

C. TISSOT O. ✽

CAPITAINE DE FRÉGATE, DOCTEUR ÈS SCIENCES

MANUEL ÉLÉMENTAIRE

DE

TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

THÉORIE — INSTALLATION D'UN POSTE
MATÉRIEL ET RÉGLAGE

SECONDE ÉDITION

PARIS

AUGUSTIN CHALLAMEL, ÉDITEUR

RUE JACOB, 17

Librairie maritime et coloniale

1914

MANUEL ÉLÉMENTAIRE
DE
TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

G. TISSOT O. *

CAPITAINE DE FRÉGATE, DOCTEUR ÈS SCIENCES

MANUEL ÉLÉMENTAIRE

DE

TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

THÉORIE — INSTALLATION D'UN POSTE
MATÉRIEL ET RÉGLAGE

SECONDE ÉDITION

PARIS

AUGUSTIN CHALLAMEL, ÉDITEUR

RUE JACOB, 17

Librairie maritime et coloniale.

1914

INTRODUCTION

Bien que la littérature scientifique se soit enrichie pendant ces dernières années d'un certain nombre d'ouvrages fort bien faits sur la Télégraphie sans fil, il nous a paru qu'à côté des traités purement spéculatifs et des ouvrages de vulgarisation, il y avait place pour un ouvrage de caractère plus technique, capable de servir de guide tant à l'ingénieur chargé du montage qu'au personnel préposé au fonctionnement d'un poste de T. S. F.

L'ouvrage est divisé en deux parties : une partie théorique, qui est la reproduction à peu près textuelle des conférences que nous avons faites à diverses reprises à l'École supérieure d'électricité, et qui contient sous une forme concise l'exposé des principes généraux sur lesquels repose la T. S. F. ; et une partie pratique, où sont donnés les descriptions des dispositifs d'usage courant ainsi que les procédés de montage et de réglage des appareils.

La première partie constitue un tout assez complet pour donner à un lecteur non spécialiste une vue d'ensemble sur la production et l'utilisation des ondes électriques.

Bien que la lecture n'en soit nullement indispensable pour l'intelligence des règles pratiques que contient la seconde partie, elle pourra aussi fournir au technicien désireux de pénétrer plus avant l'étude des dispositifs des compléments théoriques utiles.

Depuis que la T. S. F. est entrée dans la voie industrielle, une sélection s'est produite parmi les nombreux dispositifs primitivement proposés au profit des plus pratiques, de sorte que ceux qui sont maintenant employés par les diverses Compagnies ne diffèrent les uns des autres que par des détails de construction. Aussi s'est-on borné à en décrire seulement quelques-uns à titre d'exemples, en prenant de préférence les appareils en service en France dans les Compagnies de navigation, et en s'attachant à dégager les principes dont le technicien doit s'inspirer pour tirer le meilleur parti du matériel qu'il peut avoir entre les mains.

Le présent ouvrage n'a pas pour objet de donner l'état actuel de la question en T. S. F.

Pas plus que dans la précédente édition, on ne trouvera donc de développements sur nombre de dispositifs récents, qui, tout intéressants qu'ils puissent être, n'ont pas encore reçu la sanction de la pratique.

Dans cette seconde édition, on a insisté, en revanche, sur certaines applications, dont l'extension de la radiotélégraphie a fait ressortir l'intérêt.

De ce nombre sont les radio-phares et les signaux horaires radiotélégraphiques, dont l'usage, sanctionné par une conférence internationale, est maintenant entré dans la pratique courante.

On a consacré également un chapitre à la téléphonie sans fil, à laquelle de récents essais ont fait faire un pas sérieux dans la voie industrielle.

On sait, d'autre part, combien la conférence de Londres a insisté sur l'intérêt qui s'attache à l'emploi, dans les communications radiotélégraphiques, d'une onde pure et peu amortie. Les diverses questions de réglage, les déterminations d'amortissements sont appelées à jouer un rôle de plus en plus important dans la technique.

Aussi a-t-on cru devoir traiter avec plus de détails ces questions importantes, et plusieurs chapitres ont-ils été entièrement remaniés et notablement étendus.

Malgré ces remaniements, l'esprit de l'ouvrage est resté le même.

La rapidité avec laquelle a été épuisée la première édition nous autorise à penser que ce manuel comblait une lacune. Nous espérons qu'il pourra être encore de quelque utilité aux techniciens, maintenant fort nombreux, qui sont appelés à s'occuper du montage et du réglage des stations radiotélégraphiques.

Septembre 1913.

MANUEL ÉLÉMENTAIRE

ERRATA

TELEGRAPHES SANS FIL

Page 7, ligne 4.

Au lieu de : $\frac{d^2q}{dt^2} + \frac{R}{L} + \frac{q}{CL} = 0;$

lire : $\frac{d^2q}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{dq}{dt} + \frac{q}{CL} = 0.$

Page 23, ligne 30.

Au lieu de : $\frac{\partial^2 V}{\partial t^2} = -\frac{2\pi}{T} \dots$

lire : $\frac{\partial^2 V}{\partial t^2} = -\frac{4\pi^2}{T^2} \dots$

Page 25, ligne 22.

Au lieu de : $\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} - C_1 R_1 \frac{\partial V}{\partial t} - C_1 L_1 \frac{\partial^2 V}{\partial t^2} = 0;$

lire : $\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} - C_1 R_1 \frac{\partial V}{\partial t} - C_1 L_1 \frac{\partial^2 V}{\partial t^2} = 0.$

Page 39, ligne 12.

Au lieu de : $4\pi w = \frac{dH}{dz};$

lire : $4\pi w = \frac{dH}{dx}.$

Page 39, ligne 15.

Au lieu de : $k \frac{dH}{dt} = \frac{dE}{dx}$;

lire : $k \frac{dE}{dt} = \frac{dH}{dx}$.

Page 39, ligne 19.

Au lieu de : $\frac{d^2E}{dt^2} = \frac{1}{\mu k} \cdot \frac{d^2H}{dx^2}$;

lire : $\frac{d^2H}{dt^2} = \frac{1}{\mu k} \cdot \frac{d^2H}{dx^2}$.

Page 58, ligne 27.

Au lieu de : $W = A^2 \frac{(x + \beta)}{\alpha \beta [(x + \beta)^2 + (a - b)^2]}$;

lire : $W = A^2 \frac{\alpha + \beta}{\alpha \beta [(x + \beta)^2 + (a - b)^2]}$.

Page 110, ligne 29.

Au lieu de : $LC \frac{d^2V}{dt^2} + MC \frac{d^2V'}{dt^2} + V = 0$;

$LC' \frac{d^2V'}{dt^2} + MC \frac{d^2V}{dt^2} + V = 0$;

lire : $LC \frac{d^2V}{dt^2} + MC' \frac{d^2V'}{dt^2} + V = 0$;

$LC' \frac{d^2V'}{dt^2} + MC \frac{d^2V}{dt^2} + V' = 0$.

MANUEL ÉLÉMENTAIRE

DE

TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

PREMIÈRE PARTIE

PRINCIPES THÉORIQUES

1. Objet. — L'objet de la télégraphie sans fil est d'établir entre deux stations des communications télégraphiques sans fil de ligne.

A ce point de vue, la télégraphie optique mériterait incontestablement le nom de télégraphie sans fil. On réserve cependant cette dernière dénomination aux procédés qui mettent en œuvre les *oscillations électriques* et utilisent les effets du *choc en retour*.

2. Phénomènes fondamentaux. — La soudaineté des effets du choc en retour et les procédés propres à la réalisation d'oscillations puissantes étaient connus des physiciens et avaient été signalés par Bezold (1870).

Ces effets n'attirèrent cependant l'attention que lorsque Lodge et Popoff montrèrent que l'on pouvait se servir du tube à limaille (découvert par Branly en 1890) pour déceler les phénomènes d'induction produits par une étincelle à distance (1894).

Si, logiquement, la télégraphie sans fil doit être rapportée à la soudaineté des effets auxquels peut donner naissance une décharge brusque, son développement se rapporte historiquement à l'utilisation du *tube à limaille*.

Les premières applications ont été basées sur l'observation purement empirique du phénomène découvert par Branly.

On sait en quoi consiste ce phénomène.

Si l'on intercale dans le circuit d'une pile un galvanomètre et un tube à limaille, c'est-à-dire un tube de verre contenant une petite quantité de limaille métallique entre deux bouchons ou électrodes de métal, on constate que le galvanomètre demeure au zéro ou dévie à peine, le tube présentant une résistance considérable.

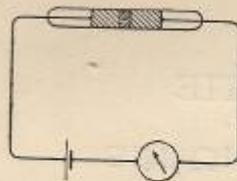


Fig. 1.

Mais que l'on vienne à faire éclater une étincelle électrique dans le voisinage ou même assez loin du tube, et immédiatement le galvanomètre dévie et reste dévié.

L'étincelle a donc impressionné le tube et a eu pour effet de produire une chute permanente de résistance.

D'ailleurs, pour ramener le tube à l'état primitif, il suffit de lui imprimer un léger choc mécanique; il devient alors apte à recevoir une nouvelle impression.

Popoff avait tiré parti du phénomène pour obtenir l'enregistrement des décharges d'origine atmosphérique. Lodge paraît y avoir songé en vue d'une application à la transmission de signaux. Ses expériences demeuraient, d'ailleurs, des expériences de laboratoire.

Indépendamment de Lodge et de Popoff, dont il ignorait vraisemblablement les travaux, Marconi poursuivait à la même époque (1894) des recherches analogues.

Plus hardi, il eut l'idée de sortir du laboratoire et d'opérer à des distances notables. On sait quel fut le succès de sa tentative.

3. Description schématique d'un poste. — Pour produire des étincelles *efficaces*, c'est-à-dire capables d'impressionner le tube à limaille, on pourrait se servir d'une machine statique. Il est plus commode d'employer une bobine d'induction.

L'étincelle éclate, par exemple, entre deux boules.

On a reconnu que les effets sont considérablement accrus, et que la distance à laquelle le tube se trouve impressionné augmente beaucoup, si l'on met les boules de l'éclateur en communication

respective avec un conducteur vertical isolé, ou antenne, et avec la terre.

Un effet favorable analogue se produit à la réception si l'on observe les mêmes précautions, c'est-à-dire si l'on relie l'une des bornes du tube à limaille à une antenne de réception, tandis que l'autre borne est reliée à la terre.

Un poste de transmission se trouve ainsi constitué en principe, par un éclateur E en relation avec les pôles d'une bobine d'induction B, une antenne d'émission A, et une prise de terre T.

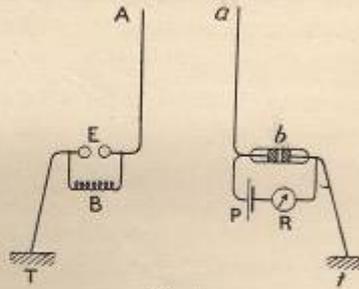


Fig. 2.

Un poste de réception comprend de même une antenne de réception *a* et une prise de terre *t*, entre lesquelles est intercalé le tube à limaille *b*.

Afin d'enregistrer les signaux, il faut que le tube puisse être ramené automatiquement à son état primitif. Ce résultat est assuré par un frappeur à mouvement de sonnerie, qui, mis en mouvement par le courant d'une pile locale P fermé par l'intermédiaire d'un relais R, vient donner au tube un choc mécanique chaque fois que s'est produite la chute de résistance.

D'ailleurs, en même temps que le frappeur, le relais commande un appareil enregistreur quelconque, un Morse, par exemple, qui inscrit sous forme de traits courts ou longs les émissions d'étincelles de durées brèves ou longues produites au transmetteur à l'aide d'une clef intercalée dans le circuit d'excitation.

Ces organes primitifs d'émission et de réception ont reçu, au cours du développement de la T. S. F., nombre de modifications que nous aurons à examiner au fur et à mesure.

Nous nous occuperons d'abord des phénomènes qui se produisent dans les antennes d'émission et de réception.

OSCILLATIONS ÉLECTRIQUES

4. Production des oscillations électriques. — Nous verrons que le rôle de l'étincelle *efficace* est de donner naissance dans l'antenne d'émission à des *oscillations électriques* qui, agissant par induction sur l'antenne de réception, y font naître des oscillations analogues.

Ces oscillations électriques ne sont autres que des courants alternatifs de *haute fréquence*. Mais que doit-on entendre par *haute fréquence* ? Tandis que les courants alternatifs industriels ont des fréquences généralement comprises entre 25 et 150, les oscillations utilisées en T. S. F. atteignent communément des fréquences de 500 000 à un million par seconde.

Pour obtenir de telles fréquences, on ne peut guère songer à des moyens mécaniques.

On a construit cependant des alternateurs spéciaux capables de donner des fréquences très élevées (alternateur Duddell, 120 000 périodes ; alternateur Rhumer, 300 000) ; mais ces alternateurs n'ont qu'une puissance *extrêmement faible* (0,2 watt pour l'alternateur Duddell). Dans ces alternateurs, l'élévation de la fréquence est obtenue par la multiplication du nombre des pôles et par la grande vitesse périphérique donnée à la partie mobile. — On conçoit que l'on soit vite arrêté dans cette voie par les conditions de sécurité imposées par la résistance mécanique des matériaux. Le rendement est d'ailleurs toujours très faible, à cause de la dissipation considérable d'énergie calorifique en effets parasites. Alexanderson serait cependant parvenu à construire un alternateur du type Mordey,

à 100000 périodes et d'une puissance de 2 kilowatts, dans lequel l'inducteur est une bobine en forme de tore, et la partie tournante, un disque d'acier denté ayant un pas polaire égal au pas de l'induit.

La tentative la plus intéressante au point de vue industriel est celle de Goldschmitt, qui, utilisant les phénomènes de résonance des courants alternatifs de périodes différentes, qui prennent naissance dans un alternateur (Boucherot, 1897; Latour, 1912), a réalisé un alternateur de 5 kilowatts à la fréquence de 50000 périodes.

En fait, aucun de ces types d'alternateurs n'est encore entré dans la pratique courante, et, quel que soit l'intérêt que présente la question de production des oscillations de haute fréquence à l'aide de moyens purement mécaniques, c'est à des procédés purement différents que l'on a recours en pratique pour leur donner naissance.

5. Décharge oscillante d'un condensateur. — L'une des méthodes les plus simples, — et la première en date, — pour faire naître dans un circuit des oscillations électriques, consiste à utiliser dans certaines conditions déterminées le phénomène de la décharge d'un condensateur.

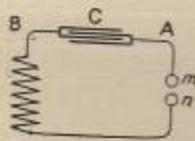


Fig. 3.

Examinons donc tout d'abord ce qui se passe lorsqu'on décharge un condensateur de capacité C , dont les armatures sont portées à une différence de potentiel V , dans un circuit de résistance R présentant une self-induction L .

Au moment où l'étincelle éclate à la coupure entre m et n , la décharge se produit et le circuit $AmnB$ se trouve brusquement parcouru par un courant d'intensité i variable.

A un instant donné t , si q est la charge du condensateur, l'intensité du courant est $i = -\frac{dq}{dt}$ (le signe — exprimant que la charge diminue, c'est-à-dire que sa variation est négative).

D'ailleurs, l'équation générale de l'induction (uniquement fondée sur les lois classiques de l'électrodynamique et sur le principe de la conservation de l'énergie) donne la relation :

$$V = RI + L \frac{di}{dt}.$$

Et, par suite, en tenant compte de la relation $q = CV$ satisfaite à l'instant t entre la charge q et la différence de potentiel actuelles entre les armatures du condensateur :

$$\frac{d^2q}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{dq}{dt} + \frac{q}{CL} = 0.$$

Équation différentielle bien connue, qui permet d'obtenir la valeur $q = f(t)$ ou $i = -f'(t)$ de l'intensité en fonction du temps.

On sait que l'intégrale générale de l'équation différentielle est de la forme

$$q = Me^{\alpha' t} + Ne^{\alpha'' t},$$

M et N étant deux constantes arbitraires dont la valeur est déterminée par les conditions aux limites.

α' et α'' sont les racines de l'équation caractéristique :

$$\alpha^2 + \frac{R}{L} \alpha + \frac{1}{CL} = 0.$$

Lorsque les racines sont réelles, les valeurs de q et de i sont liées au temps par une fonction exponentielle.

La courbe représentative de l'intensité présente la forme (fig. 4).

Elle s'élève rapidement, présente un maximum, puis décroît asymptotiquement. On dit, dans ce cas, que la décharge est continue.

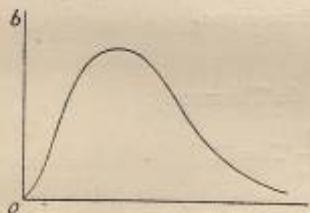


Fig. 4.

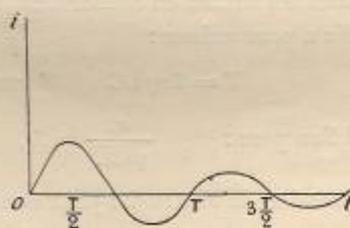


Fig. 5.

Quand les racines sont imaginaires, on peut les remplacer par des fonctions circulaires (sinus et cosinus).

Les variations de l'intensité sont périodiques, et la courbe prend la forme (fig. 5).

L'intensité finit toujours par devenir nulle, mais après une série d'oscillations de même période et d'amplitudes décroissantes.

On dit alors que la décharge est oscillante.

Les deux formes de décharge dépendent uniquement du rapport qui existe entre les constantes du circuit.

Si $R^2 > \frac{4L}{C}$, la décharge est continue,

$R^2 < \frac{4L}{C}$, la décharge est oscillante.

Quand la décharge est oscillante et que la résistance est faible (c'est-à-dire lorsque la valeur de R est suffisamment petite vis-à-vis de L), l'expression de l'intensité prend la forme simple

$$I = \frac{q_0}{\sqrt{CL}} e^{-\frac{2L}{R}t} \sin \frac{1}{\sqrt{CL}} t,$$

q_0 désignant la charge du condensateur.

Cette intensité s'annule aux époques :

$$t = \theta_1, \theta_2 \dots \theta_n,$$

telles que

$$\sin \frac{q_0}{\sqrt{CL}} t = 0,$$

c'est-à-dire à des intervalles de temps équidistants.

La *période* est l'intervalle de temps qui sépare deux époques où l'intensité s'annule en conservant le même signe.

Elle a pour valeur :

$$T = 2\pi\sqrt{LC} \quad (\text{formule de Thomson}).$$

Si l'on pose : $\frac{q_0}{\sqrt{CL}} = A$, $\frac{R}{2L} T = \delta$,

l'expression de l'intensité peut être mise sous la forme

$$I = Ae^{-\frac{\delta}{T}t} \sin \frac{2\pi}{T} t.$$

Si δ est faible, les maxima successifs se produisent aux temps

$$t_1 = \frac{T}{4}, \quad t_2 = \frac{T}{4} + \frac{T}{2}, \quad t_3 = \frac{T}{4} + 2\frac{T}{2} \dots t_m = \frac{T}{4} + (m-1)\frac{T}{2},$$

et sont en quadrature avec les minima nuls.

Les maxima ou *amplitudes* successives de même sens du courant ont alors pour valeurs :

$$I_1 = Ae^{-\frac{\delta}{4}}, \quad I_3 = Ae^{-\frac{5\delta}{4}} \dots I_{2m+1} = Ae^{-\frac{(4m+1)\delta}{4}}.$$

Ces maxima vont en décroissant en progression géométrique.

C'est ce que l'on exprime en disant que les oscillations *s'amortissent*. Le rapport des amplitudes de deux oscillations successives

de même sens $\frac{I_1}{I_3} = \frac{I_3}{I_5} = \dots = \frac{I_{2m-1}}{I_{2m+1}}$

est constant et égal à e^{δ} .

La décroissance plus ou moins rapide de l'amplitude, ou l'*amortissement* des oscillations, est mesuré par ce rapport constant des amplitudes de deux oscillations *de même sens*, c'est-à-dire par la quantité e^{δ} ou, plus simplement, par le logarithme népérien du rapport des amplitudes, c'est-à-dire par la quantité :

$$\delta = \frac{R}{2L} T,$$

que l'on appelle le *décroissement* des oscillations.

Les premières vérifications expérimentales ont été effectuées par Feddersen, en fixant sur une plaque photographique l'image de l'étincelle dissociée par un miroir tournant animé d'un mouvement de rotation rapide. L'image de l'étincelle se présente sous la forme d'une traînée estompée plus ou moins longue. Quand la résistance est faible, c'est-à-dire, plus exactement, quand la condition $R^2 < \frac{4L}{C}$ est satisfaite, cette traînée se trouve striée de bandes transversales obliques qui partent alternativement de l'un et de l'autre pôle. Ces stries indiquent le caractère oscillatoire de la décharge. Quand on augmente progressivement la valeur de la résistance, les caractères de l'étincelle se modifient et les stries finissent par disparaître : on obtient alors la *décharge continue*.

Les épreuves obtenues par Feddersen, à une époque (1863) où les émulsions sensibles étaient inconnues, sont trop grossières pour se prêter à des mesures précises, et montrent simplement que les phénomènes se produisent bien dans le sens indiqué par la théorie.

Un certain nombre d'expériences récentes, exécutées par des méthodes identiques ou analogues à celle de Feddersen, ont permis de vérifier la théorie dans toutes ses conséquences.

Il convient de signaler, en particulier, les expériences de Hensslech, dont le procédé élégant de dissociation de l'étincelle oscillante par soufflage de l'étincelle entre deux électrodes en forme de coins permet de reproduire d'une manière frappante les diverses particularités du phénomène.

6. Amplitude du courant et du potentiel dans un circuit de décharge. — L'amplitude du courant ou maximum de la première oscillation a pour expression

$$I_0 = \frac{q_0}{\sqrt{CL}} e^{-\frac{\delta}{4}}.$$

En désignant par V_0 la différence de potentiel maximum des armatures (amplitude du potentiel), on a :

$$q_0 = CV_0.$$

Par suite,
$$I_0 = e^{-\frac{\delta}{4}} V_0 \sqrt{\frac{C}{L}}.$$

Lorsque l'amortissement est suffisamment faible, le facteur $e^{-\frac{\delta}{4}}$ est voisin de l'unité, et l'on a simplement :

$$I_0 = V_0 \sqrt{\frac{C}{L}}.$$

La période étant donnée par la relation $T = 2\pi\sqrt{LC}$, on peut réaliser la même période, soit avec une grande capacité et une petite self-induction, soit avec une petite capacité et une grande self-induction.

L'expression précédente montre que l'on obtiendra, dans le premier cas, une grande intensité et une différence de potentiel faible, et, dans le second cas, une grande différence de potentiel et une petite intensité.

Dans un circuit sans étincelle, l'amortissement est d'ailleurs plus faible dans le second cas que dans le premier.

7. Amortissement de la décharge. — L'une des conséquences de la théorie est qu'il y a un amortissement dans le phénomène de la décharge comme il y a un amortissement dans le mouvement d'un pendule dans un milieu résistant, et dans celui du cadre d'un galvanomètre apériodique.

Ce qui cause l'amortissement de la décharge, c'est qu'il se produit une dissipation progressive de l'énergie emmagasinée dans le diélectrique du condensateur.

Cette dissipation d'énergie, due, dans le cas présent, à la production dans le circuit d'effets calorifiques, a lieu, d'une part, dans le conducteur métallique; d'autre part, dans le condensateur même, enfin surtout dans l'étincelle.

L'amortissement d'un circuit de décharge, mesuré par le décrement total δ , se présente ainsi comme la somme de trois termes :

$$\delta = \delta_R + \delta_C + \delta_E,$$

dont le premier δ_R est dû à la résistance ohmique du circuit, le second δ_C aux effets calorifiques dont le condensateur est le siège (et principalement aux effluves qui se produisent aux bords des armatures), et le troisième δ_E à l'étincelle.

Amortissement dû à la résistance propre du circuit. — On doit observer que le terme δ_R correspond à une valeur de la résistance qui n'est pas la même qu'un courant continu à cause de la *localisation superficielle* des courants de haute fréquence. Dans les circuits de décharge à étincelle utilisés en technique où les connexions sont constituées par des conducteurs de large section, ce terme est pratiquement négligeable.

Amortissement dû au condensateur. — La capacité C étant réalisée par un condensateur à diélectrique solide ou liquide, il se produit dans ce condensateur même une dissipation d'énergie à l'état calorifique facile à observer et due à trois causes :

En premier lieu, certains diélectriques solides sont souvent hétérogènes et contiennent parfois des parcelles conductrices. Il se produit alors des électrolyses locales, qui ont d'ailleurs pour effet d'éliminer à la longue les impuretés.

Dans les diélectriques comme le verre, cet effet est à peu près nul; mais une autre cause intervient.

Cette deuxième cause de perte d'énergie est une *hystérésis diélectrique*, qui présente le même caractère que l'hystérésis magnétique visqueuse.

L'énergie dissipée dans le diélectrique d'un condensateur dont les armatures sont portées aux potentiels V_A et V_n peut être représentée par l'expression :

$$W = a (V_A - V_n)^b,$$

où a et b désignent deux coefficients numériques variables avec les divers diélectriques (et même avec différents échantillons d'un même diélectrique).

On peut admettre que b oscille entre 1,5 et 2. Quant à a , il est très faible pour la paraffine et le bon flint, mais atteint des valeurs de 0,03 à 0,04 pour l'ébonite et le verre ordinaire.

Enfin, il se produit à la surface des armatures des effluves dus à l'ionisation de l'air. Indépendamment de la perte d'énergie qu'ils occasionnent, ces effluves ont un autre effet fâcheux.

Lorsque la surface intéressée par les effluves est importante, tout se passe en effet comme si, à la capacité réelle du condensateur, s'ajoutait en parallèle une capacité variable. Il en résulte ainsi des *irrégularités dans la fréquence*.

Amortissement dû à l'étincelle. — Le troisième terme δ_r qui correspond à l'énergie dissipée dans l'étincelle est toujours de beaucoup le plus important.

On peut supposer que l'on intercale dans le circuit, à la place de l'étincelle, un conducteur de résistance telle qu'il donne le même décrement δ_r , et définir ainsi la *résistance de l'étincelle*.

Bien entendu, cette résistance n'a pas le caractère d'une résistance ohmique. L'étincelle est un phénomène complexe : il intéresse d'abord l'air, qui est percé par la décharge initiale et devient incandescent sur son trajet, puis le métal des électrodes est volatilisé, l'intervalle qui les sépare se remplit de vapeurs métalliques, et la décharge se produit dans ces vapeurs.

En fait, le phénomène dépend, non seulement de la valeur du courant de décharge, mais aussi des dimensions électriques : capacité et self-induction du circuit. En première approximation toute-

fois, l'expérience montre que, pour une longueur donnée d'étincelle, la résistance ρ définie par la relation $\delta_x = \frac{\rho}{2L} T$ varie simplement en raison inverse de l'amplitude I_0 du courant, de sorte que l'on peut écrire : $\rho = \frac{a}{I_0}$, a étant une constante.

On a alors :
$$\delta_x = \frac{a}{I_0} \cdot \frac{T}{2L}$$

ou, en substituant à I_0 et à T leurs valeurs :

$$I_0 = V_0 \sqrt{\frac{c}{L}} \quad T = 2\pi\sqrt{Lc}$$

$$\delta_x = \frac{\pi a}{V_0}$$

Le décrément ne dépend ainsi que de la différence de potentiel de charge et est indépendant des constantes du circuit ¹.

Il dépend en revanche de la forme et de la nature des éclateurs : les meilleurs sont ceux de zinc et de laiton, les plus mauvais ceux de fer.

Si les étincelles sont petites, la forme des électrodes est à peu près indifférente. Pour des étincelles supérieures à 1 centimètre, le décrément varie en raison inverse du diamètre des boules ou cylindres d'éclateurs.

Le décrément varie avec la longueur de l'étincelle.

Rempp a montré que la résistance de l'étincelle est *très grande* pour des longueurs d'étincelle égales ou inférieures à 0^{mm},1, qu'elle décroît rapidement quand la longueur de l'étincelle augmente,

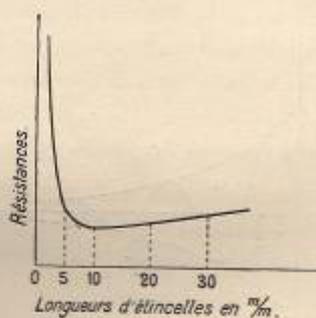


Fig. 6.

¹ Ces conclusions ne s'appliquent qu'autant que la capacité a une valeur suffisante, supérieure à 0,002 m.f.d. environ. Pour des capacités plus faibles, le décrément va en croissant quand la capacité diminue.

Dans les circuits de décharge utilisés dans la technique, on peut admettre que le décrément est compris entre 0,08 et 0,12 pour des d.d.p. de 30 000 à 50 000 volts.

passé par un *minimum* pour une longueur de 3 à 5 millimètres (selon la capacité du circuit), puis va en augmentant ensuite lentement.

Wien a confirmé ces résultats et a établi que le *décrément* peut acquérir une valeur *considérable* lorsque l'étincelle est très courte : on verra plus loin l'importance de cette remarque.

8. Condition d'emploi des formules. — Les circuits de décharge à *étincelle* présentent donc toujours un amortissement plus grand que les circuits de décharge *sans étincelle*. L'expression $\delta = \frac{R}{2L} T$ du *décrément* ne s'applique d'ailleurs en toute rigueur qu'aux circuits sans étincelle.

Dans l'étude de la décharge oscillante, on a implicitement supposé en effet que la résistance du circuit demeurerait constante pendant la décharge. Nous venons de voir que ce n'est pas exact quand il y a une étincelle : le *décrément* va alors en croissant quand la différence de potentiel diminue, c'est-à-dire du commencement

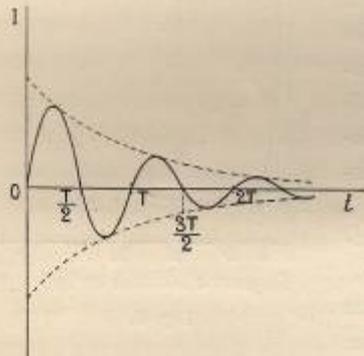


Fig. 7.

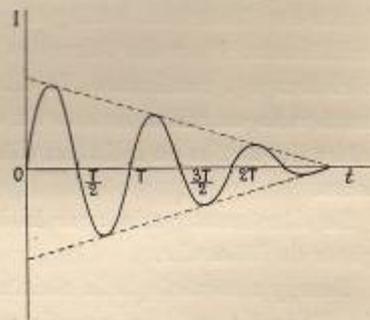


Fig. 8.

à la fin de la décharge. Alors que dans un circuit de décharge sans étincelle la courbe des maxima d'intensité est une courbe exponentielle (fig. 7), l'expérience montre que, dans un circuit à étincelle, cette courbe se rapproche plutôt d'une droite (fig. 8).

En fait, si dans un tel circuit δ n'est pas une constante, il s'écarte

peu d'une valeur *moyenne* que l'on peut considérer pratiquement comme la valeur constante du décrement.

Dans l'application de la relation $T = 2\pi\sqrt{LC}$ au calcul de la période d'un circuit, on doit observer que C et L sont les valeurs de la capacité et de la self-induction du circuit en *haute fréquence*.

La valeur de la capacité relative à la fréquence $\frac{1}{T}$, notamment, peut être fort différente de la valeur de la capacité électrostatique, car la constante diélectrique varie avec la fréquence.

Ce n'est que pour les condensateurs à lames d'air que l'on peut en toute rigueur se servir en haute fréquence des valeurs des capacités déterminées en basse fréquence (ou par des procédés électrostatiques). Pour les autres condensateurs, il faut multiplier C_0 (capacité électrostatique) par le rapport $\frac{C}{C_0}$ plus petit que 1, C étant la capacité pour la fréquence considérée.

Ce *facteur de fréquence* varie beaucoup avec les divers diélectriques. Pour le bon flint et le verre blanc de Glasgow, il diffère peu de l'unité; mais il prend des valeurs notablement plus faibles pour les verres ordinaires et l'ébonite. Ces valeurs, étant essentiellement variables selon les échantillons utilisés, doivent chaque fois être l'objet d'une détermination spéciale.

Dans les mesures précises, on se servira donc exclusivement de condensateurs à lames d'air.

9. Nombre d'oscillations par décharge-trains d'oscillations. — Le rapport de l'amplitude de l'oscillation $(2m + 1)$ à la

première est :

$$\frac{I_{2m+1}}{I_1} = e^{-m\delta}.$$

Ce rapport est réduit à $\frac{1}{n}$ au bout d'un nombre p d'oscillations complètes ($p = m + 1$), tels que :

$$m\delta = \mathcal{L}n,$$

c'est-à-dire :

$$p = m + 1 = \frac{\mathcal{L}n + \delta}{\delta}.$$

Pour un circuit de décharge *sans étincelle* dont le décrement aurait pour valeur $\delta=0,01$, le nombre p des oscillations complètes au bout duquel l'amplitude est réduite au centième serait :

$$p = \frac{\mathcal{L}100 + 0,01}{0,01} = 461.$$

Le même circuit de décharge à *étincelle* aurait un décrement beaucoup plus grand, voisin de 0,1 par exemple.

Le nombre des oscillations au bout duquel l'amplitude se trouve réduite au centième serait alors :

$$p = \frac{\mathcal{L}100 + 0,1}{0,1} = 47,$$

c'est-à-dire bien moindre.

Au bout de 461 oscillations dans le premier cas, de 47 oscillations dans le second, l'amplitude est devenue pratiquement insensible. Cette succession d'oscillations, au bout de laquelle l'amplitude peut être considérée comme négligeable, constitue un *train*.

Le nombre p des oscillations que comprend le train est évidemment lié à la sensibilité de l'appareil qui doit les déceler; il est donc arbitraire dans une certaine mesure.

Dans les conditions supposées en dernier lieu, le train comprend 47 oscillations. Pour une période $T = \frac{2}{10^6}$ seconde (période qui correspond à une longueur d'onde de 600 mètres), la durée du train serait :

$$47 T = \frac{1^s}{10640}.$$

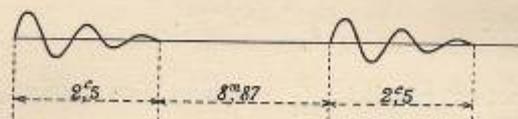


Fig. 9.

Si le circuit oscillant est alimenté par une bobine d'induction munie d'un interrupteur, la fréquence des trains est déterminée par le rythme de l'interrupteur. Pour un rythme de 30 par seconde,

par exemple, l'intervalle qui sépare deux trains successifs sera 355 fois plus long que la durée du train lui-même.

Les périodes d'ébranlement du circuit se trouvent ainsi séparées par des périodes considérables de repos.

10. Caractères des courants de haute fréquence. — Les courants de haute fréquence, c'est-à-dire les courants qui prennent naissance dans les circuits sièges d'*oscillations électriques*, présentent, en principe, les propriétés des courants *alternatifs*.

Toutefois, la *valeur élevée de la fréquence* et l'*amortissement* confèrent à ces courants certains caractères particuliers.

Dans l'expression de l'impédance d'un circuit, par exemple, c'est-à-dire dans l'expression $\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}$, comme ω (pulsation) est très grand, le terme R^2 (résistance) est en général négligeable devant $L^2\omega^2$ (inductance), de sorte que l'impédance se réduit sensiblement à $L\omega$.

La force électromotrice se trouve alors exactement décalée de $\frac{1}{4}$ de période sur le courant.

L'*intensité efficace* d'un courant oscillatoire se définit comme l'intensité efficace d'un courant alternatif de basse fréquence, c'est-à-dire par l'intensité du courant continu qui donnerait lieu pendant l'unité de temps à la même dissipation d'énergie par effet Joule que le courant oscillatoire considéré.

Mais les indications fournies par un instrument thermique intercalé dans un circuit siège d'oscillations de haute fréquence, — c'est-à-dire, en général, d'oscillations périodiques *amorties*, — sont plus complexes que dans le cas de la basse fréquence, car elles dépendent, et de l'*amortissement* des oscillations, et de la fréquence ou *rythme des trains*.

Lorsque l'amortissement n'est pas très fort, on établit que l'on a entre l'intensité efficace I_{eff} et l'amplitude de I_0 du courant la relation

$$I_{\text{eff}}^2 = n \frac{I_0^2}{45} \cdot T,$$

en désignant par T la période des oscillations, par δ leur décrement, et par n le nombre des trains par seconde.

A l'accroissement apparent de résistance qui est dû à l'impédance du conducteur, accroissement qui est d'autant plus grand que la fréquence est plus élevée, s'ajoute un autre accroissement de résistance qui provient de ce que la répartition du courant n'est pas homogène dans la section.

Quand un conducteur est le siège de courants alternatifs de fréquence élevée, les parties profondes sont protégées par l'induction des parties superficielles. Cette induction tend à faire naître dans les parties profondes des courants de sens *contraire* au courant superficiel.

Le courant que l'on observe et qui résulte de la composition du courant principal et des courants induits va donc, d'une manière générale, en décroissant à mesure que l'on pénètre à l'intérieur du conducteur en s'éloignant de la surface.

L'effet est d'autant plus marqué que les phénomènes d'induction sont plus intenses, c'est-à-dire que la fréquence est plus grande.

Insensible pour les courants alternatifs de basse fréquence dans les conducteurs de dimensions usuelles, il ne devient appréciable que pour les courants de haute fréquence.

On démontre que la profondeur ϵ_n à laquelle l'amplitude du courant est réduite à $\frac{1}{n}$ de sa valeur à la surface est (Mascart) :

$$\epsilon_n = \frac{L n}{\sqrt{2\pi\mu c\omega}}$$

μ désignant la perméabilité du conducteur, c sa conductibilité, ω la pulsation du courant. ϵ_n varie ainsi en raison inverse de la racine carrée de la fréquence : quand cette fréquence est grande, la profondeur à laquelle pénètre le courant n'intéresse qu'une portion très faible de l'épaisseur du conducteur. Le courant tend donc à *se localiser* dans une couche mince à la *surface* du conducteur.

Tout se passe alors comme si la section du conducteur était réduite, c'est-à-dire comme si sa résistance ohmique était augmentée.

On établit que l'épaisseur de la *coque fictive* qui offre au courant de haute fréquence la même résistance qu'offrirait tout le

conducteur à un courant continu de même intensité efficace est

$$\epsilon = \frac{1}{\sqrt{2\pi\mu c\omega}}$$

D'où il suit que, pour obtenir la résistance d'un conducteur de forme quelconque parcouru par un courant oscillatoire de pulsation ω , il suffit de calculer la résistance R comme en courant continu par l'expression $R = \frac{l}{cs}$, en remplaçant s , section totale du conducteur, par la section s' de la coque fictive, c'est-à-dire en faisant $s' = \epsilon \times$ contour de la section (Boucherot).

L'application de la relation à un conducteur cylindrique de cuivre de rayon a pour lequel $\mu = 1$, $c = \frac{1}{1600}$, conduit en particulier à l'expression simple :

$$\frac{R}{R_0} = \frac{\pi a}{40} \sqrt{\frac{1}{T}}$$

en désignant par R_0 la résistance du conducteur en courant continu. On voit que $\frac{R}{R_0}$ est proportionnel, non à l'aire, mais au *contour* de la section.

La localisation superficielle des courants de haute fréquence dans les conducteurs a , en outre, pour effet de modifier la valeur des *coefficients d'induction* des circuits.

Nous signalerons seulement les formules de self-inductions utiles dans les cas usuels (étalonnage de circuits en haute fréquence).

Cadre carré : l , périmètre du cadre ; ρ , rayon du fil.

$$L = 2l \left(\mathcal{L} \frac{l}{\rho} - 2,16 \right).$$

Deux fils parallèles : 2 fils de rayon ρ et de longueur l , à une distance b .

$$L = 4l \mathcal{L} \frac{b}{\rho}.$$

Fil unique : fil de rayon ρ et de longueur l .

$$L = 2l \left(\mathcal{L} \frac{2l}{\rho} - 1 \right).$$

Cadre circulaire : cercle de rayon a ou fil de rayon ρ .

$$L = 4\pi a \left(\ell^2 \frac{8a}{\rho} - 2 \right).$$

Toutes ces formules supposent que le rayon ρ du fil est petit par rapport aux dimensions des circuits.

11. Propagation d'un ébranlement le long d'un fil (Théorie de Kirchoff). — Nous avons supposé la capacité tout entière concentrée en un point du circuit, et la self-induction répartie sur une longueur relativement courte. Examinons maintenant le cas où la capacité, la self-induction et la résistance sont réparties d'une manière *homogène* tout le long du circuit.

Il y a alors une capacité C_1 , une self-induction L_1 , et une résistance R_1 par unité de longueur.

De sorte que l'on peut représenter la résistance et la self-induction d'un élément dx du conducteur par les expressions $R_1 dx$, $L_1 dx$.

Nous considérerons pour préciser un fil conducteur isolé, tendu horizontalement au-dessus du sol (comme un fil télégraphique, par exemple), et nous supposerons que par un procédé quelconque (charge puis décharge directe, ou induction), on modifie brusquement l'état électrique en un point du fil.

Si l'on désigne par V le potentiel en un point situé à une distance x de l'origine, la différence de potentiel entre deux points situés sur le conducteur à des distances x et $x + dx$ est :

$$V - \left(V + \frac{\partial V}{\partial x} \right) = - \frac{\partial V}{\partial x} dx.$$

La relation générale de l'induction appliquée à l'élément dx donne :

$$- \frac{\partial V}{\partial x} dx = R_1 dx + L_1 dx \frac{\partial I}{\partial t},$$

c'est-à-dire
$$- \frac{\partial V}{\partial x} = R_1 I + L_1 \frac{\partial I}{\partial t}.$$

Si l'on désigne par q_1 la charge par unité de longueur, la charge de l'élément dx dont la capacité est $C_1 dx$ a pour valeur $q_1 dx$. Du point situé en x au point situé en $x + dx$ sur le conducteur, le courant varie à cause de la charge absorbée par la capacité $C_1 dx$. Il a, par exemple,

au point x une valeur I , prend au point $(x+dx)$ une valeur I_1 inférieure à I . La différence $I - I_1 = I'$ représente le courant de *charge* de l'élément dx de capacité $C_1 dx$.

Et l'on a :
$$I' = \frac{\partial(q_1 dx)}{\partial t} = \frac{\partial q_1}{\partial t} dx.$$

Mais la variation I' du courant peut aussi s'écrire :

$$I - I_1 = I - \left(I + \frac{\partial I}{\partial x} dx \right) = - \frac{\partial I}{\partial x} dx.$$

De sorte que l'on a :

$$\frac{\partial I}{\partial x} dx = - \frac{\partial q_1}{\partial t} dx,$$

ou
$$\frac{\partial I}{\partial x} = - \frac{\partial q_1}{\partial t}.$$

Comme d'ailleurs,
$$\frac{\partial q_1}{\partial t} = C_1 \frac{\partial V}{\partial t},$$

il vient :
$$\frac{\partial I}{\partial x} = - C_1 \frac{\partial V}{\partial t}.$$

De sorte que l'on a, en définitive, le système d'équations :

$$\left\{ \begin{array}{l} - \frac{\partial V}{\partial x} = R_1 I + L_1 \frac{\partial I}{\partial t} \\ \frac{\partial I}{\partial x} = - C_1 \frac{\partial V}{\partial t} \end{array} \right.$$

Différentions la première par rapport à x et la deuxième par rapport à t :

$$\begin{aligned} - \frac{\partial^2 V}{\partial x^2} &= R_1 \frac{\partial I}{\partial x} + L_1 \frac{\partial^2 I}{\partial x \partial t}, \\ \frac{\partial^2 I}{\partial x \partial t} &= - C_1 \frac{\partial^2 V}{\partial t^2}; \end{aligned}$$

d'où
$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} - C_1 R_1 \frac{\partial V}{\partial t} - C_1 L_1 \frac{\partial^2 V}{\partial t^2} = 0.$$

Cette équation, qui joue un rôle important dans l'étude de la propagation le long des câbles, est connue sous le nom d'*équation des télégraphistes*.

12. Cas où la résistance est négligeable. — La solution de l'équation aux dérivées partielles précédente est assez délicate à obtenir dans le cas général.

Elle devient immédiate dans le cas où R_1 est très petit, c'est-à-dire où $C_1 R_1$ est négligeable devant $C_1 L_1$.

C'est ce cas limite qui se trouvera réalisé dans les circuits dont nous aurons à nous occuper par la suite : il présente donc ici une importance spéciale.

Le deuxième terme de l'équation disparaît alors, de sorte que l'équation se réduit à

$$\frac{\partial^2 V}{dt^2} = \frac{1}{C_1 L_1} \frac{\partial^2 V}{dx^2},$$

c'est-à-dire à la forme bien connue de l'équation des *cordes vibrantes*. On sait qu'elle admet comme intégrale générale

$$V = \varphi \left(x + \frac{1}{\sqrt{C_1 L_1}} t \right) + \psi \left(x - \frac{1}{\sqrt{C_1 L_1}} t \right),$$

φ et ψ étant deux fonctions arbitraires.

Ce que l'on peut interpréter en disant que l'état électrique du fil à une distance x de l'origine et au temps t est le même que si deux perturbations parties au temps $t=0$ de l'origine se propageaient en sens inverse sans déformation avec la même vitesse

$$v = \frac{1}{\sqrt{C_1 L_1}}.$$

On ramène le cas du fil limité au cas du fil illimité en disposant de l'état initial de la portion ajoutée de manière que les conditions aux limites se trouvent satisfaites d'elles-mêmes à tout instant.

Si l'extrémité du fil $x=0$ est en communication avec le sol ou une grande capacité, on doit avoir, quel que soit t , $V=0$ pour $x=0$,

c'est-à-dire : $\varphi(vt) = -\psi(-vt)$,

condition qui donne, en changeant vt en $-vt$:

$$\varphi(-vt) = -\psi(vt).$$

Si donc on a au point x :

$$V = \varphi(x + vt) + \psi(x - vt),$$

on devra avoir au point $-x$, pour que V conserve la valeur zéro à l'origine :

$$V_t = \varphi[-(x - vt)] + \psi[-(x + vt)] = -V,$$

c'est-à-dire qu'il faut à tout instant attribuer aux éléments situés symétriquement de part et d'autre de l'origine des potentiels égaux et de signes contraires. Et l'on peut se représenter le phénomène en imaginant que deux ébranlements identiques partent en même temps et en sens contraire de deux points symétriquement placés.

Les ondes, positive et négative, arrivent en même temps à l'origine, puis se pénètrent réciproquement, de sorte que tout se passe comme si l'onde positive, après avoir atteint l'extrémité, se propageait en sens inverse.

Il y a donc réflexion du potentiel (avec changement de signe dans le cas présent) à l'extrémité d'un fil limité. On étendrait aisément le raisonnement, avec modification évidente, au cas où l'extrémité est isolée.

13. Ondes stationnaires. — L'intégrale générale de l'équation

$$\frac{\partial^2 V}{\partial t^2} = v^2 \frac{\partial^2 V}{\partial x^2}, \quad v = \frac{1}{\sqrt{C_1 L_1}}, \quad (1)$$

peut être mise sous forme de série trigonométrique.

Dans le cas où l'ébranlement est une vibration harmonique, il est facile de trouver une solution particulière.

Supposons, par exemple, que l'on pose :

$$V = A \cos 2\pi \frac{t}{T},$$

c'est-à-dire que le potentiel est une fonction périodique non amortie.

Et cherchons à satisfaire à l'équation aux dérivées partielles en faisant $A = f(x)$, l'amplitude $f(x)$ étant variable avec la distance à l'origine.

La relation (3) donne par deux différentiations successives par rapport à t :

$$\frac{\partial^2 V}{\partial t^2} = -\frac{2\pi}{T} f(x) \cos 2\pi \frac{t}{T}.$$

On a d'ailleurs :

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} = f''(x) \cos 2\pi \frac{t}{T}.$$

De sorte qu'en substituant dans l'équation (1) et posant $\lambda = vT$,

il vient :

$$f''(x) = - \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right)^2 f(x).$$

Équation qui s'intègre immédiatement et donne :

$$f(x) = A_1 \sin 2\pi \frac{x}{\lambda} + B_1 \cos 2\pi \frac{x}{\lambda}.$$

On a ainsi d'une manière générale :

$$V = \left(A_1 \sin 2\pi \frac{x}{\lambda} + B_1 \cos 2\pi \frac{x}{\lambda} \right) \cos 2\pi \frac{t}{T}.$$

Les conditions aux limites fixent les valeurs de A et B.

Prenons, par exemple, le cas d'un fil isolé à l'une des extrémités et relié à la terre à l'autre extrémité.

Alors, pour $x=0$ $V=0$, c'est-à-dire $f(x)=0$ quel que soit t .

Et pour $x=l$ $V=A \cos 2\pi \frac{t}{T}$, c'est-à-dire $f(x)=A$.

D'où $B=0$ et $\sin 2\pi \frac{l}{\lambda} = 1$,

ou $2\pi \frac{l}{\lambda} = (2m+1) \frac{\pi}{2}$,

c'est-à-dire $l = (2m+1) \frac{\lambda}{4}$.

Si la longueur du fil est égale à $\frac{\lambda}{4}$ $3 \frac{\lambda}{4}$ $5 \frac{\lambda}{4}$... il y a une onde stationnaire le long du fil avec nœud de tension à l'extrémité reliée à la terre et ventre de tension à l'autre extrémité.

La valeur $m=0$ donne $l = \frac{\lambda}{4}$; il n'y a qu'un seul nœud de tension sur le fil, celui qui se trouve à l'extrémité reliée à la terre, et qu'un seul ventre de tension, celui qui se trouve à l'autre extrémité; on a alors l'oscillation *fondamentale*.

A une valeur quelconque et entière de m correspond une oscilla-

tion supérieure pour laquelle V est maximum à toute époque aux points :

$$\frac{l}{2m+1}, \quad \frac{3l}{2m+1}, \quad \frac{5l}{2m+1}, \quad \dots, l,$$

qui sont des ventres de tension. Et nul aux points :

$$0, \quad \frac{2l}{2m+1}, \quad 2 \cdot \frac{2l}{2m+1}, \quad \dots, \quad \text{qui sont des nœuds de tension.}$$

Dans le cas considéré, — fil isolé à une extrémité et relié à la terre à l'autre extrémité, — la relation qui donne V est :

$$V = A_1 \sin 2\pi \frac{x}{\lambda} \cos 2\pi \frac{t}{T}.$$

$$\text{D'où l'on tire : } \frac{\partial V}{\partial t} = - \frac{2\pi A_1}{T} \sin 2\pi \frac{x}{\lambda} \sin 2\pi \frac{t}{T}.$$

Et, en vertu de l'équation

$$\frac{\partial I}{\partial x} = - C_1 \frac{\partial V}{\partial t},$$

$$\frac{\partial I}{\partial x} = \frac{2\pi A_1 C_1}{T} \sin 2\pi \frac{x}{\lambda} \sin 2\pi \frac{t}{T};$$

$$\text{d'où } I = - A_1 \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \cos 2\pi \frac{x}{\lambda} \sin 2\pi \frac{t}{T},$$

en tenant compte des expressions de λ et de v .

La distribution des intensités suit donc la même loi que la distribution des tensions.

Mais l'intensité est décalée de $\frac{1}{4}$ de période par rapport à la tension, c'est-à-dire qu'il y a un nœud d'intensité partout où il y a un ventre de tension, et inversement.

REMARQUE. — Quand la résistance n'est pas négligeable, on a à intégrer l'équation complète

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} - C_1 R_1 \frac{\partial V}{\partial t} - C_1 L_1 \frac{\partial^2 V}{\partial t^2} = 0.$$

Une solution simple est fournie par l'expression

$$V = \Lambda e^{\rho t} \sin 2\pi \frac{x}{\lambda},$$

$$\text{avec } \rho^2 + \frac{R_1}{L_1} \rho + \frac{1}{C_1 L_1} - \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 = 0.$$

En tenant compte des conditions aux limites, on peut alors écrire la solution sous forme réelle :

$$V = Ae^{-\frac{R_1}{2L_1}t} \sin 2\pi \frac{x}{\lambda} \cos 2\pi \frac{t}{T},$$

c'est-à-dire qu'on obtient une relation identique, au facteur exponentiel $e^{-\frac{R_1}{2L_1}t}$ près, à celle qui a été discutée ci-dessus.

Le phénomène présente donc la même allure générale : propagation le long du fil d'une onde qui s'amortit tout entière au même taux $e^{-\frac{R_1}{2L_1}t}$ en conservant la même forme ; réflexion de l'onde (avec ou sans changement de signe) aux extrémités, et production d'ondes stationnaires (Brillouin).

14. Ordre de grandeur de la vitesse de propagation. —

La vitesse de propagation d'une *perturbation* ou d'une *onde* le long d'un fil est donnée par l'expression $v = \frac{1}{\sqrt{C_1 L_1}}$, où C_1 et L_1 désignent la capacité et la self-induction par unité de longueur. Numériquement, l'expression $\frac{1}{\sqrt{C_1 L_1}}$ donnera la vitesse de propagation en *centimètres* par *seconde* si l'on exprime C_1 et L_1 dans le même système d'unités.

Considérons le cas d'un conducteur filiforme isolé et infiniment éloigné de tout autre conducteur.

La capacité d'un pareil conducteur de longueur l et de rayon r est, en unités électrostatiques :

$$C = \frac{l}{2\mathcal{L}^2 \frac{l}{r}}.$$

La self-induction pour des courants superficiels a pour valeur :

$$L = 2l \left[\mathcal{L}^2 \frac{2l}{r} - 1 \right],$$

ou

$$L = 2l \left[\mathcal{L}^2 \frac{l}{r} + 0,7 - 1 \right].$$

Si le rapport $\frac{l}{r}$ est grand, on peut négliger dans la parenthèse le terme $0,7 - 1 = -0,3$,

et écrire simplement :

$$L = l \cdot 2\mathcal{E} \frac{l}{r}.$$

Or $C_1 = \frac{C}{l}, \quad L_1 = \frac{L}{l}.$

Par suite, quand on exprime C_1 en unités électrostatiques et L_1 en unités électromagnétiques, on a pour un fil isolé :

$$C_1 L_1 = 1,$$

c'est-à-dire : $\frac{1}{\sqrt{C_1 L_1}} = 1.$

Si l'on exprime C_1 en unités électromagnétiques comme L_1 , on a :

$$C_1 = \Omega^2 C_1.$$

Et $\frac{1}{\sqrt{C_1 L_1}} = \frac{\Omega}{\sqrt{C_1 L_1}},$

c'est-à-dire, dans le cas présent, $v = \Omega.$

On sait que la quantité Ω qui s'introduit dans le rapport des unités électrostatiques et électromagnétiques est numériquement égale à la vitesse de la lumière.

15. Vérifications expérimentales. — Dans le cas d'un conducteur quelconque, la relation subsiste. Mais le produit $C_1 L_1$ pouvant prendre des valeurs très différentes de 1, la vitesse de propagation des perturbations prend des valeurs différentes de la vitesse de la lumière et d'ailleurs toujours plus faibles.

En enroulant un fil en spires plus ou moins serrées, c'est-à-dire en solénoïde cylindrique, on peut augmenter les valeurs de L_1 et de C_1 (de L_1 surtout) tout en conservant à C_1 et L_1 une répartition sensiblement uniforme le long de l'axe, de sorte qu'un solénoïde AB se comporte comme un conducteur filiforme de longueur AB qui aurait par unité de longueur une capacité et une self-induction notables.

