ou 175 mètres ; on l'emploie également dans les supers dont la MF est accordée sur 472 kc/s (ou une valeur voisine).