La vitesse de propagation $\frac{1}{\sqrt{C_1 L_1}}$ prend alors une valeur relativement faible, et les ondes stationnaires peuvent être mises en évidence avec une grande netteté.

Un solénoïde AB, relié à la terre en B (c'est-à-dire à une grande capacité) et isolé en A, vibre comme un tuyau ouvert en présentant en B un nœud et en A un ventre de tension.

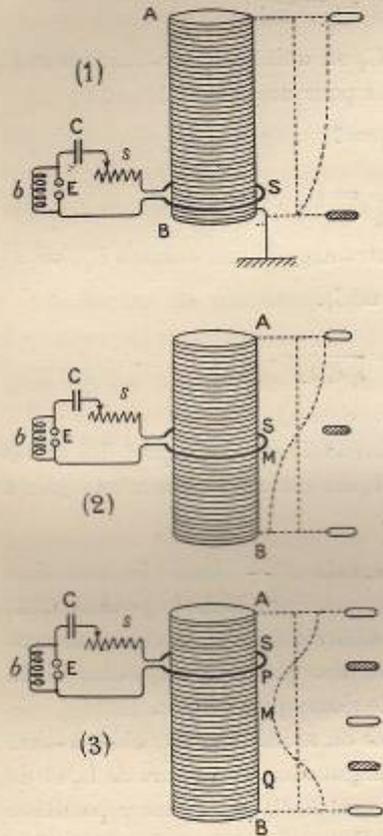


Fig. 10.

Un solénoïde, isolé en A et B, vibre comme un tuyau ouvert avec un ventre de tension ou un nœud d'intensité à chaque extrémité. Pour faire naître ces ondes stationnaires, il suffit d'attaquer le solénoïde par induction à l'aide d'un circuit excitateur dans lequel se produisent des oscillations de période convenable ; de même que pour faire naître des ondes stationnaires dans un tuyau, il suffit d'attaquer la colonne d'air avec un diapason d'un nombre de vibrations donné. Le dispositif est d'ailleurs des plus simples.

Le circuit excitateur comprend une spire S qui entoure le solénoïde AB, un condensateur C et un éclateur E relié à une bobine d'induction.

Un solénoïde auxiliaire *s*, dont un curseur mobile permet d'intercaler dans le circuit un nombre de spires variables, permet de modifier la période

du circuit excitateur de manière à lui donner la valeur voulue.

En promenant le long de l'axe du solénoïde, et parallèlement au plan des spires, un tube à vide, le tube s'illumine aux ventres de tension, tandis qu'il demeure obscur aux nœuds.

Il convient d'ailleurs de disposer la spire excitatrice *s* en regard

de la région du solénoïde où l'on désire voir se produire un nœud de tension, c'est-à-dire un ventre d'intensité (de même que l'on attaque une corde vibrante par l'archet au point où l'on désire donner naissance à un ventre).

Pour un réglage convenable du circuit excitateur, on obtient alors les aspects suivants :

En (1) solénoïde relié à la terre, attaqué par l'extrémité B : nœud de tension en B, ventre en A.

En (2) solénoïde isolé, attaqué par le milieu M : nœud de tension en M, ventres en A et B.

En (3) solénoïde isolé, attaqué au $\frac{1}{4}$ de la longueur [par une oscillation de fréquence deux fois plus grande qu'en (2)] : nœuds de tension en P et Q, ventres en A, B et M, etc.

Pour réaliser successivement les cas (2) et (3), il suffit, par exemple, de régler le dispositif d'excitation de manière à ce que la capacité soit constituée en (2) par deux jarres réunies en parallèle.

En associant ensuite ces mêmes jarres en cascade et laissant la self-induction constante, on divise la capacité par 4, c'est-à-dire la période par 2 ($T = 2\pi\sqrt{LC}$).

Les ventres d'intensité peuvent aussi être mis en évidence à l'aide de petites lampes à incandescence intercalées dans le solénoïde.

16. Amplitude du potentiel et amplitude du courant. —

Les expressions obtenues plus haut :

$$V = A_1 \sin \frac{2\pi x}{\lambda} \cos 2\pi \frac{t}{T},$$

$$I = - A_1 \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \cos \frac{2\pi x}{\lambda} \sin 2\pi \frac{t}{T},$$

pour le potentiel et le courant à une distance x de l'origine, montrent qu'il existe une relation simple entre la valeur du potentiel à un ventre de tension et celle du courant à un ventre d'intensité.

L'amplitude du potentiel à un ventre de tension s'obtient en fai-

sant : $t = 0$ et $x = \frac{\lambda}{4}$.

Elle est : $V_0 = A_1$.

L'amplitude du courant s'obtient en faisant :

$$t = \frac{T}{4} \quad \text{et} \quad x = 0.$$

Elle a pour valeur : $I_0 = -A_1 \sqrt{\frac{C_1}{L_1}}$.

On a donc en valeur absolue :

$$\frac{I_0}{V_0} = \sqrt{\frac{C_1}{L_1}}.$$

Quand on passe aux valeurs numériques, on doit se souvenir que C_1 est exprimée en unités électrostatiques et L_1 en unités électromagnétiques.

En employant un fil de faible diamètre et l'enroulant en spires serrées, on peut accroître L_1 dans de grandes proportions sans faire varier sensiblement C_1 .

On peut ainsi donner au rapport $\frac{L_1}{C_1}$, c'est-à-dire à $\frac{V_0}{I_0}$, une valeur très grande.

Dans le dispositif connu sous le nom *résonateur Oudin*, au lieu d'exciter un solénoïde AB par un circuit excitateur indépendant, on constitue ce circuit excitateur avec une ou plusieurs spires prises sur le solénoïde AB lui-même.

Le circuit *primaire* S se confond alors avec une portion du circuit *secondaire* AB. L'excitation s'opère d'ailleurs de la même manière que dans les circuits considérés plus haut (§ 12).

En déplaçant le long du solénoïde un curseur mobile M, on trouve une position pour laquelle la période du circuit excitateur prend une valeur égale à la période propre du solénoïde AB.

L'extrémité A est alors un ventre de tension, et, comme le rapport $\frac{V_0}{I_0}$ est grand, la tension y prend une valeur beaucoup plus grande que celle qu'elle possède dans le circuit de décharge. Aussi se produit-il spontanément à l'extrémité du *résonateur* des effluves et des aigrettes.

17. Distribution du courant dans un oscillateur linéaire.

— Le système que nous avons considéré au § 13, et qui est constitué par un fil isolé à l'une des extrémités et relié à la terre à l'autre extrémité, vibrant en ondes stationnaires, est un oscillateur *ouvert*. Il diffère du circuit de décharge à condensateur ou oscillateur *fermé* par les deux caractères suivants :

Tandis que le champ d'un oscillateur fermé intéresse presque uniquement le diélectrique qui est compris entre les armatures du condensateur, le champ d'un oscillateur ouvert intéresse tout le diélectrique environnant.

Tandis que le courant a la même valeur à un instant donné en tous les points d'un circuit de décharge à condensateur, il varie régulièrement le long d'un oscillateur ouvert.

La loi de cette variation pour un oscillateur linéaire relié à la terre résulte des expressions obtenues au § 13.

Le long d'un pareil oscillateur, la distribution du courant et la distribution de la tension sont sinusoïdales. Pour l'oscillation fondamentale, on a un ventre de courant à la terre en B et un nœud de courant à l'extrémité isolée A, où l'intensité est nulle (trait plein); et inversement un nœud de tension en B, où le potentiel est nul, et un ventre de tension en A. C'est ce que l'on exprime en disant que l'oscillateur linéaire relié à la terre vibre en *quart d'onde*.

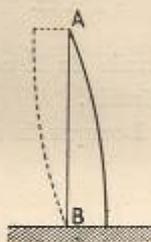


Fig. 11.

18. Oscillateur muni d'une capacité ou d'une bobine de self-induction. — Cette distribution se trouve modifiée quand on intercale dans un oscillateur linéaire une capacité ou une bobine de self.

Pour voir clairement ce qui se produit par l'addition d'une capacité auxiliaire, il convient de considérer d'abord l'oscillateur linéaire symétrique, c'est-à-dire le fil isolé à chaque extrémité.

Dans un pareil oscillateur vibrant à sa période fondamentale, il y a un nœud de courant à chacune des extrémités où l'intensité est nécessairement nulle et un ventre de courant au milieu. Si l'on

ajoute une capacité C à l'une des extrémités B , l'intensité en B n'est plus nulle, car la présence de la capacité C implique l'existence en B d'un courant de charge.

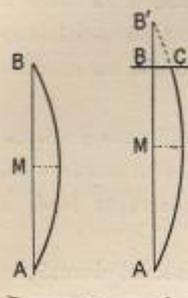


Fig. 12.

On peut supposer que l'on remplace la capacité terminale C par une longueur de fil BB' telle, que le courant en B correspondant à la distribution sinusoïdale sur AB' soit égal au courant de charge de la capacité C .

Tout se passe donc comme s'il existait en B' un *nœud virtuel* de courant. La présence de la capacité à l'extrémité produit un décalage du ventre de courant qui ne se trouve plus au milieu de l'oscillateur, mais occupe une position d'autant plus rapprochée de l'extrémité

munie de la capacité, que cette capacité a une valeur plus considérable.

Lorsque la capacité devient très grande, le ventre de courant

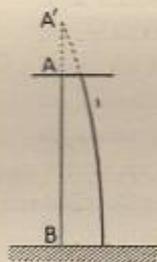


Fig. 13.

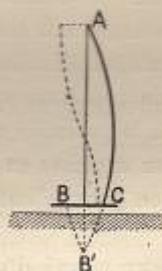


Fig. 14.

coïncide sensiblement avec cette capacité, et l'oscillateur vibre en $\frac{1}{4}$ d'onde au lieu de vibrer en $\frac{1}{2}$ onde : c'est le cas du fil relié à la terre.

Dans ce dernier cas, on voit alors aisément que :

1° Si l'on dispose une capacité à l'extrémité libre du fil, il y a un ventre de courant et un nœud de tension à l'extrémité reliée à la

terre. Mais il se produit un nœud virtuel de courant à l'autre extrémité, de sorte que la distribution est représentée par le schéma de la figure 13, et que le système prend une longueur d'onde *plus grande* que le $\frac{1}{2}$ oscillateur linéaire de même longueur.

2° Si l'on intercale une capacité entre le fil et la terre, il y a un nœud de courant et un ventre de tension à l'extrémité libre A du fil. Comme la capacité intercalée en B joue exactement le même rôle que si elle était disposée à l'extrémité libre d'un oscillateur symétrique, il se produit en B' un nœud virtuel de courant, de sorte que la distribution correspond au schéma de la figure 14 et que le système prend une longueur d'onde *plus petite* que le $\frac{1}{2}$ oscillateur linéaire de même longueur.

Des considérations analogues montrent que, si l'on intercale en B une bobine de self-induction BD (supposée très courte par rapport à la longueur de l'oscillateur), il y a toujours à l'extrémité libre A un nœud de courant et un ventre de tension. Mais, comme la tension va en croissant très rapidement de B en D (selon une loi sensiblement linéaire), elle prend au point D, très voisin de l'extrémité B, une valeur beaucoup plus élevée que si la self-induction n'existait pas.

On peut supposer que l'on remplace la bobine de self BD par une longueur de fil DB' telle que la tension en B qui correspond à la distribution sinusoïdale sur AB' soit égale à la surtension due à l'inductance de BD.

Tout se passe donc comme s'il existait en B' un *nœud virtuel* de tension, c'est-à-dire un *ventre virtuel* de courant, de sorte que la distribution correspond au schéma de la figure 15, et que le système présente une longueur d'onde *plus grande* que le $\frac{1}{2}$ oscillateur linéaire de même longueur.

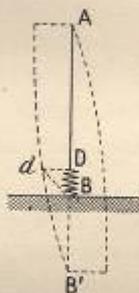


Fig. 15.

1 en D

ONDES ÉLECTRIQUES

19. Les vues de Maxwell. — Nous venons de voir que la théorie de Kirchoff, *uniquement basée sur l'électrodynamique ancienne*, permet de prévoir qu'une perturbation électrique est susceptible de se propager le long d'un conducteur avec la vitesse de la lumière.

Une vitesse de propagation de l'ordre de grandeur de la vitesse de la lumière joue donc un rôle important dans les actions électriques. C'est en essayant d'en rendre compte que Maxwell a été amené à modifier profondément la conception des phénomènes électriques et à imaginer que la propagation des effets d'induction n'est pas instantanée.

Vingt-cinq ans plus tard, Hertz donnait la confirmation expérimentale des idées de Maxwell et établissait que ce n'est pas seulement dans les conducteurs, mais aussi dans les diélectriques que les perturbations électriques se propagent avec une vitesse finie égale (ou voisine) de la vitesse de la lumière dans le vide.

On connaît l'origine des vues de Maxwell sur la constitution des diélectriques dont Faraday avait pressenti le rôle.

Quand on ferme le circuit d'une pile P dont les pôles sont reliés respectivement aux armatures M et N d'un condensateur C, le circuit devient le siège d'un courant temporaire de durée très courte : c'est le courant de charge du condensateur.

Dans les vues anciennes, le circuit, même quand la clef K est

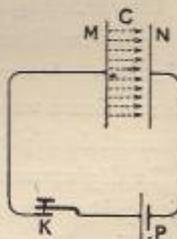


Fig. 16.

abaissée, est un circuit ouvert, puisqu'il y a un isolant entre les armatures M et N.

Pour Maxwell, ce courant est fermé par le diélectrique qui est le siège, pendant la durée extrêmement courte du courant de charge, d'un phénomène électrique analogue à un transport d'électricité, c'est-à-dire à un courant. Si ce courant ne s'établit pas et ne dure pas dans le diélectrique, c'est que le diélectrique oppose au mouvement de l'électricité une résistance d'une autre nature que la résistance du conducteur. Cette résistance est de nature élastique, de sorte que le phénomène qui se produit dans le diélectrique qui sépare les armatures peut être assimilé à une déformation du milieu avec tension des lignes de force dans le sens du champ. Maxwell suppose que l'effet électrique se propage de proche en proche dans le diélectrique qui sépare les armatures.

Cette propagation dans le diélectrique, qui correspond à la mise en jeu d'une certaine quantité d'électricité, est analogue à un courant. Mais pour distinguer le phénomène de celui du courant de *conduction*, c'est-à-dire de celui qui se passe dans les conducteurs, on lui donne le nom de courant de *déplacement* ou de courant diélectrique.

Pour expliquer que le courant diélectrique a une durée très courte, on dira que la création d'un pareil courant dans un milieu diélectrique fait naître une force électromotrice qui s'oppose au courant et tend à lui devenir égale : à ce moment il y a équilibre.

20. Propagation dans le milieu. — Ondes planes. —

D'après ces idées, toute variation de charge d'un condensateur ou, plus généralement, de tout conducteur plongé dans un diélectrique, donne lieu à un courant de conduction dans le conducteur et à un courant de déplacement dans le diélectrique.

Le déplacement électrique par surface S est la quantité d'électricité qui traverse S.

Si l'on désigne par C la capacité du condensateur, par d la distance des armatures de surface S, par V la différence de potentiel de charge, on a :

$$\text{Déplacement } h = \frac{CV}{S}, \text{ et comme } C = \frac{kS}{4\pi d},$$

k étant la constante diélectrique du milieu qui sépare les armatures :

$$h = \frac{k}{4\pi} \cdot \frac{V}{d} = \frac{k}{4\pi} \cdot E,$$

en désignant par E la variation de potentiel par unité de longueur ou ce que l'on peut appeler la force électrique par unité de volume du diélectrique.

Par analogie avec le courant de conduction dont l'expression en fonction de la quantité q d'électricité mise en jeu est :

$$i = \frac{dq}{dt},$$

on définira le courant diélectrique par le rapport $\frac{dh}{dt}$.

Ce courant diélectrique aura ainsi pour expression :

$$w = \frac{dh}{dt} = \frac{k}{4\pi} \cdot \frac{dE}{dt}.$$

Maxwell admet que ce courant diélectrique est capable de produire les mêmes effets qu'un courant de conduction. Comme un courant de conduction, il peut créer un champ magnétique et donner naissance à des effets d'induction.

Ce qui revient à appliquer au courant diélectrique les lois d'Ampère et de Faraday en les généralisant.

Ainsi, on admettra :

1° Que le travail de la force magnétique sur l'unité de masse magnétique le long d'un contour embrassant une surface traversée par un flux de courant diélectrique est égal au produit par 4π du flux de courant diélectrique (Loi d'Ampère).

Si l'on suppose, par exemple, comme cas particulier, que la force électrique se réduit à une composante unique E selon \overline{oz} et que la force magnétique se réduit à une composante unique H selon \overline{oy} , le courant diélectrique w est également parallèle à \overline{oz} .

Le travail de la force magnétique H le long du contour ($odxdy$) a pour expression :

$$\left(H + \frac{dH}{dx} dx \right) dy - Hdy = \frac{dH}{dx} \cdot dx dy.$$

Ce travail est égal au produit par 4π du flux de courant w à travers la surface embrassée $dx dy$. Et l'on a :

$$\frac{dH}{dx} \cdot dx dy = 4\pi w \cdot dx dy,$$

c'est-à-dire : $4\pi w = \frac{dH}{dx}.$

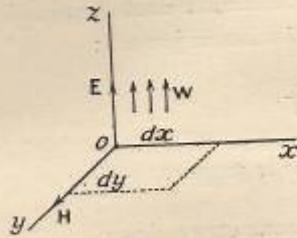


Fig. 17.

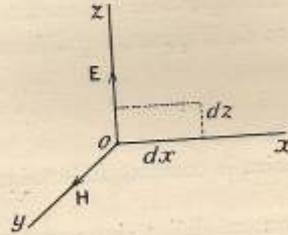


Fig. 18.

2° Que la dérivée par rapport au temps du flux magnétique à travers un élément de surface du diélectrique est égale à la force électromotrice induite créée le long d'un contour embrassant la surface (Loi de Faraday).

Si l'on considère le cas particulier d'une force électrique dont la composante unique E est dirigée selon oz et d'un champ magnétique réduit à une composante unique H dirigée selon oy , et que l'on applique la relation au contour $dx dz$, on a :

$$\text{Induction } \mathcal{B} = \mu H,$$

$$\text{Flux d'induction dans } dx dz = \mathcal{B} dx dz = \mu H dx dz,$$

en désignant par μ la perméabilité du milieu.

D'ailleurs, la force électromotrice induite peut être représentée par l'intégrale de la force électromotrice prise le long du contour $dx dz$, c'est-à-dire par le travail de la force électrique sur l'unité de quantité d'électricité le long du contour.

Le travail de E le long du contour a pour expression :

$$E dz - \left(E + \frac{dE}{dx} dx \right) dz = - \frac{dE}{dx} \cdot dx dz.$$

Par suite :

$$\text{force électromotrice induite} = -\frac{d\mathcal{B}}{dt} dx dz = -\frac{dE}{dx} \cdot dx dz,$$

ou
$$\mu \frac{dH}{dt} = \frac{dE}{dx}.$$

On doit observer qu'en faisant figurer E dans les relations qui donnent l'expression du courant diélectrique et de la force électromotrice d'induction, on admet implicitement l'identité de la force électromotrice développée par induction et de la force électrique électrostatique, c'est-à-dire l'unité de la force électrique.

On a donc en résumé :

$$\left\{ \begin{array}{l} w = \frac{dh}{dt} = \frac{k}{4\pi} \cdot \frac{dE}{dt}, \\ \mathcal{B} = \mu H, \\ 4\pi w = \frac{dH}{dz}, \\ \frac{d\mathcal{B}}{dt} = \frac{dE}{dx}; \end{array} \right.$$

c'est-à-dire :

$$\left\{ \begin{array}{l} k \frac{dH}{dt} = \frac{dE}{dx}, \\ \mu \frac{dH}{dt} = \frac{dE}{dx}. \end{array} \right.$$

D'où l'on tire aisément, en différentiant successivement par rapport à x et par rapport à t :

$$\frac{d^2 E}{dt^2} = \frac{1}{\mu k} \cdot \frac{d^2 E}{dx^2}, \quad \frac{d^2 H}{dt^2} = \frac{1}{\mu k} \cdot \frac{d^2 H}{dx^2}.$$

Ce sont les équations aux dérivées partielles de la propagation, par ondes planes, d'un ébranlement dans un milieu élastique.

Elles admettent pour intégrales générales :

$$\begin{aligned} E &= \varphi(x + vt) + \psi(x - vt), \\ H &= \varphi_1(x + vt) + \psi_1(x - vt), \end{aligned}$$

en posant :

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu k}},$$

φ et ψ , φ_1 et ψ_1 étant des fonctions arbitraires.

Les expressions obtenues pour E et pour H montrent que ces vecteurs reprennent les mêmes valeurs quand on remplace x par $x + \xi$, et t par $t + \theta$, ξ et θ étant tels que $\frac{\xi}{\theta} = v$, ou $\xi = v \cdot \theta$.

Ainsi, la perturbation qui se trouve au temps t en un point M du milieu situé à une distance x de l'origine atteint au temps $t + \theta$ un point situé à la distance ξ de ce point M. L'état du milieu se propage donc de proche en proche dans le diélectrique : cette propagation est uniforme.

La vitesse de propagation est d'ailleurs la même pour l'ébranlement électrostatique (vecteur E) et pour l'ébranlement électromagnétique (vecteur H).

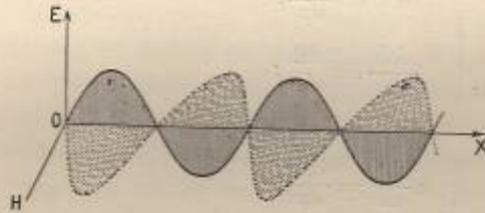


Fig. 19.

Les deux vecteurs E et H sont *synchrones* et sont disposés ainsi que l'indique la figure 19.

Dans l'établissement des relations, on a adopté implicitement un système d'unités homogènes (unités électromagnétiques). La vitesse de propagation a alors pour expression :

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu k}}.$$

Mais il convient d'observer que k est la constante diélectrique en unités électromagnétiques. Si l'on introduit dans les relations la constante diélectrique électrostatique K , il faut remplacer k

par $\frac{K}{\Omega^2}$, c'est-à-dire par un nombre Ω^2 fois plus petit¹, et écrire :

$$v = \frac{\Omega}{\sqrt{\mu k}} \quad (\Omega, \text{ rapport des unités dans les deux systèmes}).$$

Pour tous les milieux, on a sensiblement $\mu = 1$.

Dans le vide (et approximativement dans l'air), on a également $K = 1$.

La vitesse de propagation est donc numériquement égale à la valeur Ω du rapport des unités dans les systèmes électrostatique et électromagnétique, c'est-à-dire à la *vitesse de la lumière*.

21. Expériences de Hertz. — Le courant diélectrique $w = \frac{K}{4\pi} \cdot \frac{dE}{dt}$ s'ajoute au courant de conduction pendant la période variable et existe seul dans les isolants. Pour des variations, même assez fréquentes, il est négligeable. Les équations de Maxwell conduiront donc aux mêmes résultats que les relations de l'électrodynamique ancienne pour les variations lentes.

Les termes complémentaires introduits ne pourront prendre de l'importance que si les variations sont extrêmement rapides.

De là l'idée des expériences de Hertz.

Nous avons vu que la décharge d'un condensateur de capacité C , dans un circuit de self-induction L , et de résistance négligeable, donne naissance à des oscillations de période $T = 2\pi\sqrt{LC}$.

Pour obtenir des variations extrêmement rapides de l'état du

¹ L'expression du *déplacement électrique* doit avoir la même forme dans les deux systèmes d'unités, soit :

$$\frac{q}{s} = \frac{k}{4\pi} \cdot \frac{V}{d} \quad \text{en unités électromagnétiques.}$$

$$\frac{q_1}{s} = \frac{K}{4\pi} \cdot \frac{V_1}{d} \quad \text{en unités électrostatiques.}$$

Par suite, $\frac{k}{K} = \frac{q}{q_1} \cdot \frac{V_1}{V}$, comme $\frac{q}{q_1} = \frac{1}{\Omega}$, $\frac{V_1}{V} = \frac{1}{\Omega}$, puisque la valeur numérique d'une grandeur varie en raison inverse de l'unité choisie,

on a : $\frac{k}{K} = \frac{1}{\Omega^2}$.

shamp, Hertz a disposé un circuit de décharge de capacité et de self-induction très faibles, c'est-à-dire capable de produire des oscillations électriques de période très courte.

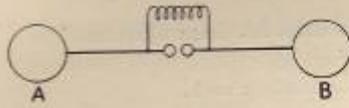


Fig. 20.

On connaît la forme classique de l'oscillateur de Hertz.

Deux capacités A et B (sphères ou plaques métalliques) sont réunies l'une à l'autre par un conducteur rectiligne. Une coupure est ménagée en *ab* au milieu de ce conducteur, et chacune des moitiés de l'appareil symétrique ainsi obtenu est reliée à l'un des pôles d'une bobine d'induction.

Lorsque la bobine fonctionne, les capacités A et B se chargent et prennent des potentiels égaux et de signe contraire. Quand la différence des potentiels devient suffisante, une étincelle éclate à la coupure et les oscillations se produisent.

Le milieu dans lequel est plongé l'excitateur devient alors le siège de perturbations rapides (50 millions par seconde dans l'appareil primitif de Hertz).

Ces perturbations se propagent sous forme d'ondes progressives dans le milieu diélectrique.

On sait comment Hertz a montré l'existence de ces ondes, c'est-à-dire a établi l'existence d'une vitesse finie de propagation.

Pour mettre en évidence les phénomènes d'induction provoqués en un point par le passage de l'onde électrique, Hertz se servait d'un cercle de cuivre présentant une coupure étroite. En donnant à ce cercle des dimensions convenables, on peut l'accorder avec l'excitateur.

Placé dans le champ, il devient alors le siège de courants induits de même fréquence que ceux auxquels la décharge oscillante a donné naissance dans l'excitateur, et un flux d'étincelles très petites se produit à la coupure.

On peut interpréter le phénomène en disant que l'appareil vibre à l'unisson de l'oscillateur comme une corde sous l'influence d'un diapason synchrone; aussi a-t-on donné au cercle de cuivre le nom de résonateur.

Plus l'effet exercé sur le résonateur est grand, plus nourri est le flux d'étincelles à la coupure, et plus ces étincelles sont brillantes. Le résonateur peut donc servir à explorer le champ de l'excitateur.

La méthode employée par Hertz, pour mettre en évidence la propagation d'un phénomène périodique dans le milieu, consiste à produire des ondes stationnaires en faisant interférer les ondes directes émises par l'excitateur AB avec les ondes réfléchies par un plan métallique MN placé à distance.

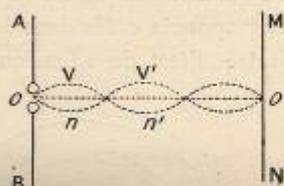


Fig. 21.

L'expérience montre que lorsqu'on déplace le résonateur le long de OO', il y a des points VV' où les étincelles sont particulièrement brillantes, et des points n, n', où elles deviennent imperceptibles : c'est-à-dire qu'il se produit des ventres et des nœuds.

On a ainsi la reproduction, pour les ondes électriques, de l'expérience classique de N. Savart pour les ondes sonores.

L'expérience de Hertz montre que la vitesse de propagation a une valeur finie.

Elle permet même d'en obtenir la valeur approximative. A la vérité, la valeur trouvée par Hertz ne concordait pas exactement avec celle de la vitesse de la lumière. Mais d'autres expériences plus récentes, dans le détail desquelles nous ne pouvons entrer, ont montré que telle devait en être l'interprétation : il est donc établi qu'un excitateur émet des flux transverses qui se propagent dans le vide avec la vitesse de la lumière.

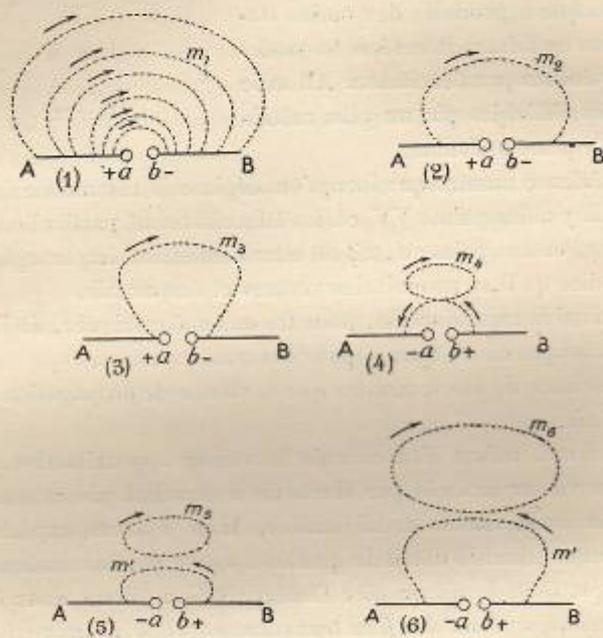
22. Mécanisme de la propagation. — Comment se propage l'état du champ ?

Avant que l'étincelle n'éclate, les deux moitiés de l'excitateur ont des charges égales et de signe contraire.

Si l'on représente le champ électrique par des lignes de force, leur disposition affecte l'aspect de la figure (1) : le flux est dirigé dans le sens des flèches, c'est-à-dire des charges positives aux charges négatives.

Quand la décharge oscillante se produit, les signes des charges s'inversent alternativement sur Aa et Bb .

A la distribution primitive de la figure (1) succède donc une distribution identique où le flux a un sens opposé. Si les champs de sens opposés créés dans le milieu se succèdent simplement l'un à l'autre, l'état de « tension élastique » qui résulte du premier aura



eu le temps de disparaître et de se dissiper sur place avant l'établissement du suivant.

Mais, si les oscillations sont rapides, l'inertie du milieu s'oppose à la brusque inversion des lignes de flux.

Pendant la décharge, les charges se déplacent en sens inverse de A vers a et de B vers b .

Une ligne de force quelconque m tend à se resserrer progressivement, tandis que ses extrémités s'approchent de a et de b (fig. 2 et 3). La décharge étant oscillante, les charges conti-

nuent à se déplacer en allant de b vers B pour les positives, de a vers A pour les négatives.

Il y a donc à la fois tendance à la création d'une nouvelle ligne de force dans le sens bca et à la conservation de l'ancien état, traduit schématiquement par l'existence de la ligne m_4 (fig. 4).

D'où sectionnement de la ligne de force en C.

La ligne de force primitive m se ferme en formant une boucle m_3 qui s'élargit en se déplaçant dans la direction de propagation (fig. 5 et 6).

Le phénomène se reproduit à chaque alternance. A mesure qu'une boucle se détache et se propage en s'élargissant, une nouvelle ligne de flux prend naissance, se déforme et se détache à son tour pour suivre la précédente.

D'ailleurs, la propagation de ces lignes de flux électrique donne naissance à un flux magnétique.

Il est facile d'établir que la direction du flux magnétique est perpendiculaire à la fois à la direction du flux électrique et à celle de la propagation.

A grande distance, la surface sur laquelle sont répartis les états de même phase dans le milieu, c'est-à-dire la surface d'onde, est sphérique.

Cette sphère a pour centre le centre de l'excitateur : dans l'excitateur de Hertz, le point O.

Pour définir les coordonnées des points de la sphère, supposons-la divisée par un système de méridiens et de parallèles, en prenant comme axe polaire le diamètre qui coïncide avec l'axe de l'excitateur.

En tout point du milieu, la force électrique et la force magnétique varient périodiquement de grandeur et de sens, en conservant chacune la même direction. D'ailleurs, la force magnétique est nulle quand la force électrique est maximum, et vice versa.

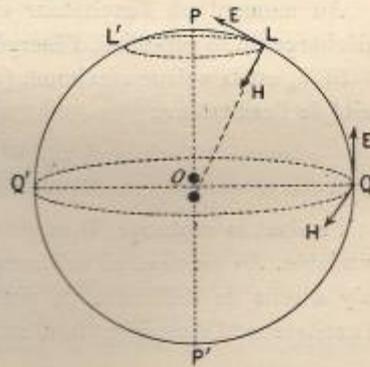


Fig. 22.

Sur l'équateur QQ', la force électrique est constamment parallèle à l'axe de l'excitateur. Au point Q, en particulier, la force magnétique QH, perpendiculaire à la fois à la force électrique et à la direction de propagation, est perpendiculaire au plan de la figure.

En un point quelconque, la force électrique est tangente au méridien, et la force magnétique tangente au parallèle.

Les deux vibrations sont donc transversales. Elles sont en phase et situées toutes deux dans le plan de l'onde. Leur intensité commune, maximum à l'équateur et nulle aux pôles, varie comme le sinus de la latitude. Les sens respectifs des vecteurs électrique et magnétique sont donnés par une règle analogue à celle du bonhomme d'Ampère :

Un observateur qui fait face à l'onde incidente et qui est traversé des pieds à la tête par le vecteur électrique a le vecteur magnétique à sa gauche.

23. Rayonnement de l'énergie. — Lors du fonctionnement de l'excitateur, il y a mise en jeu d'une certaine quantité d'énergie. Cette énergie se présente successivement sous la forme électrique et sous la forme magnétique.

Au moment où l'excitateur est chargé, et juste avant que la décharge ne se produise, l'énergie est tout entière électrostatique.

Si V_0 est la valeur maximum (amplitude) du potentiel, C la capacité de l'excitateur :

$$W = \frac{1}{2} CV_0^2.$$

Pendant la décharge, il se produit dans l'excitateur un courant variable. Au moment où ce courant atteint sa valeur maximum, il n'y a plus de différence de potentiel entre les deux moitiés de l'excitateur : l'énergie est tout entière électromagnétique et a pour

valeur :

$$W = \frac{1}{2} LI_0^2,$$

si l'on désigne par L la self-induction de l'excitateur et par I_0 l'amplitude du courant.

Le jeu de l'excitateur fait naître, en chaque point du milieu,

une force électrique et une force magnétique dont les variations sont périodiques ¹.

En un point, au moment où la force magnétique est nulle, la force électrique est maximum; l'énergie est tout entière sous forme électrique, et a pour expression :

Énergie électrique par unité de volume :

$$w_e = \frac{K}{8\pi} E^2,$$

en désignant par E la force électrique et par K la constante diélectrique.

Au moment où la force électrique est nulle, la force magnétique est maximum; l'énergie est tout entière sous forme magnétique, et a une expression analogue.

Énergie magnétique par unité de volume :

$$w_m = \frac{\mu}{8\pi} H^2,$$

¹ La première expression se retrouve aisément en considérant un condensateur plan dont les armatures ont une surface S et comprennent une épaisseur e de diélectrique de constante K.

Les armatures étant portées à une différence de potentiel V, l'énergie emmagasinée dans le condensateur est :

$$W_e = \frac{1}{2} CV^2;$$

comme

$$C = \frac{KS}{4\pi e}, \quad W_e = \frac{1}{2} \frac{KS}{4\pi e} V^2 = \frac{K}{8\pi} \left(\frac{V}{e}\right)^2 (Se),$$

$\frac{V}{e} = E$ est le champ électrique; Se est le volume du diélectrique.

Si l'on suppose l'énergie localisée dans le diélectrique, on voit que l'on a par unité de volume, une quantité d'énergie : $w_e = \frac{K}{8\pi} E^2$.

On retrouve également la seconde expression en appliquant l'expression $w_m = \frac{1}{2} LI^2$ de l'énergie électromagnétique mise en jeu dans un circuit, à un solénoïde fermé de longueur l et de surface S.

Pour un solénoïde comprenant n spires, le coefficient de self-induction a pour valeur $L = \mu \frac{4\pi n^2 S}{l}$, et le champ magnétique $H = \frac{4\pi n I}{l}$.

On a donc :

$$W_m = \frac{1}{2} LI^2 = \frac{1}{2} \frac{\mu}{4\pi} (nI)^2 S;$$

c'est-à-dire, par unité de volume, $W_m = \frac{\mu}{8\pi} H^2$.

en désignant par H la force magnétique et par μ la perméabilité.

A la propagation des flux correspond donc une propagation d'énergie de proche en proche dans le milieu.

A un instant quelconque, l'énergie par unité de volume en un point du milieu est égale à la somme de l'énergie électrique et de l'énergie magnétique.

L'énergie totale contenue dans un volume donné est la somme des énergies contenues dans chacun des éléments du volume.

Cette quantité d'énergie varie avec le temps.

Poynting a établi une relation importante qui donne, sous une forme simple, le taux de la variation de l'énergie et permet d'en faire le calcul.

Le taux de la variation de l'énergie avec le temps dans un volume donné du diélectrique est égal (à un facteur constant près) à la somme des produits que l'on obtient en multipliant, pour chaque élément de la surface qui limite le volume, la force magnétique par la force électrique et par le sinus de l'angle de ces deux vecteurs.

Sous la forme analytique, le théorème de Poynting s'exprime (dans le vide $K = 1$, $\mu = 1$) par l'égalité :

$$\frac{d}{dt} \sum_v \left[\frac{E^2}{8\pi} + \frac{H^2}{8\pi} \right] dv = \frac{\Omega}{4\pi} \sum_s (EH \sin \alpha) ds.$$

La somme qui figure dans le premier membre est une intégrale de *volume*. La somme qui figure dans le deuxième membre est une intégrale de *surface* et représente le flux d'un certain vecteur dont la composante normale $P = EH \sin \alpha$. On peut donc dire que tout se passe comme si, pendant le temps dt , une quantité d'énergie

$$\frac{\Omega}{4\pi} \sum_s P ds,$$

passait de l'intérieur à l'extérieur de la surface enveloppante, c'est-à-dire *rayonnait* de cette surface.

Cette énergie est empruntée à l'oscillateur.

Ainsi l'oscillateur peut être assimilé à un corps chaud doué d'un certain pouvoir *émissif* qui se refroidit à mesure qu'il rayonne.

24. Amortissement de l'oscillateur. — La dissipation progressive de l'énergie mise en jeu dans l'oscillateur fait que l'amplitude des oscillations diminue graduellement, ou, en d'autres termes, qu'elles *s'amortissent*.

D'ailleurs, l'amortissement n'est pas dû au rayonnement seul.

Du fait même du fonctionnement de l'oscillateur, il y a production de phénomènes calorifiques, soit dans l'étincelle, soit dans les conducteurs métalliques qui sont le siège de courants de haute fréquence.

Ces effets calorifiques entraînent une nouvelle dissipation d'énergie qui vient s'ajouter à la première.

L'oscillateur est donc le siège d'oscillations électriques *amorties*.

25. La résonance. — Nous avons dit que Hertz se servait, pour explorer le champ de l'excitateur, d'un cercle de cuivre présentant une coupure étroite et observait les étincelles qui se produisent à la coupure.

Pour déceler les nœuds et les ventres, on peut donner au cercle des dimensions quelconques. Toutefois, pour que les phénomènes prennent de la netteté, il convient de donner au cercle des dimensions convenables et de l'accorder avec l'excitateur.

Cet accord montre que le phénomène présente les caractères d'un phénomène de *résonance*.

A la vérité, les conditions de la résonance électrique sont assez différentes de celles de la résonance acoustique.

Tandis qu'un résonateur acoustique (une sphère de Helmholtz, par exemple) répond uniquement aux vibrations pour lesquelles il est accordé, un résonateur électrique répond seulement *un peu mieux* à celles qui correspondent aux siennes propres.

En d'autres termes, la résonance électrique présente, en général, beaucoup de flou.

Ce flou est dû à l'amortissement.

Nous avons vu que les ondes émises par l'excitateur sont nécessairement amorties. Il en est de même aussi des oscillations qui prennent naissance dans le résonateur.

Quand l'oscillateur est fortement amorti et que le résonateur l'est

faiblement, l'effet produit sur le résonateur est comparable à celui d'un choc. Il vibre alors avec sa période propre, quelle que soit la période des ondes émises.

Ainsi peut-on interpréter les expériences de Sarrazin et de de La Rive, qui, étudiant la propagation des ondes hertziennes le long d'un fil, ont trouvé que la longueur d'onde mesurée dépend uniquement du résonateur employé.

C'est le phénomène de la *résonance multiple*.

LA RÉSONANCE ÉLECTRIQUE

26. Théorie de Bjerknes. — Au point de vue pratique, dans l'emploi des ondes hertziennes, on a une source d'émission d'ondes et un collecteur qui les recueille. Indépendamment de toute question de propagation progressive dans le milieu, ce qui importe, avant tout, c'est que le collecteur recueille, toutes choses égales, la plus grande quantité d'énergie possible.

Il convient donc de mettre en jeu les phénomènes de résonance, c'est-à-dire de faire en sorte que le collecteur constitue un résonateur accordé.

Nous avons dit que les conditions de cet accord sont complexes et dépendent des valeurs des amortissements des systèmes en présence.

Essayons de préciser cette idée.

Considérons un exciteur hertzien, c'est-à-dire un exciteur qui est le siège de vibrations électriques amorties.

Un résonateur placé dans le champ devient aussi le siège d'oscillations périodiques amorties.

On a obtenu, au § 5, l'équation différentielle du mouvement oscillatoire amorti dont est le siège un circuit présentant de la capacité et de la self-induction en appliquant la loi générale de l'induction à ce circuit, c'est-à-dire en écrivant que l'on a entre les valeurs instantanées de la différence de potentiel V et du courant I la relation :

$$V = RI + L \frac{dI}{dt}. \quad (1)$$

Le circuit est alors le siège d'une oscillation *libre*.

Supposons que ce circuit, le résonateur en l'espèce, soit ébranlé par une cause excitatrice extérieure faisant naître dans le circuit une certaine force électromotrice variable.

On tiendra compte de cette circonstance en écrivant qu'à l'instant t , le potentiel n'est plus V , mais a pour valeur $V - V_E$.

$$\text{Et l'on aura : } V - V_E = RI + L \frac{dI}{dt}.$$

Si cette cause excitatrice ou, plus exactement, la force électromotrice à laquelle elle donne naissance est périodique et amortie, on a d'une manière générale :

$$V_E = F(t) = Pe^{-\alpha t} \sin at + Qe^{-\alpha t} \cos at.$$

Et l'équation du mouvement électrique dans le résonateur est :

$$LC \frac{d^2V}{dt^2} + RC \frac{dV}{dt} + V = Pe^{-\alpha t} \sin at + Qe^{-\alpha t} \cos at. \quad (3)$$

Cette équation (3) diffère de l'équation :

$$LC \frac{d^2V}{dt^2} + RC \frac{dV}{dt} + V = 0, \quad (2)$$

que l'on obtient en partant de (1), en ce qu'elle contient un second membre $F(t)$ dû à l'excitateur.

C'est une équation différentielle linéaire du second ordre à coefficients constants. Son intégrale générale s'obtient en ajoutant à l'intégrale générale V_1 de l'équation (2), sans second membre, une solution particulière V_2 de l'équation (3) à second membre.

L'intégrale générale de l'équation (3) a donc la forme :

$$V = V_1 + V_2.$$

On trouve d'ailleurs que V_1 et V_2 ont pour expressions :

$$V_1 = e^{-\beta t} (B_1 \sin bt + B_2 \cos bt),$$

$$V_2 = e^{-\alpha t} (A_1 \sin at + A_2 \cos at).$$

Et le résultat analytique peut être interprété physiquement, en disant que le mouvement électrique dans le résonateur peut être considéré comme la superposition de deux mouvements :

1° Une vibration *libre* ayant pour période et pour amortissement la période et l'amortissement du résonateur (b, β);

2° Une vibration *forcée* ayant pour période et pour amortissement la période et l'amortissement de l'excitateur (a, α).

Comme le résonateur part du repos, pour $t=0$, on a :

$$V=0 \quad \text{et} \quad I=0,$$

c'est-à-dire : $\frac{dV}{dt}=0$.

La première condition donne $A_2 = -B_2 = B$.

Quant à la seconde, elle conduit à poser $A_1 = -B_1 = A$, sous réserve de certaines conditions sur l'ordre de grandeur respectif des quantités a, b, α, β , conditions que nous supposerons remplies.

En substituant à V_1 et V_2 leurs valeurs, et posant :

$$m = \frac{a+b}{2}, \quad n = \frac{a-b}{2}, \quad \mu = \frac{\alpha+\beta}{2}, \quad \nu = \frac{\alpha-\beta}{2},$$

on met V sous la forme :

$$V = M \sin (mt + \varphi).$$

De sorte que l'on peut considérer le mouvement électrique dans le résonateur (quand a et b sont peu différents) comme représenté par une vibration dont la période a pour valeur la *moyenne* des périodes propres de l'oscillateur et du résonateur.

L'amplitude M est une fonction du temps. Elle a pour expression :

$$M^2 = (A^2 + B^2) e^{-2\mu t} [e^{2-\nu t} + e^{2\nu t} - 2 \cos 2nt].$$

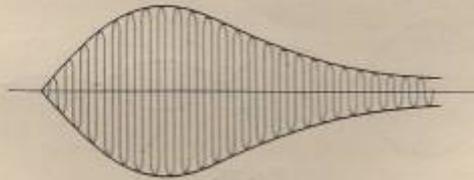


Fig. 23.

Il est intéressant de voir comment elle varie selon les valeurs respectives des périodes et des amortissements des systèmes en présence.

1° L'excitateur et le résonateur ont la même période, mais des amortissements différents¹.

La loi de variation de l'amplitude est représentée par la figure 23. Cette amplitude va d'abord en croissant, passe par un maximum, et décroît ensuite régulièrement.

C'est l'amortissement le plus fort qui régit la rapidité avec laquelle croît l'amplitude, tandis que sa décroissance est régie par l'amortissement le plus faible.

On se rend compte aisément qu'il doive en être ainsi.

Dans le cas de la décroissance, par exemple, si l'on représente (fig. 24) les deux oscillations inégalement amorties qui se super-

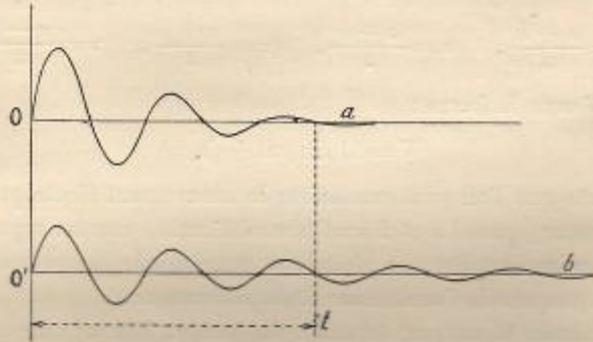


Fig. 24.

posent dans le résonateur, il est clair qu'au bout d'un certain temps il ne subsiste plus que l'oscillation la moins amortie.

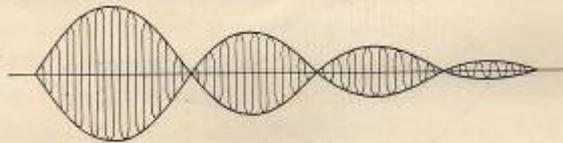


Fig. 25.

2° L'excitateur et le résonateur ont le même amortissement, mais des périodes différentes².

¹ On a alors : $n = 0, \nu \neq 0$. D'où $M = \pm \sqrt{A^2 + B^2} e^{-\mu t} (e^{-\nu t} - e^{\nu t})$.

² On a alors : $\nu = 0, n \neq 0$. D'où $M = \pm \sqrt{A^2 + B^2} e^{-\mu t} \sin nt$.

La loi de variation de l'amplitude est représentée par la fig. 25.

L'amplitude subit des variations périodiques, tout en décroissant selon une loi exponentielle. Il se produit dans le circuit des *battements* d'autant plus espacés, c'est-à-dire de périodicité d'autant plus grande que les périodes propres des circuits diffèrent moins l'une de l'autre.

Supposons que l'on se propose d'étudier l'intensité du courant dans le résonateur. On introduira, par exemple, dans le résonateur, un appareil thermique.

Les indications seront proportionnelles à l'intégrale

$$W = \int_0^{\infty} i^2 dt,$$

en désignant par i la valeur du courant au temps t .

On a d'ailleurs :
$$i = C \frac{dV}{dt},$$

en désignant par C la capacité du résonateur.

C'est-à-dire que l'on a, en première approximation :

$$i = CmM \cos(mt + m').$$

En substituant à i^2 sa valeur dans l'expression de W , on obtient

simplement :
$$W = \frac{1}{2} C^2 m^2 \int_0^{\infty} M^2 dt,$$

car l'intégration par parties donne une seconde intégrale qui est nulle.

La valeur de l'intégrale $\int_0^{\infty} M^2 dt$ s'obtient sans difficultés, car elle ne contient que des exponentielles ou des exponentielles multipliées par des cosinus.

En faisant certaines hypothèses sur l'ordre de grandeur relatif des différents facteurs, on met W sous la forme :

$$W = A^2 \frac{\alpha + \beta}{\alpha^2 [(\alpha + \beta)^2 + (a - b)^2]};$$

a et b désignent les pulsations de l'oscillateur et du résonateur et sont liées aux périodes par les relations :

$$a = \frac{2\pi}{T} \quad b = \frac{2\pi}{\theta};$$

α et β désignent les amortissements et sont liés aux décrets γ et δ par les relations :

$$\alpha = \frac{\gamma}{I}, \quad \beta = \frac{\delta}{I}.$$

On voit que l'effet observé au résonateur va en croissant à mesure que les périodes propres des deux circuits s'approchent davantage l'une de l'autre, et prend une valeur maximum quand elles deviennent égales.

La relation $a = b$ détermine les conditions de résonance.

On a alors :

$$W_0 = A^2 \cdot \frac{1}{\alpha\beta(\alpha + \beta)}.$$

Pour une petite différence de fréquence $(a - b) = \epsilon$ entre l'excitateur et le résonateur, on a un certain effet W .

$$W = A^2 \cdot \frac{\alpha + \beta}{\alpha\beta[(\alpha + \beta)^2 + \epsilon^2]},$$

$$\frac{W_0}{W} = 1 + \frac{\epsilon^2}{(\alpha + \beta)^2}.$$

Le rapport $\frac{W_0}{W}$ de l'effet obtenu à la résonance à l'effet obtenu quand on s'en écarte d'une même valeur ϵ est d'autant plus grand, que $\alpha + \beta$ est plus petit.

La résonance est donc d'autant plus *marquée* que les amortissements de l'excitateur et du résonateur ont des valeurs *plus faibles*.

27. Vérification expérimentale. — On peut montrer l'existence de la résonance et mettre en lumière l'influence de l'amortissement par l'expérience suivante.

Comme excitateur on prend, par exemple, un cadre carré de 70 centimètres de côté, sur lequel est enroulé un tour de conducteur.

Le côté AB est coupé en ab et le côté CD en cd . On intercale dans la coupure ab un éclateur dont les boules sont reliées aux pôles d'une bobine d'induction, et en cd un condensateur K. On constitue ainsi un excitateur analogue à celui dont Blondlot a fait

usage dans ses expériences classiques sur l'étude de la propagation le long des fils.

Un cadre identique MNPQ (portant un ou plusieurs tours de fil) est disposé à distance parallèlement au premier. Dans une coupure *pq* du côté PQ on intercale en série un condensateur C, de

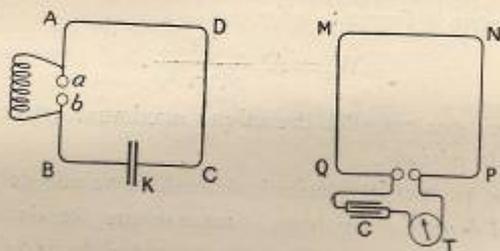


Fig. 26.

capacité variable, et un appareil thermique, par exemple un ampèremètre à fil chaud T.

Le condensateur K ayant reçu une valeur déterminée, on constate que les indications du thermique passent par un maximum pour une certaine valeur C_1 , de la capacité du condensateur C.

Pour faire varier dans un rapport donné la capacité du condensateur K qui est constitué par des bouteilles de Leyde, on peut associer les bouteilles en cascade après les avoir associées en parallèle. On voit alors que le maximum de l'indication du thermique se produit quand on fait varier dans le même rapport la valeur de la capacité C.

Pour modifier les amortissements des circuits ABCD ou MNPQ, il suffit d'intercaler dans les cadres des résistances non inductives convenables.

On introduit ainsi dans les oscillations le terme exponentiel :

$$e^{-\frac{R}{2L} T}$$

Or, soit que l'on agisse sur l'excitateur, c'est-à-dire que l'on augmente α , soit que l'on agisse sur le résonateur, c'est-à-dire que l'on augmente β , on constate que la résonance est d'autant moins nette que α ou β sont plus grands.

28. L'effet thermique et l'amplitude du potentiel. — Si, dans l'expression de l'effet thermique lors de la résonance :

$$W_0 = A^2 \frac{1}{\alpha\beta(\alpha + \beta)},$$

on substitue à α et β leurs valeurs en fonction des décrets γ et δ , on met W_0 sous la forme :

$$W_0 = A^2 \frac{T^2}{\gamma\delta(\gamma + \delta)}.$$

Et l'on voit que cet effet thermique maximum est proportionnel au cube de la période.

La théorie permet d'obtenir également la valeur de l'amplitude du potentiel dans le résonateur, et montre que, lors de la résonance, cette amplitude est proportionnelle au carré de la période : c'est ce maximum d'amplitude du potentiel que fournit l'observation des étincelles au résonateur.

Les effets exercés sur le résonateur vont donc en croissant rapidement quand la période augmente.

Pour se rendre compte de l'influence de l'amortissement, on peut supposer que les amortissements de l'oscillateur et du résonateur aient la même valeur.

On trouve alors que l'effet thermique varie en raison inverse du cube, tandis que le maximum d'amplitude du potentiel varie en raison inverse de la simple puissance du décrement commun.

Pour obtenir au résonateur l'effet le plus grand, il convient donc toujours de réduire le plus possible la valeur des décrets, le bénéfice réalisé étant d'ailleurs toujours moindre pour l'amplitude que pour l'effet total.

29. La courbe de résonance. — En substituant dans la rela-

tion :

$$W = A^2 \cdot \frac{(\alpha + \beta)}{\alpha\beta[(\alpha + \beta)^2 + (a -)b^2]}$$

à a et b leurs valeurs en fonction de T et de θ à α et β , leurs valeurs en fonction de γ et δ , on met W sous la forme suivante :

$$W = W_0 \frac{\omega^2 T^2 + \omega T \gamma (\theta - T)}{\omega^2 T^2 + \omega T \gamma (\theta - T) + \pi^2 (\theta - T)^2},$$

T est la période du système fixe, θ la période du système variable, $\omega = \frac{\gamma + \delta}{2}$ est la moyenne arithmétique des décrets, W_0 représente le maximum de la valeur de W , c'est-à-dire la valeur qui correspond à la résonance.

Si l'on observe les effets dans le résonateur à l'aide d'un instrument thermique, c'est-à-dire à l'aide d'un instrument dont les déviations y sont proportionnelles à W , on a :

$$y = Y_0 \frac{\omega^2 T^2 + \omega T \gamma (\theta - T)}{\omega^2 T^2 + \omega T \gamma (\theta - T) + \pi^2 (\theta - T)^2},$$

en désignant par Y_0 la valeur de y qui correspond à W_0 .

En portant en abscisses les périodes θ du système variable (le résonateur, par exemple) et en ordonnées les déviations y , on obtient une courbe remarquable que Bjerknes a nommée *courbe de résonance* : c'est une cubique unicursale qui admet l'axe des X pour asymptote.

Le diamètre des cordes horizontales est une hyperbole équilatère qui a pour asymptotes l'axe des X et une droite parallèle à l'axe des y qui diffère très peu de la droite $\theta = T$.

Le maximum de la courbe ne correspond pas exactement à la coïncidence des périodes propres de l'excitateur et du résonateur, mais peut servir à déterminer leur différence par le tracé de l'asymptote verticale.

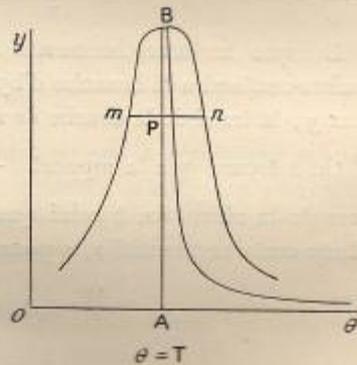


Fig. 27.

Le rapport dans lequel l'asymptote coupe les cordes parallèles aux X fournit la moyenne ω des décrets.

Une corde quelconque mn rencontre l'asymptote parallèle aux Y en un point p qui divise la corde en deux segments :

$$\begin{cases} mp = a = (\theta_1 - T), \\ pn = b = (\theta_2 - T), \end{cases}$$

et l'ordonnée de l'asymptote en deux autres segments :

$$\begin{cases} pA = c = y, \\ pB = d = (Y_0 - y). \end{cases}$$

La relation $y = Y_0 \frac{\omega^2 T^2 + \omega T \gamma (\theta - T)}{\omega^2 T^2 + \omega T \gamma (\theta - T) + \pi^2 (\theta - T)^2}$
s'écrit en ordonnant selon les puissances de $(\theta - T)$:

$$\pi^2 y (\theta - T)^2 + \omega T \gamma (y - Y_0) (\theta - T) + \omega^2 T^2 (y - Y_0) = 0.$$

Et sous cette forme on voit que $(\theta_1 - T)$ et $(\theta_2 - T)$ sont racines de l'équation du second degré en $(\theta - T)$

(θ_1 et θ_2 étant les abscisses des points m et n)

$$\text{Par suite, } (\theta_1 - T)(\theta_2 - T) = \frac{\omega^2 T^2 (y - Y_0)}{\pi^2 y},$$

$$\text{ou } \omega^2 = \frac{abc}{d} \cdot \frac{\pi^2}{T^2},$$

$$\text{c'est-à-dire } \omega = \frac{\gamma + \delta}{2} = \frac{\pi}{T} \sqrt{\frac{abc}{d}}.$$

Lorsque les amortissements sont assez faibles pour que l'on puisse confondre la branche d'hyperbole avec l'asymptote parallèle aux y , le tracé de la courbe de résonance peut être simplifié.

On a trouvé que le rapport $\frac{W_0}{W}$ de l'effet thermique obtenu lors de la résonance à celui que l'on obtient lorsqu'on s'en écarte d'une certaine quantité ε , a pour valeur :

$$\frac{W_0}{W} = 1 + \frac{\varepsilon^2}{(\alpha + \beta)^2};$$

$$\text{d'où } \alpha + \beta = \varepsilon \sqrt{\frac{W_0}{W_0 - W}}.$$

W_0 et W , qui représentent des quantités d'énergie mises en jeu, sont proportionnelles aux carrés des indications d'un ampèremètre thermique intercalé dans le résonateur.

En posant $\frac{W}{W_0} = y$, et remplaçant ε par sa valeur en fonction des périodes T et θ , α et β par leurs valeurs $\frac{\gamma}{T}$ et $\frac{\delta}{\theta}$ en

fonctions des décréments, il vient :

$$\frac{\gamma}{T} + \frac{\delta}{\theta} = 2\pi \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{\theta} \right) \sqrt{\frac{y}{1-y}}.$$

Et si la variation de période est assez faible, le terme $\gamma \frac{\theta - T}{T}$ étant négligeable, on a simplement :

$$\gamma + \delta = 2\pi \left(\frac{\theta}{T} - 1 \right) \sqrt{\frac{y}{1-y}}.$$

En portant les valeurs de $\frac{\theta}{T}$ en abscisses, et les valeurs de $y = \frac{W}{W_0}$ en ordonnées, on obtient une courbe analogue à celle qui a été décrite ci-dessus ; mais elle est *symétrique* par rapport au diamètre rectiligne vertical dont l'abscisse est $\frac{\theta}{T} = 1$.

30. Remarques. — Dans l'établissement des relations de Bjerknæs on a fait certaines hypothèses sur l'ordre de grandeur relatif des différents facteurs. Ces hypothèses peuvent se traduire de la manière suivante :

1° On suppose qu'il n'y a pas de réaction du résonateur sur la source. Cela revient à supposer le coefficient d'induction mutuelle entre le circuit excitateur et le circuit résonateur négligeable.

Ces conditions seront d'autant mieux réalisées que le résonateur sera plus loin de la source.

2° On suppose que les périodes diffèrent peu et que les amortissements sont relativement faibles (γ et δ inférieurs à 1).

Si ces conditions se trouvent approximativement réalisées, le tracé de la courbe de résonance pourra servir à déterminer la période de la source, ainsi que les amortissements.

Il résulte d'ailleurs de ce que nous avons dit que l'aspect plus ou moins *aplati* de la courbe donne des renseignements très nets sur l'*acuité* de la résonance, c'est-à-dire sur l'*étroitesse de l'accord* sur lequel on peut compter.

RÉSONANCE DES ANTENNES

31. Nature du phénomène. — Dès le début de la télégraphie sans fil, on a songé à interpréter les phénomènes par la propagation d'ondes hertziennes dans le milieu.

La démonstration n'en a été donnée cependant que beaucoup plus tard¹ : elle résulte des différents résultats expérimentaux que nous allons exposer maintenant et ne peut être considérée comme évidente *a priori*.

Tout d'abord, quel est le caractère de l'étincelle de transmission ? On a supposé, — et cette supposition était très vraisemblable, — qu'elle est oscillante. C'est ce qu'il importe d'établir.

En photographiant l'étincelle dissociée par un miroir tournant animé d'un mouvement de rotation rapide (selon la méthode classique de Feddersen, mais dans des conditions beaucoup plus délicates), on constate que la décharge est bien *oscillante*.

Chacune des étincelles fixées sur l'épreuve apparaît sous la forme d'une traînée estompée plus ou moins longue, qui va en diminuant de largeur en même temps que d'intensité.

Cette bande est coupée transversalement par des traits ou franges parallèles, qui constituent les images successives de la décharge et en indiquent le caractère *oscillatoire*.

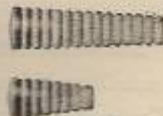


Fig. 29.

¹ A l'appui de cette assertion, on peut noter que la télégraphie sans fil a longtemps reçu en Allemagne le nom de « Funken telegraphie », qui ne laissait rien préjuger de la nature du phénomène mis en œuvre.

La distance de deux franges voisines permet d'obtenir une évaluation de l'ordre de grandeur de la période ; quant à la décroissance plus ou moins rapide de l'intensité des franges, elle traduit l'amortissement de la décharge.

Ce caractère oscillatoire admis, deux explications peuvent être proposées pour rendre compte du mécanisme de la transmission.

Selon l'une d'elles, l'excitateur vibrerait comme s'il était indépendant, et l'antenne aurait simplement pour rôle de propager les ondes de périodes très courtes qui ont pris naissance dans l'excitateur.

Selon l'autre, on devrait considérer comme faisant partie de l'excitateur le système complexe constitué par l'éclateur, l'antenne et la terre (c'est du système direct dont nous parlons), de sorte que les oscillations seraient beaucoup plus longues.

L'expérience montre que c'est la seconde interprétation qui est la vraie.

Le système antenne-terre constitue donc un oscillateur.

Les expériences indiquent d'autre part d'une manière générale que, pour une émission donnée et une configuration donnée de l'antenne de réception, *l'échange d'énergie entre les systèmes passe par un maximum pour une certaine dimension de l'antenne réceptrice.*

Dans l'hypothèse d'émissions d'ondes hertziennes, l'antenne réceptrice joue donc le rôle de résonateur.

32. Mise en résonance des antennes. — Indépendamment de toute hypothèse, on peut dire qu'il y a *accord* entre les systèmes d'antennes quand l'échange d'énergie passe par un maximum et définir la *résonance* par cette condition.

Pour déterminer les conditions de résonance des antennes, l'usage du micromètre à étincelles du résonateur de Hertz serait trop peu sensible.

Le cohéreur ne saurait non plus être employé avec fruit : d'abord parce que, si c'est un appareil sensible, c'est un instrument fort capricieux ; ensuite parce que les phénomènes qui s'y passent sont complexes et demandent une nouvelle interprétation. Aussi con-

vient-il d'employer comme *détecteur* un appareil thermique dont les indications soient susceptibles d'une interprétation précise.

On peut, par exemple, se servir du *bolomètre* (Tissot).

Le principe de l'appareil est connu. Deux fils métalliques fins sont intercalés respectivement dans les branches d'un pont : les variations de température de l'un des fils entraînent des variations de résistance qui se trouvent enregistrées par le galvanomètre du pont, préalablement équilibré. Dans les conditions d'emploi du bolomètre comme détecteur d'oscillations électriques, l'effet thermique enregistré est dû au courant induit dans une antenne réceptrice à distance : il est donc, en principe, très faible. En constituant les branches bolométriques par des fils à la Wollaston (de 10 μ et moins de diamètre), on obtient un dispositif qui donne une déviation mesurable pour un courant de 10 micro-ampères efficaces¹.

Les seuls points délicats dans l'établissement de l'appareil sont, d'une part, d'assurer le parfait isolement thermique des branches bolométriques et, d'autre part, de localiser l'action de l'oscillation dans l'une seule des branches.

Pour réaliser expérimentalement les conditions de résonance, il suffit d'intercaler le bolomètre dans l'antenne réceptrice et de modifier progressivement la longueur de cette antenne jusqu'à ce que les indications de l'instrument passent par un maximum.

33. Forme des antennes. — Dans les débuts de la télégraphie sans fil, on se servait comme antennes de conducteurs filiformes isolés à leur partie supérieure et suspendus verticalement ou à peu près.

A ces *antennes simples*, on a été conduit pour différentes raisons (accroissement des longueurs d'onde, augmentation de rendement, nécessités diverses d'installations) à substituer des antennes à plusieurs branches ou *antennes multiples*.

¹ Avec les postes d'émission directe que l'on utilisait aux débuts de la T. S. F. et qui mettaient en jeu une puissance de quelques centaines de watts, ces bolomètres permettaient d'opérer des mesures à une cinquantaine de kilomètres du poste d'émission. Avec les stations puissantes dont on dispose aujourd'hui, les mêmes instruments permettent d'opérer à plusieurs centaines de kilomètres.

La pratique a conduit, comme nous le verrons ultérieurement, à adopter certaines formes qui peuvent être rapportées à l'un des types suivants :

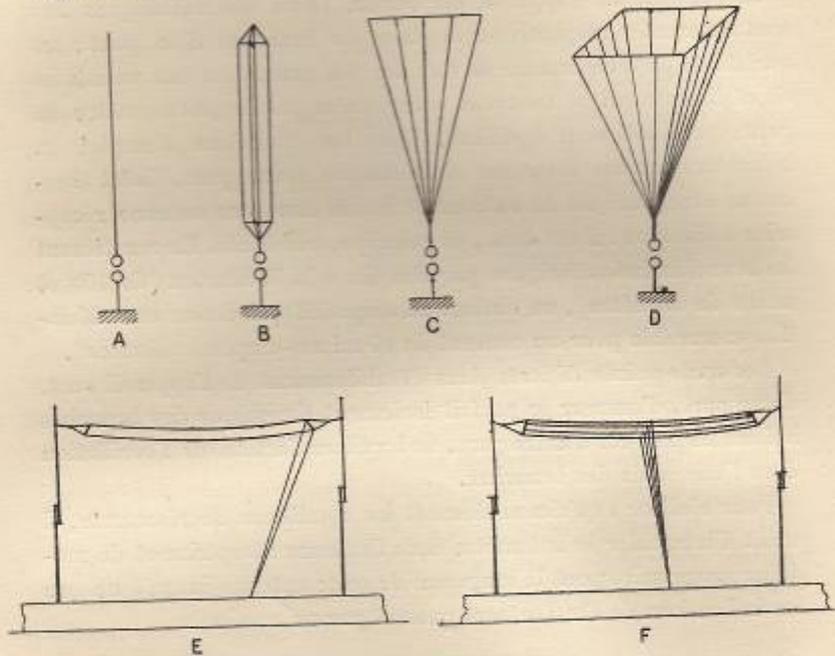


Fig. 30.

- A, Antenne simple ;
- B, Antenne prismatique ;
- C, Antenne à rideau ou en éventail ;
- D, Antenne-pyramide ;
- E, F, Antennes à branches horizontales.

Ces deux derniers types d'antennes sont ceux qui sont généralement adoptés sur les bâtiments où la hauteur dont on dispose est limitée et où l'encombrement doit être réduit le plus possible.

34. Résultats expérimentaux généraux. — L'expérience montre que : *Quand les antennes ont la même forme, la résonance*

a toujours lieu pour l'égalité des longueurs, quelles que soient les courbures générales ou les inclinaisons des antennes. — Quand les antennes n'ont pas la même forme, la résonance a lieu en général pour des valeurs inégales des longueurs.

On trouve, par exemple, qu'il faut attribuer une longueur de 71 mètres à une antenne filiforme simple de 0^e,3 de diamètre pour la mettre en résonance avec une antenne prismatique à quatre branches de 55 mètres de longueur (comptée selon l'axe).

Mais, pour un système de configuration donnée, la résonance est toujours indépendante de la courbure et de l'inclinaison générales.

35. Détermination des périodes. — L'antenne d'émission étant un oscillateur, et l'antenne de réception un résonateur, constituent des systèmes qui possèdent chacun une période propre.

La photographie de l'étincelle de décharge permet d'évaluer la période de l'oscillation dans l'antenne d'émission. Mais la valeur élevée de l'amortissement rend les observations très incertaines, à cause du nombre restreint des franges fixées.

D'ailleurs, le procédé n'est applicable qu'à l'émission.

La meilleure méthode consiste à exciter un résonateur fermé, de *constantes connues*, par le système étudié, et à faire varier les constantes de ce résonateur de manière à le mettre en résonance avec ce système.

Le résonateur se compose, par exemple, d'un cadre rectangulaire de dimensions exactement connues comprenant un seul tour de fil, et d'une capacité variable constituée, pour des expériences précises, par des condensateurs à lames d'air (Tissot).

La self-induction du cadre s'obtient par le calcul (comme dans le procédé classique de M. Blondlot); quant à la capacité, on la mesure aisément en valeur absolue, en fonction d'une résistance et d'un temps, par le dispositif du commutateur tournant.

Pour les mesures à l'émission, on excite le résonateur par l'antenne d'émission, et l'on intercale dans le résonateur un ampèremètre thermique convenable.

Pour les mesures à la réception, on excite le résonateur par l'antenne réceptrice et l'on remplace le thermique par un bolomètre.

Comme le bolomètre a généralement une résistance notable, il convient en pareil cas de ne pas l'intercaler directement dans le circuit de résonance, mais de l'exciter à distance par le résonateur, qui agit sur lui par induction.

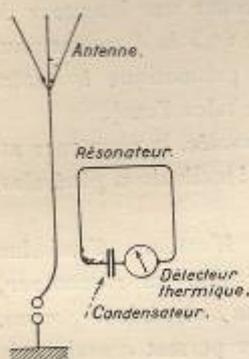


Fig. 31.

La détermination s'opère, dans tous les cas, en faisant varier la valeur de la capacité intercalée dans le résonateur et en faisant le tracé graphique de la courbe de résonance.

Ici l'on obtient la courbe en portant en abscisses les racines carrées des capacités, et en ordonnées les indications mêmes du bolomètre ou les carrés des indications de l'ampèremètre thermique.

Il y a lieu de noter que l'emploi du bolomètre, qui permet d'opérer loin du circuit excitateur, donne le moyen de satis-

faire rigoureusement aux conditions que la théorie de Bjerknes suppose réalisées.

La self-induction L du résonateur étant connue, la détermination de la valeur C de la capacité correspondant à la résonance permet de calculer la période par la relation de Thomson :

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

applicable au système constitué par le résonateur fermé dont la résistance est faible et l'amortissement négligeable.

Il importe d'observer que les mesures exécutées à l'émission fournissent la période des ondes émises, égale, en système direct, à la période propre de l'excitateur ou antenne d'émission.

Les mesures à la réception donnent la période des oscillations qui prennent naissance dans l'antenne réceptrice sous l'action de l'antenne d'émission : cette période ne coïncide en général ni avec celle des ondes reçues, ni avec la période propre de l'antenne réceptrice.

D'ailleurs, en prenant l'antenne réceptrice comme antenne d'émission, on peut obtenir aussi la période propre de cette antenne.

Le procédé est donc tout à fait général.

36. Condition de la résonance. — L'expérience montre alors que, lorsque deux antennes ont été mises en résonance, on trouve la même valeur pour la période propre des antennes d'émission et de réception, ainsi que pour la période des oscillations induites dans l'antenne réceptrice.

Il suit de là que, pour mettre pratiquement deux systèmes d'antennes en résonance, c'est-à-dire pour que l'échange d'énergie passe par un maximum, il suffit de les amener indépendamment l'un de l'autre à la même période fondamentale.

D'où l'importance capitale de la mesure des périodes : cette mesure s'effectue à l'aide des ondemètres.

37. Ondemètres. — Le principe général sur lequel reposent les ondemètres consiste à mettre en résonance avec le système étudié un système auxiliaire ou résonateur dont on peut faire varier les constantes de quantités connues.

Quand la résonance est établie, — ce que l'on constate par un appareil détecteur approprié, — la période cherchée est fournie par celle du résonateur accordé. On l'obtient soit par le calcul, en fonction des dimensions électriques du résonateur, soit par étalonnage préalable.

Les ondemètres servent à résoudre rapidement les deux questions suivantes :

- 1° Un système étant donné, trouver sa période ;
- 2° Donner à un système une période déterminée.

Les dispositifs employés pratiquement se rapportent au type *résonateur ouvert* ou au type *résonateur fermé*.

A. Résonateur ouvert. — Nous avons vu que l'on fait apparaître aisément des ondes stationnaires dans les longs solénoïdes.

Les procédés employés par Seibt, Slaby, Fleming, mettent à profit les propriétés de ces ondes stationnaires.

Le *cymomètre* de Fleming, par exemple, est constitué par un long solénoïde de fil de cuivre nu enroulé sur un noyau d'ébonite (environ 5000 tours de 5 centimètres de diamètre). — On l'excite à l'aide d'un condensateur C de faible capacité, dont l'une des arma-

ures est reliée à l'antenne, tandis que l'autre est reliée à l'une des extrémités du solénoïde.

Nous avons vu que si l'on désigne par C_1 et L_1 la capacité et la self-induction par unité de longueur d'un long solénoïde, la vitesse de propagation d'un ébranlement périodique est constante et a pour valeur :

$$\frac{1}{\sqrt{C_1 L_1}}$$

La longueur d'onde de l'oscillation fondamentale du solénoïde à l'accord d'une oscillation excitatrice de période T est donnée par la relation :

$$\lambda = \frac{1}{\sqrt{C_1 L_1}} T.$$

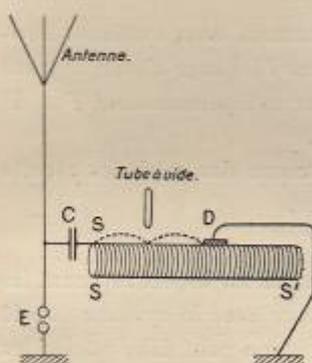


Fig. 32.

D'ailleurs, si l'on excite le solénoïde par un oscillateur voisin, et

que l'on en modifie progressivement la longueur, on fera apparaître successivement les concamérations qui correspondent à l'oscillation fondamentale et aux harmoniques.

En déplaçant le contact glissant D (relié à la terre) le long du solénoïde, on détermine une onde stationnaire avec, par exemple, deux nœuds en S et en D , et un autre nœud au milieu de l'intervalle SD .

La détermination de la position des nœuds et ventres de tension s'opère à l'aide d'un tube à vide t que l'on déplace normalement le long du solénoïde.

La mesure de la distance SD fournit la valeur de la longueur d'onde λ , et le nombre de concamérations l'ordre de l'harmonique. On en déduit la période excitatrice T , soit par la relation donnée ci-dessus si l'on connaît la valeur $\frac{1}{\sqrt{C_1 L_1}}$ de la constante de l'appareil, soit, de préférence, à l'aide d'une graduation obtenue par un étalonnage préalable.

b) *Résonateur fermé.* — Au lieu de prendre comme circuit de

résonance un conducteur le long duquel la capacité et la self-induction se trouvent uniformément distribuées et où se produisent des ondes stationnaires, on peut employer un circuit fermé court où la capacité est tout entière concentrée en un point, et la self-induction en une autre portion du circuit. Pour un tel résonateur, la valeur de la période est donnée très exactement par la relation de Thomson :

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

En donnant au circuit une forme géométrique simple, on peut obtenir la valeur de la self-induction par le calcul.

Le dispositif qui a été décrit plus haut, en vue d'obtenir des déterminations de périodes, est éminemment propre à servir d'ondemètre : c'est celui que nous avons tout d'abord préconisé.

Dans l'appareil d'usage courant, le bolomètre est remplacé par un ampèremètre thermique convenable, et le condensateur à lames d'air par un condensateur à fiches à feuilles d'étain et à lames de verre ou de mica.

Enfin, pour la détermination des longues périodes, le cadre du résonateur comprend plusieurs tours de fil au lieu d'un seul.

On l'étalonne alors par comparaison avec l'appareil à condensateur à lames d'air et à self calculable, seul capable de constituer un *ondemètre étalon* parfaitement précis.

La plupart des ondemètres en usage dans la technique de la T. S. F., reposent sur le même principe. La self-induction du résonateur fermé se compose d'un certain nombre de spires circulaires enroulées en une bobine plate de diamètre notable. Le condensateur à capacité variable est constitué par un dispositif de secteurs mobiles en regard de secteurs fixes, analogue à un voltmètre statique multicellulaire. Dans l'ondemètre *Dönitz*, autrefois très employé en Allemagne, le détecteur thermique est un thermomètre de Riess, dont le fil est intercalé dans le résonateur.

Dans l'ondemètre plus récent de la *Telefunken*, le détecteur est un tube luminescent à néon.

Ces divers ondemètres ont une inductance fixe et une capacité variable.

Le commandant Ferrié, dans le but de s'affranchir de l'influence des variations de capacité des condensateurs, a imaginé un ondemètre basé sur un principe tout différent.

Considérons deux ampèremètres thermiques dont les fils dilatables sont f et f' et les aiguilles a et a' (fig. 33).

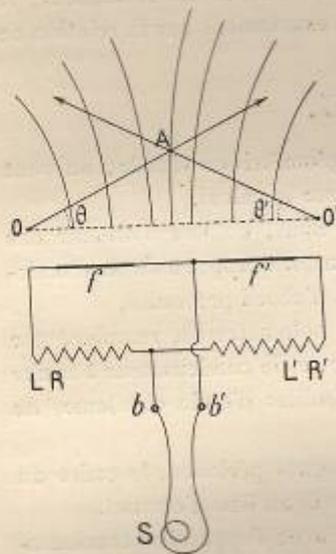


Fig. 33.

Une bobine exploratrice S est reliée aux bornes b, b' de l'appareil. La borne b' est reliée directement à chacune des extrémités respectives des fils f et f' ; la borne b est reliée au fil f par l'intermédiaire d'une bobine de self-induction L ayant une résistance R, et au fil f' par l'intermédiaire d'une bobine de self-induction L' ayant une résistance R'.

Si l'on approche la bobine exploratrice S d'un circuit exciteur, il se produit entre les bornes b, b' une différence de potentiel E.

En désignant par I et I' les intensités des courants qui parcourent f et f' et par ω leur pulsation commune supposée identique à la pulsation ω de l'oscillation excitatrice, on peut écrire :

$$E = I \sqrt{R^2 + L^2 \omega^2} = I' \sqrt{R'^2 + L'^2 \omega^2}.$$

A ces intensités I et I' correspondent des déviations θ et θ' des aiguilles a et a' , de sorte que l'on a :

$$I = f(\theta), \quad I' = f'(\theta').$$

On en déduit : $\omega = F(\theta, \theta')$.

C'est l'équation, en coordonnées bipolaires (les pôles étant les points O et O'), de la courbe que décrit le point de croisement A des deux aiguilles quand la pulsation du courant oscillatoire qui agit par induction sur le circuit conserve la valeur constante ω .

A chaque valeur différente $\omega_1, \omega_2, \omega_n$ de ω correspond une courbe $F(\theta, \theta') = \omega_1, \quad F(\theta, \theta') = \omega_2.$

Si l'on suppose que cette famille de courbes est tracée sur le cadran commun aux deux aiguilles, on voit que l'appareil permet d'obtenir la valeur de l'élément variable ω (ou si l'on veut de λ , qui lui est proportionnel), en observant le point de croisement des aiguilles et notant le repère de la courbe qui passe par ce point.

38. Valeur de la période des oscillations dans les antennes.

— Les procédés précédents permettent d'obtenir la période des oscillations propres d'antennes de différentes formes.

Si l'on assimile l'antenne à un excitateur hertzien, cette antenne est le siège d'émissions d'ondes dans le milieu.

La comparaison des longueurs d'antennes aux longueurs d'ondes émises nous a donné les résultats suivants, qui ont été confirmés depuis par divers expérimentateurs :

1° La longueur d'onde fondamentale d'une antenne filiforme simple est sensiblement égale à quatre fois la longueur de l'antenne, et toujours légèrement supérieure à cette valeur ;

2° Le rapport $\frac{\lambda}{4l}$, qui est > 1 , va en diminuant quand la longueur de l'antenne augmente et tend vers 1 ;

3° Pour une antenne de longueur donnée, le rapport $\frac{\lambda}{4l}$ tend vers 1 quand le diamètre du fil diminue ;

4° Pour les antennes filiformes à branches multiples, le rapport $\frac{\lambda}{4l}$ devient notablement supérieur à 1. Il croît avec le nombre de branches et l'écartement de ces branches.

Outre l'oscillation fondamentale, les antennes présentent une série d'oscillations supérieures, que le procédé du résonateur accordé met en évidence.

Ces oscillations supérieures, qui sont toutes d'ordre impair, ne sont harmoniques que dans les antennes filiformes simples et, en général, dans les systèmes homogènes.

Les oscillations qui prennent naissance dans une antenne récep-

trice accordée présentent la même distribution que dans l'antenne d'émission.

L'existence des harmoniques peut, notamment, être mise en évidence en déplaçant un bolomètre le long de l'antenne réceptrice, attaquée à distance, et relevant la valeur du courant aux différents points.

On obtient ainsi une courbe qui fait ressortir nettement l'existence d'une onde stationnaire dans l'antenne avec ventre d'intensité à la base.

La courbe a une allure harmonique et peut être représentée très exactement par une fonction de la forme :

$$i = A \cos \frac{\pi x}{2l} + B \cos \frac{3\pi x}{2l},$$

où l désigne la longueur de l'antenne.

Cette courbe met bien en évidence l'existence de la *première harmonique*, dont la longueur d'onde est égale au *tiers* de la longueur d'onde fondamentale de l'antenne.

Dans les expériences que nous avons faites avec des antennes simples, les coefficients A et B avaient pour valeurs respectives 6, 8 et 1, 1, c'est-à-dire que l'amplitude de l'harmonique était égale au sixième environ de l'amplitude de l'oscillation fondamentale.

En opérant d'une manière différente, Slaby a également trouvé des valeurs du même ordre de grandeur.

39. Détermination des amortissements. — L'observation assez grossière de l'étincelle dissociée indique déjà nettement que les oscillations qui prennent naissance dans l'antenne d'émission sont *amorties*.

On peut obtenir une détermination précise de l'amortissement par l'observation de la *courbe de résonance*.

Le tracé de la courbe de résonance fournit, en effet, la valeur $\omega = \frac{\gamma + \delta}{2}$ de la moyenne arithmétique des décrets d'un oscillateur et d'un résonateur.

On peut obtenir séparément les valeurs de γ et de δ par une seconde détermination expérimentale.

A cet effet, on trace une nouvelle courbe de résonance après avoir intercalé dans le résonateur (ou ondemètre) une résistance non inductive, qui fait passer son décrément de la valeur primitive à la valeur δ_1 . Le décrément de l'oscillateur (antenne, par exemple), ayant conservé la valeur γ , le relevé des éléments de cette courbe donne une valeur $\omega_1 = \frac{\gamma + \delta_1}{2}$.

On prend soin d'opérer avec la même énergie d'excitation pour relever les deux courbes de résonance.

Si l'on désigne par Y_0 l'ordonnée maximum de la première courbe de résonance, par Y'_0 l'ordonnée maximum de la seconde courbe (ces ordonnées sont proportionnelles aux carrés des indications d'un ampèremètre thermique intercalé dans le résonateur), la théorie de la résonance montre que l'on a la relation ¹ :

$$Y_0 \gamma \delta (\gamma + \delta) = Y'_0 \gamma \delta_1 (\gamma + \delta_1),$$

de sorte que l'on a trois relations pour calculer γ , δ et δ_1 .

Lorsque les amortissements sont faibles, on peut employer un procédé beaucoup plus simple qui dispense de faire le tracé de la courbe de résonance (Tissot).

Désignons par Y_0 l'ordonnée qui correspond à la résonance, c'est-à-dire celle qui correspond à l'indication maximum I_0 du thermique.

On a :
$$Y_0 = I_0^2.$$

Déterminons, d'autre part, les valeurs T' et T'' des périodes du résonateur, — en deçà et au delà de l'accord, — pour lesquelles l'indication du thermique est réduite à la valeur $\frac{I_0}{\sqrt{2}}$.

Les ordonnées correspondantes de la courbe de résonance ont pour valeur commune $Y' = Y'' = \frac{Y_0}{2}$.

Si la courbe de résonance est pointue, l'hyperbole se confond

¹ Cette relation se déduit immédiatement de l'expression de W_0 ,

$$W_0 = A^2 \frac{T^2}{\gamma \delta (\gamma + \delta)} \quad \S 28.$$

avec son asymptote verticale, et le point p est le milieu de la corde mn . Dans la relation générale :

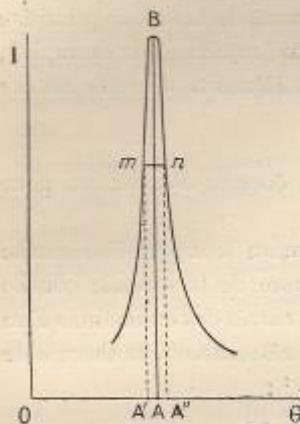


Fig. 34.

$$\omega = \frac{\pi}{T} \sqrt{\frac{abc}{d}},$$

on a : $a = b$ et $c = d$,

c'est-à-dire qu'elle se réduit à :

$$\omega = \frac{\pi}{T} a = \frac{\pi}{T} \frac{mn}{2}.$$

Et si l'on désigne par T' et T'' les périodes qui correspondent aux points m et n , c'est-à-dire aux abscisses des points A' et A'' , on a :

$$\overline{mn} = T'' - T'$$

Par suite,

$$\omega = \frac{\pi}{2} \frac{T'' - T'}{T_0}.$$

Si le résonateur est un ondemètre gradué en longueur d'onde,

on a également :

$$\omega = \frac{\pi}{2} \frac{\lambda'' - \lambda'}{\lambda_0},$$

Si l'ondemètre comprend une capacité variable *étalonnée*, on peut aussi obtenir directement l'amortissement en fonction de cette capacité.

La longueur d'onde λ étant proportionnelle à la racine carrée de la capacité, on peut en effet écrire :

$$\omega = \frac{\pi}{2} \frac{\sqrt{C''} - \sqrt{C'}}{\sqrt{C_0}},$$

en désignant par C'' , C' et C_0 les valeurs de la capacité variable qui correspondent à λ'' , λ' et λ_0 .

Les capacités C'' et C' étant supposées peu différentes de C_0 , on a :

$$C'' = C_0 + \varepsilon, \quad C' = C_0 - \varepsilon',$$

ε et ε' étant des quantités petites.

En prenant les premiers termes du développement de $\sqrt{C_0 + \varepsilon}$ et de $\sqrt{C_0 - \varepsilon'}$, il vient :

$$\gamma + \delta = 2\omega = \frac{\pi}{2} \frac{\varepsilon + \varepsilon'}{C_0} = \frac{\pi}{2} \frac{C'' - C'}{C_0}.$$

Pour obtenir la valeur du décrément γ du système étudié (antenne, par exemple), on peut se contenter de prendre pour δ la valeur calculée $\frac{R}{2L} T$ du décrément de l'ondemètre.

Il est toutefois préférable de procéder expérimentalement à la détermination de δ en attaquant l'ondemètre par un circuit d'arc de Poulsen (§ 62). Le décrément de l'excitateur γ ayant alors une valeur *nulle*, on a simplement :

$$\delta = 2\omega.$$

40. Amortissement des oscillations dans les antennes. —

Il importe d'observer que le procédé de la courbe de résonance peut être appliqué, soit à la détermination de l'amortissement propre de l'antenne d'émission par l'emploi d'un résonateur accordé de constantes connues, soit à la détermination de l'amortissement des oscillations excitées à distance dans l'antenne réceptrice, en prenant l'antenne elle-même comme résonateur.

Les déterminations conduisent aux résultats suivants (Tissot) :

1° L'amortissement est plus grand pour les antennes multiples que pour les antennes simples ;

2° Il croît avec le nombre des branches et avec l'épanouissement de ces branches, et prend une valeur particulièrement élevée dans les antennes *en éventail* ;

3° Il décroît quand le rapport de la longueur au diamètre augmente et, dans les antennes filiformes ou homogènes, varie d'une manière générale dans le même sens que le rapport $\frac{\lambda}{4l}$.

Les expériences montrent, en outre, que la qualité de la *prise de terre* exerce une influence considérable sur la valeur de l'amortissement.

L'amortissement diminue quand la *prise de terre* s'améliore,

c'est-à-dire quand la surface de contact augmente, ou que le sol devient plus conducteur.

Il prend une valeur particulièrement faible sur les bâtiments où le contact intime de l'eau avec la coque paraît réaliser le cas d'une *terre parfaite*.

On peut admettre pour les décrets les valeurs numériques suivantes, que l'on doit considérer seulement comme des valeurs moyennes correspondant au cas d'une bonne prise de terre.

Antennes simples.	$\gamma = 0,20$	à	$\gamma = 0,23$.
Antennes prismatiques . . .	$\gamma = 0,30$	à	$\gamma = 0,33$.
Antennes en T des bâti- ments.	$\gamma = 0,26$	à	$\gamma = 0,30$.
Antennes en gril	$\gamma = 0,30$	à	$\gamma = 0,35$.
Antennes en éventail. . . .	$\gamma = 0,33$	à	$\gamma = 0,40$.
Antennes en pyramide . . .	$\gamma = 0,40$	à	$\gamma = 0,45$.

41. Rôle des antennes. Antennes d'émission. — L'assimilation supposée de l'antenne d'émission à un excitateur hertzien permet d'obtenir par le calcul (Max Abraham, Brillouin) la valeur des périodes et des amortissements.

Or les relations générales que fournit l'observation, et que nous avons signalées plus haut, sont tout à fait conformes à celles que permet de prévoir le calcul théorique.

Les valeurs observées et calculées varient bien dans le même sens quand on modifie les longueurs et les diamètres des antennes.

Les valeurs numériques mêmes, fournies par le calcul, présentent, pour les amortissements, un accord remarquable avec celles que l'on obtient à bord des bâtiments¹.

Les déterminations expérimentales mettent donc en lumière l'existence d'un amortissement d'émission.

¹ Le calcul donne, par exemple, pour la valeur du décrement d'une antenne filiforme simple de longueur l et de rayon r , l'expression $\gamma = \frac{2,44}{L \frac{2l}{r}}$ (Abraham).

Pour une antenne de 50 m. de longueur et de 0^m,4 de diamètre, on obtient la valeur $\gamma = 0,23$, qui concorde avec celle que nous avons donnée plus haut. Poincaré a établi, d'autre part, que l'amortissement d'une antenne multiple

A défaut de la mesure directe de la vitesse de propagation dans le milieu, elles fournissent la justification complète de l'assimilation de l'antenne à un *excitateur hertzien* et de l'antenne de réception à un *résonateur*.

Ainsi apparaît le véritable rôle des antennes.

L'antenne d'émission constitue, avec la boule d'éclateur à laquelle elle est reliée, un demi-oscillateur de Hertz très ouvert et le rend capable de rayonner beaucoup en multipliant les points de contact avec le diélectrique.

Dans une antenne filiforme reliée au sol, qui vibre presque exactement en *quart d'onde*, il se produit une onde stationnaire avec ventre d'intensité à la base¹.

Tout se passe, par suite, comme si la mise à la terre n'existait pas et était remplacée par un système identique et symétrique du premier par rapport au sol.

En d'autres termes, le sol agit comme un miroir qui donnerait l'*image* de l'antenne.

De sorte que l'antenne *polarise* la vibration électrique dans le plan horizontal, ce qui permet aux ondes de se propager sans être absorbées par les surfaces conductrices du sol ou de la mer. D'ailleurs, grâce à la longueur des ondes, les phénomènes de diffraction prennent une grande importance, de sorte que ce qui, pour les ondes lumineuses, constitue l'accident, devient, pour les ondes électriques, le phénomène principal.

Aussi les ondes électriques sont-elles susceptibles de contourner des obstacles considérables et arrive-t-on aisément à communiquer entre deux stations qui ne sont pas en vue l'une de l'autre.

Quant au mécanisme même de la propagation, il suffit, pour s'en

est proportionnel à $\frac{n^2}{\frac{nL}{2} + \Sigma M}$, n étant le nombre des branches, L la

self-induction de l'une des branches, M le coefficient d'induction mutuelle de deux quelconques des branches.

Il varie bien avec le nombre des branches et leur écartement dans le sens qu'indiquent les déterminations expérimentales.

¹ Le fait doit être considéré comme le résultat des mesures de périodes citées plus haut. On peut en obtenir une vérification approximative en déplaçant un thermique ou un tube à vide le long de l'antenne d'émission (Slaby, Ferrié).

rendre compte, de se reporter à ce que nous avons dit à propos de l'oscillateur de Hertz.

En coupant en deux portions symétriques les figures par un plan perpendiculaire à l'axe de l'oscillateur, — axe que l'on supposera vertical, — on obtient une série de demi-boucles, qui s'agrandissent en se propageant.

De sorte que la surface de l'onde devient sensiblement hémisphérique à grande distance de l'antenne d'émission.

La théorie montre que les valeurs égales des champs électrique E_0 et magnétique H_0 à grande distance r d'un oscillateur hertzien de longueur l sont dans le plan équatorial :

$$E_0 = H_0 = \frac{2\pi}{\lambda} l \frac{i_0}{r},$$

en désignant par i_0 l'amplitude du courant dans l'oscillateur.

L'énergie rayonnée par cet oscillateur à grande distance est, en vertu du théorème de Poynting (§ 23), proportionnelle au produit $E_0 \times H_0$, c'est-à-dire à $\frac{i_0^2}{r^2}$; elle varie en raison inverse du carré de la distance.

Il en est évidemment de même pour une antenne de longueur

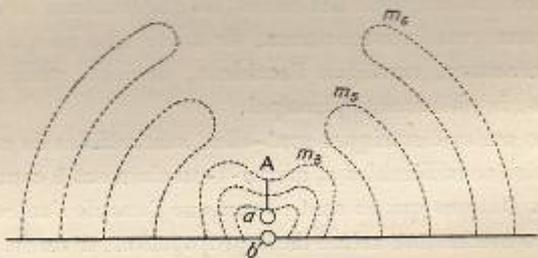


Fig. 35.

finie que l'on peut considérer comme constituée par une série d'oscillateurs élémentaires dont les axes coïncident avec l'axe de l'antenne.

La mesure de l'énergie reçue à différentes distances par un bolomètre intercalé dans une antenne réceptrice montre qu'il en est bien ainsi.

En opérant cette mesure à des distances variables d'un poste d'émission mobile (1904), nous avons trouvé, en effet, que l'intensité efficace du courant reçu par l'antenne varie en raison inverse de la distance, c'est-à-dire que l'énergie mise en jeu, qui est proportionnelle au carré de l'amplitude, varie en raison inverse du carré des distances.

Le résultat est important : il a été depuis pleinement confirmé par les observations de Dudell (1905) et de Austin (1910)¹.

Les considérations précédentes supposent que la surface du sol est plane et parfaitement conductrice : la force électrique est alors verticale en chaque point, et les ondes glissent à la surface. Il n'en est pas tout à fait ainsi dans la pratique.

En premier lieu, le sol présente des aspérités qui occasionnent des pertes d'énergie en diffusant les ondes.

En outre, le sol n'est pas un conducteur parfait : les ondes y pénètrent à une certaine profondeur et y font naître des courants qui absorbent aussi une portion de l'énergie transmise.

La force électrique n'est plus alors normale, mais inclinée dans le sens de la propagation.

Zenneck, qui a étudié avec soin les diverses circonstances de la propagation des ondes à la surface du sol, a montré que la réduction de l'amplitude à une distance donnée est d'autant plus grande que le sol est plus sec : cette réduction est d'ailleurs, toutes choses égales, d'autant moins marquée que la longueur d'onde est plus grande.

On conçoit donc que les ondes doivent se propager plus aisément sur la mer, qui est conductrice et horizontale, que sur le sol, et que les portées soient toujours plus grandes sur mer que sur terre. Il convient d'ajouter que si la diffraction permet de rendre compte de la possibilité de communiquer en dépit de certains obstacles terrestres (même de chaînes de montagnes), elle paraît

¹ Il résulte des observations de Austin que la loi de variation du courant reçu par l'antenne $I_{\text{eff}} = \frac{K}{d}$ n'est rigoureusement applicable que jusqu'à une distance de 200 milles environ ; au delà, il convient d'introduire un facteur de forme exponentielle dans l'expression de I_{eff} , qui devient $I_{\text{eff}} = \frac{K}{d} e^{-Ad}$ (A, facteur d'absorption).

impuissante à donner l'explication des communications aux *très grandes distances* que l'on atteint aujourd'hui. On est alors conduit à supposer que les couches supérieures de l'atmosphère terrestre sont suffisamment conductrices pour réfléchir les ondes vers le sol. Au lieu de se perdre dans l'espace, les ondes resteraient alors confinées entre deux surfaces sphériques conductrices concentriques.

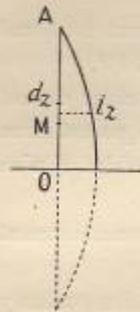


Fig. 36.

Il importe d'observer que le champ d'une antenne à grande distance dépend essentiellement de la distribution du courant sur cette antenne.

Supposons, en effet, l'antenne décomposée en petits oscillateurs élémentaires (fig. 36).

Le champ dû à l'oscillateur de longueur dz placé en M est :

$$\frac{\lambda}{2\pi} i_z dz,$$

en désignant par i_z l'amplitude du courant en M.

Comme tous les champs des différents oscillateurs élémentaires

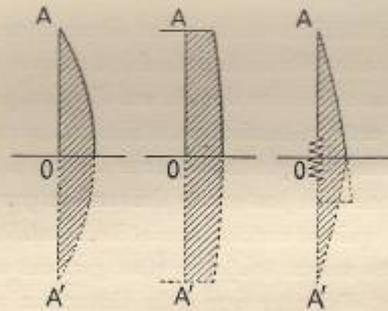


Fig. 37.

se superposent simplement à grande distance, puisqu'ils sont parallèles, le champ dû à toute l'antenne est :

$$\frac{\lambda}{2\pi} \int_{-l}^{+l} i_z dz,$$

si l'on désigne par l la longueur OA de l'antenne.

Or l'intégrale $\int_{-l}^{+l} i_z dz$ n'est autre que l'aire de la courbe de distribution du courant.

Cette courbe de distribution du courant permet donc de caractériser l'action à distance (Zenneck).

On voit, par exemple, que si l'on augmente la longueur d'onde d'une antenne linéaire par addition de capacité au sommet, on accroît son rayonnement, tandis qu'on le diminue en augmentant la longueur d'onde par addition de self à la base (fig. 37).

42. Antenne de réception. — L'onde émise, qui est polarisée dans le plan horizontal, se propage dans toutes les directions autour du point d'émission, les vecteurs électrique et magnétique ayant des valeurs maxima à l'équateur, c'est-à-dire dans le plan horizontal. En rencontrant l'antenne de réception, elle fait naître, dans cette antenne qui coupe les lignes de force du champ, des oscillations dont l'amplitude est d'autant plus grande que la période propre de cette antenne se rapproche davantage de celle des ondes émises.

L'antenne réceptrice agit comme un *résonateur hertzien* : elle draine l'énergie du milieu, et son action s'exerce dans un rayon de beaucoup supérieur à son diamètre.

On conçoit ainsi que, bien que l'énergie rayonnée se trouve répartie sur la surface d'une sphère de rayon très grand, l'antenne réceptrice en puisse recueillir une quantité finie.

Une conséquence du même effet, c'est que tout conducteur relié à la terre dans le voisinage de l'antenne réceptrice exerce en général une influence nuisible sur la réception.

Cette influence est d'autant plus marquée, que les conducteurs placés à proximité de l'antenne présentent une période propre plus voisine de celle de l'antenne.

La qualité de la prise de terre exerce la même influence sur la réception que sur l'émission.

Nous avons vu que l'amortissement diminue quand la terre s'améliore.

Cette réduction de la valeur de l'amortissement, pour un système donné d'antennes, doit correspondre, selon les relations de Bjerknæs, à un accroissement d'énergie reçue lors de la résonance.

On a en effet :
$$W_0 = A^2 \cdot \frac{1}{\alpha\beta(\alpha + \beta)}$$

Et ceci permet d'inférer que l'influence nuisible d'une prise de terre défectueuse est principalement due à un *effet Joule*, et se traduit dès lors de la même façon, tant à l'émission qu'à la réception.

Pour analyser plus complètement les phénomènes qui se produisent à la réception, il est évidemment nécessaire de faire intervenir les propriétés mêmes du détecteur. Si l'effet constaté dépend de celui qui a son siège dans l'antenne, il dépend aussi, étroitement, de celui qui est décelé par le détecteur. On conçoit que la manière d'utiliser l'énergie fournie par le poste d'émission et que la disposition des appareils de réception puissent devenir fort différentes, selon que le détecteur est sensible à l'énergie moyenne, à l'amplitude du potentiel, ou à l'amplitude du courant.

LES DÉTECTEURS D'OSCILLATIONS ÉLECTRIQUES

43. Classification des détecteurs. — Depuis la découverte du tube à limaille, un grand nombre d'autres procédés ont été employés pour déceler les oscillations électriques.

Les considérations que nous venons d'exposer conduiraient à un classement rationnel des détecteurs, basé sur l'effet auquel ils sont sensibles.

On serait ainsi conduit à distinguer les détecteurs sensibles :

- à l'énergie moyenne,
- à l'amplitude du potentiel,
- à l'amplitude du courant,
- à la force électromotrice efficace,
- à l'intensité efficace.

Nous ne passerons en revue que les détecteurs dont la pratique a consacré l'usage.

Ces détecteurs appartiennent à l'un des types suivants :

- tubes à limaille, ou cohérents,
- détecteurs thermiques,
- détecteurs magnétiques,
- détecteurs électrolytiques,
- détecteurs à contacts solides *rectifiants*,
- détecteurs à gaz ionisés.

44. Cohérents. — Le détecteur qui s'est longtemps prêté le mieux aux exigences de la pratique courante, — du moins aux distances moyennes, — à cause de la facilité avec laquelle il permet

l'enregistrement des signaux et le fonctionnement d'un signal d'appel, est le cohéreur.

Depuis les travaux de Branly, nombre d'expérimentateurs ont cherché à perfectionner le tube à limaille, soit pour accroître sa sensibilité, soit pour lui donner la sécurité et la stabilité requises pour le service courant.

Rien d'essentiel n'a d'ailleurs été apporté comme modification aux types primitifs de Branly.

Le cohéreur est constitué par un tube de verre dans lequel de la limaille métallique est intercalée entre deux électrodes également métalliques.

On a essayé et tour à tour préconisé à peu près tous les métaux, soit comme électrodes, soit comme limailles.

Les différents expérimentateurs s'accordent, en général, à reconnaître qu'il convient de faire usage d'électrodes de fer ou d'acier et de limaille de fer ou de nickel, si l'on désire surtout de la sécurité de fonctionnement; de limaille d'or ou d'argent, si l'on veut obtenir une grande sensibilité.

On a beaucoup discuté sur les conditions que l'on doit réaliser pour obtenir de bons cohéreurs, c'est-à-dire des cohéreurs à la fois *sensibles et réguliers*.

Ces conditions sont assez variables, car le fonctionnement du cohéreur est intimement lié à celui du relais et du frappeur automatique, et dépend du réglage des organes mécaniques du récepteur.

On y satisfait généralement le mieux par l'emploi d'électrodes inoxydées et parfaitement polies, et de limailles homogènes et inoxydées placées dans un milieu incapable de leur faire subir une altération chimique superficielle. La présence de vapeur d'eau dans le cohéreur est toujours nuisible, et la conservation des qualités du tube n'est assurée que si on le *dessèche* avec le plus grand soin. L'action du vide est utile pour assurer le dessèchement parfait, mais elle n'est nullement nécessaire.

D'ailleurs, elle n'exerce aucune action marquée sur la sensibilité.

Les cohéreurs à limailles d'or, d'argent, ou d'alliages d'or et d'argent, sont plus sensibles que les autres, mais travaillent sous

des voltages faibles (0^r,2 à 0^r,6 environ), tandis que les cohéreurs à limaille de fer travaillent sous des voltages supérieurs à 1 volt.

On accroît encore la sensibilité des cohéreurs à limaille d'or ou d'argent en argentant ou dorant (par dépôt galvanique, par exemple) l'une des électrodes.

Lodge expliquait le phénomène qui se produit dans le tube à limaille en supposant que l'action inductrice des oscillations fait naître entre les grains voisins des étincelles très petites qui les soudent les uns aux autres. Le système devenait ainsi *cohérent*. Mais si le nom a subsisté, l'explication paraît devoir être abandonnée, au moins sous cette forme simple.

Tout d'abord, l'expérience montre que la *cohération* ne se produit qu'au contact même entre métaux inoxydés. Il ne paraît pas plausible de supposer qu'il se produise des étincelles entre des surfaces conductrices qui ne se trouvent pas séparées par un diélectrique.

En fait, dans un cohéreur actionné à distance notable, c'est-à-dire dans les conditions mêmes de la pratique, on n'a jamais observé ni étincelles, ni production de ponts ou de traces de fusion.

Les expériences exécutées dans le vide montrent d'ailleurs nettement que le rôle essentiel dans le phénomène n'appartient ni au diélectrique, ni aux gaz condensés.

On peut provoquer le phénomène de cohération avec une force électromotrice continue croissante.

Or, quand on inverse le sens du courant pendant qu'il produit la cohération, on provoque des variations de résistance qui indiquent qu'il y a *irréversibilité* dans le phénomène.

Cette irréversibilité exclut l'idée d'un pur effet thermique.

Blanc a proposé une explication qui paraît rendre compte de la plupart des faits expérimentaux observés.

On sait qu'il se produit, par simple pression dans tous les contacts imparfaits, des variations de résistance. On doit admettre qu'il se produit en chaque point de contact une modification particulièrement importante quand la pression est très faible.

Cette modification, exagérée par le passage du courant (et vraisemblablement par les effets thermiques directs ou indirects qui

résultent de ce passage), constitue la *cohération*. Elle consisterait en une pénétration mutuelle des couches de passage par diffusion des molécules de l'un des métaux dans l'autre, par un processus analogue à celui que W. Spring a mis en lumière dans ses expériences classiques sur la soudure des métaux par pression.

L'explication implique que la conductivité d'un métal diminue très vite quand la densité diminue, ce qui est d'accord avec les conséquences que l'on peut déduire de la *théorie électronique* de la conductibilité métallique.

Un cohéreur est un contact imparfait susceptible de subir une chute *permanente* de résistance sous l'action des oscillations. Il existe des contacts imparfaits qui, dans les mêmes conditions, éprouvent seulement une variation temporaire de résistance.

Cette variation, qui est souvent un accroissement au lieu d'être une chute, est toujours très faible et ne saurait être enregistrée par un relais. Mais elle peut être décelée par le téléphone. Les signaux sont alors lus au son.

De simples contacts microphoniques (charbon-charbon ou acier-charbon) peuvent jouer le rôle d'*auto décohérents*. Le dispositif autodécohérent le plus sensible est constitué par une goutte de mercure intercalée entre deux électrodes de fer ou de charbon (cohéreur Castelli).

Signalons enfin un genre assez curieux de détecteurs qui, se comportant à l'inverse du cohéreur, éprouvent un accroissement permanent de résistance sous l'action des oscillations.

On réalise de pareils détecteurs en intercalant dans un circuit de force électromotrice convenable certains sels métalliques fondus (sels d'argent, par exemple) entre des électrodes de platine (Tissot).

En ce qui concerne le cohéreur proprement dit, la manière dont il se comporte quand on lui applique une force électromotrice continue croissante permet d'inférer qu'il est sensible au *potentiel*.

L'expérience indique d'autre part que si l'on fait agir sur le cohéreur deux oscillations d'amortissements différents, mais de même énergie moyenne, c'est l'oscillation la plus amortie qui produit l'effet le plus fort.

On doit en conclure que le cohéreur est sensible à l'amplitude du potentiel.

45. Détecteurs thermiques. — Nous avons signalé l'usage que nous avons fait du bolomètre pour les mesures des oscillations induites à distance dans l'antenne réceptrice ¹.

Dans l'un des procédés utilisés pour localiser les oscillations dans la branche bolométrique, chacune des branches de fil fin est disposée en petit pont de Wheatstone. L'antenne et la terre sont respectivement reliées aux extrémités de la diagonale qui n'est pas dans le pont principal (1).

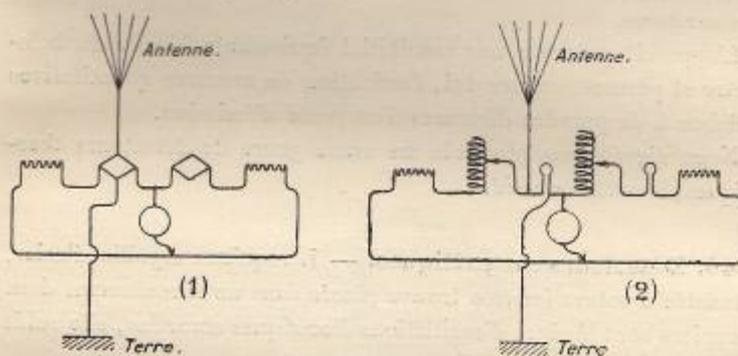


Fig. 38.

Dans l'autre procédé (2), des bobines de self-induction (sans fer) de valeur convenable sont intercalées dans le circuit du pont de part et d'autre de la branche bolométrique qui reçoit l'action des oscillations afin de s'opposer à leur diffusion. C'est ce dernier dispositif qui permet de réaliser les appareils les plus sensibles.

En remplaçant la source à courant continu qui alimente le pont par une source à courant alternatif ou par un courant intermittent, on peut se servir d'un téléphone pour enregistrer les variations de résistance.

¹ Les détecteurs thermiques présentent à ce point de vue un précieux avantage sur les autres détecteurs : ils permettent de savoir exactement ce que l'on mesure.

Le bolomètre peut alors être utilisé comme détecteur de signaux.

Duddell a imaginé un détecteur thermique d'oscillations électriques qui repose sur un principe différent.

L'appareil auquel il a donné le nom de *thermo-galvanomètre* est constitué par un élément thermo-électrique disposé sous forme de cadre galvanométrique dans le champ d'un aimant en fer à cheval. Ce cadre, très léger, est suspendu à un fil de quartz. Les variations de température des soudures donnent naissance à une force électromotrice, et par suite à un courant qui amène la rotation du cadre. Elles sont provoquées par l'effet Joule qui prend naissance sous l'action des oscillations, dans un fil résistant disposé tout près des soudures.

L'appareil présente une sensibilité équivalente à celle du bolomètre et permet, comme lui, l'exécution de mesures quantitatives précises à de grandes distances d'un poste d'émission.

Nous signalerons plus loin un autre genre de détecteurs thermiques, à *contacts solides*.

46. Détecteurs magnétiques. — Lorsqu'une aiguille d'acier, aimantée à saturation, se trouve placée dans un enroulement dont les spires sont le siège d'oscillations électriques amorties, elle subit une désaimantation partielle et *permanente*.

Le phénomène a été signalé tout d'abord par lord Rayleigh, puis étudié par Rutherford, qui l'avait même utilisé (1897) pour déceler l'effet d'ondes électriques à faible distance en enregistrant les variations d'aimantation du noyau à l'aide d'un magnétomètre.

La désaimantation est due à l'action dissymétrique des $\frac{1}{2}$ oscillations successives d'un même train : l'une agit *dans le sens*, la suivante en *sens contraire* de la force magnétisante.

Quand on demeure loin de la désaimantation complète, cette désaimantation est proportionnelle à l'amplitude de la première demi-oscillation agissante.

L'appareil de Rutherford fournit un procédé de mesure de l'*amortissement*.

En faisant agir la première demi-oscillation sur l'aiguille aiman-

tée dans un sens, puis dans l'autre, on obtient deux déviations inégales α_1 et α_2 dont le rapport est proportionnel à celui des amplitudes de deux oscillations successives de sens opposés.

On a alors : $\delta = 2L^2 \frac{\alpha_1}{\alpha_2}$, δ étant le décrement des oscillations.

Sous la forme indiquée, le dispositif de Rutherford est délicat et peu sensible.

Un premier perfectionnement consiste à remplacer le magnétomètre par un galvanomètre, en munissant le noyau d'un enroulement secondaire. On peut ainsi enregistrer, par les élongations d'un galvanomètre balistique sensible, des émissions à des distances notables (Tissot).

Mais l'emploi d'un pareil détecteur présente au point de vue

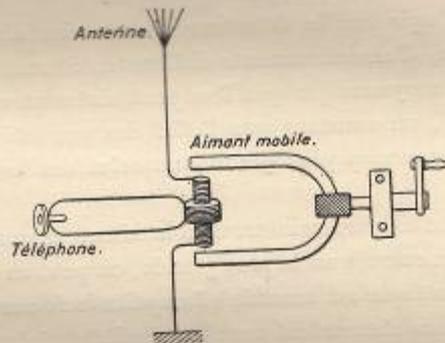


Fig. 39.

pratique un sérieux inconvénient : c'est d'imposer l'obligation de réaimanter à nouveau l'aiguille chaque fois qu'elle a subi l'action des oscillations.

Marconi a imaginé de disposer le noyau dans un champ magnétique variable, que l'on peut obtenir, par exemple, simplement par la rotation d'un aimant.

Le noyau décrit ainsi un cycle d'aimantation.

L'expérience montre qu'il se produit une variation brusque et temporaire dans la valeur de l'induction magnétique du noyau au moment où l'enroulement primaire reçoit une onde électrique. Cette

variation d'induction se traduit par la production d'un son dans un téléphone disposé à la place du galvanomètre, aux bornes de l'enroulement secondaire. L'effet obtenu est le plus intense quand les oscillations agissent, tandis que le point représentatif de l'aimantation se trouve dans les régions de la courbe d'aimantation où l'aimantation est de sens inverse au champ.

On peut donc dire qu'en général, l'effet maximum se produit dans les régions de la courbe où le coefficient angulaire $\frac{dl}{dH}$ présente la plus grande valeur.

L'effet, qui est plus considérable avec l'acier qu'avec le fer doux, se montre, entre de larges limites, indépendant de la vitesse de variation du champ. Le phénomène paraît donc bien dépendre de l'hystérésis et non du *trainage magnétique*.

Si l'on fait agir sur le détecteur deux séries d'oscillations de même période, d'amortissements différents, et mettant en jeu la même énergie moyenne (ce que l'on peut aisément vérifier à l'aide du bolomètre), on constate que l'effet des oscillations fortement amorties est beaucoup plus grand que celui des oscillations peu amorties.

Comme c'est d'ailleurs en intercalant le détecteur au ventre d'intensité que l'action exercée est la plus grande, on peut en inférer que le détecteur magnétique est sensible à l'*amplitude du courant* (Tissot).

Ces conclusions s'accordent avec les résultats généraux des expériences de Maurain.

Maurain a montré que l'action d'un champ magnétique oscillant, en se superposant à celle du champ magnétisant ordinaire, réduit l'hystérésis magnétique et peut même la supprimer complètement si le champ magnétique oscillant a une amplitude suffisante.

En pareil cas, on obtient, au lieu de la courbe ordinaire d'hystérésis S, une courbe d'aimantation unique Σ , la même à champ magnétisant croissant et à champ magnétisant décroissant (courbe normale de Duhem).

Quand les oscillations sont plus faibles, il y a toujours *réduction* de l'hystérésis; cette réduction se produit dans le sens

qui correspondrait à la réduction complète, c'est-à-dire que le point représentatif est déplacé vers le point correspondant de la courbe Σ .

L'intensité de l'action serait liée, non seulement à la valeur de $\frac{dI}{dH}$, mais aussi à celle de la distance $Mm = d$ du point du cycle à la courbe Σ .

Il y a en tous cas intérêt à faire choix, pour constituer le noyau, d'un métal présentant une grande hystérésis, et à diviser finement ce noyau pour que l'oscillation intéresse toute la masse.

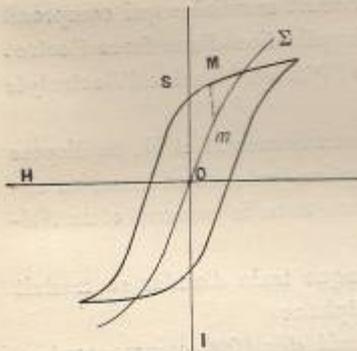


Fig. 40.

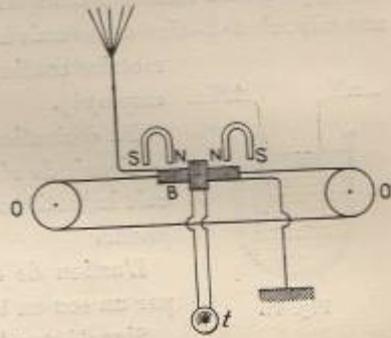


Fig. 41.

Parmi les formes diverses qu'a reçues le détecteur magnétique, nous signalerons celle qui a été adoptée par Marconi. La bobine B est fixe. Le noyau est constitué par un ruban d'acier ou un câble souple qui passe à l'intérieur de la bobine, et est entraîné comme une courroie sans fin par deux poulies OO'.

Le champ est produit par deux aimants disposés symétriquement de part et d'autre de l'enroulement secondaire, les pôles de même nom étant voisins.

Quel que soit le dispositif employé, les phénomènes généraux sont les mêmes. La sensibilité du détecteur magnétique est comparable à celle du cohéreur.

Pratiquement elle est même plus grande, à cause de l'emploi possible du téléphone.

47. Détecteur électrolytique. — Le détecteur électrolytique est constitué par deux électrodes polarisables de surfaces inégales, immergées dans un électrolyte.

Toutes proportions gardées, le dispositif ressemble à un Wehnelt. Mais la cathode est constituée par un fil de platine relativement gros, N, tandis que l'anode est constituée par un fil de platine M très fin scellé dans un tube de verre. Il convient même, afin de réduire encore la surface de l'anode, de faire en sorte que le fil fin sorte à peine du tube de verre dans lequel il est scellé, de manière à constituer une *électrode à la Wollaston*.

L'appareil est intercalé dans un circuit auxiliaire qui comprend une pile, c'est-à-dire est soumis à l'application d'une force électromotrice continue (1^v,5 à 2^v,5 selon l'électrolyte employé).

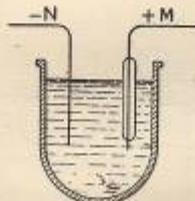


Fig. 42.

En dérivation aux bornes M et N, on dispose le circuit de réception (antenne et terre, ou circuit inductif comme nous le verrons) et un téléphone.

L'action de chaque train d'ondes se traduit par un son au téléphone.

Signalé par Ferrié dès 1900 comme contact autodécohérent, le dispositif a été employé à la réception à distance des ondes par Schlœmilch et Fessenden (1904). C'est l'un des détecteurs les plus sensibles.

On a considéré parfois le phénomène du détecteur électrolytique soit comme un phénomène de contact imparfait, soit comme un simple effet thermique (c'est ce qu'avait supposé Fessenden en proposant le dispositif sous le nom de *barreter*).

L'interprétation des tracés obtenus en enregistrant à l'oscillographe le courant qui passe dans le détecteur quand il est soumis à l'action des oscillations, conduit à admettre que l'effet est dû à une dépolarisation de l'anode.

La théorie osmotique de la polarisation rend bien compte du mécanisme du phénomène.

Un courant alternatif, en agissant sur une électrode polarisable, doit donner lieu à un effet *dissymétrique*, capable de se traduire

par un courant *continu* et de prendre l'apparence d'un phénomène de contact imparfait, ou de *cohération*.

La relation de Nernst

$$E = R\theta \mathcal{L} \frac{c}{c_0} = A \mathcal{L} \frac{c}{c_0}$$

(où E désigne la force électromotrice de polarisation, θ la température absolue, A une constante, c et c_0 les concentrations respectives des ions au voisinage des électrodes) met cette dissymétrie en évidence. La concentration des ions au voisinage de la grande électrode peut en effet être regardée comme constante. Sous l'influence d'un courant alternatif (ou ondulé, dû par exemple ici à la superposition d'oscillations électriques à un courant continu), la concentration des ions subit des variations périodiques au voisinage de la petite électrode seule.

La forme de la relation de Nernst, où la force électromotrice de polarisation est liée à la concentration variable par une fonction logarithmique, montre comment la dissymétrie peut se produire.

Si l'on fait en effet $c = c_0 + a \sin \omega t$, il vient :

$$E = A \mathcal{L} \left(1 + \frac{a}{c_0} \sin \omega t \right).$$

En développant le logarithme $\left(\frac{a}{c_0} < 1 \right)$,

$$\mathcal{L} \left(1 + \frac{a}{c_0} \sin \omega t \right) = \frac{a}{c_0} \sin \omega t - \frac{1}{2} \left(\frac{a}{c_0} \right)^2 \sin^2 \omega t + \dots$$

La force électromotrice *moyenne* dans le circuit ayant pour valeur :

$$E_m = \frac{1}{T} \int_0^T E dt,$$

T étant la période du courant oscillatoire, on a :

$$E_m = - \frac{A}{2} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{a}{c_0} \right)^2 + \frac{1}{4} \cdot \frac{3}{4} \left(\frac{a}{c_0} \right)^4 + \dots \right]$$

Et cette force électromotrice moyenne est représentée par une fonction *paire* de l'amplitude.

Les mesures que nous avons exécutées, ainsi que les expériences exécutées par Gundry avec des électrodes polarisées de mercure, s'accordent avec cette interprétation.

48. Détecteurs à contacts solides (*thermiques et rectifiants*). — On se sert avec succès depuis un certain temps, dans les réceptions radiotélégraphiques, de détecteurs à *contacts solides* que l'on associe à un téléphone.

Ces détecteurs, dont la sensibilité est parfois supérieure à celle des meilleurs électrolytiques, peuvent en général être employés sans source auxiliaire, ce qui en rend le montage particulièrement simple.

Le phénomène qui prend naissance dans ces détecteurs sous l'effet des oscillations, et qui permet la réception des signaux *au son*, a donné lieu à diverses interprétations.

Tandis que certains expérimentateurs lui attribuaient un caractère *thermo-électrique*, d'autres observateurs l'expliquaient par une *conductibilité unilatérale* de la substance même, ou par un phénomène de *polarisation*, et rejetaient toute interprétation thermo-électrique.

Il existe, en réalité, deux catégories distinctes de détecteurs à contacts solides : les détecteurs *thermo-électriques* et les détecteurs à effet apparent de *soupape* ou détecteurs *rectifiants*.

On constitue les détecteurs de la première catégorie en mettant en contact deux corps suffisamment éloignés l'un de l'autre dans la chaîne thermo-électrique.

C'est ainsi que l'on réalise d'excellents détecteurs en associant un métal quelconque soit avec la *chalcopryrite* ou le *bioxyde de manganèse*, qui sont électronégatifs, soit avec le *sulfure de cuivre* artificiel ou naturel (*chalcosine*), le *tellure* ou le *silicium*, qui sont fortement électropositifs par rapport aux métaux.

Toutefois, même en associant des corps convenablement choisis dans la chaîne thermo-électrique, on n'obtient de détecteurs sensibles que si le contact a lieu par une pointe ou une arête vive.

On conçoit qu'il doive en être ainsi, si le phénomène est de nature thermo-électrique.

Cette interprétation suppose qu'il se produit, lors du passage des oscillations dans le contact, un effet thermique. Pour que cet effet thermique puisse acquérir une certaine valeur et donner naissance à une force électromotrice thermo-électrique appréciable, il faut

que le contact présente une surface aussi réduite que possible, de manière à ce que l'énergie mise en jeu soit en quelque sorte *localisée* en un point.

Par le fait qu'ils sont *thermiques*, les détecteurs thermo-électriques sont, comme le bolomètre, sensibles à l'*effet total*, propriété qui, ainsi qu'on le verra plus loin, rend leur emploi précieux pour certaines applications.

Les détecteurs de la seconde catégorie présentent un caractère commun.

Si on les intercale dans un circuit qui comprend une force électromotrice constante, l'inversion du signe de la force électromotrice donne naissance à des courants de sens opposés de valeurs généralement *très inégales*.

Comme types de ces détecteurs, on peut citer les contacts : *carborundum-métal*¹, *molybdénite-métal*, *zincite-chalcopirite* et *galène-métal*.

Ces contacts se comportent comme des conducteurs qui ne suivent pas la loi d'Ohm. Si on leur applique une force électromotrice croissante et qu'on représente graphiquement la variation du courant en fonction de la force électromotrice, on obtient une *caractéristique* qui n'est pas une droite, mais une courbe toujours dissymétrique par rapport à l'origine (fig. 43).

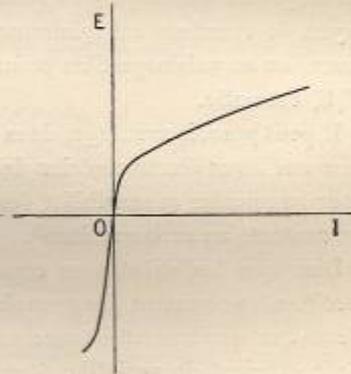


Fig. 43.

Du fait que ces contacts n'obéissent pas à la loi d'Ohm, il résulte, indépendamment de toute théorie, que l'application d'une force électromotrice alternative doit donner

naissance à un courant *continu*, c'est-à-dire qu'il se produit une *rectification* apparente du courant qui passe dans le contact (Tissot).

La forme de la caractéristique montre que le courant dans le

¹ Le carborundum est un siliciure de carbone très dur, que l'on obtient artificiellement au four électrique.

contact peut être représenté par une fonction croissante de la force électromotrice appliquée :

$$I = f(E) = aE + bE^2 + \dots$$

Pour une force électromotrice oscillatoire, — de la forme $E = E_0 \sin \omega t$, par exemple, — l'intensité *moyenne* du courant pendant une période a pour valeur :

$$I_m = \frac{1}{T} \int_0^T f(E) dt = \frac{aE_0}{T} \int_0^T \sin \omega t dt + \frac{bE_0^2}{T} \int_0^T \sin^2 \omega t dt + \dots$$

ou
$$I_m = \frac{1}{2} b \cdot E_0^2 + \frac{1}{2} \cdot \frac{3}{4} \cdot d \cdot E_0^4 + \dots,$$

et se trouve représentée par une fonction *paire* de l'amplitude.

La *rectification* peut être d'ailleurs plus ou moins parfaite et la sensibilité du contact plus ou moins grande, selon la *forme* de la caractéristique et la région utilisée de cette caractéristique.

C'est ce qui se produit en particulier selon que l'on utilise la caractéristique au voisinage d'un *sommet*, c'est-à-dire d'un point où le rayon de courbure est minimum et la dérivée seconde $f''(E)$ maximum, ou au voisinage d'un *point d'inflexion* où la dérivée seconde $f''(E)$ est nulle.

Il peut y avoir avantage, dans certains cas, à appliquer au détecteur une force électromotrice de *grandeur* et de *sens* convenables pour augmenter sa sensibilité (ceci se produit principalement avec les contacts au carborundum).

Bien que les substances capables de constituer des détecteurs *rectifiants* présentent des pouvoirs thermo-électriques relativement élevés, et que leur résistance varie beaucoup avec la température (le coefficient de variation étant toujours négatif), il ne paraît y avoir aucune relation, ni de *grandeur*, ni même de *sens*, entre l'effet thermique et l'effet observé.

Il résulte, en particulier, des observations de Pierce sur la molybdénite que le sens du courant *rectifié* et celui du courant *thermo-électrique* sont souvent *opposés*.

La dissymétrie du courant n'est nullement liée à la forme du contact, et l'on obtient des caractéristiques tout à fait analogues et

des détecteurs de sensibilité identique, en prenant pour contact une pointe aiguë, une pointe mousse, ou une surface d'aire notable.

Il s'agit d'ailleurs d'un phénomène exclusivement superficiel, et qui n'intéresse pas la masse même de la substance.

On le fait en effet disparaître complètement par cuivrage ou argenteure galvanique de la portion de surface intéressée. La *polarisation électrolytique* ne joue d'autre part aucun rôle dans le phénomène, car on peut constater, à l'aide d'un électromètre sensible, que le contact ne prend absolument aucune charge par application d'une différence de potentiel extérieure.

L'ensemble des observations (Blein, Pierce, Tissot) conduit à rapprocher les phénomènes de ceux que Blanc a rencontrés dans l'étude des contacts imparfaits de deux métaux et, en particulier, de ceux qui précèdent la cohération. Il paraît donc légitime de les interpréter de la même manière, c'est-à-dire par la théorie électronique, qui a été indiquée plus haut.

49. Détecteurs à gaz ionisés. — Divers expérimentateurs (Zehnder, notamment) ont utilisé des tubes à *vide* comme détecteurs d'oscillations électriques.

En appliquant à un pareil tube une force électromotrice auxiliaire, il se comporte comme une *soupe*, mais ne présente, comme détecteur d'oscillation, qu'une sensibilité médiocre.

On obtient de bien meilleurs résultats en réalisant par une ionisation préalable un milieu présentant une conductibilité *unipolaire*. On peut, en particulier, tirer parti de l'*effet Edison*.

On sait que si l'on dispose à l'intérieur de l'ampoule d'une lampe à incandescence une électrode parasite isolée, et que l'on relie, par un circuit extérieur, cette électrode à l'une des bornes du filament, — la borne négative de préférence, — il y a production d'un courant continu dans ce circuit extérieur tant que le filament demeure incandescent.

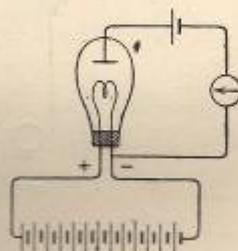


Fig. 44.

Ce phénomène (qui a été particulièrement étudié par Richardson) s'interprète aisément en supposant que le carbone incandescent émet un flux continu de corpuscules négatifs : ce flux va très rapidement en croissant avec le degré d'incandescence, c'est-à-dire avec la température du filament.

Si l'on intercale dans le circuit extérieur de l'électrode parasite une force électromotrice continue, le courant ne passe que dans un sens. De sorte que le dispositif agit comme une *soupe* pour une force électromotrice alternative. On conçoit qu'il puisse être appliqué à la réception des oscillations électriques. Fleming l'a perfectionné au point d'en faire l'un des détecteurs les plus sensibles que possède la technique (valve de Fleming).

50. Montage des détecteurs. — Les détecteurs d'intensité peuvent être directement intercalés dans l'antenne, en un *ventre d'intensité*, c'est-à-dire entre l'antenne et la terre. Telle est la place rationnelle que doivent occuper le *bolomètre* ou le *détecteur magné-*

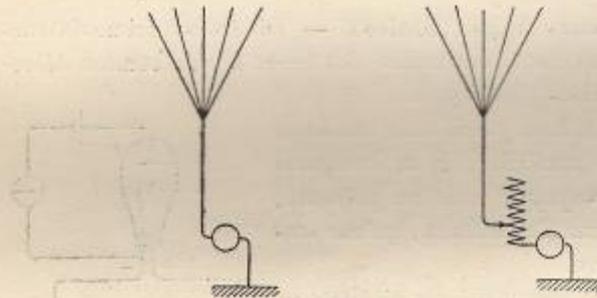


Fig. 45.

tique. Les conditions optima de réception se trouvent réalisées, si l'on peut accorder l'une sur l'autre les antennes elles-mêmes. Mais cela n'est pas toujours possible.

Il arrive fréquemment, par exemple, que la période des ondes à recevoir est plus grande que la période propre de l'antenne réceptrice.

On intercale alors entre l'antenne et la terre un solénoïde dont on modifie le nombre des spires de manière à allonger de la valeur voulue la période de l'antenne.

Les détecteurs de différence de potentiel (amplitude ou force électromotrice efficace) devraient être disposés en un ventre de tension. Pour une antenne reliée au sol à la base, le ventre de tension se trouve au sommet.

Mais on peut aisément obtenir un ventre de tension aux extrémités d'un solénoïde excité par induction par l'antenne, ou, si l'on veut, modifier à l'aide d'un petit transformateur (sans fer) les facteurs de l'énergie mise en jeu à la base de l'antenne de manière à obtenir de la tension au lieu d'intensité.

Tel est le rôle des dispositifs appelés *jiggers* (Marconi) ou *résonateurs* de réception.

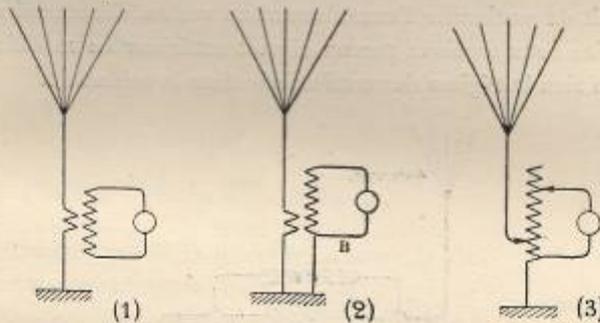


Fig. 46.

Nous avons vu que l'on faisait naître des ondes stationnaires dans un solénoïde de *dimensions convenables* en l'attaquant par un circuit inducteur, siège d'oscillations électriques, en une région voisine d'un ventre d'intensité.

On peut prendre un solénoïde isolé à chaque extrémité et l'attaquer par le milieu, ou bien prendre un solénoïde relié en B à la terre et l'attaquer au voisinage du point B : c'est le *couplage inductif indirect* (1) et (2).

On peut aussi confondre entre eux les circuits inducteur et induit en prenant, sur le solénoïde même, quelques spires pour constituer le circuit primaire intercalé dans l'antenne. On obtient alors le *couplage inductif direct* (3).

Dans tous les cas, le détecteur de tension sera disposé en dérivation aux extrémités du solénoïde.

L'un des dispositifs les plus employés comme jigger est constitué par une bobine de bois paraffiné ou d'ébonite sur laquelle est enroulé, en une seule couche à tours jointifs, un nombre assez grand de spires de fil fin isolé. Cet enroulement secondaire est recouvert au centre par quelques spires de fil plus gros que l'on intercale dans l'antenne. Le jigger est en général utilisé avec le cohéreur.

Comme le cohéreur est disposé sur le circuit de la pile et du relais, l'enroulement secondaire du jigger est coupé au milieu de manière à permettre d'intercaler la pile, et divisé en deux demi-secondaires, s et s' (fig. 47).

Le fait de sectionner l'enroulement au ventre d'intensité et d'en réunir les deux portions par un circuit extérieur ne modifie d'ailleurs en rien le régime des oscillations dans le solénoïde.

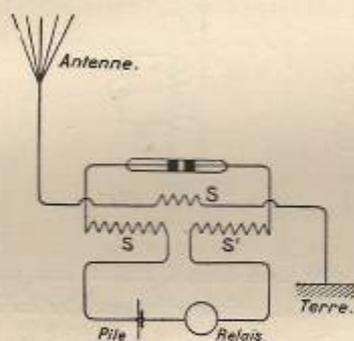


Fig. 47.

Avec le montage (1), où le solénoïde est isolé aux extrémités et attaqué par le milieu, l'accord, c'est-à-dire la production de l'onde stationnaire fondamentale, a lieu quand la longueur l du solénoïde (comptée selon l'axe) est égale à la $\frac{1}{2}$ longueur de l'onde excitatrice λ .

Cet accord correspond à une longueur l du solénoïde telle que

$$l = \frac{1}{\sqrt{C_1 L_1}} \cdot \frac{\lambda}{2} \quad (\S 15).$$

Si l'on désigne par C_1 et L_1 la capacité et la self-induction du solénoïde par unité de longueur.

La détermination des constantes C_1 et L_1 de l'enroulement peut être obtenue expérimentalement et permet de fixer en première approximation les dimensions du jigger (nombre et diamètre des spires) qu'il convient d'adopter.

Nous verrons d'ailleurs qu'il y a lieu de tenir compte du couplage du primaire et du secondaire du jigger.

51. Ordre de grandeur des phénomènes dans le système récepteur. — Dans une antenne filiforme reliée à la terre, qui vibre sensiblement en quart d'onde, il y a production d'une onde stationnaire avec ventre d'intensité à la base et ventre de tension au sommet.

En un point M, situé à une distance x de la base, l'intensité du courant a pour valeur :

$$I = I_0 e^{-\gamma \frac{t}{T}} \cos \frac{2\pi x}{\lambda} \sin 2\pi \frac{t}{T},$$

si l'on désigne par T la période et par γ le décrétement des oscillations (1).

Au ventre d'intensité ($x=0$), le courant prend la valeur :

$$I = I_0 e^{-\gamma \frac{t}{T}} \sin 2\pi \frac{t}{T}.$$

Un bolomètre intercalé à la base de l'antenne mesure une quantité proportionnelle à la chaleur reçue dans l'unité de temps, et donne la valeur de l'intensité *efficace* du courant.

Pour un nombre n de trains d'ondes reçues par seconde, on a sensiblement :

$$I_{\text{eff}}^2 = \frac{I_0^2}{4\gamma} nT.$$

(1) L'expression se déduit de celle qui a été obtenue au § 16 :

$$I = I_0 \cos \frac{2\pi x}{\lambda} \sin 2\pi \frac{t}{T}$$

en introduisant le facteur exponentiel $e^{-\gamma \frac{t}{T}}$ pour tenir compte de l'amortissement des oscillations. (V. § 13. Remarque.)

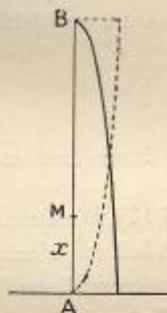


Fig. 48.

1° Avec une antenne simple de 50 mètres de longueur (0°,4 de diamètre), attaquée en direct par une antenne identique à la distance de 1 kilomètre (étincelles de 5^{cm}, 30 trains par seconde), on a obtenu au bolomètre une intensité efficace de 4 milli-ampères.

On a ici : $T = 0,7 \cdot 10^{-6}$, $\gamma = 0,3$, $n = 30$,

$$I_0^2 = I_{\text{eff.}}^2 \frac{4\gamma}{nT}, \quad I_0 = 0^{\text{a}},96.$$

Ainsi, le courant maximum est de l'ordre de l'ampère; mais à cause de l'amortissement, il ne dure qu'une très-petite fraction du temps total.

2° De la valeur de l'amplitude du courant à la base (ventre d'intensité) d'une antenne filiforme, on peut déduire la valeur de l'amplitude du potentiel au sommet (ventre de tension).

On a vu (§ 16) que l'on a :

$$\frac{V_0}{I_0} = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}.$$

Pour une antenne filiforme, $\sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = 2\mathcal{L} \frac{2l}{r}$ sensiblement

(§ 11). D'ailleurs, comme la relation entre l'amplitude du potentiel et la force électromotrice efficace au ventre de tension est la même qu'entre l'amplitude du courant et l'intensité efficace au ventre d'intensité, on a également :

$$\frac{V_{\text{eff.}}}{I_{\text{eff.}}} = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = 2\mathcal{L} \cdot \frac{2l}{r}.$$

($V_{\text{eff.}}$ en unités électrostatiques, $I_{\text{eff.}}$ en unités électromagnétiques.)

Pour l'antenne précédente, $l = 5 \cdot 10^3$ centimètres : $r = 0^{\text{a}},2$; $I_{\text{eff.}} = 4 \cdot 10^{-3}$ ampères.

D'où $V_{\text{eff.}} = 2^{\text{v}},6$.

Nous avons pu effectuer la mesure directe de la force électromotrice efficace au sommet à l'aide d'un *électromètre*. La valeur trouvée, 2^v,8, s'accorde parfaitement avec celle que l'on peut déduire de l'observation au bolomètre.

3° De la valeur de la force électromotrice efficace, on peut déduire la valeur de l'amplitude du potentiel par une relation analogue à celle qui a été donnée plus haut, en remplaçant les intensités par les tensions.

A la valeur de 2^v,8 pour la force électromotrice efficace correspond pour l'antenne précédente une amplitude de potentiel $V_0 = 670$ volts.

Avec un voltage de cet ordre, un tube à vide doit s'illuminer quand on met l'une de ses électrodes en contact avec le sommet de l'antenne attaquée à distance et l'autre électrode à la terre : c'est bien, en effet, ce que l'expérience permet de constater.

Avec les antennes multiples, les valeurs efficaces et les amplitudes sont, bien entendu, un peu plus grandes (soit 4 à 5 volts pour les forces électromotrices efficaces pour des antennes prismatiques de 55 mètres de longueur attaquées dans les mêmes conditions que ci-dessus).

Les forces électromotrices qui prennent naissance dans le dispositif de réception sont, en tous cas, du même ordre de grandeur que celles qui se produisent au ventre de tension de l'antenne réceptrice. Il est possible, notamment, de procéder à l'accord d'un « jigger » excité par l'antenne réceptrice en attaquant cette antenne à distance et enregistrant à l'électromètre la force électromotrice efficace aux extrémités de l'enroulement.

On peut également rendre un tube à vide luminescent en le disposant à la place du cohéreur dans le résonateur de réception : l'expérience est d'ailleurs plus facile à réaliser sous cette forme qu'en disposant le tube à vide au ventre de tension de l'antenne.

Les valeurs que nous venons d'indiquer montrent que l'amplitude du potentiel, qui varie en raison inverse de la simple puissance de la distance, présente dans les conditions supposées, à 600 kilomètres, une valeur de la grandeur du volt.

La sensibilité, en apparence extrême, des détecteurs d'amplitude demeure donc moins surprenante.

ÉMISSION INDIRECTE

52. Inconvénients de l'émission directe. — Nous avons supposé jusqu'ici que l'antenne d'émission était directement reliée à l'éclateur. En fait, bien qu'un pareil dispositif d'émission ait été adopté aux débuts de la télégraphie sans fil, il a été peu à peu abandonné, et universellement remplacé par un dispositif indirect de transmission.

Tout d'abord, le système direct d'émission ne permet de mettre en jeu qu'une quantité d'énergie limitée. Cette énergie est, en effet, l'énergie de charge du condensateur antenne-terre.

La capacité de l'antenne ne peut être accrue d'une manière considérable. Quant au potentiel explosif, on se trouve arrêté par la difficulté d'assurer les isollements dès que la tension dépasse une certaine valeur.

D'autre part, l'émission directe est nécessairement fortement amortie, car la valeur de son amortissement est celle de l'amortissement propre de l'antenne.

Il en résulte qu'elle donne lieu à des effets de résonance relativement *peu marqués*.

Sans vouloir rechercher une *syntonie* parfaite, c'est-à-dire réaliser un dispositif de réception qui ne soit impressionné que par les seules ondes émises par certaines stations déterminées à l'exclusion des autres, il y a intérêt à se rapprocher des conditions que cette solution suppose; tant pour mettre ses propres récepteurs à l'abri des troubles provenant des émissions étrangères, que pour ne pas devenir soi-même une cause constante de perturbation pour les autres stations réceptrices.

Ce résultat ne saurait être obtenu qu'en utilisant une *résonance serrée*, c'est-à-dire par l'usage de faibles amortissements.

53. Excitation par induction. — Aux deux procédés susceptibles d'être utilisés pour faire naître des oscillations énergiques dans un conducteur, induction électrostatique et induction électromagnétique, correspondent deux méthodes de production des émissions.

L'émission directe doit être considérée comme un procédé électrostatique.

En transmettant les oscillations à l'antenne par induction électromagnétique, on obtient un dispositif *indirect* d'émission (Braun).

Le dispositif indirect est ainsi constitué, en principe, par un circuit de décharge comprenant un condensateur C, un éclateur E et une self-induction S, qui forme le primaire d'un transformateur (sans fer), — dit *Tesla*, — dont le secondaire est relié, d'une part à l'antenne, de l'autre à la terre.

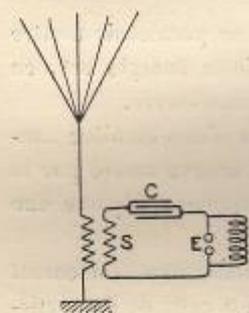


Fig. 49.

C'est une application directe du procédé classique employé par Blondlot pour faire l'étude de la propagation des oscillations électriques le long des fils.

Grâce à la capacité du condensateur, capacité qui peut être choisie aussi grande qu'on le désire, on conçoit qu'il devienne possible de mettre en jeu une quantité d'énergie beaucoup plus considérable qu'avec le dispositif direct d'émission, où la capacité propre de l'antenne intervient seule.

D'autre part, l'amortissement est plus faible, ainsi que l'indiquent les photographies d'étincelles dissociées.

On conçoit aisément qu'il en soit ainsi. Dans l'oscillateur fermé, constitué par le condensateur et la self-induction S, l'amortissement est *extrêmement* faible, car le système ne rayonne pas, de sorte que la dissipation d'énergie se réduit à celle qui est consommée en effets calorifiques dans le circuit, et que l'on peut arriver à

rendre peu importante. En associant à cet oscillateur fermé une antenne, on le rend capable de rayonner.

A la vérité, les propriétés d'un tel ensemble dépendent non seulement des systèmes, — oscillateur fermé et antenne, — considérés isolément, mais aussi de la manière dont ils sont associés ou, selon l'expression adoptée, dont ils sont *couplés* l'un à l'autre.

Quand les deux circuits en présence présentent un couplage *serré*, c'est-à-dire ont un coefficient d'induction mutuelle notable, ils exercent l'un sur l'autre des réactions énergiques.

Ces réactions ont tout d'abord pour effet de modifier les périodes respectives des circuits. Si bien que, même alors qu'un oscillateur fermé et une antenne ont des périodes respectives *égales* lorsqu'ils sont séparés, l'oscillation qui prend naissance lors du couplage a une période différente de la période commune primitive.

Mais quand le coefficient d'induction mutuelle a une valeur suffisamment faible, et que le couplage est *lâche*, les résultats de la théorie de Bjerknes deviennent immédiatement applicables au système constitué par l'oscillateur fermé et l'antenne. Alors, si les périodes propres des circuits sont égales, c'est-à-dire s'ils sont en résonance, la période des oscillations excitées par induction dans l'antenne est égale à la période commune.

Et l'amortissement de ces oscillations a un décrement égal à la moyenne arithmétique des décrets des oscillations propres de l'oscillateur et de l'antenne.

Il se trouve donc notablement réduit.

On a pu vérifier pleinement ces conséquences de la théorie en opérant des mesures d'amortissement à l'aide du bolomètre dans une antenne réceptrice attaquée à distance par une antenne d'émission accordée disposée à bord d'un bâtiment (cas de la terre parfaite) et excitée, soit en direct, soit par un circuit inductif plus ou moins amorti (Tissot).

54. Couplage de deux systèmes. — Lorsque le coefficient d'induction mutuelle n'est pas négligeable, nous avons dit que les phénomènes deviennent plus complexes.

Sans en faire la théorie générale (qui a été donnée par Oberbeck

et par Drude), nous nous bornerons aux considérations suivantes.

Supposons en présence deux systèmes constitués, soit par un oscillateur et un résonateur fermés (cas d'un simple Tesla), soit par un oscillateur fermé et une antenne (couplage inductif).

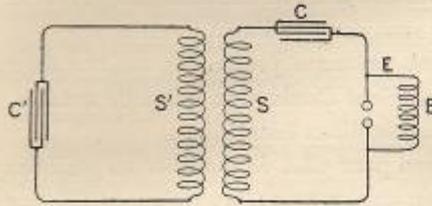


Fig. 50.

Les deux cas n'en font en somme qu'un seul, car l'antenne qui prolonge le secondaire S' du Tesla peut être considérée comme faisant partie intégrante de ce secondaire. De sorte que nous pouvons figurer le circuit primaire par un

oscillateur comprenant une self-induction S de valeur L, une capacité C, et un éclateur E relié aux pôles d'une bobine d'induction; et le circuit secondaire par un résonateur comprenant une self-induction S' de valeur L', et une capacité C'. Considérons le cas particulièrement simple où les résistances des circuits sont négligeables.

Si l'on désigne par M le coefficient d'induction mutuelle des deux circuits, par V et V' les différences de potentiel instantanées au temps t, on doit satisfaire au système d'équations différentielles simultanées :

$$L \frac{di}{dt} + M \frac{d\tilde{i}}{dt} + V = 0,$$

$$L' \frac{d\tilde{i}}{dt} + M \frac{di}{dt} + V' = 0;$$

où

$$i = C \frac{dV}{dt},$$

$$\tilde{i} = C' \frac{dV'}{dt},$$

i et \tilde{i} étant les valeurs des courants instantanés respectifs au temps t.

Ce qui donne :

$$\left. \begin{aligned} LC \frac{d^2V}{dt^2} + MC \frac{d^2V'}{dt^2} + V &= 0, \\ L'C' \frac{d^2V'}{dt^2} + MC \frac{d^2V}{dt^2} + V' &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Système qui admet les solutions :

$$V = e^{\rho t}, \quad V' = H e^{\rho t}.$$

La substitution à V et V' de ces valeurs donne deux relations pour déterminer H et ρ :

$$MC^2 H^2 + (LC - L'C)H - MC = 0, \quad (2)$$

$$CC'(LL' - M^2)\rho^4 + (LC + L'C)\rho^2 + 1 = 0. \quad (3)$$

Cette dernière équation bi-carrée en ρ^2 a 4 racines imaginaires conjuguées 2 à 2 ($+i\rho_1, -i\rho_1, +i\rho_2, -i\rho_2$).

En groupant les imaginaires on introduit des fonctions trigonométriques, et on peut écrire les solutions sous la forme :

$$\left. \begin{aligned} V &= A \cos(\omega t + \alpha) + B \cos(\omega' t + \beta), \\ V' &= H'A \cos(\omega t + \alpha) + H''B \cos(\omega' t + \beta), \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

H' et H'' étant les racines de l'équation (2) en H .

Les coefficients A et B sont déterminés par les conditions aux limites.

Pour $t=0$, on a :

$$\left. \begin{aligned} V &= V_0 \\ V' &= 0 \end{aligned} \right\} (a) \quad \text{et} \quad \left. \begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= 0 \\ \frac{dV'}{dt} &= 0 \end{aligned} \right\} (b)$$

Les conditions (b) donnent deux relations qui ne peuvent être satisfaites simultanément que si $\alpha = \beta = 0$.

Les conditions (a) donnent alors :

$$\left\{ \begin{aligned} A + B &= V_0 \\ H'A + H''B &= 0; \end{aligned} \right. \quad \text{d'où} \quad \left\{ \begin{aligned} A &= \frac{H''V_0}{H'' - H'}, \\ B &= -\frac{H'V_0}{H'' - H'}. \end{aligned} \right.$$

On peut observer que H est donné par l'équation (2); le produit des racines $-\frac{C}{C'}$ étant *négalif*, ces racines H' et H'' sont de *signe contraire*.

Si, par exemple, $H'' > 0$, on a : $H' < 0$;

d'où $A > 0$, $B > 0$, $H'A < 0$, $H''B > 0$.

De sorte que l'on peut écrire :

$$\left\{ \begin{aligned} V &= A \cos \omega t + B \cos \omega' t, \\ V' &= -A' \cos \omega t + A' \cos \omega' t, \end{aligned} \right.$$

A , B et A' étant des coefficients *positifs*.

ω et ω' sont évidemment les *modules* des racines φ^2 de l'équation (3).

En désignant les périodes correspondantes par θ et θ' , on a :

$$\omega = \frac{2\pi}{\theta} \quad \omega' = \frac{2\pi}{\theta'}$$

Dans le cas de la résonance, on a $LC = L'C$. En désignant par T la période commune aux deux circuits (avant couplage), et faisant les substitutions :

$$C = \frac{T^2}{4\pi^2} \cdot \frac{1}{L} \quad C' = \frac{T^2}{4\pi^2} \cdot \frac{1}{L'}$$

il vient :

$$\begin{cases} \theta^2 = T^2 \left(1 + \frac{M}{\sqrt{LL'}} \right), \\ \theta'^2 = T^2 \left(1 - \frac{M}{\sqrt{LL'}} \right). \end{cases}$$

Ce qui montre que, même dans le cas de la mise en résonance de deux circuits, il se produit dans le secondaire deux oscillations de *périodes différentes*, θ et θ' , l'une *plus grande*, l'autre *plus petite* que la période propre commune aux deux circuits séparés.

Le coefficient $\frac{M}{\sqrt{LL'}}$, qui s'introduit dans l'expression des oscillations résultantes, porte le nom de *coefficient de couplage*, et on le désigne par K .

On a ainsi :

$$\begin{cases} \theta^2 = T^2(1 + K) \\ \theta'^2 = T^2(1 - K) \end{cases} \quad K = \frac{M}{\sqrt{LL'}}$$

Il est clair que la valeur de K demeure comprise entre 0 et 1.

Pratiquement elle est toujours inférieure à 0,5.

Les expressions obtenues montrent que, lorsque M est négligeable vis-à-vis de LL' , on a simplement :

$$\theta = \theta' = T,$$

c'est-à-dire que, dans le cas du couplage *très lâche*, les deux oscillations résultantes se confondent en une seule de période égale à la période commune : on retombe alors sur la théorie de Bjerknæs.

Un calcul plus complet montre que les deux oscillations résultantes

tantes présentent, non seulement des périodes inégales, mais aussi des amortissements différents.

L'amortissement de l'oscillation de période la plus courte est plus grand que l'amortissement de l'oscillation de période la plus longue¹.

δ_1 et δ_2 étant les décrets des oscillations dans les deux systèmes, les décrets des oscillations obtenues par couplage ont pour valeur (Wien) :

$$\text{Pour l'oscillation de période longue } \theta, \quad \delta = \frac{1}{\sqrt{1+K}} \cdot \frac{\delta_1 + \delta_2}{2}.$$

$$\text{Pour l'oscillation de période courte } \theta', \quad \delta = \frac{1}{\sqrt{1-K}} \cdot \frac{\delta_1 + \delta_2}{2}.$$

Et les amortissements de ces oscillations résultantes prennent toujours des valeurs intermédiaires à celles des amortissements des oscillations propres des deux systèmes couplés.

Quand on excite une antenne par un oscillateur fermé, notamment, l'amortissement de l'une des oscillations se rapproche de celui de l'oscillateur fermé.

Quant à l'autre, il demeure toujours plus faible que celui de l'antenne.

Aussi le dispositif d'émission indirecte permet, quelle que soit la valeur du couplage, d'obtenir toujours une réduction des amortissements, et de réaliser des résonances plus nettes.

55. Phases des oscillations. — L'existence des deux oscillations de couplage est aisément mise en évidence quand on fait le tracé de la courbe de résonance d'un système couplé par induction ou par dérivation, et se traduit par l'apparition de deux maxima distincts M et M' plus ou moins marqués.

Ces maxima ne coïncident pas exactement avec les périodes respectives des deux oscillations résultantes. Toutefois la différence

¹ Ces relations ne sont parfaitement rigoureuses que dans les circuits sans étincelle. Certaines observations de Fischer sembleraient indiquer que, dans un circuit à étincelle, l'oscillation de plus longue période n'est pas toujours la moins amortie.

est assez faible pour que l'on puisse, en première approximation, les considérer comme tels.

Ces maxima sont en général inégalement marqués : la raison en est la suivante.

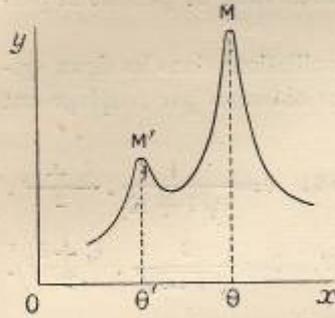


Fig. 51.

Aux deux oscillations qui prennent naissance dans le secondaire des circuits couplés correspondent également, par suite de la réaction mutuelle des circuits, deux oscillations dans le primaire. Il existe donc toujours, en réalité, quatre oscillations dans les systèmes couplés. Ces oscillations ont de deux à deux les mêmes périodes, mais elles présentent des différences de phase.

On a vu en effet que si l'on désigne par V_1 et V_2 les deux oscillations qui prennent naissance dans le primaire, par V'_1 et V'_2 les deux oscillations qui prennent naissance dans le secondaire, on a :

$$\begin{cases} V = V_1 + V_2 = A \cos \omega t + B \cos \omega' t, \\ V' = V'_1 + V'_2 = -A' \cos \omega t + A' \cos \omega' t, \end{cases}$$

A, B et A' ayant le même signe.

Si l'on considère les deux oscillations respectives de même période dans le primaire et le secondaire :

- Les oscillations V_2 et V'_2 de période ω' sont *en phase* ;
- Les oscillations V_1 et V'_1 de période ω sont *en opposition*.

Il en résulte que, selon la position occupée par le circuit du résonateur (ondemètre) par rapport à chacun des deux circuits couplés, les effets d'induction exercés sur lui peuvent s'ajouter pour l'un des groupes d'oscillations et se retrancher pour l'autre.

Pour faire apparaître avec netteté à la fois les deux maxima qui traduisent l'existence des deux oscillations, il faut exciter l'ondemètre par le circuit primaire *seul* ou par le circuit secondaire *seul* ; sinon il peut arriver que l'un des maxima devienne insensible.

On voit, de plus, que l'inégalité de grandeur des maxima ne traduit nullement en principe une inégalité correspondante dans l'intensité des oscillations mises en jeu lors du couplage.

56. Couplage inductif indirect et couplage inductif direct.

— On établit que le rapport de transformation de deux circuits couplés dépend uniquement, dans le cas de la résonance, du rapport des capacités respectives du primaire et du secondaire.

On trouve, par exemple, que l'on a :

$$\frac{V'}{V} = m \sqrt{\frac{C}{C'}}$$

Le coefficient m est une fonction (assez complexe dans le cas général) du couplage, et des amortissements respectifs des circuits associés.

Pour obtenir un coefficient de transformation élevé, on est ainsi conduit à accroître le plus possible la valeur de la *capacité* du circuit primaire.

La théorie montre d'ailleurs, par des considérations directes, qu'il y a intérêt à *réduire* autant que possible la *self-induction* de ce circuit primaire.

Pratiquement, deux procédés différents sont employés pour la production des émissions indirectes. Celui dont nous avons parlé, qui consiste à faire usage de deux circuits inductifs séparés, — ou d'un Tesla, — porte le nom de *couplage inductif indirect* ou de *couplage par induction*.

Il permet de faire varier le coefficient de couplage dans de larges limites, et de lui donner une valeur aussi faible qu'on le désire.

En revanche, il a le grave inconvénient d'exiger des isolements très élevés entre les circuits primaire et secondaire du transformateur à haute tension, isolements qu'il est toujours difficile de réaliser avec la perfection voulue.

Un autre procédé consiste à confondre le circuit inductif primaire avec une portion du secondaire, c'est-à-dire à faire usage d'un *résonateur Oudin* :

C'est le *couplage inductif direct* ou *couplage par dérivation*.

Le circuit primaire est constitué par un condensateur C , un

éclateur E, et emprunte quelques spires (une seule de préférence) d'un solénoïde à gros fil et de grand diamètre.

L'extrémité inférieure du solénoïde est reliée à la terre, tandis que l'antenne est connectée en un point convenable du solénoïde.

Le circuit secondaire doit alors être considéré comme constitué par les spires comprises entre M et B.

Si l'on se reporte à la théorie du couplage (§ 49), on voit que le schéma doit être modifié en empruntant à la self AB (S') du secondaire une portion BD pour constituer la self S du primaire. Désignons par L_1 la self-induction de

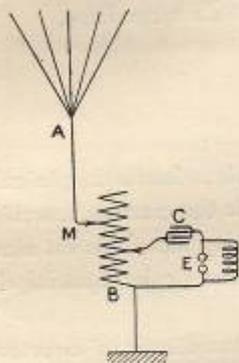


Fig. 52.

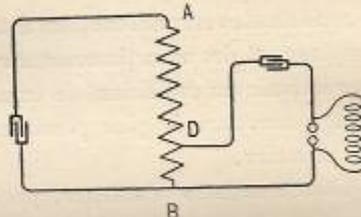


Fig. 53.

cette portion BD commune au primaire et au secondaire, par L_2 la self-induction de l'autre portion AD du secondaire.

Dans l'expression générale $K^2 = \frac{M^2}{LL'}$ du coefficient de couplage, on a ainsi : $L = L_1$, $L' = L_1 + L_2$.

Et l'on peut considérer que la deuxième portion BD du secondaire est couplée d'une manière *rigide* avec le primaire S (puisque ces deux circuits sont confondus), tandis que le couplage de la portion AD avec le primaire a une valeur nulle.

$$\text{On a alors :} \quad M = L_1 \times L_1 = L_1^2.$$

$$\text{Par suite,} \quad K = \frac{L_1^2}{L_1(L_1 + L_2)} = \frac{L_1}{L_1 + L_2}.$$

Le coefficient de couplage est égal au rapport de la self-induction de la portion couplée à la self-induction totale du circuit secondaire (antenne).

Le mécanisme de la transmission à l'antenne de l'énergie mise en jeu dans l'oscillateur fermé est le même que dans l'excitation par Tesla.

Les valeurs du couplage ne peuvent osciller qu'entre des limites plus restreintes.

En revanche, on n'a plus à se préoccuper de l'isolement entre le primaire et le secondaire ; ce qui présente, en pratique, un intérêt capital.

57. Accord des circuits (principe). — En pratique, le problème que l'on a à résoudre est le suivant : Émettre avec une antenne donnée des ondes de période déterminée, dont l'amortissement soit compris entre certaines limites.

Dans l'émission indirecte, on fera choix d'une antenne dont la période propre soit inférieure à la période des ondes que l'on désire émettre.

La période de l'antenne se trouvera, en effet, allongée par le fait de la connexion avec le circuit inductif secondaire. Le couplage donnera naissance à deux oscillations résultantes, l'une de période plus longue, l'autre de période plus courte que la période propre de l'antenne.

La théorie indique que les amplitudes du courant des deux oscillations sont en raison *inverse* de leurs périodes : c'est donc pour l'oscillation de plus courte période que l'amplitude du courant est la plus forte et l'énergie mise en jeu la plus grande.

D'autre part, c'est l'oscillation la plus longue qui est en principe la moins amortie.

Comme ces règles ne sont applicables en toute rigueur que dans les circuits sans étincelle, c'est l'expérience seule qui doit guider, dans chaque cas particulier, le choix de l'oscillation qu'il convient d'utiliser¹.

¹ Dans les circuits à étincelle, l'oscillation la plus courte n'est pas toujours la plus amortie (§ 49). De plus, elle correspond à une distribution du courant sur l'antenne plus favorable au rayonnement, car le ventre d'intensité est placé plus haut. C'est donc en principe l'oscillation *la plus courte* qu'il convient d'adopter.

Supposons que l'on ait été conduit à adopter l'onde courte θ' .

Soit T_0 la période propre de l'antenne seule, et θ la période de l'émission que l'on veut obtenir. L'ensemble de l'antenne et du secondaire (du Tesla, par exemple) a une période propre $T_1 > T_0$.

Si l'on donne au primaire du Tesla la même période T_1 , on obtiendra, après couplage, une oscillation résultante de période θ' ,

$$\text{telle que : } \theta' = T_1 \sqrt{1 - K},$$

K étant le coefficient de couplage dont la valeur a dû être choisie selon l'effet sélectif que l'on désire obtenir au poste récepteur.

On devra prendre T_1 de manière que $\theta' = \theta$. Pour cela, on fera varier le nombre de spires du secondaire en suivant l'opération avec un ondemètre, l'antenne étant attaquée en direct. On procédera alors au couplage après avoir donné, par variation convenable de la capacité, la période T_1 au circuit primaire du Tesla.

La mesure de l'oscillation induite dans l'antenne excitée par ce circuit primaire ne fournira pas, en général, la valeur θ , parce que le coefficient de couplage réalisé n'a pas la valeur prévue K .

Si la distance des circuits primaire et secondaire est susceptible d'être modifiée, on la fera varier jusqu'à obtenir la période θ dans l'antenne.

Mais, le plus souvent, la distance des circuits est invariable.

On se bornera alors à intercaler entre l'antenne et le secondaire une self-induction auxiliaire constituée par un solénoïde Σ identique au secondaire S' , et on obtiendra par tâtonnements le résultat voulu en faisant varier simultanément, et en sens inverse, le nombre de spires de Σ et de S' , en se laissant guider par les indications de l'ondemètre.

L'emploi du dispositif inductif direct (résonateur Oudin) conduit à effectuer des opérations analogues.

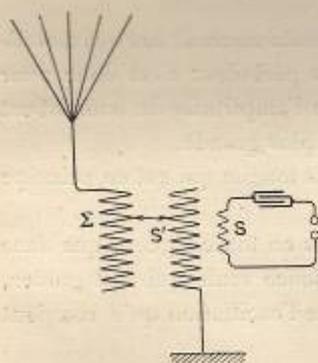


Fig. 54.

Aux dispositifs précédents d'émission indirecte correspondent des dispositifs de réception indirecte par *induction* et par *dérivation*, qui procèdent des mêmes principes. Les schémas de ces dispositifs peuvent se déduire de ceux qui ont été donnés ci-dessus en substituant à l'éclateur du circuit d'excitation un détecteur d'oscillations électriques.

Toutes les considérations relatives au couplage s'appliquent à la réception comme à l'émission; seulement c'est alors l'antenne réceptrice qui constitue le circuit excitateur. Il se produit également, dans le circuit du détecteur, deux oscillations de périodes et d'amortissements différents.

Il y aurait intérêt à ce que les périodes de ces oscillations coïncident toutes deux avec les périodes des deux ondes émises. Mais il n'est pas, en général, possible de donner aux éléments du circuit du détecteur des valeurs telles que ces coïncidences simultanées se produisent. On se borne donc à faire l'accord sur l'une seule des deux ondes.

Dans le circuit du récepteur qui est un circuit sans étincelle, c'est toujours l'oscillation la plus longue qui est la moins amortie et permet d'obtenir les meilleurs effets sélectifs.

58. Emploi du courant alternatif. — Dans les stations puissantes, on est conduit à se servir d'une batterie de condensateurs de grande capacité au primaire de l'excitation. Les bobines d'induction alimentées par du courant continu ne suffisent plus à assurer le débit sans que leur voltage subisse une réduction considérable. Aussi se sert-on de *transformateurs* industriels alimentés par de l'alternatif.

Le dispositif d'excitation est des plus simples en principe.

Les bornes du secondaire du transformateur sont reliées à l'éclateur E du circuit de décharge, qui comprend le condensateur C et le primaire S du Tesla.

Le primaire B du transformateur industriel est excité par le courant de l'alternateur A. Une bobine de réaction *b* et une clef de manipulation K sont intercalées dans le circuit, qui comprend des ampèremètres et voltmètres convenables.

Pendant l'intervalle des signaux, la clef K ferme le circuit de l'alternateur sur une self-induction ou un rhéostat R destiné à maintenir l'alternateur en charge et à éviter les à-coups.

Il convient d'intercaler entre le circuit de décharge E et le secondaire B' du transformateur des résistances inductives (de

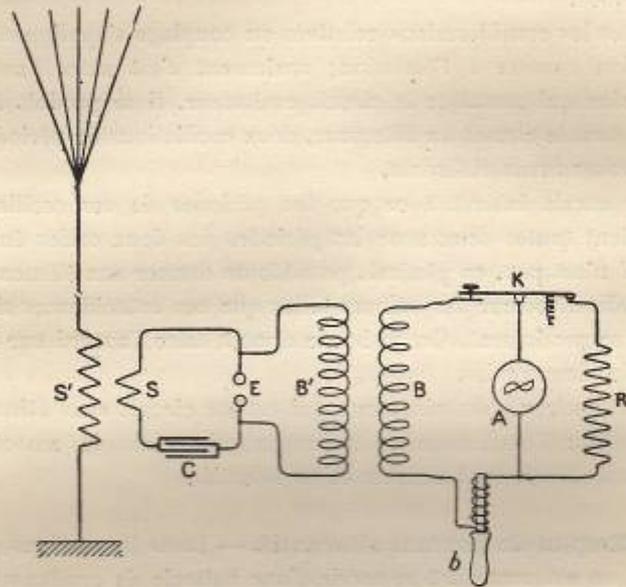


Fig. 55.

faible impédance pour le courant de basse fréquence, mais d'impédance élevée pour le courant à haute fréquence), pour éviter le retour des oscillations dans le transformateur.

59. Mise en résonance du transformateur. — La résonance des divers circuits d'excitation, — Tesla et antenne, — doit être évidemment réalisée comme dans le cas où la source à haute tension est une bobine d'induction.

Mais il y a intérêt, en outre, à mettre à profit une résonance particulière qui peut se produire entre le transformateur (industriel) et la capacité du circuit de décharge. Quand un condensateur

est relié aux bornes du secondaire d'un transformateur, l'expérience montre que, pour une certaine valeur de la capacité du condensateur, il est possible d'accroître dans une mesure plus ou moins grande la longueur de l'étincelle de décharge. En même temps se produit un phénomène remarquable. Si l'on intercale dans le primaire une bobine de réactance de valeur convenable, on réduit le nombre d'étincelles par seconde. L'accroissement progressif du potentiel explosif est accompagné de la *raréfaction* des étincelles.

Les surtensions que l'on peut obtenir sont considérables (on passe aisément, par exemple, de 10000 à 50000 ou 60000 volts) et deviennent d'emploi particulièrement avantageux dans les transmissions en télégraphie sans fil.

Dans le cas où l'on se sert d'un détecteur d'amplitude, l'effet utile, proportionnel à l'amplitude des oscillations dans le circuit inductif qui excite l'antenne, est indépendant de la fréquence même des trains d'onde. Il y a donc intérêt à accroître le plus possible cette amplitude et à n'émettre que le nombre de trains juste suffisants pour produire sur le détecteur des effets discontinus capables de donner lieu à l'enregistrement continu du signal.

La surtension qui se produit pour une valeur déterminée de la capacité présente le caractère d'un phénomène de résonance.

En première approximation, on peut définir cette résonance en disant qu'elle se produit sur la self-induction du secondaire correspondante aux fuites, et pour la fréquence fondamentale.

Un calcul approximatif montre en effet (Benischke) que, dans le cas d'un transformateur à *fuites*, la valeur de la capacité de résonance satisfait à la relation :

$$L'Co^2(1 - K^2) = 1,$$

où K désigne un coefficient analogue à celui qui s'introduit dans l'étude des systèmes couplés :

$$K = \frac{M}{\sqrt{LL'}}$$

L et L' désignent ici les self-inductions respectives du primaire et

du secondaire du transformateur, et M leur coefficient d'induction mutuelle.

Lorsque le couplage est faible, c'est-à-dire les fuites magnétiques importantes (c'est le cas des transformateurs à circuit magnétique ouvert), l'expérience montre que tout se passe comme si la résonance se produisait sur la self même du secondaire et d'une manière pratiquement indépendante du circuit de l'alternateur.

Dans un transformateur *sans fuites* de rapport de transformation égal à m dont le secondaire est relié à une capacité C , tout se passe comme si l'alternateur alimentait directement un condensateur de capacité m^2C .

La condition de résonance est alors :

$$(L + l)m^2C\omega^2 = 1,$$

en désignant par $(L + l)$ la self-induction totale du circuit d'alimentation qui comprend la self propre l de l'alternateur et la self L de la bobine de réactance supposée intercalée dans le primaire.

On doit observer que, dans les applications, la valeur de la capacité du circuit de décharge se trouve imposée par la condition de réaliser avec le primaire du circuit inductif qui excite l'antenne une période déterminée.

Pour obtenir la résonance du transformateur, on peut employer, en pratique, deux procédés :

1^o Prendre un transformateur à *circuit très ouvert* (K très petit) et donner à L' la valeur voulue, ce qui est facile à réaliser sans modifier le voltage secondaire, en faisant varier en rapport inverse la section du noyau de fer et le nombre de tours de l'enroulement secondaire ;

2^o Prendre un transformateur sans fuites (K voisin de 1) et ajouter en série, soit avec le secondaire, soit de préférence avec le primaire, des bobines de self de valeur voulue.

La résonance se produit alors uniquement sur les self-inductions additionnelles.

Dans l'un et l'autre cas, la résonance dépend, en outre, des résistances R et R' du primaire et du secondaire, et ce sont ces résistances ohmiques qui déterminent la valeur de la surtension.

Pendant l'éclatement des étincelles, il se produit un régime variable difficilement accessible au calcul. Or c'est ce régime variable qui intervient dans le fonctionnement d'un transformateur de T. S. F., puisqu'il se reproduit nécessairement à chaque fermeture de la clef de manipulation.

• Dès que l'on s'écarte du régime permanent, la théorie du transformateur de résonance (surtout du transformateur sans fuites) soulève donc des questions fort délicates.

Bien que cette théorie soit loin d'être complètement élucidée, les travaux importants dont elle a été l'objet permettent de rendre compte, — au moins d'une manière qualitative, — des principaux phénomènes (Blondel, Bethenod).

Blondel notamment a montré, par le relevé de courbes à l'oscillographe, comment l'énergie s'accumule d'une manière *oscillante* dans le condensateur disposé en dérivation sur le secondaire.

Le phénomène de *raréfaction* des étincelles, c'est-à-dire la difficulté de rallumage après chaque décharge, serait dû à la superposition d'un régime oscillatoire très amorti au régime ordinaire alternatif de résonance.

60. Remarque. — Des deux solutions que nous avons indiquées, c'est la première qui est généralement adoptée dans les installations de moyenne puissance, à cause de la facilité avec laquelle elle permet d'opérer le réglage de la résonance. L'expérience montre que la relation $L'C\omega^2 = 1$ peut être alors considérée comme satisfaite en désignant par L' la self-induction du secondaire du transformateur.

Dans la pratique, le transformateur à fuites est alimenté, le plus souvent, par le courant d'un alternateur dont on peut faire varier la vitesse entre certaines limites.

Si l'on désigne par $2p$ le nombre des pôles de cet alternateur, par N le nombre de tours par seconde, on a :

$$\omega = 2\pi pN,$$

et la relation $L'C\omega^2 = 1$ peut s'écrire :

$$L'CL\pi^2 p^2 N^2 = 1,$$

c'est-à-dire : $L/CN^2 = \text{constante.}$

On voit ainsi que pour obtenir la résonance :

Pour une valeur donnée du *secondaire* du transformateur, il faut une vitesse d'autant plus grande que la capacité est plus petite ;

Pour une valeur donnée de la *capacité*, il faut une vitesse d'autant plus grande que la self-induction du secondaire est plus faible.

Nous aurons ultérieurement à utiliser ces remarques.

LA SYNTONIE

61. Le problème de la syntonie. — C'est le désir de résoudre le problème de la syntonie qui avait conduit tout d'abord à l'emploi du système indirect d'émission et de réception.

Le problème consiste à réaliser un dispositif qui ne soit impressionné que par les ondes émises par certaines stations déterminées, à l'exclusion de toutes les autres.

Bien qu'il n'ait pas paru jusqu'ici possible d'en donner une solution complète, il y a intérêt, en pratique, à se rapprocher des conditions que cette solution suppose :

- 1° Pour pouvoir mettre ses appareils récepteurs à l'abri des troubles provenant des émissions étrangères ;
- 2° Pour pallier les effets perturbateurs des décharges atmosphériques ;
- 3° Pour ne pas être soi-même une cause constante de troubles pour les autres stations réceptrices.

Nous avons vu qu'en raison de l'amortissement, la résonance électrique présente toujours un certain flou et ne peut, en général, acquérir la netteté de la résonance acoustique.

La théorie de la résonance indique les conditions générales qu'il convient de remplir pour obtenir une résonance aiguë : ce sont celles qu'il faut observer si l'on désire réaliser des effets sélectifs.

Nous avons vu que la résonance est d'autant plus marquée que les amortissements de l'oscillateur et du résonateur ont des valeurs plus faibles.

L'émission indirecte qui permet de réduire l'amortissement de l'oscillateur se trouve tout d'abord indiquée.

La théorie montre, en outre, que le couplage des circuits doit être *lâche*. Que le couplage soit lâche ou serré, l'amplitude des oscillations dans le circuit excité prend toujours une valeur maximum lorsque les circuits présentent la même période avant couplage. Cette amplitude va d'ailleurs en croissant avec le couplage, d'abord très vite, puis de plus en plus lentement. Mais, en même temps, les courbes de résonance se déforment en s'aplatissant, c'est-à-dire que la résonance devient de moins en moins nette. On conçoit, en effet, que l'existence dans l'antenne d'émission des deux oscillations de périodes différentes qui proviennent du couplage ajoute une certaine complexité aux phénomènes de résonance. Pour opérer avec une onde aussi pure que possible, il convient d'employer un couplage très faible : les deux oscillations se confondent alors en une seule.

Les mêmes considérations s'appliquent évidemment au résonateur, c'est-à-dire à l'antenne réceptrice et au circuit de résonance qui agit sur le détecteur.

Il importe de noter, d'autre part, que, pour obtenir une résonance aiguë, il convient d'employer un détecteur sensible à l'effet total plutôt qu'à l'amplitude.

On se rapprochera donc des conditions voulues :

1° En faisant usage d'une émission indirecte à couplage lâche ;

2° En faisant usage d'une réception indirecte à couplage très lâche. Il conviendra pour cela de disposer entre le circuit (2) du détecteur et l'antenne (1) un circuit auxiliaire (3), constitué par un résonateur fermé d'amortissement

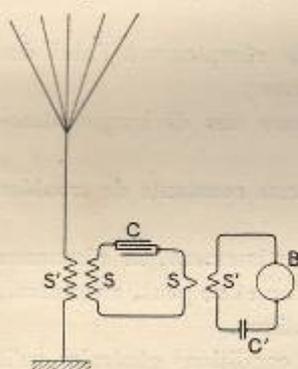


Fig. 56.

très faible, mis en résonance avec l'antenne réceptrice et en liaison lâche avec elle (fig. 56) ;

3° En se servant d'un détecteur sensible à l'effet total (par exemple, un détecteur thermique comme le bolomètre). On obtient alors une résonance tout à fait remarquable (une variation de 0,1

dans la période de l'émission entraîne une réduction de 50 à 1 dans l'effet reçu au bolomètre).

Avec un détecteur d'amplitude, comme le magnétique ou le cohéreur, l'application des mêmes principes permettra aussi d'obtenir des effets sélectifs; mais ils seront moins marqués.

Un détecteur d'effet total présente par ailleurs un avantage sur lequel il importe d'insister. Comme il intègre les effets qu'il reçoit, on peut en profiter pour accroître dans une mesure considérable l'impression produite. Il suffit pour cela de multiplier le nombre de trains d'ondes qui lui sont envoyés.

Chacune des oscillations d'un même train produit une impression sur le bolomètre, et c'est cette addition des impressions successives qui, le rendant propre à utiliser le train d'ondes tout entier, fait qu'il se prête à merveille à la résonance.

Mais les effets des trains d'ondes successifs s'ajoutent aussi les uns aux autres, pourvu qu'ils soient suffisamment rapprochés.

De sorte que, tandis qu'un détecteur d'amplitude, comme le cohéreur, réagit de la même manière sous l'influence de n trains d'ondes ou d'un seul train par seconde, le bolomètre éprouve une impression n fois plus considérable dans le premier cas que dans l'autre.

On conçoit qu'il soit possible de mettre cette propriété à profit par divers artifices.

Pour obtenir le maximum d'utilisation du détecteur d'effet total, il conviendrait de multiplier les trains d'ondes successifs de manière à les *resserrer* au point qu'ils arrivent à se coller les uns aux autres, un train d'oscillations commençant juste au moment où le précédent vient de s'éteindre.

On substituerait ainsi, à la limite, un train d'ondes unique *continu* à la succession de trains d'ondes *amortis*.

Le bénéfice réalisé par l'emploi d'un train d'ondes continu au lieu d'une succession de trains, même faiblement amortis, peut être considérable.

L'effet exercé sur le bolomètre est proportionnel au carré de l'intensité efficace.

Pour des oscillations d'amortissement δ et de période T , on a :

51
$$I_{\text{eff}}^2 = I_0^2 \frac{nT}{4\delta} \quad (\S 46).$$

Un train d'oscillations continu, c'est-à-dire non amorti, de même amplitude I_0 , aurait une intensité efficace (indépendante de la période),

$$I_{\text{eff}}^2 = \frac{I_0^2}{2}.$$

Le rapport des carrés des intensités efficaces, c'est-à-dire le rapport des actions exercées sur le bolomètre, est représenté par :

$$\frac{I_{\text{eff}}^2}{I_0^2} = \frac{2\delta}{nT}.$$

Pour $n = 50$ par seconde, $T = 10^{-6}$; si l'on suppose $\delta = 0,1$, le rapport est égal à 4000.

L'effet des oscillations non amorties sur le bolomètre est quatre mille fois plus considérable que l'effet des oscillations amorties.

Un bolomètre susceptible d'être actionné à 10 kilomètres par des oscillations amorties, émises à raison de 50 trains par seconde, pourrait être impressionné dans les mêmes conditions à une distance $\sqrt{4000} = 63$ fois plus considérable, c'est-à-dire à une distance de 630 kilomètres, par un train continu de même amplitude.

On conçoit l'intérêt qui s'attache à la production d'un train d'ondes continu ou, ce qui revient au même, à la production d'oscillations entretenues.

62. Production d'oscillations au moyen de l'arc. —

Duddell a montré que si l'on dispose en dérivation aux bornes d'un arc alimenté par un courant continu un condensateur et une self-induction, l'arc rend pour un réglage convenable un son continu de caractère musical (arc chantant).

La hauteur de ce son subit de légères variations, mais oscille autour d'une valeur constante déterminée par la réactance du circuit dérivé.

Le courant qui prend naissance dans ce circuit dérivé est sensiblement sinusoïdal, et sa période est donnée approximativement

par la relation $T = 2\pi\sqrt{LC}$, en désignant par L la self-induction du circuit, et par C la capacité du condensateur disposé en dérivation sur l'arc.

Pour que le phénomène puisse se produire, il faut que la dérivée $\frac{dV}{dI}$ de la différence de potentiel aux bornes de l'arc par rapport au courant soit négative (Janet).

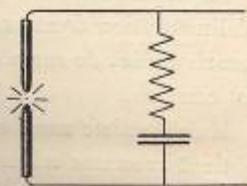


Fig. 57.

Soit alors V_0 le voltage aux bornes de l'arc pour un régime donné du courant d'alimentation. Supposons qu'on introduise le circuit dérivé.

La charge du condensateur a pour effet de faire diminuer le courant dans l'arc. La différence de potentiel augmente ($\frac{dV}{dI} < 0$), prend une valeur $V_1 > V_0$, et le condensateur continue à se charger. Lorsque le condensateur est complètement chargé à ce voltage V_1 , le courant reprenant dans l'arc sa valeur normale, le voltage décroît pour revenir à la valeur V_0 . Mais le condensateur se décharge dans l'arc. Le courant de décharge se superposant au courant d'alimentation, le courant dans l'arc va en croissant, et le voltage diminue au-dessous de V_0 jusqu'à ce que le condensateur soit complètement déchargé.

Le voltage remonte ensuite, et le même cycle de phénomènes se reproduit, de sorte que des oscillations persistantes prennent naissance dans le circuit dérivé, le condensateur absorbant et restituant à tour de rôle une portion de l'énergie mise en jeu dans le circuit d'alimentation¹.

Dans ce régime d'arc chantant à arc *long*, l'amplitude du cou-

¹ Le phénomène est lié aux retards de régime dus à l'échauffement et au refroidissement des électrodes lorsque l'arc est le siège d'un courant périodique. A une même valeur de l'intensité correspondent alors deux valeurs différentes du voltage, plus grande quand l'intensité est croissante, plus petite quand elle est décroissante.

Lorsque l'intensité varie entre deux limites, le point de régime décrit alors une petite boucle fermée analogue à un cycle d'hystérésis (*caractéristique dynamique*) (Th. Simon, Blondel).

rant dans le circuit dérivé demeure toujours notablement inférieure au courant d'alimentation.

La superposition des oscillations du circuit dérivé au courant d'alimentation donne un courant ondulé dont l'intensité ne devient jamais nulle, de sorte que l'arc ne s'éteint pas et que le phénomène est continu.

Mais il existe aussi un régime différent à arc *court*, — que l'on obtient avec une self notable dans le circuit d'alimentation, — dans lequel l'amplitude du courant dans le circuit dérivé présente une valeur *supérieure* au courant d'alimentation (Blondel).

Le courant s'annule alors dans l'arc pendant une portion de période, de sorte que l'arc s'éteint. Il demeure éteint pendant le temps que le condensateur met à se charger. Quand la charge est complète, le voltage remonte aux bornes de l'arc qui se rallume, et la décharge du condensateur se produit.

Le phénomène est donc *discontinu*. Le rythme des décharges est réglé par la vitesse avec laquelle se recharge le condensateur après chaque extinction, et dépend uniquement des constantes du circuit d'alimentation.

Dans certaines conditions (impédance élevée du circuit d'alimentation), les extinctions peuvent être précédées d'une inversion de courant dans l'arc (phénomène de l'allumage en retour), de sorte qu'il se produit une succession de décharges très amorties.

Pour obtenir le premier régime, c'est-à-dire le phénomène continu, il convient d'opérer dans une région où la caractéristique de l'arc (caractéristique statique) est fortement *inclinée* sur l'axe des abscisses. Si l'on opère à bas voltage, la caractéristique étant relativement peu inclinée, il est nécessaire d'employer dans le circuit dérivé un condensateur de capacité notable pour mettre en jeu une énergie suffisante : la fréquence obtenue ne peut donc être très élevée.

En fait, les fréquences que l'on peut obtenir aisément sont comprises entre 500 et 10 000 vibrations par seconde.

Poulsen a réussi à élever le taux des vibrations de l'arc chantant à 500 000 par seconde, ou même davantage.

Le principe de la méthode consiste essentiellement à produire

l'arc dans une atmosphère d'hydrogène, ou mieux d'un carbure d'hydrogène (gaz d'éclairage).

Il convient d'alimenter l'arc avec du courant continu sous un voltage assez élevé, 4 à 500 volts, par exemple.

Pour que le régime oscillatoire puisse prendre naissance et se maintenir, l'arc doit présenter une certaine longueur *efficace*. Cette longueur efficace va en augmentant avec le courant et en décroissant avec la fréquence.

On se sert parfois d'un *champ magnétique* pour orienter ou fixer l'arc, et l'on intercale les enroulements des électros qui le produisent dans le circuit d'alimentation.

La présence de ces électro-aimants, dont la self-induction est notable, accroît la chute de tension dans l'arc et permet de se maintenir dans une région inclinée de la caractéristique : nous avons indiqué que c'est une circonstance favorable.

Mais, pour obtenir de bons résultats, il convient surtout de se servir d'électrodes *dissymétriques* (charbon-métal) en refroidissant l'électrode métallique.

Cette électrode, qui doit fonctionner comme *anode*, est généralement constituée par un tube de cuivre fermé par une paroi plane ou légèrement concave, et dans lequel on entretient une circulation d'eau.

Le montage est tout à fait analogue à celui de l'arc chantant, et les oscillations qui prennent naissance dans l'arc de Poulsen ne diffèrent en principe des vibrations de l'arc chantant que par la valeur de la fréquence. Elles impriment au courant de haute fréquence qu'elles excitent (soit directement dans leur circuit, soit par induction dans un circuit voisin) un caractère de *continuité* qui le fait ressembler plutôt au courant d'un alternateur qu'au courant de décharge d'un condensateur.

Tandis que, dans le phénomène de la décharge oscillante, chaque décharge donne naissance à un train d'oscillations amorties, et que

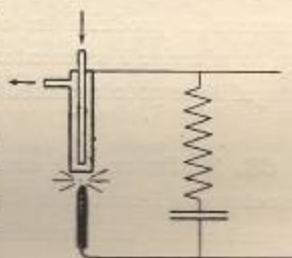


Fig. 58.

les trains successifs sont séparés par de longs intervalles, dans l'arc il se produit un train *continu*, dans lequel il n'y a ni variations d'amplitude, ni intervalles de repos.

Toutefois le train d'oscillations fourni par l'arc de Poulsen ne présente pas, en général, la régularité que présenterait, par exemple, un courant d'alternateur. D'autre part, quand on le produit sans précautions spéciales, l'arc de Poulsen donne naissance à un cortège d'oscillations de périodes différentes, incessamment variables et irrégulièrement distribuées. Pour qu'il donne naissance à une oscillation *stable*, il faut que l'on emploie dans le circuit dérivé une petite capacité ou, plus exactement, que le rapport $\frac{C}{L}$ de la capacité à la self-induction présente une valeur suffisamment faible ($\frac{1}{10^4}$, par exemple, si on évalue ce rapport en unités cohérentes).

Dans ces conditions, il ne se produit qu'une oscillation *unique* dont la période est égale à la période propre du circuit inductif dérivé; mais l'énergie mise en jeu est alors nécessairement *faible*.

Quand on veut mettre en jeu tant soit peu d'énergie, on est conduit à employer une capacité notable dans le circuit dérivé, et on éprouve, à produire des oscillations bien régulières, des difficultés qu'on n'arrive à surmonter que par l'emploi du soufflage électromagnétique précédemment indiqué.

63. Émission par arc de Poulsen. — Quoi qu'il en soit, le montage de l'excitation d'une antenne par arc est tout à fait analogue à celui d'une excitation par étincelle (induction ou dérivation).

Avec les oscillations entretenues qui donnent naissance à des oscillations *forcées* dans le système excité, on peut d'ailleurs adopter sans inconvénient à l'émission un couplage *serré* qui permet une meilleure utilisation de l'énergie : le couplage doit évidemment toujours être *lâche* à la réception, si l'on veut obtenir des effets sélectifs.

La manipulation et la réception nécessitent, d'autre part, des dispositions spéciales. On ne peut manipuler sur le circuit d'alimentation de l'arc et modifier à chaque instant le régime de réglage, fort

délicat à réaliser et à maintenir. Mais on peut, par exemple, manipuler sur le circuit d'excitation en court-circuitant une résistance non inductive intercalée dans ce circuit, et à laquelle on donne une valeur telle qu'elle amortisse suffisamment les oscillations.

A la réception, on peut employer en principe un détecteur quelconque associé à un téléphone, — un détecteur d'effet total de préférence. — Mais, comme il n'y a plus ici de trains d'ondes successifs, mais un seul train d'ondes, l'effet se traduit à la réception par un courant *continu* dans le téléphone et ne se trouve décelé par aucun bruit.

On doit donc couper périodiquement le circuit téléphonique par un interrupteur mécanique (*ticker*) : il se produit alors dans le téléphone un son dont la hauteur correspond au nombre d'interruptions par seconde.

La solution de Poulsen permettrait d'atteindre une résonance extrêmement serrée (1 p. 100 dans certaines expériences). Mais elle soulève certaines difficultés d'application et suppose une perfection de régime d'arc peu aisée à réaliser. Aussi, bien qu'elle permette à l'heure actuelle d'assurer le service de stations puissantes (Francisco, Honolulu, notamment), n'a-t-elle pas encore réussi à détrôner les systèmes d'émission par étincelles.

Il ne faut d'ailleurs pas perdre de vue que si l'effet exercé sur un détecteur d'effet total, comme le bolomètre, par exemple, est proportionnel au nombre des trains émis par seconde, la production d'un grand nombre de trains d'ondes entraîne la dépense d'une quantité d'énergie équivalente.

Aussi, le bénéfice réalisé par l'accroissement d'effet sélectif que procure l'emploi d'un train d'ondes *continu* peut être en disproportion avec la dépense qu'en exige la production.

De sorte qu'il peut être avantageux de se contenter d'une syntonie un peu moins serrée en employant des oscillations *peu amorties* au lieu d'oscillations *non amorties*, et de ne pas accroître outre mesure le nombre des trains d'ondes émis.

64. Étincelles musicales. — L'emploi de l'émission indirecte ordinaire permet déjà, par un simple accroissement du nombre des

décharges, c'est-à-dire des trains d'ondes émis, d'obtenir une amélioration notable des effets sélectifs.

L'accroissement de la fréquence des trains présente par ailleurs un sérieux avantage.

L'émission à étincelles raréfiées (20 à 30 par seconde) donne en effet au téléphone du récepteur un bruit qui ressemble à une sorte de roulement : ce bruit se confond très aisément avec ceux qui proviennent des parasites atmosphériques (dus à des variations de potentiel statique, ou à des décharges atmosphériques lointaines).

En substituant à ce bruit un son de caractère *musical*, l'expérience montre que l'on arrive beaucoup plus facilement à distinguer les signaux des parasites.

Il y aurait d'ailleurs intérêt à donner à ce son musical une hauteur de 800 à 1000 vibrations par seconde, car c'est pour un tel nombre de vibrations que les récepteurs téléphoniques de grande résistance employés en T. S. F. (et peut-être aussi l'oreille) présentent une sensibilité maximum.

On se borne, en général, à adopter une fréquence de décharges de 500 environ par seconde, déjà très suffisante pour produire une amélioration de la réception, et plus facile à réaliser pratiquement.

Pour obtenir le résultat voulu, on peut faire usage de différents procédés :

1° Emploi d'une bobine d'induction alimentée par un courant continu avec *interrupteur Wehnelt*.

Pour un réglage convenable du voltage et de la self-induction du circuit primaire, l'interrupteur Wehnelt peut donner un nombre d'interruptions d'un millier par seconde ; mais l'énergie mise en jeu est toujours très faible. Le phénomène n'étant pas d'une parfaite régularité, on obtient d'ailleurs plutôt un sifflement qu'un son musical pur.

On obtient de meilleurs résultats en adaptant à une bobine de Ruhmkorff un interrupteur indépendant constitué par un *diapason* dont les vibrations sont entretenues mécaniquement par le frottement sur l'extrémité de l'une des branches d'une courroie sans fin entraînée par un petit moteur électrique (Magunna).

Le procédé n'est également applicable qu'aux faibles puissances.

2° Emploi d'éclateurs tournants.

L'un des pôles d'éclatement est fixe. L'autre, mobile, est constitué, par exemple, par un disque qui porte des dents ou des saillies latérales, et auquel on imprime un mouvement de rotation rapide.

Les deux pôles sont reliés à une source qui établit entre eux une différence de potentiel un peu plus grande qu'il n'est nécessaire pour faire jaillir une étincelle quand les saillies de l'éclateur tournant se trouvent en regard du pôle fixe.

On peut se servir soit d'une source *continue* à voltage élevé, soit d'une source *alternative*, c'est-à-dire d'un transformateur alimenté par un courant alternatif de basse fréquence, pour charger le condensateur du circuit d'excitation.

Quand on fait usage d'une source continue, le nombre des décharges est directement réglé par la vitesse de l'éclateur mobile et par le nombre des dents qu'il porte. — S'il fait N tours par seconde et porte p dents, le nombre des décharges est $n = p \cdot N$; c'est aussi la hauteur du son obtenu.

L'emploi d'une source continue donne à la succession des étincelles une grande régularité, mais entraîne de sérieuses difficultés si l'on veut mettre en jeu une énergie notable. Pour obtenir un voltage suffisant, on est alors conduit à grouper en tension plusieurs dynamos : la solution n'est évidemment acceptable que pour une station de grande puissance.

L'emploi d'un transformateur alimenté par un courant alternatif à basse fréquence donne des étincelles nécessairement assez irrégulières, de sorte que le son musical est accompagné de crachements qui nuisent à sa pureté. Pour qu'il se produise un nombre suffisant d'éclatements par période, on est d'ailleurs obligé de donner à la distance explosive une valeur notablement inférieure à celle qui correspond au voltage maximum du transformateur, de sorte que l'on perd le bénéfice de la résonance.

Dans l'un et l'autre cas, il est difficile d'éviter la production d'arcs nuisibles en dépit du soufflage énergique qui résulte de la rotation de l'éclateur, et ce n'est que par des artifices de montage assez compliqués que l'on arrive à se soustraire à cet inconvénient (éclateur Marconi).

3° Emploi d'un alternateur de fréquence élevée (500 à 1000 pé-

riodes) pour l'alimentation du transformateur de résonance (Béthenod). Ce procédé très simple donne de bons résultats, — du moins pour des puissances modérées, — à condition de régler avec soin la distance d'éclatement des étincelles et de la maintenir bien constante. Il convient, en outre, pour éviter la formation d'un arc, d'employer un soufflage énergique et de raréfier les étincelles dans une certaine mesure. — On en produira, par exemple, 500 à 600 seulement avec un alternateur de 1000 périodes.

65. Excitation par impulsion. — Nous avons vu que l'une des causes qui nuisent à la syntonie est l'existence des deux oscillations de couplage qui introduit une certaine complexité dans la résonance.

Wien a imaginé un procédé d'excitation qui permet d'obtenir une onde très pure. Il consiste à substituer à l'excitation faiblement amortie de l'excitation indirecte ordinaire une excitation *très amortie*. Si l'amortissement du primaire est suffisant, au moins dix fois plus grand que celui du secondaire, on constate qu'il se produit dans le secondaire, non plus deux oscillations de périodes différentes, mais une oscillation *unique* dont la période et l'amortissement ont pour valeurs la période et l'amortissement du secondaire.

Pour donner au primaire un amortissement très fort, il suffit, comme l'a montré Wien, de se servir comme étincelle d'excitation d'une étincelle de longueur *très courte*, c'est-à-dire très *résistante* (§ 5). Si l'on emploie, en outre, un couplage serré, le décrétement du circuit primaire, déjà notable, va en augmentant rapidement pendant la décharge, par suite de la réaction exercée par le secondaire sur le primaire, de sorte qu'au bout d'un très petit nombre d'oscillations le courant dans le primaire devient sensiblement nul. Tout se passe alors comme si le primaire était *ouvert*, et le secondaire continue à vibrer avec sa période propre, comme s'il avait reçu un *choc* (fig. 59). Le phénomène qui prend naissance dans le secondaire est tout à fait analogue à celui qui se produit dans le résonateur de Hertz quand on explore le champ hertzien le long d'un fil : la longueur d'onde que l'on obtient est celle qui

correspond à la vibration *propre* du résonateur et n'a aucun rapport avec la période de l'excitateur (résonance multiple).

Tandis que dans l'excitation indirecte ordinaire on n'obtient une onde sensiblement pure qu'avec un couplage très lâche, avec le procédé de Wien la production du phénomène impose, au contraire, un couplage suffisamment serré. Aussi devient-il possible

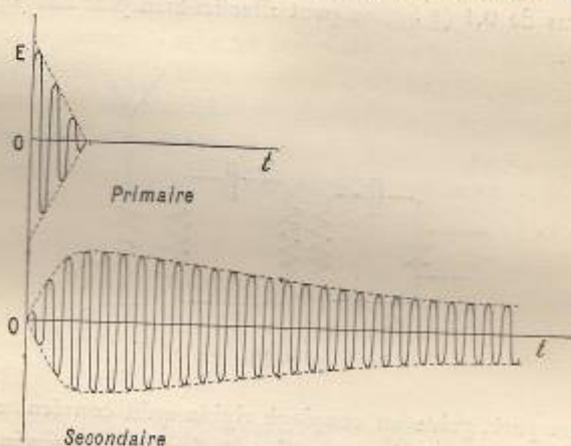


Fig. 59.

d'obtenir une onde pure avec un bien meilleur rendement. Toutefois, si l'onde émise est pure, circonstance favorable à la syntonie, comme elle a l'amortissement du secondaire, c'est-à-dire de l'antenne, son amortissement présente une valeur notable (§ 35), toujours plus grand que dans l'excitation indirecte.

Sous la forme simple que nous avons indiquée, le procédé d'excitation par impulsion n'offrirait donc aucun avantage au point de vue de la réalisation des effets sélectifs. Aussi le montage a-t-il été modifié par Wien lui-même, par l'addition d'un circuit *intermédiaire* entre le circuit d'excitation par choc et l'antenne.

On donne à ce circuit (3), qui est un circuit fermé sans étincelle, un amortissement *très faible*. Il est couplé d'une manière *rigide* avec le circuit d'excitation par choc (1), et d'une manière *lâche* avec l'antenne.

Excité par impulsion par le circuit (1), ce circuit (3), faiblement amorti, vibre avec sa période propre et se comporte vis-à-vis de l'antenne (2) comme un circuit primaire d'excitation indirecte. Mais ce circuit peut recevoir un amortissement beaucoup plus faible qu'un circuit d'excitation à étincelle. Tandis que l'amortissement d'un pareil circuit ne peut, en effet, descendre beaucoup au-dessous de 0,1 (§ 5), on peut aller ici bien plus bas (0,02, par exemple).

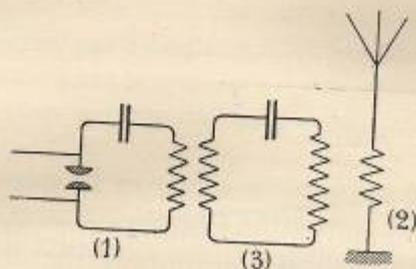


Fig. 60.

D'autre part, grâce au couplage rigide qu'il convient d'adopter entre ce circuit auxiliaire et le circuit d'excitation par impulsion, on peut y mettre en jeu, sans perte sensible, une énergie tout à fait comparable à celle que l'on peut développer directement dans un circuit primaire d'excitation indirecte ordinaire.

En dépit du couplage lâche qu'il est nécessaire d'imposer à l'antenne pour conserver une onde pure, le dispositif présente donc des avantages certains au point de vue de la syntonie.

La difficulté principale consiste à obtenir dans le circuit primaire d'excitation par choc une étincelle convenable tout en mettant en jeu une énergie suffisante, car cette étincelle doit être *très courte*.

En principe, on fait éclater cette étincelle entre des électrodes métalliques refroidies qui reçoivent généralement la forme de disques.

La nature du métal qui constitue les électrodes présente une importance capitale. Ce sont les électrodes d'argent et de cuivre, ou de platine iridié, qui donnent les meilleurs résultats, tandis que

les électrodes d'étain, de zinc et de magnésium en donnent de très mauvais. En outre, l'étincelle est beaucoup plus amortie lorsqu'elle se produit dans l'hydrogène au lieu de se produire dans l'air. L'effet, est en somme, intimement lié aux phénomènes d'ionisation qui prennent naissance dans la décharge.

Des dispositifs spéciaux doivent être employés pour s'opposer à la formation d'arcs permanents.

Comme la puissance mise en jeu dans une étincelle est limitée, on dispose parfois un certain nombre d'éclateurs en série (système Telefunken). On emploie aussi des étincelles soufflées par un courant d'air énergique entre des électrodes de forme spéciale (von Koch).

Le circuit d'excitation peut être alimenté, comme dans l'excita-

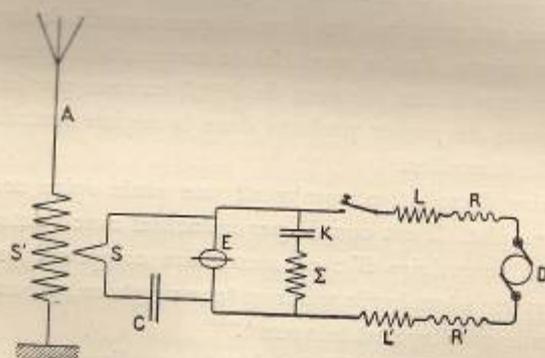


Fig. 61.

tion indirecte ordinaire, par du courant alternatif avec un transformateur pour élever la tension à la valeur voulue (2000 à 3000 volts). La tension a ici une valeur plus faible qu'avec l'excitation indirecte, même quand les étincelles sont en série, car elles sont chacune très courtes.

On se sert, en général, d'alternateurs à fréquence un peu élevée (500 à 1000 périodes), de manière à obtenir en même temps une émission musicale.

On peut aussi alimenter le circuit d'excitation avec une source continue. Pour une valeur convenable (un millier de volts au

moins) de la tension, de la distance des électrodes, et du courant d'alimentation, il se produit entre ces électrodes un arc du type *discontinu*, c'est-à-dire une succession rapide de décharges très amorties, dont la fréquence n'a d'ailleurs aucun rapport avec la période propre du circuit d'excitation (§ 56).

Par un réglage convenable de la self-induction et de la résistance du circuit d'alimentation, on peut donner à ces décharges intermittentes un rythme tel, que le son produit prenne un caractère musical assez pur.

Comme exemple de dispositif d'excitation par impulsion alimenté par courant continu, nous citerons le système Lepel (C. G. R.). Le circuit excitateur proprement dit comprend un condensateur C, une self-induction S, et un éclateur spécial E.

Cet éclateur est constitué par deux disques massifs de large surface (l'un en cuivre, l'autre en métal de composition spéciale, métal Δ), maintenus à une distance de 0^{mm},5 environ par interposition de disques de papier perforés dans la région centrale où se produisent les étincelles.

Le primaire d'excitation comprend une seule spire constituée par un ruban plat. Il est couplé par induction avec l'antenne qui est reliée au secondaire S' : ce secondaire comprend un grand nombre de spires à toucher le primaire (une vingtaine, par exemple), de sorte que le couplage est très serré.

Il n'y a pas de circuit auxiliaire. L'antenne, directement excitée par impulsion, vibre avec sa période et son amortissement propres. En réalité, le système qui vibre est constitué par l'antenne et la self S'. Comme la self S' a une valeur élevée, beaucoup plus grande que celle qu'elle présente dans les dispositifs ordinaires d'émission indirecte, l'amortissement du système est bien plus faible que celui de l'antenne seule¹.

La fréquence des étincelles, indépendante des constantes du

¹ Bien qu'il n'y ait pas de circuit auxiliaire, on peut obtenir ainsi de bons effets sélectifs; mais le rendement de l'antenne est diminué. Toutefois, la diminution du rendement qui résulte de la réduction artificielle du décrement se trouve compensée dans une certaine mesure par la valeur élevée du couplage.

circuit d'excitation, est réglée par la self-induction et la résistance du circuit d'alimentation. Elle demeure généralement comprise entre 20000 et 30000 par seconde, et détermine le nombre d'impulsions qui excitent le secondaire.

Ce nombre d'impulsions est tel, que les trains d'oscillations faiblement amortis qui prennent naissance dans l'antenne se succèdent les uns aux autres sans solution de continuité. L'antenne est ainsi le siège d'oscillations *entretenuës*. De même que les émissions de l'arc de Poulsen, ces émissions entretenues donnent naissance à un courant continu dans le téléphone du récepteur, et ne se traduisent par aucun son. Pour les rendre perceptibles, on pourrait faire usage d'un ticker. On emploie de préférence un autre procédé fort ingénieux.

Un circuit auxiliaire qui comprend un condensateur K de grande capacité et une self-induction Σ est disposé en dérivation sur l'éclateur E . Par rapport à ce circuit auxiliaire, la succession rapide des décharges amorties de l'éclateur se comporte comme un véritable arc et donne le phénomène de l'arc chantant.

Ce sont les modulations imprimées par cet arc chantant aux trains émis qui sont perçues comme une note musicale au téléphone du récepteur.

L'une des particularités intéressantes du procédé est de permettre de modifier la hauteur de la note émise en faisant varier la capacité du condensateur K ou la self-induction Σ : cette variation peut être obtenue très rapidement par la simple manœuvre d'une clef de manipulation commandée par un clavier.

LES ONDES DIRIGÉES

66. Imperfections de la syntonie. — La solution la plus générale du problème de la syntonie doit consister à assurer la discrétion des communications entre deux stations en les empêchant d'être troublées volontairement ou involontairement. Nous avons vu que l'on s'est efforcé de satisfaire à ces desiderata en utilisant les phénomènes de résonance.

Toutefois, en dépit des intéressants résultats obtenus, soit par l'emploi des ondes entretenues (arc de Poulsen, notamment), soit par l'emploi de l'émission musicale, le problème n'a reçu, jusqu'à présent, qu'une solution partielle qui semble condamnée à demeurer longtemps incomplète.

Quel que soit le degré de syntonie ou d'*acuité de résonance* réalisé, il est, en effet, toujours possible à un personnel exercé, dans un poste situé dans le rayon d'action du transmetteur, d'accorder très rapidement son récepteur de manière à intercepter les signaux. De là à la possibilité de troubler les signaux il n'y a qu'un pas, facile à franchir avec les moyens dont dispose aujourd'hui la T. S. F.

Ainsi la syntonie, fût-elle assurée avec une perfection qu'elle n'a pas atteinte, — même avec l'emploi des ondes entretenues, — ne saurait, ni assurer le secret des communications, ni même s'opposer à leur trouble *volontaire*.

Si l'on possédait le moyen de diriger les faisceaux de rayons électriques comme on possède celui de diriger les rayons lumineux, un grand pas serait fait pour assurer à la fois la sécurité et la discrétion des signaux.

On sait que l'on envoie, en *télégraphie optique*, par un jeu convenable de lentilles et de miroirs, des faisceaux lumineux capables de se croiser en tous sens sans se gêner mutuellement et de permettre l'échange simultané de messages qui ne sont interceptés que par les intéressés.

Mais on ne peut songer à utiliser la réflexion des ondes hertziennes sur des miroirs appropriés. Dès que l'on veut mettre en jeu une énergie tant soit peu notable, on est conduit à employer de grandes longueurs d'onde. Pratiquement, les ondes communément utilisées en T. S. F. dépassent 300 mètres. Nous avons fait observer que les phénomènes de *diffraction* prennent alors une grande importance.

Tandis qu'un miroir de quelques millimètres carrés suffit à produire la réflexion régulière des ondes lumineuses dont la longueur est une fraction de micron, il faudrait un miroir de plusieurs kilomètres carrés pour assurer la réflexion régulière des ondes électriques qui ont plusieurs centaines de mètres de longueur.

Aussi est-ce dans une voie toute différente que l'on s'est engagé pour chercher un moyen d'orienter les ondes.

67. Propriétés directives des antennes courbées. — L'expérience montre qu'une antenne recourbée qui présente une longue branche horizontale et une branche verticale courte donne naissance à un rayonnement *dissymétrique* (Marconi).

A une même distance de l'antenne, on constate que le rayonnement n'a pas la même valeur dans les différents azimuts.

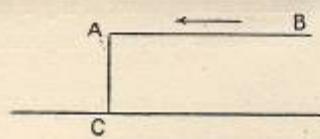


Fig. 62.



Fig. 63.

Il est plus intense, notamment, dans la direction BA que dans la direction opposée AB, vers laquelle est dirigée l'extrémité libre de l'antenne (fig. 62).

On peut donner une première explication qualitative du phéno-

mène en assimilant l'antenne recourbée à un système constitué par l'association d'un *oscillateur fermé* de forme rectangulaire, et d'un *oscillateur ouvert* (Fleming).

Si l'on suppose que le courant, à un instant donné, a dans le cadre (fig. 63) la direction indiquée par les flèches, et dans l'oscillateur rectiligne AB un *sens contraire* à celui qu'il a dans le côté MN, on voit que les champs magnétiques se contrarient dans la région située à droite de AB, tandis qu'ils s'ajoutent dans la région de gauche.

Le rayonnement d'un pareil système est donc dissymétrique. D'ailleurs, si l'on fait en sorte que les courants dans MN et AB soient non seulement de sens opposés, mais de même valeur, ils se neutralisent à chaque instant, de sorte que le système équivaut bien à une antenne courbée.

Sans insister sur cette explication, il est clair qu'il se produit, dans la réception avec antenne recourbée, la même dissymétrie que dans l'émission¹.

Ainsi, les effets exercés sur une antenne réceptrice recourbée A'B'C' (fig. 64) sont plus intenses quand l'extrémité libre de

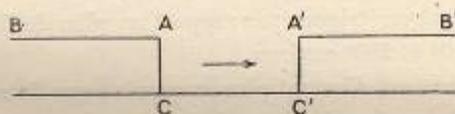


Fig. 64.

l'antenne est orientée en sens contraire de la direction du poste émetteur que lorsque l'antenne est orientée vers ce poste.

Fleming a tracé des diagrammes de l'énergie reçue dans les différents azimuts par une antenne verticale quand on prend comme système radiateur une antenne recourbée. Ces diagrammes, que l'on obtient aisément en intercalant dans l'antenne réceptrice un

¹ Selon Zenneck, la dissymétrie que l'on constate dans la réception par antenne courbée résulterait principalement du fait que, lors de la propagation sur une surface imparfaitement conductrice, le champ est *incliné* sur la verticale (§ 41) et possède, par suite, une composante horizontale.

détecteur thermique, présentent toujours la même forme générale.

Ils sont figurés par une courbe comprenant deux portions ovales inégales allongées dans le sens de l'antenne et qui se raccordent par des angles rentrants (fig. 65).

Il y a un maximum dans la direction opposée à celle vers laquelle est pointée l'antenne, c'est-à-dire dans l'azimut 0° , un minimum

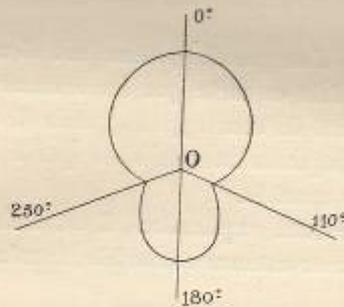


Fig. 65.

relatif environ quatre fois plus faible dans l'azimut 180° , et deux minima absolus symétriques par rapport au plan de l'antenne dans les azimuts 110° et 250° environ.

La dissymétrie est d'autant plus marquée, que le rapport de la longueur de la portion horizontale à la portion verticale de l'antenne a une plus grande valeur.

Elle est d'ailleurs insuffisante pour que l'on puisse mettre à profit la propriété *directive* des antennes courbées pour prendre un *relèvement*; mais on peut en tirer parti pour *concentrer* le rayonnement d'une station dans un secteur déterminé. C'est ainsi que la Compagnie Marconi a muni d'antennes recourbées ses puissantes stations de Clifden et de Glace Bay, afin d'accroître l'intensité de la radiation selon la ligne qui joint les deux stations transocéaniques.

On obtient également un effet *directif* à la réception en se servant d'antennes horizontales, l'effet dissymétrique étant d'autant plus marqué que la portion horizontale est plus grande par rapport à la portion verticale, c'est-à-dire que l'antenne est plus basse.

Kiebitz, qui a exécuté récemment des expériences avec des antennes horizontales très longues, disposées au ras du sol, a pu recevoir des signaux à des distances considérables en donnant à l'antenne une longueur voisine de la demi-longueur d'onde de l'onde émise, et en orientant l'antenne dans la direction du poste d'émission. Ces intéressantes expériences de Kiebitz apporteront une confirmation à la théorie de Ze-neck de la propagation sur le sol, c'est-à-dire sur une surface imparfaitement conductrice (§ 41).

68. Principe des champs interférents. — Une autre solution consiste à utiliser les phénomènes d'interférence.

Considérons deux antennes verticales ayant chacune pour longueur le quart de la longueur d'onde de l'oscillation émise ($\frac{\lambda}{4}$), et distantes d'une demi-longueur d'onde ($\frac{\lambda}{2}$) (fig. 66).

Si elles oscillent *en phase*, il y a interférence dans le plan des antennes et addition des effets dans le plan médian perpendiculaire.

Si elles oscillent *en opposition de phase*, il y a au contraire interférence dans le plan médian perpendiculaire à celui des antennes,

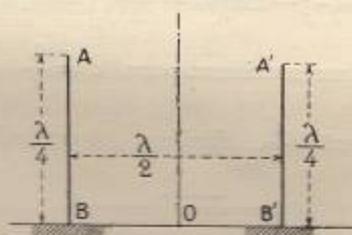


Fig. 66.

tandis qu'il y a addition des effets dans le plan même des antennes. Il s'ensuit que l'action exercée par un pareil système sur un récepteur de télégraphie sans fil sera *nulle* dans le plan médian, *maximum* dans le plan des antennes¹.

¹ Ce système, qui a été proposé par Brown, puis par Blondel sous le nom de *champ de concentration*, peut être considéré comme une adaptation heureuse du principe des *champs interférents* de Turpain.

D'ailleurs, pour qu'il y ait concentration du champ hertzien dans le plan des antennes, il n'est pas nécessaire que leur distance soit exactement égale à $\frac{\lambda}{2}$, pourvu qu'elles oscillent en opposition de phase. Si elle a une valeur quelconque d , il se produit encore une concentration du champ; mais elle est moins accentuée.

Supposons, en effet, que l'on prenne pour origine le point O milieu de la distance AA' des antennes. Une antenne placée en O ferait naître, en un point M, un champ électro-magnétique proportionnel à $I \sin \omega t$. Le champ créé en M par l'antenne A' qui est déplacée de la longueur $\frac{d}{2}$ dans le sens de la propagation est :

$$I_0 \sin \left(\omega t + \frac{\pi d}{\lambda} \right).$$

Au même point M, le champ créé par l'antenne A est :

$$I_0 \sin \left(\omega t - \frac{\pi d}{\lambda} \right).$$

D'où le champ résultant :

$$I_0 \left[\sin \left(\omega t + \frac{\pi d}{\lambda} \right) - \sin \left(\omega t - \frac{\pi d}{\lambda} \right) \right] = 2I_0 \sin \frac{\pi d}{\lambda} \cos \omega t.$$

Il atteint une valeur maximum pour $d = \frac{\lambda}{2}$ et va en décroissant quand le rapport $\frac{d}{\lambda}$ diminue (à partir de $\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{2}$).

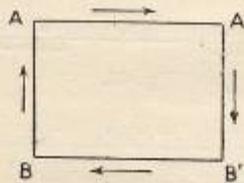


Fig. 67.

Un circuit fermé vertical en forme de cadre rectangulaire, dans lequel le courant à un instant donné est nécessairement en opposition de phase dans les deux côtés verticaux AB et A'B' (fig. 67), se

comporte sensiblement comme le système d'antennes parallèles et donne une concentration du champ dans le plan du cadre (Blondel).

69. Aériens dirigeables. — C'est la propriété que Tosi et Bellini ont utilisée dans le système d'antennes qu'ils emploient pour orienter les ondes dans une direction donnée. Toutefois, au lieu d'adopter un circuit *rectangulaire* complètement fermé, ils l'ont remplacé par un circuit de forme *triangulaire* presque fermé, afin d'apporter quelque simplification aux installations et de pouvoir se servir d'un mât unique comme support du système d'antennes.

Pour exciter des oscillations dans ce cadre triangulaire, le moyen le plus simple consiste à intercaler dans la base BB' (fig. 68) le secondaire d'un transformateur Tesla, dont le primaire fait partie d'un circuit de décharge à condensateur, alimenté par une bobine d'induction ou un transformateur industriel. L'accord doit, bien entendu, être établi entre les circuits en intercalant, s'il est nécessaire, des bobines de self-induction convenables dans les branches BC et $B'C'$.

Il importe d'ailleurs, par raison évidente de symétrie, que la répartition des selfs soit la même dans chacune des branches.

Nous avons fait remarquer plus haut que le champ électromagnétique créé par un circuit fermé de forme rectangulaire n'a pas la même valeur dans tous les azimuts. La théorie indique que la loi de variation du champ dans les différents azimuts est *sinusoïdale*. Telle est également la loi de variation de la force électromotrice induite dans une antenne réceptrice verticale placée dans les divers azimuts à distance du transmetteur.

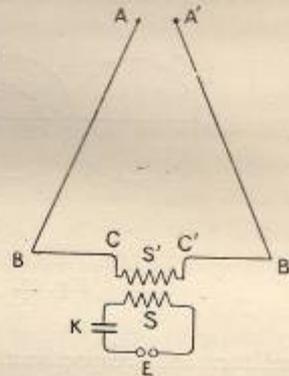


Fig. 68.

Si l'antenne réceptrice se trouve dans la direction OM (fig. 69), et que l'on désigne par α l'angle de la direction OM avec la direction XY du plan du cadre AB, le courant induit dans cette antenne a pour valeur $I = I_0 \cos \alpha$, et le diagramme du courant dans les différents azimuts est représenté par deux cercles tangents.

Quant au diagramme de l'énergie rayonnée dans les différentes directions, c'est-à-dire de l'énergie reçue par l'antenne placée dans les divers azimuts, il est figuré par une courbe dont les rayons

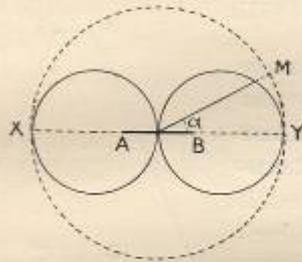


Fig. 69.

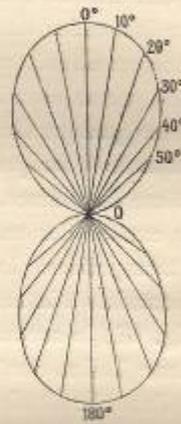


Fig. 70.

vecteurs sont respectivement égaux aux carrés des valeurs précédentes, c'est-à-dire par la courbe dont l'équation est en coordonnées polaires $\rho = I_0^2 \cos^2 \alpha$: cette courbe se compose de deux ovales symétriques tangentes l'une à l'autre (fig. 70).

C'est bien le diagramme qui a été obtenu expérimentalement en mesurant, à l'aide d'un thermo-galvanomètre, l'énergie recueillie par une antenne verticale située à une certaine distance d'un aérien triangulaire, quand on donne à cet aérien différentes orientations en le faisant tourner autour de son axe.

Il est clair que des effets tout à fait analogues peuvent être mis en jeu à la réception.

Considérons un transmetteur ordinaire, c'est-à-dire un transmetteur qui rayonne également dans toutes les directions.

Si l'on dispose dans le champ de ce transmetteur un circuit fermé vertical de forme rectangulaire, la force électromotrice induite dans

ce circuit (force électromotrice due ici à la variation du flux magnétique) sera maximum quand le plan du circuit coïncidera avec la direction de propagation, c'est-à-dire *avec la direction du transmetteur*, nulle quand le plan du circuit sera perpendiculaire à cette direction.

Entre ces deux positions, la variation de la force électromotrice induite suivra la loi du cosinus et sera représentée par un diagramme circulaire analogue à celui qui a été donné ci-dessus. Le diagramme de l'énergie reçue sera également figuré par les deux courbes ovales.

D'ailleurs, l'intensité de la réception sera représentée par l'un ou l'autre diagramme, selon que le récepteur utilisé sera sensible à *l'effet maximum* ou à *l'effet total*.

L'emploi de circuits fermés comme antennes, — c'est-à-dire d'*aériens dirigeables*, — à la transmission et à la réception, donne donc un moyen fort simple d'assurer l'indépendance des communications entre deux stations fixes. En disposant une fois pour toutes dans le même plan les aériens de ces deux stations, elles seront à même d'échanger des communications entre elles sans apporter de trouble sensible aux stations voisines ni être troublées par elles.

On peut arriver ainsi à obvier, dans une large mesure, aux imperfections de la syntonie que nous signalions au début : c'est un avantage sérieux des aériens dirigeables.

Toutefois, ce n'est qu'exceptionnellement que deux postes sont appelés à communiquer uniquement entre eux. Or, si le dispositif permet bien en principe de diriger le rayonnement maximum dans une direction quelconque en orientant le cadre transmetteur, il est clair qu'on se heurterait en pratique à des difficultés presque insurmontables avec des cadres aériens rectangulaires ou triangulaires présentant des côtés d'une cinquantaine de mètres de longueur.

70. Le radiogoniomètre. — Tosi et Bellini ont cherché à obtenir la direction du rayonnement en se servant d'un système aérien *fixe*. La solution, fort ingénieuse, consiste à employer deux cadres aériens identiques disposés dans deux plans rectangulaires.

Si l'un seul de ces cadres est excité, le rayonnement maximum se produit dans son plan. Mais si l'on excite les deux circuits simultanément, le rayonnement aura lieu dans une direction intermédiaire dépendant, et de l'intensité des oscillations excitées dans chacun des circuits, et de leurs phases respectives. Si l'on considère, en particulier, le cas où l'excitation des circuits suit la loi sinusoïdale, la composition des vecteurs montre que le champ résultant tourne tout autour de l'horizon *en conservant la même intensité dans tous les azimuts*.

Pour obtenir cette variation sinusoïdale de l'excitation dans chacun des circuits, le procédé est le suivant :

Deux cadres rectangulaires parfaitement symétriques (fig. 71) sont respectivement intercalés dans chacun des aériens et constituent les secondaires d'un transformateur Tesla, dont le primaire est formé par un cadre rectangulaire mobile, dont l'axe de rotation coïncide avec l'intersection du plan des deux cadres secondaires. L'enroulement primaire se trouve intercalé dans un circuit à condensateur, dont on opère le réglage de manière qu'il soit en résonance avec chacun des

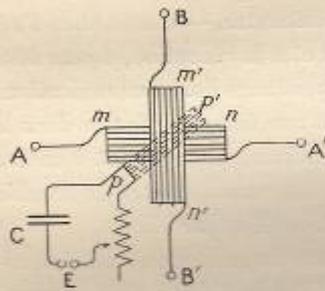


Fig. 71.

aériens (qui ont dû au préalable être réglés à la même période à l'aide de bobines de selfs appropriées).

Une solution identique s'applique à la réception.

Le système collecteur d'ondes est constitué par deux cadres rectangulaires ou triangulaires dont les plans sont perpendiculaires l'un à l'autre.

Deux bobines fixes, également perpendiculaires l'une à l'autre, sont intercalées respectivement dans chacun de ces *aériens*. Ces bobines constituent ici les enroulements *primaires* d'un Tesla, dont le secondaire est formé d'une bobine *mobile* reliée aux dispositifs de réception.

Si le système reçoit les émissions d'un poste situé dans une direc-

tion quelconque par rapport aux aériens et aux cadres des enroulements primaires, les deux enroulements primaires rectangulaires étant excités à la fois créeront, dans la région centrale commune, deux champs magnétiques perpendiculaires qui se composeront en un champ résultant.

L'application très simple de la loi du cosinus et de la règle de composition des vecteurs à ces oscillations en phase, montre que ce champ résultant est *perpendiculaire à la direction de propagation*.

Il s'ensuit que si l'on fait tourner la bobine mobile autour de l'axe commun du système en lui donnant différentes orientations, l'intensité de la réception passera par un maximum quand le plan de la bobine sera perpendiculaire au champ, c'est-à-dire quand il se trouvera dans la direction même du poste transmetteur.

L'expérience a montré que l'on peut ainsi déterminer le gisement d'un poste d'émission de T. S. F. avec une approximation de 5° environ.

LES SIGNAUX HORAIRES RADIOTÉLÉGRAPHIQUES

71. Le problème des longitudes en mer. — Les signaux horaires radiotélégraphiques sont destinés, en principe, à permettre aux bâtiments munis de récepteurs de régler leurs chronomètres sur le temps du méridien origine.

La question présente pour le navigateur une importance capitale.

Qu'il navigue en effet au large ou près des côtes, son souci constant est de savoir à tout instant où il se trouve.

Pour déterminer avec précision la position qu'il occupe, c'est-à-dire pour résoudre le *problème du point*, le navigateur ne peut avoir recours qu'à l'observation des astres; car, d'un point à l'autre de la surface des mers, la seule chose qui change est l'*aspect du ciel*.

Pour obtenir le point, il est nécessaire, en principe, d'avoir deux coordonnées : la *latitude* et la *longitude*. Or, si l'observation des astres fournit aisément la latitude, il n'en est pas de même pour la longitude.

La longitude ne peut s'obtenir en effet que par la différence de deux angles, et sa détermination nécessite la connaissance simultanée de l'*heure du lieu* et de l'*heure du méridien origine*, — de Greenwich, par exemple.

C'est cette dernière détermination qui fait toute la difficulté du problème, car l'heure locale est fournie par l'observation des astres avec la même facilité que la latitude.

Le navigateur n'a au contraire à sa disposition que des procédés astronomiques délicats et dénués de précision, — du moins dans

les conditions où il est contraint d'opérer, — pour obtenir l'heure du méridien origine.

Aussi la solution de ce *problème des longitudes* a-t-elle été de tout temps l'objet des préoccupations des navigateurs.

On donnera une idée de l'importance qu'on attachait à sa solution en rappelant que le Parlement d'Angleterre, en 1714, assurait 20000 livres à l'inventeur d'un procédé capable de fournir la valeur de la longitude à 0^o,5 près, et que le régent de France offrait à la même époque une somme équivalente à celui qui résoudrait la question.

On sait que le problème fut résolu tout d'abord par un certain Harrison, qui parvint à construire une montre capable de garder, au bout d'un voyage de cent quarante-sept jours, le temps à deux minutes près.

C'est à la même époque que Leroy et Berthoud construisirent les premiers *chronomètres*.

Toute question de précision à part, c'est encore le procédé auquel on a recours aujourd'hui dans la pratique courante de la navigation. Le navigateur emporte avec lui une montre de précision qui, mise au départ à l'heure du méridien origine, garde en tout lieu le temps de ce méridien.

De sorte qu'il suffit, pour avoir la longitude, de retrancher de l'heure du méridien origine donnée par la montre, l'heure du lieu fournie par une observation d'angle horaire.

Toute la valeur du procédé repose sur la qualité du chronomètre. A la vérité, l'horlogerie de précision a atteint un haut degré de perfection, et les premières montres de Harrison et de Leroy paraissent fort grossières à côté des chronomètres modernes.

Toutefois, quelque confiance que l'on puisse avoir dans un chronomètre, on conçoit qu'il soit indispensable d'en contrôler de temps à autre les indications. Plus fréquents seront ces contrôles, et plus grande sera la confiance que l'on pourra avoir dans leur exactitude. Que l'on ait la possibilité d'assurer des contrôles suffisamment fréquents, et le problème des longitudes en mer aura reçu une solution définitive.

72. Les signaux horaires radiotélégraphiques. — Dès l'apparition de la T. S. F., on pouvait prévoir qu'elle fournirait cette solution.

Toutefois, tant que la technique fut peu avancée et que, pour obtenir des portées d'une centaine de kilomètres, il fallut avoir recours à des dispositifs de réception délicats et capricieux, on ne pouvait songer à l'utiliser à la transmission d'un signal horaire capable de rendre un véritable service aux bâtiments.

On conçoit notamment que les dispositifs de réception par cohéreurs ne pouvaient permettre d'aborder la solution du problème. Ils comportent en effet toute une série d'organes mécaniques et électriques (relais, frappeur), dont l'inertie entraîne un temps perdu d'un ordre de grandeur comparable à celui des intervalles de temps qu'il s'agit d'évaluer.

L'introduction dans la technique des divers détecteurs *au son* et l'accroissement considérable des portées qui résultait de leur adoption permettaient d'envisager la possibilité d'une solution pratique.

Cette solution demeurait toutefois subordonnée à l'existence d'une station capable de transmettre les signaux dans un rayon suffisant. Au cours des expériences entreprises par la Commission centrale de la marine en novembre 1907, il apparut, entre autres résultats, que nos bâtiments recevaient avec une régularité parfaite les signaux émis par le poste de la tour Eiffel dans tout le bassin occidental de la Méditerranée et sur le littoral atlantique du Maroc. Nous songeâmes dès lors à procéder à une série d'essais méthodiques pour rechercher dans quelles conditions le poste de la tour Eiffel pourrait être utilisé à la transmission d'un signal horaire. Grâce au concours gracieux que nous prêta le commandant Ferrié, il nous fut possible d'exécuter les essais entre la tour Eiffel et Brest en décembre 1907.

Ces essais consistaient à obtenir à l'aide de « tops » ou signaux brefs convenablement choisis, envoyés par le poste de la tour et recueillis par un récepteur de T. S. F. disposé à bord d'un bâtiment mouillé sur rade, la comparaison de chronomètres placés dans chacune des stations.

Les observations fournissaient une valeur de l'état absolu de notre chronomètre, état absolu qui pouvait être obtenu d'autre part par comparaison avec la pendule de l'Observatoire de la marine.

Les valeurs très concordantes fournies par la T. S. F. coïncidaient à moins de 0,5 près avec la valeur obtenue par comparaison à la pendule. Si l'on observe que quatre secondes de temps représentent 1 mille d'équateur, on voit que l'approximation est amplement suffisante pour permettre aux bâtiments munis d'un récepteur d'atterrir en toute sécurité sur un état absolu fourni par des observations radiotélégraphiques.

A la suite de ces expériences, le Bureau des longitudes, saisi par l'un de ses membres (le commandant Guyou) d'une proposition tendant à l'installation d'un service journalier de signaux horaires à la tour Eiffel, prit l'initiative de provoquer auprès des autorités intéressées les décisions nécessaires pour que la station radiotélégraphique militaire de la tour fût organisée de manière à transmettre deux fois par jour un signal d'heure.

Ce service de signaux horaires fonctionne régulièrement depuis le 23 mai 1910.

Le signal consiste en une émission brève envoyée à 11^h 45^m et à 23^h 45^m, et précédée d'un signal d'avertissement.

Il est répété chaque fois à trois reprises de 2 en 2 minutes, les signaux d'avertissement étant bien différenciés, de manière à rendre toute confusion impossible.

Le signal horaire est bien émis par le poste de la tour; mais l'émission en est commandée de l'Observatoire même, à l'aide d'une ligne qui actionne un relais.

Tandis que le signal d'avertissement s'envoie en manipulant à la main avec une clef Morse M, l'envoi du signal bref qui constitue le « top » final de chaque série est commandé automatiquement par une pendule à contact électrique P sur lequel la clef M est disposée en dérivation (fig. 72). Au moment où le contact de la pendule se produit, le relais à palette R est actionné et commande l'électro E d'un manipulateur spécial T (V. fig. 129, 2^e partie), qui ferme le circuit d'alimentation. Ces diverses transmissions (électriques et mécaniques) entraînent évidemment un certain retard.

Ce retard, que l'on évalue à 8 ou 10 centièmes de seconde, est sensiblement constant. Il en est tenu compte dans le réglage quotidien de la pendule utilisée à l'envoi des signaux.

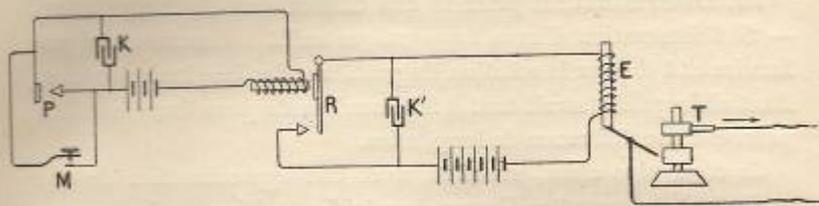


Fig. 72.

Dès l'installation du service horaire à la tour Eiffel, il apparut que ces signaux rendaient de tels services à la navigation, que l'on se préoccupa d'organiser en diverses autres stations un service analogue. La puissante station de T. S. F. de Norddeich, à l'embouchure de l'Elbe, notamment, assurait bientôt l'envoi de signaux horaires analogues émis automatiquement par une pendule réglée sur l'Observatoire de Wilhelmshaven.

Mais on se rendait compte en même temps qu'il n'était pas possible de s'en remettre à l'initiative indépendante des diverses puissances pour créer des centres horaires.

Il est clair, en effet, que des stations horaires dont les zones seraient communes n'aboutiraient qu'à des confusions dangereuses, sans une entente préalable sur le mode de signal adopté et le méridien fondamental choisi.

La solution radiotélégraphique du problème des longitudes ne pouvait être réalisée que d'après un plan d'ensemble élaboré par une commission internationale. Le Bureau des longitudes prit l'initiative de provoquer la réunion d'une pareille commission.

Cette conférence internationale de l'heure s'est réunie à Paris, en octobre 1912, et a émis une série de vœux intéressants.

Elle a fixé notamment le mode de signal à adopter dorénavant pour les signaux horaires, et a dressé la liste des stations qui pourraient être en mesure de jouer ultérieurement le rôle de centres horaires. Ce service international devait, en principe, commencer

à fonctionner à la date du 1^{er} juillet 1913. (Pour les détails du mode opératoire adopté, V. 2^e partie, p. 302.)

73. Détermination précise des différences de longitudes.

— Si l'observation d'un « top » unique suffit à fournir un signal horaire et à donner la solution du problème des longitudes *en mer*, il est clair qu'elle serait tout à fait insuffisante pour fixer la valeur précise d'une différence de longitudes.

Ce n'est plus alors, en effet, avec une approximation de 0^e,5 qu'il s'agit de connaître l'heure du méridien origine, mais avec une approximation de quelques centièmes de seconde.

On a obtenu le résultat voulu en apportant une modification judicieuse au procédé d'envoi des signaux horaires. Cette modification consiste à substituer à l'émission unique une série d'émissions rythmées commandées par un pendule, de manière à pouvoir mettre en œuvre la méthode des *coïncidences* de Borda.

Le pendule qui commande les émissions est un pendule Lippmann à entretien électromagnétique, qui a été adapté d'une manière fort ingénieuse à l'objet en vue (Claude).

Le dispositif de commande du relais est constitué par deux cercles *a* et *b* en fils d'argent, qui sont respectivement fixés à deux supports *m* et *n* et sont intercalés dans le circuit qui comprend la pile *P* et le relais *R* (fig. 73).

Une petite pièce en argent *K*, portée par le pendule, vient fermer le circuit au moment où il passe par la verticale.

Le contact se produit pendant une durée assez longue pour assurer la sécurité du fonctionnement du relais *R*; cette durée peut d'ailleurs être réglée à l'aide de vis micrométriques qui per-

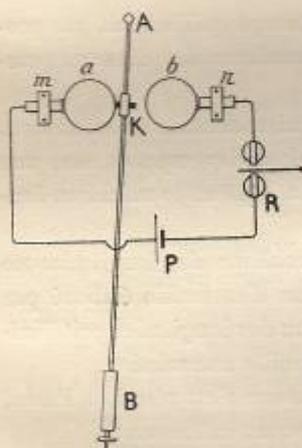


Fig. 73.

mettent de déplacer les supports *m* et *n*. D'autre part, les cercles en fil d'argent constituent des ressorts extrêmement doux, dont

l'élasticité n'apporte aucun trouble au mouvement du pendule.

A chaque battement du pendule, le relais est actionné et ferme le circuit du manipulateur disposé sur le circuit d'alimentation du transformateur du poste radiotélégraphique.

Aux battements successifs correspondent ainsi une série d'étincelles périodiques, qui se traduisent dans le téléphone d'un récepteur de T. S. F. par des signaux brefs qui se succèdent avec le même rythme.

Il est dès lors facile de comparer entre elles deux pendules placées en deux stations quelconques A et B, en se servant comme intermédiaire du pendule de la troisième station C (radiotélégraphique). Pour pouvoir appliquer la méthode des coïncidences, on règle la longueur du pendule de la station C de manière que la durée d'une oscillation soit légèrement supérieure à la durée des battements des pendules ou des chronomètres à comparer.

De l'observation des coïncidences obtenues dans les deux stations A et B, on déduit aisément l'heure précise que marque l'une des pendules par rapport à l'autre.

Pour signaler sans erreur possible l'origine des battements, on se sert de l'artifice très simple, communément employé par les astronomes, qui consiste à supprimer une émission sur soixante, c'est-à-dire ici à ouvrir pendant un instant, toutes les cinquante-neuf émissions, le circuit du relais que commande le pendule.

Pour prendre les comparaisons radiotélégraphiques, on se sert d'une méthode tout à fait analogue à celle qui a été appliquée, en 1906, par l'Observatoire de Montsouris (sous la direction du commandant Guyou) à la détermination des longitudes par le téléphone.

Elle consiste, en principe, à superposer dans un même récepteur téléphonique les battements de deux instruments, pendules ou chronomètres, que l'on veut comparer, en transmettant directement le bruit même des battements à l'aide d'un microphone introduit dans la boîte de l'instrument.

Dans le cas présent, les battements du pendule étant transmis par T. S. F. et reçus *au son*, le dispositif ne comporte en principe qu'un seul microphone, celui du chronomètre local. Ce microphone

est intercalé dans le primaire d'une petite bobine d'induction dont le secondaire est disposé en dérivation sur le téléphone du récepteur de T. S. F. Des résistances réglables, intercalées dans le circuit primaire (circuit du microphone) et dans le circuit secondaire (circuit du récepteur téléphonique) permettent d'égaliser l'intensité des battements transmis par le microphone local et par T. S. F.

Les premiers essais de la méthode furent faits tout d'abord, en janvier 1910, entre la tour Eiffel et l'Observatoire de Montsouris. En juillet 1910, une série d'expériences fut entreprise entre Montsouris et Brest pour comparer les résultats obtenus en faisant usage de la T. S. F. d'une part, et d'une ligne téléphonique d'autre part, suivant le procédé employé, en 1906, par l'Observatoire de Montsouris, et que nous avons rappelé plus haut. Les observateurs, à Paris, étaient MM. A. Claude et Driencourt; à Brest, MM. Perret et Tissot.

Ces expériences permirent de constater que la précision obtenue était sensiblement la même dans les deux cas, et de l'ordre de $\frac{1}{100}$ de seconde de temps. Ces résultats montrent que les erreurs dues à la propagation et aux inerties mécaniques et électriques des divers appareils sont pratiquement négligeables.

De nouvelles expériences ont été entreprises par le Bureau des longitudes entre Paris et Bizerte. Elles ont été d'autant plus concluantes, que la détermination des différences de longitude a été faite, indépendamment de la T. S. F., par deux séries distinctes d'opérations astronomiques effectuées les unes au moyen de lunettes méridiennes, les autres à l'aide d'*astrolabes à prismes* (Claude et Driencourt).

Les remarquables inscriptions graphiques des signaux rythmés de la tour Eiffel, obtenus récemment par M. Abraham, à Arlington (États-Unis), permettent d'espérer que, dans un avenir prochain, il sera possible, grâce à la T. S. F., non seulement d'effectuer les opérations géodésiques des régions encore imparfaitement connues de l'ancien continent (intérieur de l'Afrique, par exemple), mais de les relier, à travers l'Atlantique, à celles du nouveau continent.

LA TÉLÉPHONIE SANS FIL

74. Principes généraux. — Bien que l'on entende en général par *téléphonie sans fil* la transmission de la parole à l'aide des ondes électriques, il convient de rappeler sommairement les tentatives qui ont été faites antérieurement pour opérer cette transmission à l'aide des ondes lumineuses, car les procédés présentent nombre de caractères communs.

Les premiers essais de téléphonie par ondes lumineuses remontent à l'année 1880, où Graham Bell, tirant parti de la propriété singulière du sélénium d'éprouver des variations de résistance sous l'action de la lumière, imagina le *photophone*.

Dans le dispositif de Graham Bell, on se sert d'une source lumineuse *d'intensité constante*, et l'on imprime aux rayons émis des modifications convenables en un point de leur trajet. En l'espèce, les modifications consistent à faire subir au faisceau lumineux des variations de convergence en le faisant réfléchir sur la surface d'un miroir concave en verre mince, déformée par les vibrations sonores.

Une cellule de sélénium, disposée dans le circuit d'une pile et d'un téléphone et placée au foyer d'un miroir récepteur convenablement orienté, reçoit un faisceau lumineux d'intensité variable.

Les variations d'éclairement que subit la cellule reproduisent les moindres modifications du faisceau incident et se trouvent fidèlement traduites par des sons au téléphone récepteur.

Le procédé de Bell permettait de réaliser des communications téléphoniques à une distance de 200 mètres environ. En le perfectionnant, Ruhmer a réussi à transmettre la parole à une quinzaine de kilomètres. Il a utilisé pour cela les propriétés de l'*arc parlant* de Simon.

Le dispositif de Simon consiste à superposer au courant continu d'alimentation d'un arc le courant induit dans le secondaire d'un transformateur par un circuit microphonique relié au primaire.

L'arc reproduit alors fidèlement les sons émis devant le microphone, et se comporte comme un excellent récepteur téléphonique.

Il convient d'insister sur cette propriété de l'arc, car c'est sur elle que reposent nombre de dispositifs de transmission téléphonique par ondes électriques.

Dans le dispositif primitif de Simon, le circuit du microphone M comprenait un enroulement primaire qui agissait par induction sur un enroulement secondaire intercalé dans le circuit d'alimentation de l'arc A.

Le réglage est alors assez délicat, car il faut donner aux constantes des circuits du transformateur des valeurs appropriées (fig. 74).

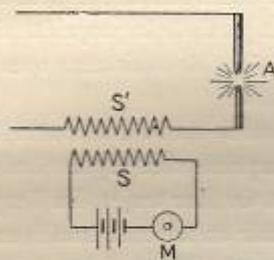


Fig. 74.

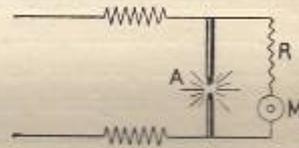


Fig. 75.

On réalise un montage plus simple en reliant le microphone M en dérivation aux bornes de l'arc (fig. 75) par l'intermédiaire d'une résistance non inductive R.

Si l'arc reproduit avec perfection les sons émis devant le microphone et même les modulations de la voix, c'est qu'il suit avec fidélité les moindres variations du courant ondulé dont son circuit devient le siège. Ces variations, qui donnent naissance au phénomène sonore, traduisent les variations corrélatives de la température de l'arc et entraînent des variations d'éclat du cratère. Aussi l'arc parlant se comporte-t-il non seulement comme un récepteur

téléphonique fidèle, mais aussi comme un excellent transmetteur photophonique.

Il suffit de le placer au foyer d'un miroir de projecteur et de diriger le faisceau sur un projecteur identique au foyer duquel se trouve une cellule de sélénium disposée dans le circuit d'un téléphone pour obtenir la reproduction de la parole à la station réceptrice.

Tel est le dispositif auquel nous faisons allusion plus haut, et avec lequel Ruhmer a obtenu des transmissions téléphoniques à une quinzaine de kilomètres.

Les principes fondamentaux de la téléphonie sans fil par ondes électriques présentent une grande analogie avec ceux qui servent de base à la téléphonie par ondes lumineuses.

De même que dans la téléphonie par ondes lumineuses, le transmetteur de téléphonie sans fil comprend un circuit microphonique associé à une source d'émission.

Cette source d'émission d'ondes électriques est constituée, d'une manière générale, par un circuit oscillatoire couplé avec une antenne.

Si l'on considère que l'antenne d'émission est une *source* d'ondes électriques, c'est-à-dire d'ondes qui se propagent dans le milieu par le même mécanisme que les ondes lumineuses, on conçoit que l'on puisse agir de deux manières différentes pour influencer par des vibrations sonores l'émission des ondes électriques.

On opérera, par exemple, en modifiant, à l'aide du circuit microphonique, l'*intensité* des oscillations dont la période demeurera invariable. Ou bien, conservant l'intensité constante, on agira sur la *période* des oscillations, en modifiant, à l'aide de la source sonore, les réactions mutuelles des circuits couplés.

Ce dernier mode opératoire peut être très efficace si l'on se place dans les conditions optima de réalisation d'*effets sélectifs*, car de très faibles altérations des conditions de résonance entraîneront alors des modifications notables de l'intensité des effets enregistrés à la réception.

D'ailleurs, les oscillations électriques ont une fréquence qui n'est pas du même ordre de grandeur que celle des vibrations sonores.

On conçoit donc que ce n'est pas *directement* sur les oscillations mêmes que l'on puisse faire agir les vibrations sonores. Mais ces oscillations sont groupées en *trains* qui se succèdent selon un certain *rythme*.

C'est ce *rythme* que sont susceptibles de modifier les vibrations sonores. En principe, la transmission s'effectue toujours grâce à l'*ondulation* de l'ensemble des trains d'oscillations.

Dans la transmission à *période constante*, cette ondulation résulte directement des variations de l'intensité des ondes émises, c'est-à-dire des variations de l'intensité de la source. Dans la transmission à *intensité constante*, elle est due à la variation du nombre des trains d'ondes qui agissent sur le récepteur.

Bien que le nombre des trains d'ondes émis demeure invariable, on conçoit que ces trains puissent agir d'une manière inégale sur le récepteur s'ils correspondent à des ondes inégalement *accordées*.

75. La technique de la téléphonie sans fil. — La source d'émission. — Dès les débuts mêmes de la télégraphie sans fil, on songea à en utiliser les dispositifs à la transmission de la parole.

Toutefois, tant qu'on ne disposa que du cohéreur, c'est-à-dire d'un détecteur d'amplitude incapable de se prêter à l'enregistrement des variations continues d'intensité, il est clair qu'on ne pouvait espérer obtenir aucun résultat. On ne put entrevoir la possibilité d'une solution pratique que lors de l'introduction des divers détecteurs *auto-décohérents*, qui, associés à un téléphone, permettent, dans une mesure plus ou moins grande, d'obtenir à la réception un effet, — sinon proportionnel, — du moins en rapport défini avec l'intensité des oscillations induites dans l'antenne réceptrice.

Muni de ces détecteurs, on a essayé, tout d'abord, d'agir, à l'aide d'un circuit microphonique, sur l'étincelle d'un circuit d'excitation par induction. C'est ainsi que l'on a proposé, par exemple, soit de disposer le microphone dans le primaire du transformateur dont le secondaire fournit l'étincelle oscillante destinée à ébranler l'antenne, soit d'obtenir des variations de la longueur de l'étincelle par le rythme même des ondes sonores en reliant l'un des pôles de

l'éclateur à une membrane vibrante actionnée mécaniquement par le microphone.

Sans insister sur les nombreux procédés qui ont été successivement proposés, puis abandonnés, il est aisé de voir qu'ils étaient voués à un échec certain.

Un obstacle capital s'oppose, en effet, à leur application à la transmission des modulations de la parole. Il est dû à l'emploi même des décharges *discontinues* et *amorties* comme procédé d'excitation des oscillations électriques dans l'antenne d'émission.

Si l'on obtient dans l'émission indirecte, par l'emploi de couplages lâches, des oscillations assez peu amorties pour obtenir la résonance serrée qui peut seule convenir à la téléphonie, les trains d'ondes successifs se trouvent en général beaucoup trop écartés les uns des autres.

Nous avons fait observer, en effet, que ce n'est pas sur les oscillations mêmes, c'est-à-dire sur chaque train individuel, mais sur l'ensemble des trains que les vibrations sonores peuvent agir.

Pour que ces modifications soient susceptibles de traduire les modulations de la parole, il est indispensable qu'elles puissent affecter un nombre suffisant de trains.

Supposons, pour préciser, qu'il s'agisse de transmettre la note ut_4 de 522 vibrations. La suite des trains émis devra être affectée de 522 *perturbations* ou *modulations* par seconde, ce qui ne sera évidemment possible que si le nombre de trains émis dépasse plusieurs milliers.

Si l'on considère que les modulations de la parole font intervenir des harmoniques d'une hauteur souvent beaucoup plus grande que la note ut_4 , on conçoit que les procédés d'excitation par étincelles ne soient pas susceptibles de se prêter à la téléphonie.

On ne saurait obtenir de résultat qu'en commençant tout d'abord par agir sur le mode d'émission en accroissant le plus possible le nombre des trains d'ondes.

On est conduit ainsi à adopter une solution tout à fait analogue à celle qui assure les meilleures conditions de syntonie (§ 61), c'est-à-dire à faire usage d'oscillations *entretenues*.

Tous les procédés de production d'oscillations entretenues peuvent

être appliqués à la téléphonie sans fil. Celui que l'on a mis surtout en usage est l'*arc de Poulsen*.

Nous avons vu (§ 62) que tandis que, dans le phénomène de la décharge d'un condensateur, les trains successifs sont séparés par de longs intervalles, avec l'arc il se produit un train *continu*, dans lequel il n'y a ni variations d'amplitude, ni intervalles de repos.

C'est ce caractère qui confère à l'arc toute son efficacité comme source d'émission pour la téléphonie sans fil, et l'on peut dire que c'est de l'apparition du procédé de Poulsen que datent les premiers essais pratiques de transmission de la parole.

Avec une source d'oscillations *continues* comme l'arc de Poulsen, on conçoit que l'émission de la parole devienne des plus simples, — tout au moins en principe.

L'arc parlant de Simon a montré avec quelle facilité on pouvait imprimer à l'arc les modulations de la parole.

Si dans le dispositif de Simon on remplace l'arc ordinaire par un arc de Poulsen, on fera parler l'arc de Poulsen, c'est-à-dire que l'on imprimera à la source des variations d'intensité qui épouseront

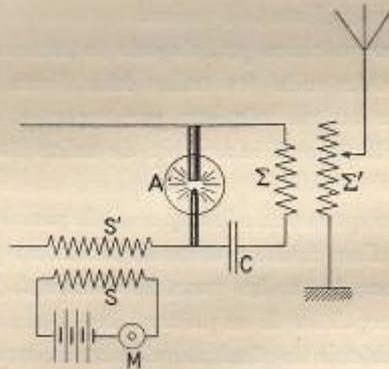


Fig. 76.

fidèlement toutes les modulations de la voix qui agit sur le microphone. Tel est le montage qui a été employé tout d'abord (Rhumer) (fig. 76).

Le circuit oscillatoire de l'arc comprend un condensateur C et

une self-induction Σ , disposés en dérivation sur les électrodes, et se trouve couplé à l'antenne, soit par l'intermédiaire de quelques spires qui constituent le primaire d'un *Tesla*, soit à l'aide d'un résonateur *Oudin* : le circuit oscillatoire est, bien entendu, accordé avec l'antenne.

L'effet des ondes sonores s'exerce à l'aide d'un circuit microphonique indépendant sur un enroulement dont le secondaire S' fait partie du circuit d'alimentation.

Avec un pareil dispositif, on agit sur l'*intensité* de la source d'oscillations, c'est-à-dire, en somme, sur l'*intensité* des ondes émises.

Un procédé plus simple d'obtenir le même résultat consiste à intercaler directement le microphone dans l'antenne même (de Forest). Cette méthode est très-pratique, mais présente l'inconvénient de faire supporter au microphone la totalité du courant qui passe dans l'antenne.

Les conditions optima se trouvent alors réalisées quand la résistance du microphone est égale à la résistance d'émission de l'antenne, c'est-à-dire quand la résistance du microphone est telle, que le courant soit réduit à la moitié de sa valeur.

Au lieu d'agir sur l'*intensité* des ondes émises, on peut aussi en modifier la *période*.

Pour cela il suffit de disposer le microphone, sans adjonction de pile auxiliaire, en dérivation sur quelques spires du circuit d'accord de l'antenne.

Ce montage donne de bons résultats, pourvu que la résonance soit suffisamment aiguë.

Pour obtenir une résonance aiguë, il est indispensable d'opérer avec des amortissements faibles et, avant tout, d'avoir une onde parfaitement *pure*, c'est-à-dire de période bien définie.

Or nous avons vu que l'arc de Poulsen donne naissance, *en général*, à plusieurs oscillations de périodes différentes. On peut obtenir, toutefois, une oscillation unique quand le rapport de l'inductance du circuit dérivé à sa capacité présente une grande valeur (§ 62). Cette condition suffit à assurer l'émission d'une onde pure, si l'on n'extrait de l'arc, pour la faire rayonner par l'antenne, qu'une fraction faible de l'énergie mise en jeu.

Sinon, il convient d'adopter l'une des solutions suivantes :

Ou employer l'arc sans précautions spéciales, c'est-à-dire le laisser produire un cortège d'oscillations de périodes différentes, et régulariser la fréquence des oscillations en intercalant entre le circuit excitateur et l'antenne un circuit intermédiaire accordé sur l'une des oscillations qui ont spontanément pris naissance dans le circuit excitateur (Colin-Jeance).

Ou bien, réaliser les conditions (induction et capacité) qui assurent la production par l'arc d'une oscillation unique et associer au circuit oscillatoire de *petite capacité*, en dérivation sur l'arc, un circuit de grande capacité accordé avec le premier (Tissot). Ce circuit, dans lequel le courant prend des valeurs élevées et dont l'effet peut être comparé à celui d'un *volant*, est couplé inductivement avec le circuit excitateur.

Dans l'un et l'autre cas, on obtient un schéma de montage sensiblement analogue (fig. 77).

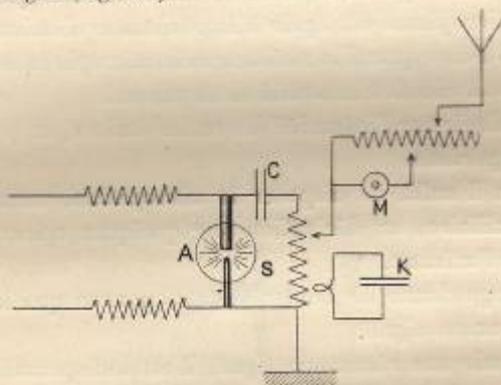


Fig. 77.

Dans de récentes expériences, Vani a substitué avec avantage à l'arc de Poulsen, comme générateur d'oscillations électriques, l'éclateur Moretti. Cet éclateur est constitué par deux électrodes de cuivre reliées aux pôles d'une source continue de 500 volts (fig. 78). L'électrode supérieure A est massive, tandis que l'électrode inférieure B est perforée de manière à livrer passage à un courant d'eau de débit très faible.

En dérivation sur les électrodes sont disposées, comme dans l'arc de Poulsen, une capacité C et une self-induction S qui forme le primaire du circuit d'excitation.

Pour un réglage convenable de la distance des électrodes, il se produit entre ces électrodes une succession rapide de décharges très amorties dont le rythme dépend, comme dans le régime *arc court* (§ 62), des constantes du circuit d'alimentation. L'antenne est

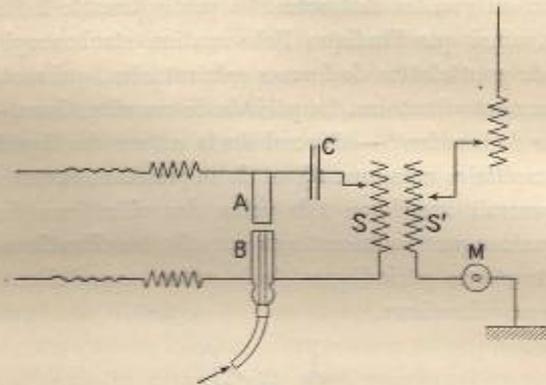


Fig. 78.

alors excitée par *impulsion*, vibre avec sa période propre et devient le siège d'oscillations énergiques, — on arrive aisément à faire passer dans l'antenne un courant d'une dizaine d'ampères, — qui se succèdent par trains *discontinus*, mais *très rapprochés* (une centaine de mille par seconde).

76. Le microphone. — L'une des grandes difficultés à laquelle se heurte la téléphonie sans fil réside dans le microphone, qui doit travailler sous une intensité et un voltage beaucoup plus considérables que dans la téléphonie avec fils. Dans ces conditions, les microphones ordinaires se détériorent rapidement. On obvie en partie à cet inconvénient en associant plusieurs microphones en séries ou en séries parallèles. Généralement on se sert de microphones *haut-parleurs* à grenaille de charbon que l'on refroidit parfois par circulation d'eau.

Un pas important paraît avoir été fait dans la question par l'adaptation à la téléphonie sans fil du microphone hydraulique de Chester Bell (Majorana, Vani).

L'appareil repose sur le principe suivant :

On sait que quand un liquide s'écoule verticalement par un mince ajutage, la veine, d'abord parfaitement cylindrique et limpide, présente ensuite une partie trouble en forme de fuseaux, puis se résout enfin en gouttes distinctes. La partie trouble à fuseaux est constituée, ainsi que l'indique l'observation stroboscopique, par une série de gouttelettes de formes sphéroïdales, qui sont animées d'un mouvement vibratoire. La période de ces vibrations, — vibrations *libres* de la veine, — dépend de la nature du liquide (de sa constante capillaire notamment), et de sa pression. Savart a montré que l'on pouvait imprimer à la veine des vibrations *forcées* de périodes quelconques en faisant agir sur elle des vibrations sonores.

Les contractions périodiques de la veine reproduisent alors le rythme de ces vibrations.

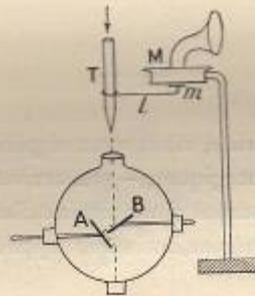


Fig. 79.

Dans l'un des types de microphones de Vani (fig. 79), une veine liquide tombe sur deux lames de platine légèrement inclinées et isolées l'une de l'autre en s'étalant en une pellicule mince et formant un voile liquide d'épaisseur variable.

Ces deux lames métalliques constituent le *collecteur*. La veine liquide est obtenue en faisant écouler par un tube T de l'eau acidulée, de sorte que lorsque la pellicule liquide devient plus ou moins épaisse, c'est-à-dire plus ou moins résistante, il s'établit une com-

munication plus ou moins parfaite entre les deux lames de platine.

Le tube T par lequel s'écoule le liquide conducteur est relié, par l'intermédiaire d'un levier *l*, au centre *m* de la membrane vibrante d'un microphone M à caisse de résonance. En se transmettant à la veine, les vibrations du microphone produisent des modifications d'épaisseur de la pellicule liquide, qui se traduisent par des variations de résistance.

Pour les réceptions radiotéléphoniques, on peut faire usage de n'importe quel récepteur de T. S. F. *au son*. Toutefois, il ressort de ce que nous avons dit plus haut qu'il doit y avoir intérêt à se servir d'un détecteur d'effet total. L'expérience montre qu'il en est bien ainsi. Les détecteurs qui ont donné les meilleurs résultats en pratique sont les détecteurs à *contacts solides* (Perikon ou détecteur à galène, notamment) et les détecteurs à gaz ionisés (Audion et valve de Fleming).

77. Résultats obtenus. — Des expériences nombreuses ont été exécutées ; mais aucun système n'est encore entré dans la pratique courante. Parmi les résultats les plus remarquables qui ont été obtenus, citons, en particulier, les communications échangées entre Toulon et Port-Vendres (270^k) par arc de Poulsen (Colin-Jeance), celles qui ont été réalisées entre Rome et Trapani (420^k) par arc de Poulsen et microphone hydraulique (Majorana), et enfin celles qui viennent d'être obtenues entre Rome et Tripoli (1000^k) par éclateur Moretti et microphone hydraulique (Vani).

On peut s'étonner qu'en dépit de ces brillants résultats, qui font le plus grand honneur à l'habileté des expérimentateurs, la téléphonie sans fil ne soit pas encore entrée dans la pratique courante. C'est qu'elle rencontre un grand écueil dans l'irrégularité même de la source que l'on n'arrive à combattre qu'au prix de réglages laborieux et délicats.

Le problème serait résolu si l'on pouvait produire des trains continus d'oscillations électriques par des moyens purement mécaniques, à l'aide d'alternateurs, par exemple, ainsi que l'on obtient les courants industriels de basse fréquence.

Jusqu'à présent, les alternateurs de *haute fréquence* que l'on

était arrivé à construire n'avaient qu'un rendement extrêmement médiocre (V. § 4). Mais Goldschmitt vient de parvenir à construire un alternateur qui, sous une puissance considérable, présente un rendement industriel⁴. Avec un pareil alternateur, la transmission téléphonique devient, en principe, des plus simples : il suffit d'adopter l'un des montages précédemment décrits, en substituant à l'arc, comme source d'oscillations, le courant même de l'alternateur.

La téléphonie sans fil est donc vraisemblablement à la veille d'entrer dans une phase nouvelle.

⁴ Avec un alternateur de 100 kw, construit à Neustadt, on serait parvenu à obtenir des transmissions transocéaniques.

DEUXIÈME PARTIE

INSTALLATION D'UN POSTE
MATÉRIEL ET RÉGLAGE

CONSTITUTION D'UN POSTE DE TÉLÉGRAPHIE SANS FIL.

Selon les principes exposés dans la première partie, un poste d'émission de T. S. F. comprend une *antenne d'émission* qui est reliée à la terre (circuit *radiateur*), et dans laquelle on excite, à l'aide d'un circuit *excitateur* convenablement *accordé*, des oscillations électriques.

L'énergie mise en jeu dans ces oscillations est *rayonnée* par l'antenne sous une forme particulière dans toutes les directions.

L'antenne du poste de *réception* agissant comme *collecteur* capte une partie de cette énergie et devient à son tour le siège d'oscillations électriques capables d'agir, — directement ou indirectement, — sur un *détecteur* approprié. Ce détecteur, qui est actionné aussi longtemps que dure l'émission, commande un circuit auxiliaire télégraphique ou téléphonique, de sorte que la réception des trains d'ondes successifs se traduit, soit par un trait continu sur une bande, soit par un son continu.

En munissant le circuit excitateur d'émission d'une *clef de manipulation*, il est loisible de produire ou d'interrompre à volonté les émissions; par suite, de transmettre par *longues* et par *brèves* des signaux à la station réceptrice.

On a vu qu'il y a deux procédés principaux pour faire naître dans une antenne des oscillations énergiques : l'excitation *directe*, qui consiste à relier l'antenne à l'une des boules d'un éclateur dont l'autre est à la terre; l'excitation *indirecte*, qui consiste à attaquer l'antenne par induction à l'aide d'un circuit de décharge indépendant.

C'est l'émission *directe* qui était très généralement employée aux débuts de la T. S. F., c'est-à-dire à l'époque où l'on n'utilisait que de faibles puissances et où l'on se contentait, — et pour cause, — de portées restreintes.

Dans l'émission directe, l'antenne est reliée à l'une des boules de l'éclateur E dont l'autre boule est mise à la terre (fig. 80).

On produit des étincelles entre les boules de l'éclateur en les mettant en communication respective avec les pôles du secondaire d'une bobine d'induction B munie d'un interrupteur, et dont le primaire est alimenté par un courant continu de voltage convenable.

Un pareil procédé, qui ne permet de mettre en jeu qu'une quantité limitée d'énergie, doit être remplacé par l'excitation *indirecte* dès que l'on désire accroître la puissance de l'émission.

Pour de petites portées toutefois, l'émission directe pourrait être conservée à cause de la simplicité de son montage et de son rendement relativement élevé, si elle ne présentait par ailleurs l'inconvénient d'avoir un fort *amortissement*.

La valeur élevée de cet amortissement rend tout d'abord les effets sélectifs difficiles à obtenir, c'est-à-dire ne permet pas de séparer aisément des signaux émis avec des longueurs d'ondes différentes. Ce qui est plus grave, c'est qu'un poste à émission directe est une source constante de trouble pour toutes les stations voisines, car il n'existe aucun moyen vraiment efficace d'éliminer ses émissions fortement *amorties*, c'est-à-dire à *résonance floue*.

Aussi l'émission directe a-t-elle été complètement abandonnée en pratique, — même pour les postes de faible puissance, — et ne doit plus être considérée que comme un moyen de fortune dont on peut disposer à l'occasion pour l'établissement d'un poste provisoire.

En revanche, on a vu que ce mode d'attaque de l'antenne convient admirablement à l'exécution de certaines mesures. Nous en verrons ultérieurement plusieurs applications.

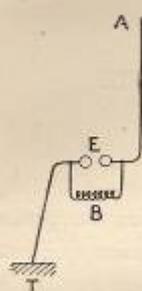


Fig. 80.

L'antenne est donc actuellement toujours attaquée *indirectement*, *par induction* ou *par dérivation* au moyen d'un circuit de décharge indépendant qui comprend un condensateur C, un éclateur E, et une self-induction S constituée par un ou plusieurs tours de conducteur (fig. 81).

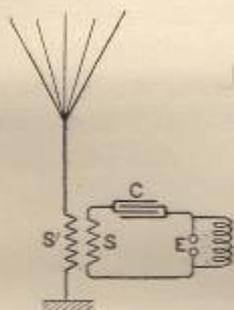


Fig. 81.

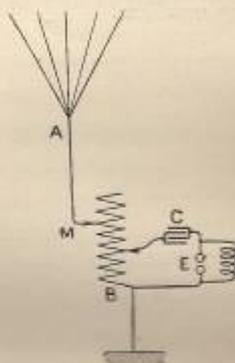


Fig. 82.

C'est l'enroulement S qui agit par induction sur un autre enroulement S' intercalé dans l'antenne. — —

Les deux enroulements S et S' peuvent être complètement séparés et isolés l'un de l'autre ; ils constituent ainsi une sorte de transformateur sans noyau ou *Tesla*.

Ils peuvent aussi être *confondus*, soit sur la totalité, soit sur une portion de leur longueur ; ils constituent alors le dispositif que l'on désigne en général sous le nom de transformateur *Oudin* (fig. 82).

Une station de transmission de T. S. F. comporte à la fois un poste d'émission et un poste de réception. D'ailleurs, sauf cas tout à fait spéciaux, c'est toujours la même antenne qui est utilisée, tantôt à l'émission et tantôt à la réception.

Selon la portée que les postes doivent atteindre, il convient de les diviser en postes de *petite distance* (100 à 150 km.), et postes de *grande distance* (500 à 1200 km. par exemple) ¹.

¹ On doit en outre classer à part les stations *extra-puissantes* (tour Eiffel, Clifden, Glace Bay, etc.), qui permettent d'assurer des communications transocéaniques.

Cette division n'est pas tout à fait arbitraire. Comme les postes de grande distance exigent la mise en jeu d'une quantité d'énergie déjà notable, les procédés employés pour alimenter le circuit d'excitation, et parfois même le mode d'excitation, présentent des différences importantes. Les antennes ne sont pas non plus établies de la même manière.

POSTES DE PETITE PORTÉE

Dans les postes de *petite portée* ou de *faible puissance*, le condensateur du circuit d'excitation de l'antenne est chargé par une *bobine d'induction* alimentée par un courant continu.

Un poste d'émission de petite distance se trouve ainsi constitué par :

Un circuit radiateur antenne-terre ;

Un circuit excitateur comprenant un condensateur, une self-induction et un éclateur ;

Une bobine d'induction munie d'un interrupteur ;

Un circuit de courant continu pour alimenter le primaire de la bobine d'induction ;

Une clef de manipulation.

Nous allons étudier ces divers circuits et passer en revue les organes qui en font partie, en n'insistant que sur les appareils qui sont en usage dans la pratique courante.

I. — CIRCUIT RADIATEUR ANTENNE-TERRE

Antenne. — Pour des portées qui ne doivent pas dépasser 100 à 150 kilomètres, on ne fait usage en général que de longueurs d'onde inférieures ou au plus égales à 300 mètres, et l'on peut se contenter d'une antenne *simple*, c'est-à-dire d'une antenne constituée par un conducteur unique supporté par un mât de 25 à 30 mètres de hauteur.

On choisira de préférence un conducteur de haute conductibilité, — cuivre ou bronze phosphoreux, — à plusieurs fils, afin qu'il soit

plus souple. Il est inutile que ce conducteur ait un guipage, l'isolement devant être assuré, tant à la suspension qu'à l'entrée dans le poste, par des moyens spéciaux. Dans certains cas, il peut être avantageux de se servir de fil d'aluminium, beaucoup plus léger que le cuivre (densité 2,6 au lieu de 8,8), surtout si l'on a quelque crainte pour la solidité du support d'antenne.

En pareil cas, on aura soin d'éviter d'exposer les jonctions entre aluminium et cuivre aux intempéries atmosphériques, car le métal serait rapidement rongé par action galvanique.

Quand on ne dispose pas d'un mât de hauteur suffisante pour permettre de donner à l'antenne le développement qui convient à la longueur d'onde que l'on a à réaliser, on élonge horizontalement ou obliquement une portion plus ou moins grande de l'antenne.

Le plus souvent, on se sert d'une antenne *multiple*.

L'antenne *prismatique* (1^{re} partie, fig. 30) est constituée par quatre ou six brins de conducteurs disposés selon les arêtes d'un prisme et maintenus par des croisillons de bois.

L'antenne à *gril* comprend plusieurs brins de conducteurs disposés parallèlement dans le même plan et réunis en haut et en bas par deux traverses de bois. Dans ces deux sortes d'antennes, les conducteurs sont réunis en parallèle à la partie inférieure et à la partie supérieure de l'antenne.

A la partie inférieure, notamment, tous les brins sont jonctionnés à un bout de conducteur simple, qui est relié aux appareils de transmission.

Le *rendement* d'une antenne multiple est supérieur à celui d'une antenne simple. De plus, on peut réaliser une même longueur d'onde avec une longueur moindre d'antenne multiple que d'antenne simple. A côté de ces avantages, les antennes multiples ont l'inconvénient d'offrir une certaine prise au vent et d'exiger un support plus robuste qu'une antenne simple. L'antenne à gril doit, en outre, être munie de *retenues* pour maintenir son orientation invariable.

Quand on est gêné par le développement d'une antenne simple ou multiple, on peut réduire l'encombrement en adoptant comme système radiateur une capacité, — plaque ou cylindre métallique,

— disposée au sommet d'un mâtereau ou même d'une simple perche.

On pourra prendre, par exemple, un cylindre creux de cuivre ou de zinc, c'est-à-dire une sorte de tuyau de 4 à 6 mètres de hauteur et de 1^m,50 à 2 mètres de diamètre, dont on coiffera un mâtereau d'une dizaine de mètres de hauteur. Le cylindre métallique est relié au poste même par un conducteur souple. Il n'est toutefois possible de réaliser ainsi que de petites longueurs d'onde.

Signalons enfin un moyen de fortune qui peut être susceptible de rendre service à l'occasion pour l'établissement rapide de communications à courtes distances : il consiste à se passer de support et à se servir comme antenne du jet d'eau d'une pompe foulante, d'une bonne pompe à incendie, par exemple. On n'a pas à se préoccuper de l'isolement de la partie supérieure de l'antenne, mais il faut assurer celui de l'ajutage.

Quelle que soit l'antenne que l'on adopte, les conducteurs qui la constituent ne doivent présenter aucune solution de continuité, et toutes les jonctions doivent être soudées avec le plus grand soin¹. Ces soudures devront être faites de préférence à la résine.

Isolement de l'antenne. — L'un des points les plus importants dans l'établissement des antennes consiste à assurer l'isolement du conducteur.

On se sert pour cela d'isolateurs spéciaux capables de résister aux tensions élevées qui prennent naissance dans l'antenne et surtout au sommet (c'est-à-dire à l'extrémité isolée), quand elle est le siège des oscillations.

On emploie le plus souvent de simples tiges d'ébonite de 3 à 4 centimètres de diamètre, et de 30 à 40 centimètres de longueur.

Ces tiges sont percées, à chaque extrémité, d'un trou dans lequel on passe un amarrage (filin paraffiné de préférence) pour les fixer (fig. 83). De pareilles tiges n'isolent bien que par temps sec, car l'isolement devient défectueux dès qu'elles se recouvrent d'humidité.

¹ Ce n'est pas tant en vue de l'émission que de la réception que la prescription de souder les jonctions présente de l'importance.

On essaye parfois d'obvier à cet inconvénient en recouvrant la surface des isolateurs d'une substance isolante un peu grasse, comme la paraffine. Mais les poussières atmosphériques (les escarbilles notamment, à bord des bâtiments) se collent à la surface et lui font perdre ses propriétés isolantes. On obtient, dans cet ordre d'idées, de meilleurs résultats en badigeonnant les isolateurs avec une sorte de vernis que l'on obtient en dissolvant du *celluloïde* dans de l'*acétate d'amyle*.



Fig. 83.

Une bonne précaution consiste à allonger le plus possible le trajet de l'effluve en réunissant bout à bout plusieurs isolateurs identiques : pratiquement (du moins pour les petits postes), il suffit d'en mettre deux.

Un dispositif d'isolateur beaucoup plus parfait est celui qu'utilisait autrefois la marine de guerre dans ses postes d'émission directe, et que construit la C. G. R. (Compagnie générale radiotélégraphique).

Le bâton d'ébonite AB est protégé sur toute sa longueur par deux troncs de cône en *celluloïde* PQpq et MNmn, qui pénètrent légèrement l'un dans l'autre suivant *mm'n'* en formant une cavité annulaire dans laquelle on verse un peu d'huile minérale (liquide diélectrique) (fig. 84).

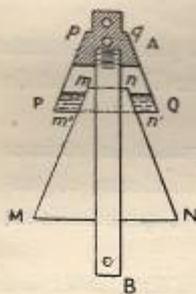


Fig. 84.

L'isolement se trouve ainsi assuré contre la pluie et contre l'humidité.

L'antenne doit également être isolée à son entrée dans le poste. Cet isolement, toutefois, n'a pas besoin d'être aussi fort que celui du sommet de l'antenne : tandis que le sommet est un *ventre* de tension, la partie inférieure de l'antenne est, en effet, voisine de la terre, c'est-à-dire d'un *nœud* de tension¹.

¹ Dans l'émission directe, cet isolement doit être assuré avec le même soin que celui du sommet de l'antenne ; car, au moment de la charge, le conducteur se trouve porté à la même tension sur toute sa longueur, tension du pôle de la bobine d'induction à laquelle il est relié.

On se contente, en général, pour les postes de faible puissance, de faire pénétrer l'antenne, dans le local où se trouvent les appareils de transmission, par l'axe d'un tube d'ébonite scellé au centre d'une plaque carrée d'ébonite ou de verre de 40 à 50 centimètres de côté.

Cette fenêtre doit être protégée de la pluie par un auvent extérieur, et il convient de l'orienter, si possible, en sens opposé des vents (humides) régnants (fig. 85).

A son entrée dans le poste, l'antenne doit être protégée sur une longueur de 1^m,50 à 2 mètres par un guipage isolant sérieux, engagée, par exemple, dans un tube de caoutchouc épais (tube à vide), ou remplacée par une portion de conducteur à fort isolement.

Pour éviter que l'antenne n'exerce un trop grand effort de traction sur le carreau de verre ou d'ébonite par lequel elle pénètre dans le poste, on la munit d'une ou de plusieurs *retenues* en filin que l'on amarre en des points fixes à l'extérieur de la fenêtre, et dans lesquelles on intercale des bâtons d'ébonite pour assurer l'isolement.



Fig. 85.

Prise de terre. — La prise de terre joue un rôle *très important* dans un poste de T. S. F., et l'on ne saurait prendre trop de précautions pour qu'elle soit établie dans les meilleures conditions possibles.

Pour un poste de faible puissance, une plaque métallique, ou mieux une toile métallique à larges mailles, de 20 à 25 mètres carrés de surface, enfouie dans le sol humide, constitue une *terre* convenable. Comme métal, on peut employer le zinc ou le cuivre. Le cuivre revient un peu plus cher que le zinc comme frais de premier établissement, mais il conduit mieux que le zinc et se conserve beaucoup plus longtemps ; aussi son emploi est-il, en définitive, plus économique, surtout quand on le prend sous forme de toile métallique. Le fer (galvanisé ou non) s'oxyde très rapidement, et son emploi doit être évité.

A bord d'un bâtiment, on obtient une excellente terre en soudant à la coque une bande de cuivre de 25 à 30 centimètres de largeur et de longueur convenable.

II. — CIRCUIT D'EXCITATION DE L'ANTENNE

Le circuit d'excitation de l'antenne, ou circuit de décharge, comprend :

- 1° Un condensateur C ;
- 2° Un éclateur à étincelles E ;
- 3° Une self-induction S, qui est constituée par le primaire du *Testa* ou une portion des spires du transformateur *Oudin* (fig. 81 et 82).

Condensateur. — Comme condensateur, on emploie, soit des *bouteilles de Leyde*, soit un condensateur à *plaques de verre*. La forme la plus simple de bouteille de Leyde est un vase de verre cylindrique, sur les parois duquel sont collées, tant à l'extérieur qu'à l'intérieur, les feuilles d'étain qui constituent les armatures du condensateur.

La connexion à l'armature intérieure s'opère au moyen d'une tige de laiton AB, à la partie inférieure de laquelle sont soudés 3 ou 4 cerceaux de clinquant qui forment ressorts en s'appliquant contre la paroi (fig. 86).

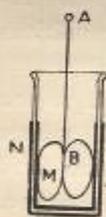


Fig. 86.

Le choix de la qualité du verre a une importance capitale.

Ce verre doit présenter une grande rigidité électrostatique (ne pas être facilement percé par la décharge), et être peu hygrométrique. Pour les bouteilles, le meilleur verre est le *flint* ou *verre blanc de Glasgow*.

Les condensateurs à plaques sont constitués par un certain nombre de plaques de verre, revêtues sur chacune de leurs faces d'armatures d'étain ou d'aluminium, et disposées parallèlement dans des caisses rectangulaires.

Les connexions voulues s'opèrent à l'aide des queues métalliques

M et N (en étain fort ou en clinquant) qui doivent, bien entendu, être soigneusement isolées l'une de l'autre (fig. 88).

Les condensateurs à diélectriques solides sont sujets à s'échauffer

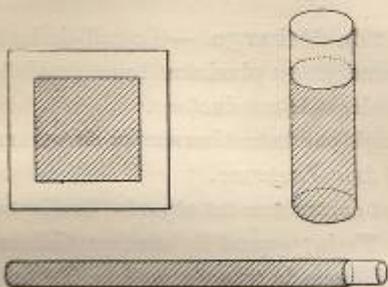


Fig. 87.

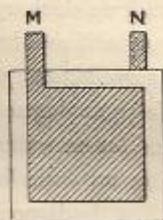


Fig. 88.

quand on les emploie dans un circuit de décharges de haute fréquence. Cet échauffement, qui correspond à une dissipation plus ou moins grande, à l'état d'énergie calorifique, de l'énergie mise en jeu dans le condensateur, tient principalement à la production des *effluves* qui cheminent d'une armature à l'autre le long de la surface du diélectrique. On remédie d'une manière plus ou moins efficace à la formation des effluves en enduisant la portion des bouteilles non recouverte par les armatures d'une couche épaisse de paraffine coulée à chaud (de manière qu'elle soit bien adhérente), ou en immergeant les plaques dans un liquide diélectrique, pétrole ou huile minérale lourde.

Comme les effluves se produisent toujours sur les bords libres, c'est-à-dire à la périphérie des armatures, il y a intérêt à ce que cette périphérie présente le développement le plus petit possible par rapport à la surface totale couverte.

À égalité de surface, la périphérie de l'armature est plus petite pour une bouteille cylindrique que pour une plaque rectangulaire. La forme « bouteille » est donc, en général, plus avantageuse.

Elle l'est d'autant plus, d'ailleurs, que la longueur du cylindre est plus grande par rapport à son diamètre (fig. 87).

Nous verrons que ces considérations, qui n'offrent pas un grand

intérêt pour les petites capacités que l'on a à utiliser dans les postes de faible puissance, deviennent importantes quand on a à faire usage de grandes capacités soumises à des tensions élevées.

Self-induction du circuit de décharge. — La self-induction du circuit de décharge comprend un ou plusieurs tours (mais toujours un petit nombre) d'un solénoïde conducteur.

Cet enroulement *primaire* agit par induction sur un enroulement *secondaire* analogue intercalé dans l'antenne.

Quand les enroulements sont complètement séparés, le dispositif constitue un *transformateur Tesla*; quand ils sont partiellement confondus, le dispositif porte le nom de *transformateur Oudin*.

Pour un poste de faible puissance, c'est-à-dire lorsque les tensions mises en jeu dans le circuit de décharge ne sont pas considérables, les deux dispositifs peuvent être employés indifféremment.

Un moyen simple de réaliser un Tesla consiste à enrouler sur une carcasse constituée par deux cadres de bois carrés (de 30 à 50 centimètres de côté, par exemple), disposés parallèlement et réunis par des entretoises d'ébonite, un ou plusieurs tours de gros conducteur à plusieurs brins engagé dans un tube de caoutchouc.

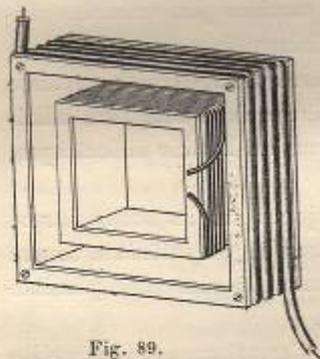


Fig. 89.

Par-dessus ou à côté de cet enroulement primaire, on dispose l'enroulement secondaire, qui comprend, en général, un nombre de tours plus grand que le primaire et est isolé avec le même soin par un guipage de caoutchouc (fig. 89).

Le primaire et le secondaire peuvent être enroulés sur le même cadre. Il est préférable, toutefois, de les enrouler sur des cadres différents, afin

de pouvoir les déplacer l'un par rapport à l'autre et de faire varier ainsi le *couplage* des circuits.

Les dimensions des cadres à employer dépendent de la longueur d'onde que l'on veut réaliser. On s'arrange généralement de manière

à constituer le primaire d'un *seul tour* de conducteur (Voir 1^{re} partie, § 56), tandis qu'on en met 5 ou 6 au secondaire qui est intercalé à la base de l'antenne, c'est-à-dire entre l'antenne et la terre.

Dans l'excitation par *Oudin*, les circuits sont confondus et il n'y a qu'un seul solénoïde, que l'on réalise, en pratique, en enroulant en hélice un gros conducteur de cuivre ou un tube de diamètre plus ou moins fort (15 à 20^{mm}, par exemple)¹.

Il suffit de donner à l'hélice un pas égal au diamètre du tube pour que l'on n'ait pas à craindre la production d'étincelles entre spires voisines. Avec les diamètres indiqués, l'hélice présente une rigidité suffisante pour qu'on puisse l'employer sans cadre accessoire formant support : l'isolement est alors plus facile à réaliser.

Dans l'axe du solénoïde est disposée une tige centrale AB, qui est reliée à l'une des armatures du condensateur du circuit d'excitation. L'autre armature du condensateur est reliée à l'un des points du solénoïde par une pince mobile N, qui embrasse le tube (souvent cette pince est fixe et disposée à demeure à l'extrémité inférieure du solénoïde). Une seconde pince M, toujours mobile, qui peut coulisser tout le long de l'hélice, permet d'intercaler dans le circuit d'excitation la longueur voulue de solénoïde, c'est-à-dire celle qui correspond à l'accord que l'on désire réaliser.

Le *primaire* est représenté ici par les spires comprises entre les prises M et N, tandis que le secondaire est représenté par les spires comprises entre N et P.

La pince N, qui est commune aux circuits primaire et secondaire, se trouve, par ailleurs, reliée à la terre (fig. 90).

Éclateur. — Pour de faibles puissances, on se contente d'employer comme éclateur deux boules de laiton ou de zinc de 3 à



Fig. 90.

¹ Les courants de *haute fréquence* n'intéressent que la surface même des conducteurs : on peut donc se servir avec avantage de conducteurs creux au lieu de conducteurs pleins.

4 centimètres de diamètre. Ces boules sont portées par des bras articulés ou des tiges filetées pour permettre de régler rapidement leur distance. On remplace parfois les boules par des cylindres de faible diamètre (15 à 20^{mm}), qui présentent une plus grande surface et s'échauffent moins lors de l'éclatement des étincelles. On se sert aussi comme éclateur, quand les étincelles sont très courtes, d'une pointe mousse et d'un disque.

III. — BOBINE D'INDUCTION ET INTERRUPTEUR

La charge du condensateur du circuit d'excitation s'opère à l'aide d'une bobine d'induction, ou bobine de Ruhmkorff, munie d'un interrupteur et alimentée par du courant continu.

La bobine même est constituée, en principe, par un *primaire*, qui comprend un certain nombre de tours de gros fil enroulés autour d'un faisceau de fils de fer doux formant noyau. Par-dessus le primaire, et séparé de lui par une gaine isolante, est enroulé le *secondaire*, qui comprend un grand nombre de tours de fil relativement fin.

L'ensemble constitue un *transformateur à fuites*, — c'est-à-dire un transformateur dont le flux magnétique se ferme par l'air, — à grand rapport de transformation. Aussi obtient-on, en alimentant le primaire par un courant continu et produisant des interruptions périodiques de ce courant, une différence de potentiel élevée entre les extrémités de l'enroulement secondaire.

La différence de potentiel étant déjà notable entre deux spires du secondaire voisines l'une de l'autre, il importe d'assurer leur isolement avec le plus grand soin.

On imprègne pour cela l'enroulement secondaire d'une substance isolante, — résine ou paraffine, — que l'on coule à chaud, de manière qu'elle pénètre tous les interstices laissés entre les spires, et le guipage même du fil.

Comme la tension va en croissant constamment le long du secondaire, et que chaque couche comprend un grand nombre de spires, si l'on se bornait à enrouler le fil par couches successives, on serait conduit à superposer aux extrémités des spires, présentant une diffé-

rence de potentiel trop élevée pour pouvoir être supportée par l'isolant.

Aussi sectionne-t-on l'enroulement secondaire en le divisant en une série de bobines partielles ou *galettes* plates, que l'on juxtapose

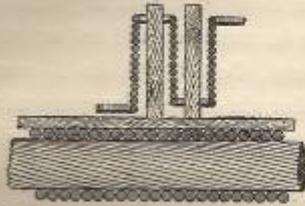


Fig. 91.

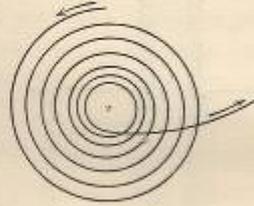


Fig. 92.

pose après les avoir séparées par des cloisons isolantes. Les bouts libres des fils de chaque galette sont réunis alternativement par le centre ou par la périphérie (fig. 91).

Ce dispositif de *cloisonnement* est généralement adopté dans toutes les bobines un peu puissantes.

En le poussant à l'extrême, on est conduit à réduire chaque galette à une simple spirale de fil (fig. 92).

C'est ce dernier mode de cloisonnement qui est adopté dans les bobines *Klingelfüss* avec un dernier perfectionnement, qui consiste à disposer les sections élémentaires du secondaire sur des surfaces coniques au lieu de les disposer sur des disques plans normaux à l'axe de la bobine. Quand on passe d'une spirale à la suivante, la différence de potentiel va en croissant, tantôt du centre à la périphérie, tantôt de la périphérie vers le centre.

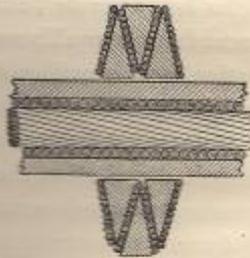


Fig. 93.

La disposition adoptée (fig. 93) permet d'attribuer une valeur variable à l'isolement, selon que l'on s'écarte du centre de l'enroulement ou que l'on s'en rapproche, en employant, au lieu de cloisons isolantes d'épaisseur uniforme, des cloisons d'épaisseur alter-

nativement croissante vers le centre ou la périphérie, et de réaliser le maximum d'isolement pour l'encombrement minimum.

Dans la bobine ou *transformateur Rochefort*, le secondaire n'est pas cloisonné et comprend une seule galette de fil relativement gros enroulé en électro, qui n'occupe qu'une portion de la longueur du noyau.

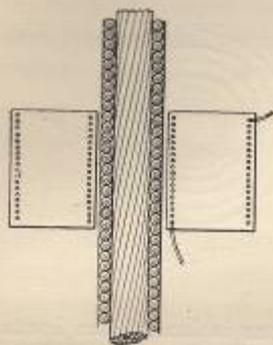


Fig. 94.

D'après la manière dont est opéré cet enroulement, l'extrémité du fil secondaire voisine du centre demeure nécessairement au potentiel du primaire, c'est-à-dire à une basse tension, tandis que l'extrémité périphérique est à une tension élevée. Il n'y a donc aucune précaution spéciale à prendre pour assurer l'isolement entre le primaire et le secondaire (fig. 94).

Quant à l'isolement du secondaire, il est obtenu à l'aide d'un isolant *pâteux*, de composition spéciale, dont les excellentes qualités suppléent à l'absence totale de cloisonnement.

On se sert généralement, pour la T. S. F., de bobines de 30 à 40 centimètres d'étincelle.

La longueur de l'étincelle que l'on obtient entre les pôles du secondaire lorsqu'ils sont isolés ne donne, d'ailleurs, qu'une indication assez grossière de la valeur que peut avoir la bobine dans les conditions spéciales d'emploi en radiotélégraphie.

Comme ces bobines sont destinées à charger le condensateur du circuit d'excitation dont la capacité est toujours notable, il est avantageux que le secondaire soit *peu résistant*¹.

Quand cette condition ne se trouve pas remplie, on peut associer deux bobines en réunissant les primaires en série et les secondaires en parallèle. Mais la solution n'est évidemment jamais économique,

¹ L'étincelle que donne une bobine d'induction diminue toujours de longueur quand les bornes du secondaire sont reliées aux armatures d'un condensateur, c'est-à-dire à une certaine capacité. Mais cette diminution est moins grande quand le secondaire est peu résistant.

et il vaut toujours mieux choisir *a priori* une bobine dont le secondaire ait une résistance suffisamment faible, c'est-à-dire dont le fil soit suffisamment gros.

Il convient d'insister sur un autre point pour les bobines employées dans la T. S. F., du moins dans l'émission par *Oudin*. L'une des armatures du condensateur, et, par suite, l'un des pôles de la bobine d'induction, se trouve alors relié à la terre (Voir fig. 82). Il en est de même, bien entendu, dans l'émission directe. Une bobine n'est pas faite, en général, pour travailler dans ces conditions, et risque fort de crever entre le primaire et le secondaire si l'isolement n'a pas été renforcé.

Aussi, à moins que l'enroulement n'ait reçu une disposition spéciale (comme dans la bobine Rochefort), faut-il veiller d'une façon toute particulière à l'isolement entre primaire et secondaire des bobines destinées à la T. S. F.¹.

En somme, une bobine d'induction pour T. S. F. doit présenter les caractéristiques suivantes :

Secondaire peu résistant (nombre de tours pas trop grand de fil relativement gros) ;

Isolement renforcé entre le primaire et le secondaire, ou enroulement en électro.

La bobine d'induction doit être munie de deux organes indispensables l'un et l'autre à son fonctionnement : l'*interrupteur* et le *condensateur*.

Dans la technique de la T. S. F., on n'utilise guère que deux genres d'interrupteurs :

L'interrupteur à marteau ;

¹ Quand les pôles de la bobine sont isolés, si l'un des pôles a un potentiel $+V$, l'autre a un potentiel $-V$, de sorte que la différence de potentiel entre eux est égale à $2V$, tandis qu'elle est égale à V entre chaque pôle et la terre, c'est-à-dire entre chaque pôle et le primaire. Quand l'un des pôles est à la terre, son potentiel demeure constant et égal à zéro. La différence de potentiel se reporte alors tout entière sur l'autre pôle, de sorte que la différence de potentiel entre l'un des pôles et le primaire devient sensiblement nulle, tandis qu'elle prend la valeur $2V$ entre l'autre pôle et le primaire, soit une valeur double de ce qu'elle avait auparavant. Si l'isolement n'a été prévu que pour la valeur V , c'est-à-dire pour les conditions de fonctionnement normal de la bobine, il peut être insuffisant.

L'interrupteur à turbine.

Les interrupteurs genre Foucault, à broche entraînée par un moteur indépendant et plongeant dans du mercure, étaient très employés au début; mais ils ont généralement été remplacés par les interrupteurs à turbine, qui permettent de couper des courants plus intenses.

Sous sa forme la plus simple, l'interrupteur à marteau consiste en une lame élastique l , qui est fixée en A et porte, à l'extrémité, une masselotte m de fer doux. Cette masselotte est disposée en regard et très près de l'extrémité du noyau MN de la bobine et vient s'appuyer, à l'état de repos, sur une vis métallique V . Les connexions étant faites comme l'indique le schéma (fig. 95), le courant se trouve fermé, le noyau s'aimante et attire le marteau M , qui quitte brusquement la vis V , de sorte qu'une interruption se produit. Le noyau étant désaimanté cesse d'attirer le marteau, qui, obéissant à son ressort, revient en arrière, rétablit le contact et permet au même cycle d'opérations de se reproduire.

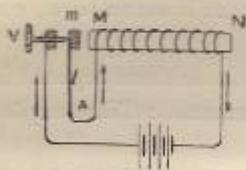


Fig. 95.

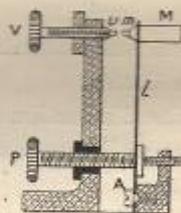


Fig. 96.

Le marteau représenté dans la figure 96 est celui qui est adapté à un modèle de bobine de Apps (25 cent. d'étincelles), spécialement établi en vue de la T. S. F. et très répandu dans les postes anglais.

Il est muni d'une seconde vis P , qui permet de régler la tension du ressort l , de manière à rendre les ruptures brusques.

Un perfectionnement sérieux a été apporté aux interrupteurs à marteau par Carpentier. Dans son *rupteur atonique*, ce n'est pas le marteau même qui établit ou rompt le contact, mais une lame de cuivre indépendante (fig. 97).

Le trembleur est constitué par une palette de fer doux A, qui porte la masselotte M attirée par le noyau de la bobine. Cette palette est ramenée en arrière par un ressort à boudin R, réglable au moyen d'une vis N, et vient s'appuyer, dans la position de repos, contre une vis P.

Le courant se ferme par le contact fixe r, commandé par la vis V, et par le contact mobile c, qui est porté par la lame flexible C.

L'interruption du courant se produit au moment où la palette vient frapper l'extrémité de la lame C : elle a lieu brusquement, car à l'instant du choc la palette a déjà pris une certaine vitesse. On fait varier dans une large mesure la fréquence des interruptions en modifiant la tension du ressort R.

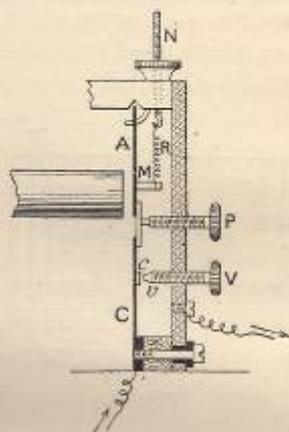


Fig. 97.

Tous ces interrupteurs doivent être munis de larges contacts en platine. Encore ces contacts sont-ils rapidement détériorés par les étincelles de rupture et doivent-ils être fréquemment remplacés.

Aussi, bien qu'ils présentent certains avantages à cause de leur simplicité, est-on obligé de les abandonner dès que le courant à couper dépasse 5 à 6 ampères pour leur substituer les *interrupteurs à turbine*.

Ces appareils, qui dérivent tous de l'interrupteur de l'Allgemeine Elektrizitäts Gesellschaft, reposent sur le principe suivant : Une toupie conique creuse T, entraînée par un axe vertical A animé d'un mouvement de rotation rapide, tourne dans un récipient en fer R qui contient du mercure à la partie inférieure. Ce mercure est aspiré par des trous *mn* pratiqués obliquement à la base de la toupie, remplit le cône creux, et est projeté, par des ajutages *p, q*, sur un certain nombre de lames de cuivre isolées disposées à la périphérie. La rupture du courant se produit au moment où le jet de mercure abandonne la lame métallique (fig. 98).

Pour éviter la formation d'arcs et rendre cette rupture plus

brusque, on remplit le récipient d'un liquide diélectrique, huile de pétrole ou alcool. Toutefois, le mercure s'émulsionne au bout d'un certain temps (surtout quand on emploie le pétrole), et le fonctionnement devient irrégulier. Il demeure parfait, au contraire, si l'on supprime tout liquide diélectrique au-dessus du mercure, et que l'on fasse circuler dans l'appareil un courant de gaz d'éclairage (Béclère).

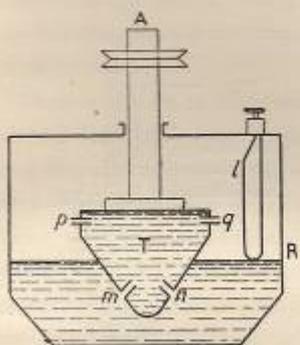


Fig. 98.

Le récipient doit alors, bien entendu, être hermétiquement clos, et l'on introduit le gaz par des ajutages latéraux.

La turbine est entraînée, soit par courroie à l'aide d'un moteur indépendant, soit par un petit moteur

électrique spécial directement claveté sur l'axe. C'est cette dernière solution qui est adoptée dans le modèle d'interrupteur Gaiße.

Dans le mouvement de rotation de la turbine, le mercure est lancé par deux ajutages diamétralement opposés sur deux lames disposées à 180° l'une de l'autre : l'un des fils sert à la fermeture du primaire, l'autre à la fermeture du circuit du moteur. Ce moteur comprend quatre électro-aimants montés en dérivation sur la source d'alimentation. Les fermetures et ouvertures périodiques du courant produisent des attractions également périodiques sur les palettes d'un disque de fer découpé qui est monté sur l'axe de rotation et disposé au-dessus des électro-aimants. Ces attractions intermittentes suffisent à assurer la continuité du mouvement : il est nécessaire, bien entendu, de lancer à la main le disque en même temps qu'on ferme le courant.

L'interrupteur Magunna dont on a donné le principe au § 64, 1^{re} partie, fournit un nombre d'interruptions élevé et fonctionne très régulièrement pour de faibles puissances.

Le diapason interrupteur A est entretenu mécaniquement en vibrations par le frottement d'une courroie sans fin C, entraînée par un petit moteur auxiliaire, sur l'extrémité de l'une des branches B.

Le ressort *b*, qui est solidaire du mouvement de la branche *B'*, en butant contre la vis *V*, commande les interruptions du circuit primaire *S* de la bobine d'induction (fig. 99).

Les bobines d'induction sont toujours munies d'un condensateur, qui est placé en dérivation sur l'interrupteur et est destiné à absorber l'étincelle d'extracourant de rupture.

Quand la bobine porte un interrupteur à marteau, le condensateur fait généralement corps avec la bobine, comme l'interrupteur, et est logé dans le socle. Avec les bobines munies d'interrupteurs à turbine, le condensateur est, le plus souvent, disposé à part dans une boîte spéciale.

Dans tous les cas, il se compose d'une série de feuilles d'étain séparées par des feuilles de papier paraffiné et empilées les unes sur les autres. Un élément du condensateur est constitué par deux feuilles d'étain séparées par une feuille de papier. Un système de

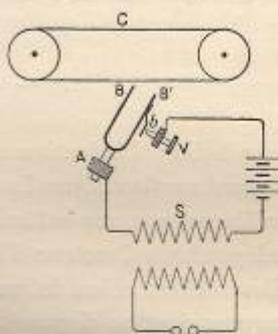


Fig. 99.

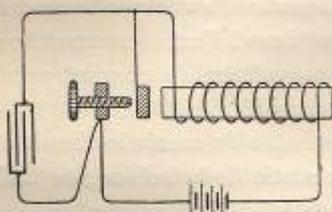


Fig. 100.

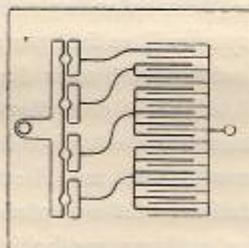


Fig. 101.

plots disposés sur le couvercle de la boîte qui contient les feuilles permet de réunir en parallèle, à l'aide de fiches, un nombre plus ou moins grand d'éléments et de réaliser une capacité de valeur plus ou moins grande (fig. 101). Ce réglage de la capacité est indispensable si l'on veut obtenir une étincelle bien régulière. Il dépend,

et de la fréquence des interruptions, et du voltage du courant d'alimentation (courant primaire).

Les condensateurs des bobines d'induction employées en T. S. F. ont des capacités de 1 microfarad environ, parfois davantage.

IV. — CIRCUIT D'ALIMENTATION

La bobine d'induction et son interrupteur sont alimentés par du courant continu. Dans les postes à terre, ce courant est fourni de préférence par une batterie d'accumulateurs chargés par une source indépendante (secteur d'éclairage, groupe électrogène, ou même piles sèches, selon la puissance que l'on désire réaliser ou les moyens dont on dispose).

Pour obtenir un fonctionnement régulier des bobines d'induction de 20 à 30 centimètres d'étincelles, il convient de se servir d'une source de 20 à 30 volts de force électromotrice capable de débiter une douzaine d'ampères.

On est souvent obligé, — surtout à bord des bâtiments où l'on emprunte nécessairement le circuit du bord, — de marcher avec des voltages beaucoup plus élevés. La bobine fonctionne quand même, bien entendu; mais c'est au détriment des contacts de l'interrupteur. Il ne faut pas non plus perdre de vue que le condensateur est exposé à subir des tensions (dues à l'extra-courant de rupture), d'autant plus élevées que le voltage du courant primaire d'alimentation est lui-même plus considérable.

Dans tous les cas, il est indispensable de munir le circuit d'alimentation, tant à l'entrée qu'à la sortie de la bobine, de *fusibles* bien sûrs. Pour une bobine destinée à fonctionner sous un régime de 8 à 10 ampères, on prendra, par exemple, des fusibles de 15 ampères.

Manipulateur. — Dans le circuit d'alimentation du primaire se trouve également intercalé le *manipulateur*, c'est-à-dire la clef qui permet de produire à volonté l'émission de séries d'étincelles *longues* ou *brèves*.

Dans les postes de faible puissance, où l'on n'a guère à couper un courant de plus d'une dizaine d'ampères, ce manipulateur est simplement une clef Morse dont on a agrandi un peu les dimensions et, notamment, les contacts de rupture, qu'il est bon de platiniser assez fortement.

La figure 102 donne l'un des modèles courants. Une tige de cuivre l mobile autour d'un axe O porte, à l'une des extrémités, un contact platiné A , placé en regard d'un contact fixe B . L'appareil est intercalé dans le circuit entre l'axe O et le contact fixe B . La tige l , qui est munie d'un bouton d'ébonite C pour la manipulation, est ramenée à sa position de repos par un ressort à boudin R à tension variable : une vis V permet de régler la distance initiale des deux contacts.

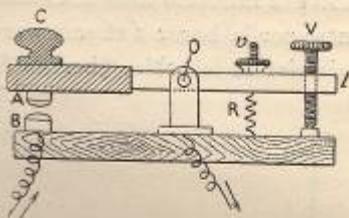


Fig. 102.

V. — MONTAGE DES APPAREILS D'ÉMISSION

La figure 103 donne la disposition générale du poste d'émission dans le cas où l'on se sert d'un *Oudin*.

L'antenne est reliée à la pince supérieure P du solénoïde et la terre à la pince inférieure N , ainsi qu'à l'une des boules de l'éclateur. L'une des armatures du condensateur C du circuit de décharge (bouteilles de Leyde) est réunie à l'autre boule de l'éclateur, tandis que l'autre armature est reliée à la pince mobile M . Toutes ces connexions doivent être établies à l'aide de lames de cuivre de 2 à 3 centimètres de largeur, et présenter le *moins de longueur possible*.

On a supposé que le condensateur est chargé par une bobine d'induction munie d'un interrupteur à turbine.

Les bornes A' et B' du secondaire sont respectivement reliées aux boules de l'éclateur par des bouts de fils rigides qu'il faut avoir soin d'écarter des parois du poste et des autres appareils.

Le circuit d'alimentation du primaire est pris aux pôles de la

batterie d'accumulateurs A_c . Il comprend un rhéostat à manette R pour régler l'intensité du courant qui est donnée par un ampère-mètre G intercalé dans le circuit, et l'interrupteur I , où le courant entre par la borne a et sort par la borne b pour se rendre dans le primaire de la bobine (bornes A et B) et revenir à la source.

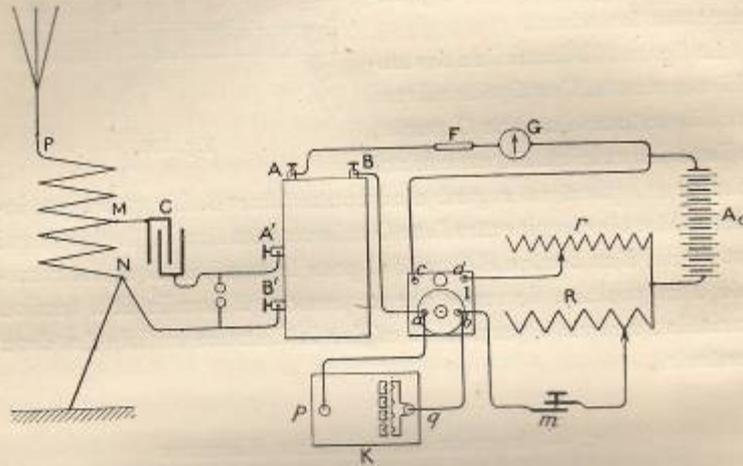


Fig. 103.

Le condensateur de la bobine, K , est disposé entre les bornes a et b de l'interrupteur. Sur le circuit sont intercalés, en outre, des fusibles F , F' , et le manipulateur m .

Le moteur de l'interrupteur est actionné par une dérivation prise sur la batterie d'accumulateurs. Ce circuit auxiliaire, qui comprend aussi un petit rhéostat r , aboutit aux bornes c et d du moteur. En agissant sur le rhéostat r , on fait varier la vitesse du moteur, c'est-à-dire la fréquence des interruptions, et l'on peut obtenir des étincelles qui se succèdent avec une rapidité plus ou moins grande.

POSTES DE GRANDE DISTANCE

Un poste de grande distance ne diffère d'un poste de petite distance qu'en ce que la puissance mise en jeu y est plus considérable, car le principe du montage demeure *le même*.

On obtient cet accroissement d'énergie en substituant à la bobine d'induction employée pour la charge du condensateur du circuit d'excitation, un *transformateur* alimenté par du courant alternatif.

Pour tirer parti de la puissance mise en jeu, c'est-à-dire pour avoir un bon rendement, il convient de ne pas fonctionner avec des longueurs d'onde trop courtes. Aussi les postes de grande distance ont-ils toujours des longueurs d'onde *plus grandes* que les postes de petite distance.

Pour réaliser ces longueurs d'onde plus grandes, on est conduit à donner aux antennes un développement plus considérable.

Un poste d'émission de grande distance est donc constitué par :

Un *circuit radiateur* antenne-terre ;

Un *circuit d'excitation* comprenant un condensateur, une self-induction et un éclateur ;

Un *transformateur* ;

Un *circuit de courant alternatif* pour alimenter la primaire du transformateur ;

Une *clef* de manipulation.

CIRCUIT RADIATEUR OU CIRCUIT ANTENNE-TERRE

Antenne. — Une forme d'antenne fréquemment adoptée est l'antenne à *rideau* ou en *éventail*, qui est formée d'une série de

conducteurs qui divergent d'un point N et vont s'attacher en des points uniformément distribués sur un conducteur horizontal AB tendu entre les sommets de deux mâts. Toutes les branches sont jonctionnées en N et réunies à un bout de conducteur simple qui pénètre dans le poste. On doit s'efforcer de tendre également toutes ces branches, dont le nombre dépend de la longueur d'onde que l'on désire donner à l'antenne.

L'isolement est obtenu à la partie supérieure en opérant l'amar-

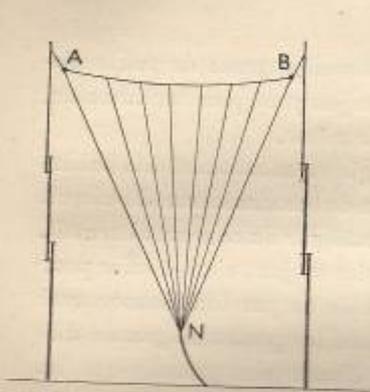


Fig. 104.

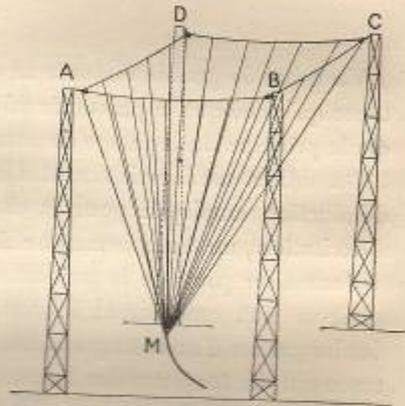


Fig. 105.

rage de l'entremise horizontale en A et en B par l'intermédiaire d'isolateurs d'ébonite.

On confectionne ces antennes à rideau avec du fil de cuivre ou de bronze phosphoreux, en se servant de préférence d'un conducteur à plusieurs brins.

L'entremise horizontale, qui supporte le rideau et est appelée à résister à des efforts de traction, doit recevoir un échantillon un peu plus fort que les branches. (Dans les postes côtiers de moyenne puissance de la marine, on adopte, pour l'entremise, du câble en bronze téléphonique à 20 fils de 2 mm., et, pour les branches, du câble analogue à 7 fils de 1 mm.)

Quand l'antenne a reçu sa forme définitive, toutes les jonctions doivent être soudées avec soin. Cette prescription générale s'applique d'ailleurs à tous les types d'antennes.

Pour des stations plus puissantes, on emploie de préférence l'antenne en pyramide renversée, qui rayonne plus également dans les différentes directions. Le support est constitué par quatre mâts ou pylônes disposés aux angles d'un carré (le côté du carré étant généralement égal à la hauteur des mâts). Les sommets des pylônes sont réunis par des entremises horizontales isolées où viennent s'attacher quatre rideaux obliques qui forment les parois de la pyramide et se réunissent, au sommet M, à un conducteur unique qui pénètre dans le poste.

Une pareille antenne présente une grande capacité et permet d'obtenir une longueur d'onde notable, même si les pylônes ne sont pas très élevés.

A bord des bâtiments, on adopte, le plus souvent, la forme en T. L'antenne se compose d'une partie horizontale MN tendue entre les mâts A et B, et comprenant au besoin plusieurs fils parallèles, et de branches verticales (ou obliques) PQ, P'Q, qui, jonctionnées au milieu de la portion horizontale, la réunissent au poste de transmission. Parfois, au lieu de jonctionner la branche verticale au milieu du « gril » horizontal, on la fait partir de l'une des extrémités : on obtient ainsi une antenne *coudée*.

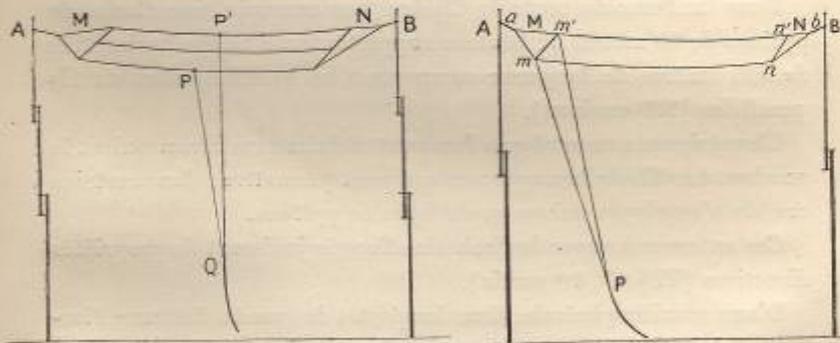


Fig. 106.

Ces deux dispositions, sensiblement équivalentes au point de vue du rayonnement, permettent de réaliser d'assez grandes longueurs d'ondes avec l'encombrement restreint compatible avec les exigences d'un bâtiment.

Les branches horizontales sont fixées à des verguettes directement saisies sur les mâts, ou tendues entre deux espars légers (en bambou de préférence) amarrés aux sommets des mâts à l'aide d'une patte-d'oie.

Afin d'assurer la tenue du gril horizontal, il convient de munir les espars de bras en filin ($m, m'; n, n'$), auxquels on donne une tension convenable, et que l'on amarre en des points fixes sur le pont du bâtiment ou dans le gréement.

Les points de suspension du gril horizontal, ainsi que les divers points d'attache des retenues, doivent, bien entendu, recevoir des isolateurs. Ces isolateurs, qui sont d'ailleurs tout à fait analogues à ceux que l'on emploie pour l'isolement des antennes des postes de petite distance, ont seulement un échantillon un peu plus fort. Des bâtons d'ébonite de 50 centimètres de longueur et de 4 à 5 centimètres de diamètre conviennent, dans la plupart des cas, soit comme isolateurs de retenue, soit comme isolateurs de suspension d'antenne.

Pour les postes de grande portée, une forme d'antenne qui donne de bons résultats est une antenne analogue à celle des bâtiments, mais à nappe horizontale très développée.

Dans l'antenne du poste de Clifden, par exemple, une dizaine de pylônes de 60 mètres de hauteur supportent une nappe horizontale de 300 mètres de longueur comportant un grand nombre de fils parallèles (200 environ).

L'expérience a montré que l'on peut réduire sans inconvénient le nombre des fils de la nappe; ce qui peut permettre, dans certains cas, de n'employer qu'une seule ligne de pylônes.

Ces antennes à nappe horizontale allongée jouissent de propriétés directives (V. § 67, 1^{re} partie).

D'une manière générale, dans les postes de grande distance, l'isolement doit être assuré avec encore plus de soin que dans les postes de petite distance; car la puissance mise en jeu ayant une valeur plus grande, la tension dans l'antenne est plus élevée.

Il convient d'employer deux ou trois isolateurs en série aux points de suspension ou de retenue, et de veiller tout particulièrement à l'isolement de sortie d'antenne.

Cet isolateur de sortie est souvent constitué, — comme dans les postes de petite distance, — par une plaque d'ébonite percée d'un trou pour livrer passage à l'antenne. Une solution meilleure est fournie par la disposition suivante, que nous avons adoptée autrefois dans les postes d'émission directe (fig. 107). Une tige de cuivre T traverse un bâton d'ébonite AB percé suivant son axe, fileté extérieurement, et fixé, au moyen de quatre écrous d'ébonite C, D, E, F, sur deux plaques de verre épaisses carrées (de 40 cent. de côté). Ces plaques forment le fond d'une caisse en bois MN. L'antenne vient à l'extérieur se fixer en A dans la tige de cadre, où elle est maintenue par la vis *v*. La partie d'antenne qui se trouve à l'intérieur du poste vient se fixer à l'autre extrémité de la tige T. Des lampes à incandescence *l*, disposées à la partie inférieure de la caisse, permettent d'échauffer l'intérieur.

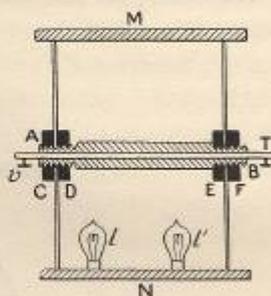


Fig. 107.

Cette légère élévation de température suffit à empêcher les glaces de verre de condenser la vapeur d'eau (tant à l'intérieur qu'à l'extérieur), de sorte qu'elles conservent, même par temps humide, les propriétés isolantes du verre sec¹.

Les mâts-supports d'antenne sont tenus par des haubans et des étais le plus souvent métalliques. Tous ces haubans et étais doivent être également isolés ou, plutôt, sectionnés en tronçons isolés les uns des autres (fig. 108). On évite ainsi qu'ils ne se mettent à vibrer avec l'antenne en absorbant une partie de l'énergie émise².

Ces prescriptions de *sectionnement* doivent s'appliquer, à bord

¹ Une précaution toujours utile à prendre pour rendre un verre plus isolant consiste à le laver à plusieurs reprises avec de l'acide chlorhydrique, puis à grande eau. On enlève ainsi des traces de silicate alcalin qui contribuent à rendre la surface hygrométrique.

² Les haubans, surtout ceux des mâts supérieurs, ont une assez grande longueur pour présenter, en tant que système vibrant, une période propre qui se rapproche de celle de l'antenne. Les tronçons, étant moins longs et isolés de la terre, ont au contraire des périodes propres beaucoup plus petites que celle de l'antenne.

d'un bâtiment, à tout le gréement (en fil d'acier), ainsi qu'aux diverses *retenues*.

D'ailleurs, les isolateurs que l'on a à employer pour séparer les

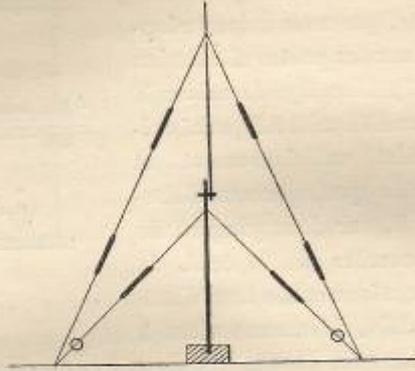


Fig. 108.

uns des autres les tronçons des haubans, n'ayant à supporter que des tensions toujours faibles, n'ont nullement besoin d'avoir les qualités isolantes des isolateurs de suspension. En revanche, ils doivent résister à des efforts mécaniques assez considérables, puisqu'ils sont insérés dans les haubans mêmes. On les confectionne généralement *en bois*, en donnant à la pièce un échantillon en rapport avec l'effort à exercer. Il convient d'ailleurs de faire travailler ces isolateurs en bois, du moins ceux des haubans inférieurs, plutôt par *compression* que par *traction*.

Prise de terre. — Plus importante encore que pour les postes de petite distance est l'installation de la *prise de terre*. En règle générale, les dimensions de la prise de terre doivent être proportionnées au développement de l'antenne. On peut admettre, pour des postes d'une puissance de 5 à 10 kilowatts, une valeur moyenne de 75 à 100 mètres carrés de plaques métalliques enfouies dans le sol pour constituer la *prise de terre*.

Au lieu de plaques métalliques, on emploie avec avantage de la toile métallique de cuivre à larges mailles.

Il n'est d'ailleurs nullement nécessaire que les 100 mètres carrés de *prise de terre* soient *réellement* couverts par cette toile métallique.

On disposera, par exemple (fig. 109), une bande de toile métallique de 3 à 4 mètres de longueur en MN à toucher le poste AB, et une autre bande PO, parallèlement à la première, à une distance d'une dizaine de mètres (telles qu'on les trouve dans le commerce, ces bandes ont une largeur de 1 mètre à 1^m,50 environ).

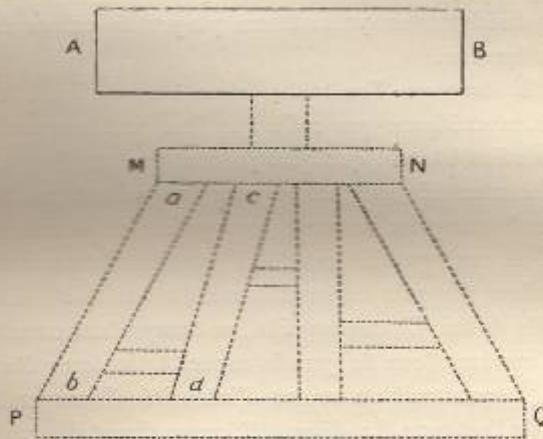


Fig. 109.

Ces deux bandes parallèles seront reliées l'une à l'autre par une série de bandes identiques *ab*, *cd* divergeant en éventail et soudées de part et d'autre : les bandes divergentes pourront être au besoin réunies par des entretoises. Le tout sera enfoui dans le sol à une profondeur de 0^m,50 à 0^m,60.

Quelle que soit la disposition adoptée, la prise de terre doit toujours être installée *sous l'antenne* même.

Il importe d'ailleurs surtout qu'elle soit enfouie dans un sol *humide*.

Cette considération présente une telle importance, que c'est elle qui doit principalement guider le choix de l'emplacement du poste.

Il n'est pas toujours possible d'y satisfaire pour une station édi-

fiée à proximité de la mer. Toutefois, on devra plutôt s'écarter du rivage que de s'exposer à établir le poste sur un terrain trop rocheux ou trop sablonneux, et on suppléera dans la mesure du possible au défaut d'humidité du sol par une irrigation ou un arrosage artificiel de la prise de terre.

A bord d'un bâtiment, nous avons déjà dit qu'il suffit de souder à la coque un bout de plaque métallique de largeur convenable pour obtenir une excellente prise de terre. Pour un poste d'une puissance moyenne (de 2 à 5 kilowatts, par exemple), on satisfera à tous les desiderata en prenant une plaque de cuivre de 0^m,50 à 1 mètre de largeur.

En fait, la terre que l'on réalise ainsi à bord d'un bâtiment est toujours bien meilleure que celle que l'on peut arriver à obtenir dans une station à terre, quelques précautions que l'on prenne.

Quand la nature du sol (sol trop sec) ne permet pas l'établissement d'une bonne prise de terre, on a préconisé pour la remplacer l'emploi d'un *contrepois*¹ constitué par des filets métalliques de grande surface disposés horizontalement à une faible distance du sol et isolés de lui. Ce contrepois, se comportant comme l'armature d'un condensateur de grande capacité (la terre étant l'autre armature), permettrait au ventre d'intensité d'occuper la partie inférieure de l'antenne. Le dispositif, assez discutable au point de vue théorique, ne paraît pas avoir donné en pratique de bien brillants résultats et ne saurait être recommandé que comme un pis aller.

CIRCUIT D'ALIMENTATION

Alternateur. — Dans les postes de grande puissance, la bobine d'induction est remplacée le plus généralement par un *transformateur industriel* alimenté par du *courant alternatif*. La substitution du courant alternatif au courant continu permet de supprimer

¹ C'est-à-dire d'un système de conducteur qui, placé à la base de l'antenne, serait capable d'agir comme la terre en donnant l'*image électrique* de l'antenne (1^{re} partie, § 41).

l'*interrupteur*, qui est un organe délicat et limite la puissance que l'on peut mettre en jeu.

A moins que le poste ne se trouve à proximité d'un réseau de distribution d'éclairage ou de force motrice, il faut qu'il produise lui-même le courant alternatif dont il a besoin, à l'aide d'un *alternateur* entraîné par un moteur mécanique.

Cet alternateur, qui peut d'ailleurs être d'un modèle quelconque, doit être robuste et très bien *isolé*, car il est exposé à des retours de courants de haute fréquence. On doit veiller surtout à l'isolement à la masse, et, à bord d'un bâtiment, une précaution utile consiste à interposer un matelas mauvais conducteur entre le bâti de la machine et le pont métallique sur lequel il est fixé.

On choisira de préférence un type d'alternateur à *induit fixe* dont l'isolement est toujours plus facile à assurer.

Un pareil alternateur est généralement construit de la manière suivante.

L'induit fixe est constitué par un anneau ou cylindre creux plus ou moins épais, formé de tôles empilées les unes sur les autres. Dans ces tôles sont découpées des encoches ou des rainures où sont logées les bobines induites : le tout est porté par une carcasse ajourée, en fonte.

L'inducteur se compose d'un certain nombre de bobines dont les noyaux rayonnent autour de l'axe et dont l'ensemble forme une sorte de volant qui tourne à l'intérieur de l'induit.

Pour que les noyaux prennent leur polarité, les bobines doivent être parcourues par un courant *continu* ou courant d'*excitation*. Elles sont donc reliées en série, et les extrémités de l'enroulement aboutissent à deux bagues métalliques isolées clavetées sur l'arbre.

Sur ces bagues frottent deux balais qui amènent le courant nécessaire et qui provient, soit d'une petite *excitatrice* spéciale, soit d'une batterie d'accumulateurs.

Selon les ressources de la station ou la puissance que l'on désire utiliser, on entraîne l'alternateur à l'aide d'un moteur à gaz, à essence, à pétrole lampant, ou même à vapeur.

A moins que la station n'ait un trafic intensif, il n'est guère économique de faire marcher le moteur d'une manière ininterrompue. D'autre part, il faut que le poste soit en mesure de répondre, sinon

instantanément, du moins dans le plus bref délai possible, à une attaque qui le concerne.

Si le moteur ne tourne pas, il faudra commencer par le mettre en marche, et, même avec un moteur à essence, cette opération exigera un certain temps.

Aussi adopte-t-on fréquemment la solution qui consiste à entraîner l'alternateur par un *moteur électrique* à courant continu auquel le courant est fourni par une batterie d'accumulateurs : la mise en marche peut ainsi être immédiate.

Quant à la batterie d'accumulateurs, elle est chargée à intervalles par un groupe électrogène comprenant un moteur et une dynamo.

La fréquence de l'alternateur peut avoir en principe une valeur quelconque. Toutefois, on adopte d'ordinaire une fréquence d'autant plus grande que la capacité du circuit d'excitation est plus petite.

Dans les émissions à étincelles *raréfiées* (ce sont celles dont nous nous occupons principalement ici), la fréquence de l'alternateur est généralement comprise entre 30 et 100 par seconde.

Cette fréquence doit en tous cas demeurer parfaitement constante, à cause du réglage de la *résonance* du secondaire du transformateur : on en contrôle souvent la valeur à l'aide d'un *fréquencemètre*¹.

¹ Le *fréquencemètre* de la C. G. R. (en usage dans les postes côtiers de la marine) (fig. 110) est constitué par un équipage de deux noyaux en fer doux B, B', solidaires d'une aiguille KL, et respectivement attirés par les bobines A, A'.

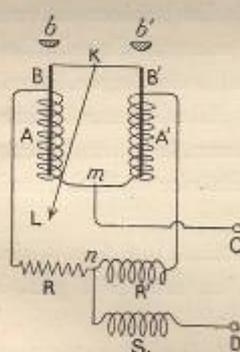


Fig. 110.

Le cadran peut ainsi être gradué en nombre de tours.

attirés par les bobines A, A'. Les enroulements A et A', qui sont en dérivation l'un sur l'autre, sont équilibrés à l'aide de deux résistances R, R', de sorte que l'aiguille KL demeure au zéro quand un courant continu de valeur quelconque parcourt le circuit. Mais, des deux résistances d'équilibre, l'une R est *non inductive* (sans self), l'autre R' est *inductive* (possède de la self).

Il en résulte que l'équilibre ne subsiste plus quand le courant est alternatif, car la résistance de la portion R' du circuit, — *résistance apparente* (impédance), — dépend de la fréquence du courant, tandis que la résistance de la portion R en est indépendante.

Il s'établit donc, pour chaque valeur de la fréquence, un équilibre différent des noyaux, et, par suite, de l'aiguille.

La régularité de vitesse du moteur qui entraîne l'alternateur, relativement facile à obtenir quand ce moteur est *électrique*, n'est pas sans offrir certaines difficultés quand le moteur est *mécanique* (surtout quand on a à marcher à deux ou trois vitesses différentes, ainsi que cela se présente fréquemment).

TRANSFORMATEUR

On emploie soit des *transformateurs industriels*, c'est-à-dire des transformateurs *sans fuites*; soit des transformateurs *à fuites*, établis pour satisfaire aux conditions de *résonance* (1^{re} partie, § 59).

Bien qu'il soit à peu près indifférent de prendre l'un ou l'autre type de transformateurs, — pourvu que les éléments en soient judicieusement calculés, — on réserve l'emploi des transformateurs industriels proprement dits aux stations de puissance notable, tandis que l'on se sert dans les stations de moyenne puissance de transformateurs *à fuites* qui permettent d'obtenir plus aisément une résonance nette.

Les transformateurs industriels peuvent, comme les alternateurs, être d'un type quelconque. Toutefois, leur isolement doit être prévu très largement, à cause des surtensions qui se produisent lors de la résonance.

Il sera bon, par exemple, de prévoir pour le voltage primaire un voltage double du voltage d'alimentation, et de compter pour l'isolement du secondaire sur un voltage quatre à cinq fois plus grand que celui qui correspond au rapport de transformation.

Comme le réglage de la résonance des transformateurs sans fuites s'obtient en modifiant la *self-induction* du primaire, on doit nécessairement adjoindre au transformateur une bobine de *réactance* ou de *self-induction variable*. Ces bobines sont généralement constituées par une carcasse en bois de section rectangulaire, sur laquelle est enroulé en spires serrées du fil de cuivre de section suffisante pour présenter une résistance ohmique très faible. L'enroulement

ne comporte qu'un petit nombre de couches, et le fil doit être recouvert d'un épais guipage afin d'assurer un isolement sérieux, car des surtensions sont susceptibles de se produire accidentellement.

Un noyau feuilleté, formé d'un paquet de lames de tôles assemblées par des rivets, occupe l'intérieur de la carcasse et est mobile suivant son axe. Ce noyau est muni, à l'extrémité, d'une poignée; en le faisant sortir plus ou moins de la carcasse, on modifie la self-induction de la bobine.

La valeur L de la self-induction de la bobine de réaction doit être en rapport avec la valeur l de la self-induction de l'alternateur.

Il convient de donner à L une valeur notable, afin de se ménager une marge suffisante de réglage.

En général, on donne à L une valeur comprise entre $\frac{l}{2}$ et l .

Par un choix convenable des constantes de l'alternateur, on peut supprimer la bobine de réaction et réaliser ainsi un gain de poids sur les organes de transmission, ce qui peut présenter de l'intérêt pour certaines applications (postes militaires transportables, par exemple). La société S. F. R. emploie ainsi pour les émissions musicales l'alternateur Bethenod, qui permet d'obtenir la résonance à une fréquence donnée sans self additionnelle.

L'enroulement de cet alternateur est analogue à celui d'un alternateur multipolaire monophasé, dont les bobines de l'inducteur et de l'induit sont à enroulement imbriqué. L'alternateur Bethenod donne de bonnes résonances à condition d'assurer la parfaite constance de la fréquence, c'est-à-dire de la vitesse du moteur qui l'entraîne.

Dans les transformateurs sans fuites, le rapport de transformation joue un rôle capital pour le réglage de la résonance. Aussi les établit-on généralement en laissant la faculté de pouvoir faire varier ce rapport de transformation. Le moyen le plus simple consiste à diviser le primaire en sections, que l'on associe entre elles de différentes manières à l'aide de connexions extérieures.

On prévoit en général (pour la résonance sur une seule capacité) deux rapports qui diffèrent de $\frac{1}{10}$ et de $\frac{2}{10}$ en plus et en

moins de la valeur m que l'on s'est fixée *a priori* et qui a servi de base au calcul.

Ce calcul est conduit en principe comme le calcul d'un transformateur ordinaire. On tiendra compte toutefois du fait suivant, c'est que, lorsque le réglage de la résonance a lieu de manière qu'il se produise seulement une étincelle toutes les deux ou trois périodes, l'intensité efficace primaire est égale à environ la moitié de celle qui correspondrait au régime *permanent* de non-éclatement, et la puissance consommée est quatre fois moindre.

Ces transformateurs sont souvent immergés dans un liquide diélectrique (huile de paraffine) contenue dans une cuve métallique.

Dans le modèle de la Société *l'Éclairage électrique*, adopté dans les stations de grande puissance de la marine, le noyau est constitué par deux cylindres de fer doux feuilletés réunis à chaque extrémité par une sorte de culasse de fer doux (fig. 111).

Le primaire est enroulé en deux couches sur un seul côté du noyau. Il est recouvert d'un manchon isolant sur lequel se trouvent enfilées une quinzaine de galettes plates, reliées en série, qui constituent le secondaire. Cinq prises différentes distribuées le long du secondaire permettent de faire varier le rapport de transformation de la valeur 35 à la valeur 55.

Le transformateur est contenu dans une cuve en tôle galvanisée remplie d'huile.

Les transformateurs à *fuites*, auxquels on réserve plus particulièrement le nom de *transformateurs de résonance*, sont généralement construits comme des bobines de Ruhmkorff.

Ils comprennent un noyau *droit* de fer divisé (faisceau de fils ou paquet de lames), sur lequel est enroulé de bout en bout le *primaire*.

L'enroulement secondaire, souvent divisé en plusieurs bobines ou galettes séparées, est disposé par-dessus le primaire. Il présente

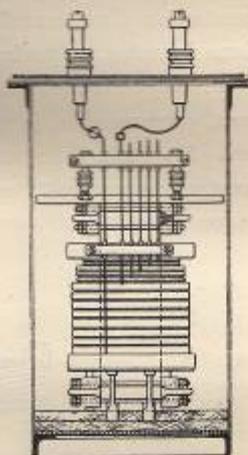


Fig. 111.

toujours une self-induction bien moindre que celle du secondaire d'une bobine d'induction. Sa résistance a également une valeur beaucoup plus faible.

En donnant à l'isolement du secondaire la même valeur qu'à celui du secondaire d'une bobine d'induction, on a une large marge de sécurité, car les surtensions qui se produisent lors de la résonance ont une valeur toujours bien moindre que les tensions que l'on rencontre normalement dans les bobines de Ruhmkorff.

Avec un transformateur de ce genre, la mise en résonance sur une capacité donnée dépend uniquement de la fréquence du courant d'alimentation et de la self-induction du secondaire. (V. § 60.)

Aussi est-il facile de déterminer très exactement par le calcul les constantes d'un transformateur capable de satisfaire à des conditions données, en partant des éléments d'un appareil déjà construit. Comme type très simple de transformateur de résonance, nous citerons, par exemple, le modèle que nous avons étudié avec Hemsalech (fig. 112). Il se compose d'un faisceau de fils de fer vernis formant un noyau de 12 centimètres de diamètre et de 50 centimètres de longueur.

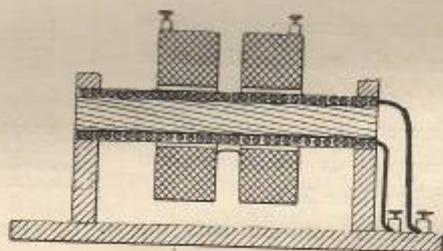


Fig. 112.

Sur ce noyau, et séparé de lui par un épais guipage isolant, est enroulé le primaire en deux couches (fil de 0^{mm},4 de diamètre) et de bout en bout.

Le tout est entouré d'un tube de micanite, sur lequel sont enfilées les deux bobines d'ébonite qui portent l'enroulement secondaire. Ces bobines occupent le milieu du noyau.

Elles portent chacune 5000 tours de fil (de $\frac{30}{100}$ de millimètre de diamètre), sont enroulées en *électro* du centre à la périphérie et reliées en série.

Le secondaire est en résonance à la fréquence de 50∞ sur une capacité de $\frac{1}{10}$ de microfarad. En fournissant au primaire une puissance de 2 kilovolts-ampères, on obtient à la résonance, entre les extrémités du secondaire, des étincelles raréfiées de 10 millimètres de longueur (ce qui correspond à un voltage de 40000 volts environ).

En fournissant la même puissance au primaire, on obtient un voltage de 5600 volts seulement au secondaire, quand il n'est relié à aucune capacité. La *surtension* atteint ainsi une valeur de 7,1¹.

C'est du même type également que procèdent les transformateurs de la C. G. R. (fig. 113).

Dans ces transformateurs qui sont à noyaux droits verticaux, le primaire est enroulé en deux bobines qui sont placées chacune à l'une des extrémités du noyau, et que l'on réunit en série.

Le secondaire comprend quatre bobines qui sont enfilées sur le noyau entre les bobines primaires.

Ces bobines secondaires sont connectées en série par groupes de deux, les deux groupes pouvant être associés soit en série, soit en parallèle, selon la valeur de la capacité sur laquelle on désire établir la résonance. Ces changements de couplage s'effectuent aisément à l'aide de lames de connexions mobiles, que l'on serre dans

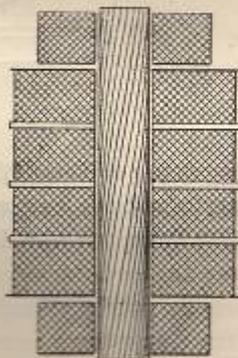


Fig. 113.

¹ On peut obtenir avec ce genre de transformateurs des surtensions encore plus élevées. Dans un modèle du même type établi principalement en vue de la spectroscopie et construit par M. Pellin, la surtension atteint une valeur de 9,3 pour la résonance sur une capacité de $\frac{2}{10}$ de microfarad.

des bornes placées sur l'une des parois verticales du transformateur.

Les transformateurs à noyaux droits sont des transformateurs à *circuit magnétique ouvert*.

On a construit aussi des transformateurs à *circuit magnétique fermé*, en enroulant sur deux noyaux distincts le circuit primaire et le circuit secondaire (fig. 114).

Ces transformateurs sont bien des transformateurs à *fuites*, mais le coefficient de couplage des circuits présente déjà une valeur notable. Aussi ne se comportent-ils, au point de vue de l'établissement de la résonance sur capacité, ni comme des transformateurs *sans fuites*, ni comme de véritables transformateurs à *fuites*. La

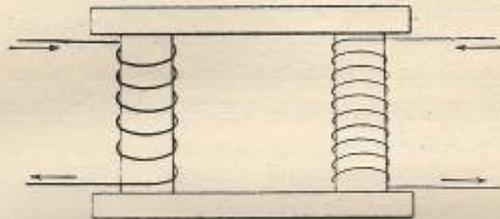


Fig. 114.

résonance que l'on obtient est en général moins nette qu'avec les transformateurs à noyaux droits.

D'ailleurs, on peut la modifier dans une certaine mesure, *mais dans une certaine mesure seulement*, par l'introduction d'une self variable dans le primaire.

On a vu qu'avec un transformateur à fuites, la résonance dépend uniquement de la valeur de la *capacité* en dérivation sur le secondaire et de la *fréquence* du courant d'alimentation.

Ces éléments étant fixes, les conditions de résonance se trouvent parfaitement déterminées et ne peuvent plus être modifiées par la suite. Le transformateur doit donc être établi une fois pour toutes, pour satisfaire aux conditions de résonance que l'on s'est imposées.

Si l'on désire obtenir avec un même transformateur la résonance sur différentes capacités, on peut opérer avec des fréquences différentes, les fréquences les plus faibles (c'est-à-dire les vitesses les

plus grandes de l'alternateur) correspondant aux capacités les plus petites (§ 60).

Il est préférable de conserver la fréquence constante et de se servir de plusieurs secondaires différents, dont chacun se trouve respectivement en résonance sur l'une des capacités choisies.

On réalise aisément ces différents secondaires avec le même enroulement en disposant des prises convenables sur cet enroulement. Les secondaires de plus grande self correspondent alors aux capacités les plus faibles.

Au lieu de disposer plusieurs prises sur le secondaire, on peut aussi réaliser des secondaires de self-induction différentes en divisant l'enroulement en sections que l'on associe en série ou en parallèle : c'est la solution qui a été adoptée dans le transformateur C. G. R. dont il a été question plus haut.

On intercale toujours une bobine de self-induction variable dans le circuit primaire d'un transformateur à fuites.

Cette bobine ne joue pas ici de rôle essentiel dans le réglage de la résonance, mais elle permet de régler aisément la fréquence des étincelles raréfiées. Elle empêche, d'autre part, le courant d'atteindre une valeur exagérée quand, par suite de l'emploi d'une énergie trop considérable pour obtenir une étincelle de longueur donnée, il y a tendance à la production d'un arc à l'éclateur.

Cette bobine de réactance n'a d'ailleurs pas besoin d'avoir d'aussi grandes dimensions que les bobines que l'on intercale dans le primaire des transformateurs sans fuites.

CIRCUIT D'EXCITATION

Éclateur. — L'éclateur, qui peut être à peu près quelconque (boule-boule, pointe-plateau, ou même pointe-pointe), tant que la puissance mise en jeu est faible, devient un organe important quand elle atteint une valeur notable, et doit alors être étudié d'une manière spéciale. Pour que la décharge demeure franchement oscillante, il ne faut pas qu'il se produise d'arc entre les électrodes.

La formation d'un arc est facilitée, tant par l'échauffement même

des électrodes, que par l'échauffement (et plutôt par l'ionisation) de la masse de gaz qui les sépare. Pour éviter que cet échauffement ne prenne une valeur trop forte, on donne aux électrodes de l'éclateur une masse notable, — d'autant plus considérable, bien entendu, que la puissance mise en jeu est plus grande, — et une forme telle que l'étincelle se promène incessamment à la surface.

Une solution simple, fréquemment adoptée, consiste à prendre comme électrodes deux cylindres parallèles d'assez gros diamètre.

Un modèle commode d'éclateur, — celui qui est en usage dans les postes de la marine, à étincelles raréfiées, — se compose de

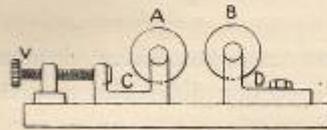


Fig. 115.

deux cylindres de zinc de 6 centimètres de diamètre A, B, portés par des équerres de cuivre C, D.

L'une d'elles, D, est fixe, tandis que l'autre, C, peut recevoir un mouvement de translation au moyen de deux vis de rappel V, V' (fig. 115).

Lorsque les cylindres ont leurs génératrices bien parallèles, l'étincelle court constamment d'un bout à l'autre des électrodes tant que durent les décharges.

Il convient d'observer que si l'on donne un gros diamètre aux cylindres de l'éclateur, ce n'est nullement une question de *potentiel explosif*.

On est conduit à les rendre massifs pour qu'ils s'échauffent moins, et à leur donner un grand diamètre afin de les faire déborder de leurs supports pour que les étincelles n'aient pas de tendance à éclater entre les arêtes de ces supports plutôt qu'entre les surfaces mêmes des électrodes.

La communication entre la partie fixe E et la partie mobile du cylindre d'éclateur C serait imparfaite si l'on se bornait à compter sur les vis de rappel pour l'établir : elle est assurée par deux lames de cuivre flexibles, respectivement fixées sur chacune des pièces. Le grand avantage de l'éclateur à cylindres est qu'il suffit de faire tourner les cylindres autour de leur axe pour changer les surfaces entre lesquelles éclatent les étincelles.

On ne doit pas attendre, pour opérer ce renouvellement des surfaces, qu'elles aient été profondément altérées par les décharges; sinon les cylindres s'ovalisent, et il faut les passer sur le tour.

Un autre type d'éclateur qui donne également de bons résultats est l'éclateur à *couronnes* de la société Telefunken (fig. 116).

Il se compose de deux *anneaux* ou *tores* métalliques centrés sur le même axe et disposés l'un au-dessus de l'autre dans deux plans parallèles. On règle la distance des anneaux à l'aide d'une vis de rappel. Lorsque cette distance est convenablement réglée, les étincelles courent constamment le long des bords des anneaux.

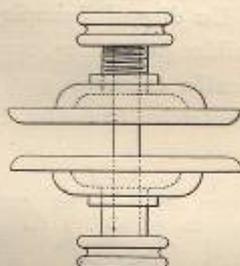


Fig. 116.

Dès que l'énergie mise en jeu prend une valeur notable, les étincelles font un bruit assourdissant, fort gênant pour le personnel chargé de la manipulation. Pour éviter cet inconvénient, on se sert parfois d'*éclateurs silencieux*, c'est-à-dire d'éclateurs en vases clos. Il faut alors avoir soin de remplacer l'air par un gaz inerte comme l'azote, ou mieux l'acide carbonique, que l'on peut se procurer plus aisément; sinon il y a production abondante dans l'atmosphère confinée de composés nitreux qui attaquent énergiquement les électrodes et leurs supports.

On a préconisé aussi l'usage d'éclateurs dans un *gaz comprimé*. Comme la rigidité électrostatique d'un gaz augmente avec la pression, les étincelles qui correspondent à un même potentiel explosif sont alors moins longues (éclateur Fessenden).

Ces dispositifs ne se sont guère répandus, car ils apportent une certaine complication dans le montage et la manipulation.

Lors de la transmission des signaux, par exemple, on est fréquemment conduit à changer la longueur de l'étincelle; on conçoit que l'opération ne soit pas des plus rapides avec un éclateur en vase clos. Aussi se contente-t-on très généralement d'enfermer l'éclateur (et les appareils à haute tension) dans un local distinct ou *chambre d'éclatement*, dont l'on recouvre les parois d'un feutrage pour amortir le bruit.

Cette disposition présente en outre l'avantage de soustraire le personnel à l'influence fâcheuse des vapeurs nitreuses qui se produisent en abondance dans les décharges.

Il convient d'ailleurs d'éliminer ces composés nitreux par une bonne ventilation.

Dans le cas des étincelles musicales, on emploie des *éclateurs tournants*.

Un dispositif simple, mais qui ne peut être utilisé que pour de faibles puissances, consiste à se servir comme éclateur d'une roue dentée entraînée par un moteur électrique et tournant entre des électrodes fixes (fig. 117). L'inconvénient du système est que les étincelles jaillissent toujours au même point des électrodes fixes.

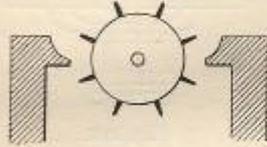


Fig. 117.

Avec un éclateur tournant, on arrive à multiplier le nombre des étincelles sans risquer la production d'un arc.

Mais, lorsque la partie mobile de l'éclateur est entraînée par un moteur indépendant, c'est-à-dire à une vitesse quelconque, les étincelles sont fort irrégulières.

On obtient de meilleurs résultats en entraînant la partie mobile de l'éclateur par l'arbre même de l'alternateur ou par un moteur synchrone, et en réglant le calage de manière que les étincelles jaillissent régulièrement au même point de la phase.

C'est le principe adopté par la Compagnie Marconi pour ses postes de moyenne puissance.

Un perfectionnement apporté par Rouzet à ce genre d'éclateurs synchrones consiste à diviser l'étincelle en plusieurs étincelles courtes en série.

L'éclateur (fig. 118) est constitué par deux disques isolants A et B : l'un fixe, l'autre mobile, qui portent un nombre inégal de dents métalliques normales à leur plan ; le disque mobile B, par exemple, en porte six, tandis que le disque fixe A n'en porte que quatre.

Les connexions étant réalisées comme l'indique la figure 118, on obtient quatre étincelles en série. Pour un calage convenable des

disques sur l'arbre de l'alternateur, ces étincelles se produisent au même point de la phase.

Pour obtenir des étincelles musicales, on se sert parfois simple-

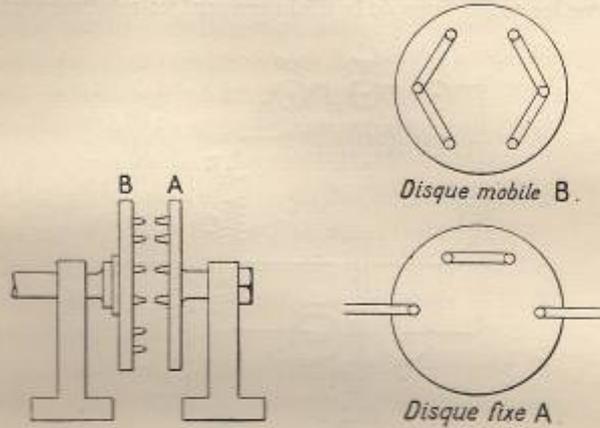


Fig. 118.

ment d'un éclateur fixe, — pointe et disque, par exemple, — avec soufflage, pour éviter l'arc (éclateur de la S. F. R., fig. 119); mais le son obtenu n'est jamais très pur.

Pour les grandes puissances, le commandant Ferrié a modifié cet éclateur en substituant à la pointe un tube (disque de cuivre rouge, tube de laiton) à l'intérieur duquel est injecté de l'air à l'aide d'un ventilateur sous une pression variable selon la puissance.

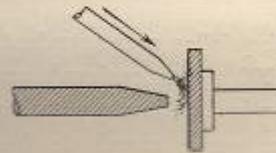


Fig. 119.

L'éclateur employé dans les stations puissantes Marconi est un éclateur tournant qui présente la disposition suivante (Discharger, Marconi) :

Les étincelles se produisent entre deux disques D, D' portés à un potentiel de 15 000 volts à l'aide d'une batterie d'accumulateurs chargés par des dynamos en série M, M', et un troisième disque mobile R qui porte à la périphérie une série de saillies ou dents perpendiculaires à son plan.

L'intervalle entre les disques est réglé de manière que l'étincelle ne puisse le franchir que quand une saillie du disque **R** passe entre **D** et **D'**.

Comme les oscillations de la décharge sont ici relativement lentes,

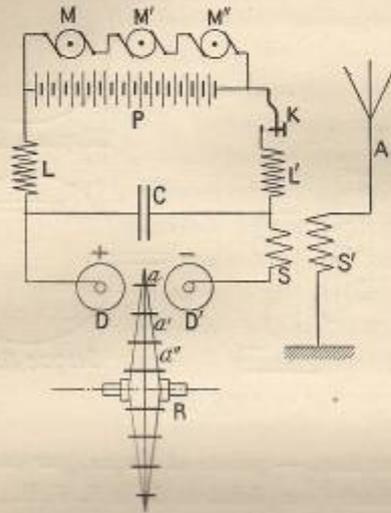


Fig. 120.

puisqu'elles correspondent à des longueurs d'ondes considérables (6000 mètres environ), on peut donner au disque **R** une vitesse de rotation suffisante pour que l'étincelle se trouve soufflée, c'est-à-dire que le circuit de décharge se trouve ouvert au bout d'une demi-oscillation. Ce circuit agit alors comme un circuit par impulsion (§ 65, 1^{re} partie) sur l'antenne **A**, qui vibre à sa période propre.

Condensateurs. — Les condensateurs des postes de grande distance sont, en principe, les mêmes que ceux des postes de petite distance : ils présentent seulement des dimensions plus grandes et sont établis pour supporter des tensions plus fortes.

On emploie également soit des condensateurs *tubulaires*, soit des condensateurs à *plaques*. Les condensateurs tubulaires sont d'autant

plus avantageux (au point de vue des pertes par effluves), que la longueur en est plus grande par rapport au diamètre.

Ils sont généralement constitués par un long tube de *crystal* (cristal plutôt que verre ordinaire), fermé à l'une des extrémités, et dont les parois intérieures et extérieures sont recouvertes de feuilles d'étain. (Les condensateurs des grands postes de la société Telefunken ont 4^m,50 de longueur.)

La maison Mosciki a apporté d'importants perfectionnements à la construction des condensateurs tubulaires. Comme la rupture du diélectrique des condensateurs se produit toujours sur le bord même des armatures, c'est-à-dire au col dans les condensateurs tubulaires, on a eu l'idée très simple, mais efficace, de renforcer ce point faible en augmentant l'épaisseur du verre au goulot de la bouteille, tout en le laissant mince partout ailleurs. On arrive ainsi à obtenir un condensateur qui présente une grande résistance à la rupture, tout en possédant, sous un volume restreint, une capacité notable (fig. 121).

Il importe, d'autre part, que les armatures soient parfaitement adhérentes au verre, car les *soufflures* constituent des points de moindre résistance où le diélectrique cède plus aisément. On obtient ici une adhérence parfaite en recouvrant le verre par voie électrochimique d'une couche mince d'argent, que l'on consolide ensuite par un dépôt de cuivre.

La prise de contact intérieure s'opère à l'aide d'une tige munie de lamelles formant ressort, qui traverse un épais bouchon de porcelaine collé à l'aide d'un ciment isolant.

La bouteille est protégée par un manchon cylindrique de laiton que l'on remplit d'eau glycinée, afin de permettre au condensateur de se refroidir plus aisément quand il travaille.

Un condensateur Mosciki, de 1^m,38 de hauteur et de 6^{cm} de diamètre, présente une capacité de 0,005 de microfarad, et est susceptible de supporter une tension de 60 000 volts.

Comme modèle de condensateur à lames, nous citerons celui qui est construit par la C. G. R., et qui est en service dans les postes de bord de la marine.



Fig. 121.

L'élément est constitué par une plaque de flint de bonne qualité, comprise entre deux lames d'aluminium, qui forment les armatures.

Un certain nombre d'éléments, réunis en un paquet et fortement serrés ensemble à l'aide de sangles, constituent une *section* de condensateur (fig. 122) : le tout est immergé dans de l'huile lourde de pétrole.

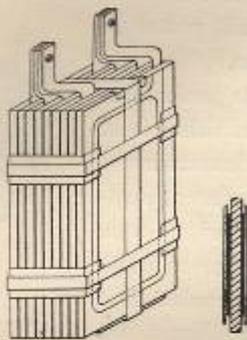


Fig. 122.

Les effluves qui se produisent sur les bords des armatures, en dépit de la présence du liquide diélectrique, ne tarderaient pas à faire naître à la périphérie une ligne de moindre résistance (*trait de diamant*). On obvie à cet inconvénient en usant d'un artifice analogue à celui qui est employé dans les bouteilles Mosciki, c'est-à-dire en donnant

au diélectrique une *surépaisseur* tout le long de la ligne faible.

Le résultat est obtenu en formant chaque armature métallique de deux lames superposées de dimensions inégales, la lame la plus petite se trouvant seule en contact direct avec le verre. On ménage ainsi, tout autour, entre les bords de la lame métallique extérieure et le verre, un intervalle qui se trouve rempli de liquide isolant quand le condensateur est immergé dans son bac.

Pour réaliser les capacités dont on a besoin dans le circuit excitateur, on associe ensemble les *bouteilles*, les *éléments* ou les *sections* des condensateurs à lames.

Tant que la tension que l'on a à mettre en jeu dans le circuit de décharge, — c'est-à-dire à l'éclateur, — demeure inférieure à celle que peut supporter un élément du condensateur, il suffit de réunir en *parallèle* un nombre convenable d'éléments pour obtenir la capacité voulue.

Avec les éléments à bouteilles, on réunit, d'une part, les *armatures externes* et, d'autre part, les *armatures internes* (fig. 123).

Avec les éléments à lames, on réunit, d'une part, les *lames paires*, et, d'autre part, les *lames impaires* (fig. 124).

Dans les deux cas, on a en M et N les bornes du condensateur. Mais, si la tension que l'on a à mettre en jeu est supérieure à celle que peut supporter une bouteille ou un élément, on est obligé de recourir à l'association en *cascade*¹.

En pratique, on se borne généralement à associer en cascade deux groupes d'éléments réunis séparément en parallèle.

On réalise cette association avec

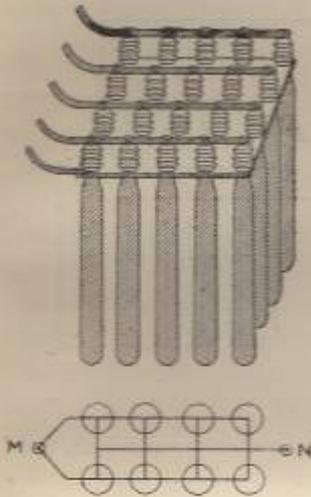


Fig. 123.

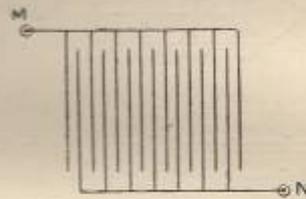


Fig. 124.

les groupes de bouteilles B et B', comme avec les groupes d'éléments à lames ou *sections* L et L', en réunissant ensemble les bornes N et N'.

Les deux bornes du condensateur qui résultent de l'association en cascade sont celles qui sont restées libres, c'est-à-dire M et M' (fig. 126).

¹ Quand on associe deux condensateurs identiques en *parallèle*, la capacité est doublée, et la tension que peut supporter l'ensemble conserve la même valeur que quand il y a un seul condensateur, car la surface devient deux fois plus grande, tandis que l'épaisseur du diélectrique reste la même.

Quand on associe deux condensateurs identiques en *cascade*, la capacité est réduite de moitié; mais l'ensemble peut supporter une tension double de celle que peut supporter un seul condensateur. Tout se passe en effet comme si l'épaisseur du diélectrique avait été doublée, la surface ayant conservé la même valeur (fig. 125).

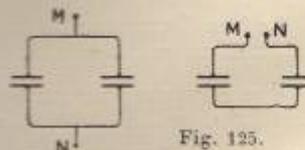


Fig. 125.

Toutes ces connexions doivent être établies à l'aide de larges lames de cuivre, et présenter le moins de longueur possible.

Comme exemple de réalisation de capacités différentes par l'association de sections en parallèle et en cascade, nous indiquerons

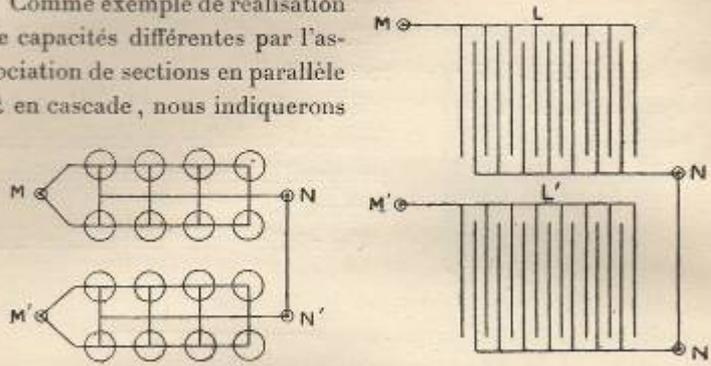


Fig. 126.

le condensateur à lames de la C. G. R., qui est en service à bord des bâtiments.

Il comprend deux bacs isolants, qui contiennent chacun deux sections, c'est-à-dire deux paquets d'éléments.

Chaque section ayant une capacité de 0,025 microfarad, en les associant entre elles, on réalise les capacités suivantes :

Deux sections en cascade.	0,0125 microfarad.
Deux groupes en cascade de deux sections en parallèle.	0,025 —
Trois sections en parallèle.	0,075 —
Quatre sections en parallèle.	0,1 —

Transformateur Oudin. — Dans les postes puissants où l'on met en jeu des tensions élevées, c'est l'émission par Oudin qui est généralement adoptée, car elle permet de réaliser beaucoup plus facilement les isolements voulus.

Le transformateur Oudin d'un poste de grande distance ne diffère que par les dimensions de celui qui a été décrit précédemment.

Il se compose, par exemple, d'un tube de cuivre de 2 à 3 centimètres de diamètre, enroulé en spires de 0^m,40 à 0^m,50 de diamètre, suffisamment rigides pour dispenser de l'emploi d'un cadre spécial comme support. Au centre est disposée une tige métallique

isolée, le long de laquelle peut glisser une douille de serrage mobile. Cette douille porte un bras muni à l'extrémité d'une mâchoire qui coulisse le long du solénoïde.

L'extrémité de l'Oudin est réunie à l'un des cylindres de l'éclateur (le cylindre fixe) et à la terre, tandis que l'extrémité supérieure est reliée à l'antenne. La tige centrale est connectée à l'une des armatures du condensateur, l'autre armature du condensateur étant reliée à l'autre cylindre d'éclateur (le cylindre mobile).

Manipulateur. — On se contente, le plus souvent, de remplacer la clef Morse à contacts secs par une clef à contacts noyés dans du pétrole. Avec des contacts assez larges, on peut, sans autre précaution, couper des courants de 20 à 30 ampères.

Le modèle de manipulateur en service dans les postes de la guerre et de la marine (fig. 127) se compose d'un levier LL' muni d'une poignée d'ébonite P, mobile autour d'un axe O.

Ce levier, dans la position du repos, est rappelé en arrière par

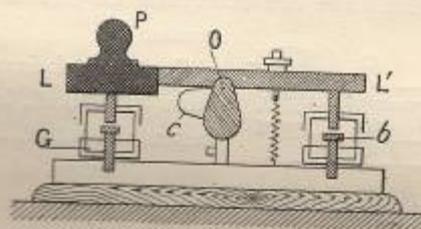


Fig. 127.

un ressort réglable et vient s'appuyer sur une butée *b*. Le contact a lieu entre deux tiges épaisses de cuivre rouge, dont l'une est vissée à l'extrémité du levier et l'autre dans le fond d'une cuvette de laiton remplie de pétrole et fermée par un couvercle d'ébonite pour éviter les projections de liquide. Le levier est relié électriquement à la chape qui porte l'axe par une lamelle souple de cuivre *c*. L'ensemble est fixé sur un socle en bois. Le godet *G*, terminé à sa base par une tige filetée, se visse sur le socle pour que l'on puisse régler sa position en hauteur. Les tiges de cuivre des

contacts peuvent être rapidement remplacées quand elles sont détériorées par la manipulation. La butée *b* sert aussi parfois de contact quand on se sert d'un rhéostat compensateur (Voir 1^{re} partie, § 58). Elle est alors disposée comme le contact de l'autre extrémité, c'est-à-dire qu'elle est constituée par deux tiges de cuivre rouge, dont l'une est vissée dans un godet de pétrole.

Quand les intensités à couper deviennent plus fortes, on se sert avec avantage d'un manipulateur à *électro-aimant*, dans lequel la rupture des contacts s'opère automatiquement au moment où l'intensité du courant passe par une valeur voisine de zéro.

Les dispositifs adoptés dans les postes Marconi ou dans ceux de la Telefunken sont à peu près identiques (fig. 128).

Le courant ne passe pas par le levier LL' du manipulateur, mais par une lame *l* placée au-dessous et formant ressort.

Cette lame *l* porte un contact A et une armature de fer doux C, en regard de laquelle est disposé un électro-aimant E.

L'enroulement de cet électro présente une faible résistance : il est intercalé entre l'une des extrémités du circuit et le plot de contact B.

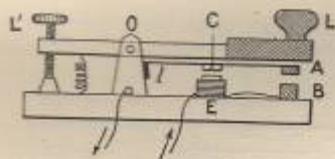


Fig. 128.

Quand on abaisse le levier L, la lame *l* fléchit et, les plots A et B venant en contact, le courant passe dans l'électro et attire l'armature C. Quand on abandonne le levier L, il se relève ; mais le con-

tact A ne se sépare de B qu'au moment où l'attraction de l'électro sur la palette est devenue trop faible pour la maintenir abaissée. En réglant convenablement la tension des ressorts et la distance des contacts, on peut faire en sorte que la rupture ne se produise qu'alors que l'intensité est voisine de zéro.

Pour les grandes intensités, on emploie souvent des contacts charbon sur charbon ou charbon dans du mercure recouvert d'une couche électrique de liquide diélectrique (alcool ou pétrole).

Ces contacts à charbons ont l'inconvénient de favoriser l'établissement d'un arc à la rupture.

Le commandant Ferrié a transformé l'interrupteur à turbine à

jet de mercure en un manipulateur capable d'être commandé à distance à l'aide d'un faible courant passant dans un circuit auxiliaire. Du mercure sous pression est envoyé par une petite turbine dans un ajustage A mobile dans un plan vertical autour d'un axe horizontal O (fig. 129). Dans la position de repos, cet ajustage est braqué vers le bas par un ressort R, de sorte que le jet de mercure vient frapper une partie isolée de l'arbre MN. L'ajutage A est commandé par un levier solidaire de l'électro-aimant plongeur E. Quand on envoie un courant dans l'enroulement E, le noyau est attiré à l'intérieur du solénoïde, l'ajutage se relève, et le jet de mercure vient frapper une couronne amalgamée B, qui tourne dans du pétrole et est en relation avec le circuit principal par l'intermédiaire du frotteur B. Le circuit se trouve alors fermé par le jet de mercure. On manipule à l'aide d'une clef Morse ordinaire intercalée dans le circuit auxiliaire qui commande l'électro E.

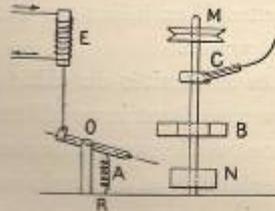


Fig. 129.

L'appareil permet de couper aisément des courants d'une cinquantaine d'ampères.

ACCESSOIRES

Self d'antenne et condensateur d'antenne. — Les postes de grande distance sont souvent appelés à émettre avec plusieurs longueurs d'onde différentes. Il ne serait pas pratique d'installer une antenne distincte pour chaque longueur d'onde.

On fait donc usage de la même antenne, en modifiant ses dimensions, pour obtenir la longueur d'onde voulue.

Pour *augmenter* la longueur d'onde d'une antenne, on ajoute à la base de l'antenne (entre l'antenne et la terre) une *self-induction*.

Pour *diminuer* la longueur d'onde d'une antenne, on intercale à la base de l'antenne un *condensateur*¹.

La self d'antenne est constituée par un câble souple de cuivre nu enroulé en hélice sur une carcasse d'ébonite de section carrée ou hexagonale.

Les extrémités du câble sont fixées à deux bornes bien isolées. L'antenne étant invariablement reliée à la borne supérieure A, une pince mobile permet de prendre un contact en un point quelconque du solénoïde et d'introduire dans le circuit antenne-terre un nombre de spires correspondant à la longueur d'onde que l'on veut obtenir (fig. 130).

Pour obtenir le réglage de la self-induction à ajouter à la base

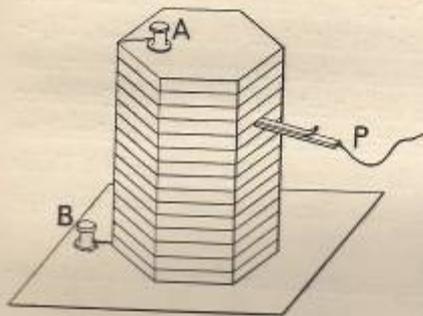


Fig. 130.

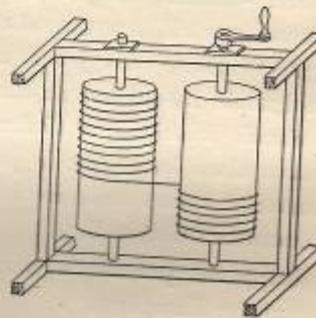


Fig. 131.

d'une antenne, on fait parfois usage de dispositifs plus précis, mais plus compliqués.

L'un d'eux consiste à se servir d'un câble souple dénudé, enroulé,

¹ Le rôle du condensateur intercalé peut s'interpréter élémentairement de la manière suivante : quand on intercale entre une antenne filiforme et la terre un condensateur de capacité *très grande*, tout se passe comme si l'antenne était reliée directement à la terre, et la longueur d'onde est égale à quatre fois la longueur de l'antenne. Quand on intercale entre l'antenne et la terre une capacité *nulle*, c'est-à-dire quand on isole l'antenne de la terre, la longueur d'onde est égale à deux fois la longueur de l'antenne. En intercalant un condensateur de capacité *finie*, la longueur d'onde du système prend une valeur intermédiaire entre quatre fois et deux fois la longueur de l'antenne (1^{re} partie, § 18).

d'une part, sur un tambour d'ébonite qui porte une rainure hélicoïdale; d'autre part, sur un cylindre métallique de même diamètre (fig. 131).

En faisant tourner les deux tambours dans le même sens, on augmente ou diminue à volonté la portion du conducteur enroulée en hélice sur le cylindre isolant, qui seule agit comme self-induction.

Un autre type de self variable est constitué par deux selfs enroulés en spirales et reliés en série : en écartant plus ou moins leurs plans, on fait varier la self-induction du système.

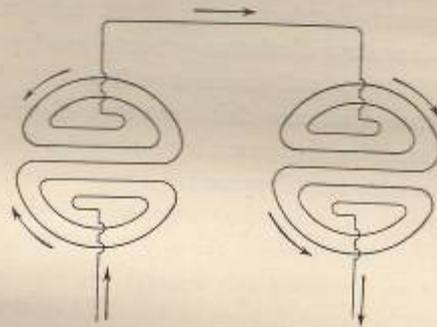


Fig. 132.

Le *variomètre* de la Telefunken repose sur un principe analogue. Deux plateaux isolants A et B disposés en regard portent les enroulements qui sont représentés schématiquement sur la figure 132.

On peut les orienter l'un par rapport à l'autre en les faisant tourner autour d'un axe perpendiculaire à leurs plans.

En se reportant à la figure, on voit que l'on modifie ainsi leur induction mutuelle, les flux s'ajoutant ou se retranchant dans les positions extrêmes.

Le *condensateur d'antenne* est un condensateur à bouteilles ou à lames, dont la capacité doit présenter une valeur d'autant plus petite que l'on désire obtenir une réduction plus grande de la longueur d'onde propre de l'antenne.

Ce condensateur doit être capable de résister à d'assez fortes tensions. Il est bien placé à la base de l'antenne ; mais comme l'antenne est coupée en B, ce point B n'est plus un *nœud* de tension, et il existe entre les points B et B' une différence de potentiel d'autant plus grande, toutes choses égales, que la capacité intercalée en BB' est plus faible (fig. 133).

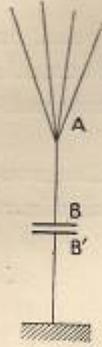


Fig. 133.

Aussi le condensateur d'antenne comprend-il généralement un certain nombre d'éléments (*bouteilles* ou *sections*) associés en cascade. Nous verrons que, pour que l'on puisse opérer correctement le réglage de la longueur d'onde *réduite*, il est indispensable que le condensateur d'antenne présente une capacité *variable* par fractions suffisamment petites.

Le condensateur d'antenne doit donc être disposé de manière que l'on puisse modifier facilement le nombre des éléments associés sans avoir à démonter tout l'appareil.

MONTAGE DES APPAREILS (ÉMISSION)

a) **Circuit primaire (à basse tension).** — Ce circuit comprend : l'induit de l'alternateur, le manipulateur K, la bobine de réactance variable L, et le primaire du transformateur. On intercale de plus, dans ce circuit, un *interrupteur* (généralement bipolaire), un *ampèremètre thermique* muni d'un shunt convenable, et des *fusibles* (un sur chaque pôle).

Un voltmètre thermique est disposé en dérivation aux bornes de l'induit de l'alternateur.

On dispose souvent en dérivation sur les conducteurs d'alimentation des lampes à incandescence montées en série par groupes de deux ou de quatre, avec le *point central à la terre* pour protéger les circuits contre les retours des courants de haute fréquence (lampes de sécurité¹).

b) **Circuit d'excitation de l'alternateur.** — L'inducteur de l'alternateur est alimenté par du courant continu qui provient d'une source indépendante. Un rhéostat est intercalé dans ce circuit, afin que l'on puisse modifier l'intensité du courant qui parcourt les inducteurs et faire varier le voltage aux bornes de l'induit. Ce circuit contient également un interrupteur et un ampèremètre (à courant continu).

Les divers accessoires du circuit primaire et du courant d'excitation sont généralement groupés sur un même *tableau de distribution*.

¹ La protection obtenue ne présente une certaine efficacité que si l'on emploie plusieurs groupes de lampes en parallèle, de manière à donner à ce circuit dérivé une résistance suffisamment faible. Mais il faut consentir alors à une perte notable.

Ce tableau de distribution, ainsi que tous les appareils qu'il porte, doit être très fortement isolé, à cause des retours accidentels possibles des courants de haute fréquence.

c) **Circuit secondaire (de haute tension).** — Il comprend le secondaire du transformateur, le condensateur et l'éclateur.

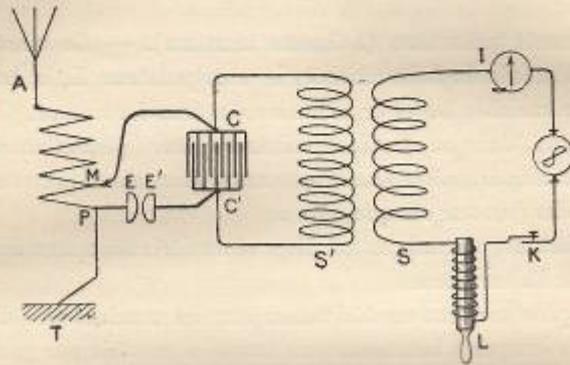


Fig. 134.

L'une des armatures C' de la batterie de condensateurs est reliée au cylindre mobile d'éclateur E' ; l'autre armature C est connectée à la tige centrale de l'Oudin et se trouve reliée, à l'aide du bras articulé et de sa pince, au point M du solénoïde. Le cylindre fixe d'éclateur E est relié à demeure à l'extrémité inférieure de l'Oudin et à la terre. Les bornes B et B' du secondaire du transformateur sont directement reliées aux armatures C et C' du condensateur.

On voit que la borne B du transformateur communique avec le cylindre E de l'éclateur et se trouve reliée à la terre par les spires inférieures de l'Oudin (dans les transformateurs de résonance enroulés *en électros*, comme la bobine Rochefort, par exemple, la borne qu'il faut relier à la terre est bien déterminée).

d) **Circuit continu.** — L'alternateur est fréquemment entraîné par un moteur électrique à courant continu qui, le plus souvent,

est un moteur en dérivation¹. Le circuit qui alimente ce moteur comprend un rhéostat de *démarrage* et un rhéostat de *champ*, en série avec l'enroulement inducteur, qui permet de faire varier la vitesse du moteur.

Ces rhéostats, qui se manœuvrent l'un et l'autre au moyen d'une manette que l'on déplace sur une série de plots communiquant avec les diverses fractions de la résistance, font partie d'un tableau de distribution spécial qui porte, en outre, un *ampèremètre*, un *voltmètre*, un *interrupteur* et un *plomb fusible* sur chaque pôle. Le tableau porte aussi souvent des *lampes témoins*, disposées en dérivation aux bornes de la source.

RÉGLAGE DE L'ÉMISSION

Elle comporte deux opérations distinctes :

- 1° La mise en résonance des circuits;
- 2° Le réglage de l'étincelle.

On reviendra plus loin, sur la première opération, qui est exécutée une fois pour toutes pour les différentes longueurs d'onde avec lesquelles le poste est appelé à transmettre, et l'on supposera qu'elle ait été effectuée.

On connaît donc les valeurs de la capacité, de la self primaire et de la self d'antenne qui conviennent pour l'onde avec laquelle on a à émettre.

On donne à ces éléments les valeurs voulues, et l'on relie l'antenne au circuit excitateur en isolant en même temps la réception, de l'antenne et de la terre. Cette manœuvre se trouve assurée, le plus souvent, d'une manière automatique, par un *verrou de sûreté*.

Pour obtenir la production d'étincelles sur une capacité déterminée, il faut mettre le transformateur en résonance sur cette capacité.

On a vu que, lors de la résonance, on peut réduire le nombre des

¹ Un moteur en dérivation alimenté par une source à voltage constant conserve une vitesse à peu près indépendante de la charge.

étincelles en réglant convenablement l'écartement des pôles de l'éclateur et l'excitation de l'alternateur.

Ce réglage a pour objet de faire en sorte que l'éclatement des étincelles se produise lors des maxima de tension et non avant qu'ils ne soient atteints.

C'est une opération des plus simples avec un transformateur à *fuites*, dont le secondaire a été précisément calculé pour satisfaire à cette condition pour une fréquence déterminée du courant d'alimentation (1^{re} partie, § 59).

On détermine d'abord la valeur de la vitesse qui correspond à la résonance.

Pour cela, après avoir donné aux boules ou cylindres de l'éclateur un écart de quelques millimètres, on met en marche le moteur, qui entraîne l'alternateur en lui donnant la vitesse *minimum* prévue.

La manette du rhéostat d'excitation de l'alternateur est placée sur la première touche (de plus grande résistance), de manière à donner également au courant d'excitation la valeur minimum.

Faisant croître progressivement la vitesse, on appuie à intervalles rapprochés sur le manipulateur, jusqu'à ce que les étincelles éclatent franchement.

On reconnaît qu'on est en résonance au *battement* de l'étincelle, qui éclate à intervalles réguliers, sans à-coups ni arrêts.

La vitesse correspondant à la résonance étant ainsi déterminée (et repérée pour les émissions ultérieures), pour augmenter l'étincelle, il suffit de donner aux cylindres d'éclatement la distance voulue et d'agir sur le rhéostat d'excitation de l'alternateur.

On s'assure toutefois, en faisant varier légèrement la vitesse en deçà et au delà de la vitesse de régime, que la résonance est bien obtenue.

Il existe toujours une bobine de self-induction réglable intercalée dans le courant primaire du transformateur. Le noyau de cette bobine demeurera, en principe, complètement enfoncé; car la présence d'une grande self-induction au primaire s'oppose à la production de l'arc. Pour obtenir de grandes étincelles, on pourra être conduit à retirer plus ou moins le noyau, si la manœuvre du rhéostat d'excitation ne suffisait pas à donner le résultat voulu.

Avec un transformateur à circuit magnétique fermé (sans fuites), la résonance s'obtient, au contraire, principalement par la manœuvre du noyau de la bobine de self-induction intercalée dans le primaire.

Une première expérience ayant permis de déterminer la valeur du rapport de transformation et de la vitesse qui satisfont approximativement aux conditions de résonance, on donnera à l'excitation une valeur juste suffisante pour que l'étincelle éclate, et l'on manœuvrera le noyau en se guidant sur la fréquence plus ou moins grande des étincelles.

On devra d'ailleurs, dans le choix du rapport de transformation à adopter, s'attacher à obtenir la résonance avec la vitesse du moteur la plus faible possible et la self-induction primaire la plus grande possible.

Dans tous les cas, quand on aura obtenu un battement régulier de l'étincelle, on augmentera un peu l'excitation, de manière que les étincelles se succèdent à intervalles suffisamment rapprochés pour qu'il n'y ait pas de ratés dans l'émission des *points* et pas de solution de continuité dans l'émission des *traits*.

La mise en marche du moteur qui entraîne l'alternateur devra toujours être effectuée d'une manière progressive, en manœuvrant touche par touche le démarrage, tandis qu'on suit les indications de l'ampèremètre.

Avec un moteur en dérivation, il faut donner à l'excitation des inducteurs la valeur la plus grande possible lors du démarrage, car c'est alors que le couple moteur a la plus grande valeur.

Le rhéostat de champ recevra donc tout d'abord la résistance minimum.

Précautions à observer lors de l'émission. — Dans l'émission par courants alternatifs à haute tension, il y a lieu de prendre des précautions spéciales de protection pour le personnel chargé de la manipulation.

Les effets physiologiques des courants alternatifs sont variables avec la fréquence.

Les fréquences faibles (50 à 100 périodes) sont les plus dangereuses : elles produisent, même pour de faibles intensités, des

contractions nerveuses violentes capables d'amener la mort par asphyxie.

En général, on rassemble tous les appareils à haute tension dans un local séparé de la chambre de manipulation, et pour rendre la protection plus efficace, on dispose souvent des *sécurités* spéciales (coupe-circuits, par exemple), qui ne permettent de pénétrer dans ce local que si le circuit d'excitation se trouve ouvert.

En cas d'accident, on doit appliquer le même traitement que dans tous les cas d'asphyxie : respiration artificielle et traction rythmée de la langue.

Au-dessus de 10 000 à 12 000 périodes, les courants alternatifs deviennent complètement inoffensifs, non pas, comme on l'a suggéré parfois, par suite de leur localisation superficielle sur le corps, mais à cause d'une action physiologique spéciale liée à la valeur élevée de la fréquence.

Aussi n'y a-t-il aucun danger à toucher un conducteur siège de courants de haute fréquence, une antenne excitée par des décharges de condensateur ; par exemple, tout au plus s'exposerait-on à quelques piqûres désagréables produites par les effluves.

Les courants de haute fréquence excités par l'arc de Poulsen (oscillations entretenues) produisent d'autres effets fâcheux, contre lesquels il convient de se mettre en garde.

Le contact avec la peau d'un conducteur siège de pareils courants produit l'effet d'un thermocautère. L'effet, purement superficiel si le contact est bref, peut produire une désorganisation profonde des tissus s'il est prolongé. L'accident est, d'ailleurs, d'autant moins aisé à éviter que l'on n'est averti par aucune sensation particulière de chaleur.

Les étincelles un peu puissantes sont très actiniques (riches en radiations réfrangibles) et exercent sur l'organe visuel une action énergique, tout à fait analogue à celle que produit l'arc électrique, et dont il convient également de se protéger.

Dans la plupart des postes puissants, le personnel qui manipule est protégé du rayonnement de l'étincelle par l'interposition d'un verre *rouge* ou *jaune*, qui lui permet d'opérer les réglages sans être incommodé.

RÉCEPTION

Généralités. — Nous avons vu qu'un poste de réception est constitué par :

Un circuit *collecteur* antenne-terre ;

Un circuit accordé excité par l'antenne et agissant sur le détecteur ;

Un détecteur d'oscillations électriques ;

Un circuit auxiliaire télégraphique ou téléphonique.

Il n'y a pas, comme pour l'émission, de distinction essentielle à établir dans la réception entre les postes de petite et de grande distance, car les dispositifs employés sont les mêmes.

Toutefois, l'emploi du *cohéreur*, dont l'usage tend d'ailleurs à disparaître de plus en plus, est maintenant exclusivement limité aux postes de petite distance. Il présente en effet, sur les détecteurs *au son*, l'avantage de permettre la réception des signaux sans que le personnel soit astreint à l'obligation d'avoir constamment les écouteurs aux oreilles : cela convient particulièrement aux petits postes dont le personnel est généralement restreint.

En revanche, il ne permet d'obtenir qu'une vitesse de transmission beaucoup plus faible que les détecteurs *au son*.

Comme on dispose maintenant de nombre de détecteurs *au son* infiniment plus sensibles que les cohéreurs et bien moins délicats, ce sont toujours eux que l'on emploie quand on a besoin d'une réception sensible, en réservant le cohéreur pour les cas où l'énergie est surabondante.

L'emploi du cohéreur se justifie également dans les applications militaires, où l'inscription des messages peut présenter une certaine importance. Toutefois, cet intérêt a beaucoup diminué depuis que

L'introduction dans la technique courante des détecteurs au son a donné l'habitude d'opérer la transmission des ordres à des distances souvent considérables, et avec des vitesses de manipulation incapables d'être suivies par le cohéreur.

RÉCEPTION PAR COHÉREUR

Un récepteur à cohéreur comprend essentiellement :

Un cohéreur ou tube à limaille et son frappeur automatique ;

Un relais ;

Une source de courant pour le tube ;

Une source de courant auxiliaire pour le frappeur et le Morse ;

Un récepteur Morse ;

Et en outre, le plus souvent, des appareils auxiliaires tels que : sonnerie d'appel, milli-ampèremètre, appareil d'essai.

Cohéreur. — Selon les considérations exposées plus haut, ce que l'on doit demander maintenant au cohéreur n'est pas d'être *très sensible*, mais parfaitement *stable* et *régulier*. Aussi les cohéreurs sensibles à limaille d'or ou d'argent entre électrodes d'acier (ou entre une électrode d'acier et une électrode dorée ou argentée),

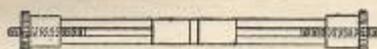


Fig. 135.

qui sont assez délicats, ne sont-ils plus guère employés dans la technique, et donne-t-on la préférence aux cohéreurs plus robustes à limaille de fer ou de nickel.

Quelle que soit la limaille employée, le cohéreur est toujours constitué par un tube de verre dans lequel sont exactement ajustées deux électrodes cylindriques d'acier (fig. 135).

Ces électrodes laissent entre elles un intervalle de 1 millimètre environ, qui contient la limaille (l'intervalle est rempli au tiers ou à la moitié).

On ménage parfois dans l'une des électrodes un évidement qui communique par une rainure longitudinale avec l'intervalle qui les sépare, et contient une réserve de limaille.

On peut alors régler à volonté la quantité de limaille comprise entre les électrodes et la renouveler au besoin.

Ce dispositif, qui permettait de donner à un cohéreur sa sensibilité maximum au moment de l'emploi, ne présente plus d'intérêt maintenant.

La limaille doit en tous les cas être parfaitement propre, et l'intérieur du tube doit être desséché avec soin.

On obtient aisément ce résultat, — sans aucun inconvénient avec des électrodes et de la limaille de fer, — en introduisant dans le tube, derrière les électrodes métalliques, des fragments de *carbure de calcium*.

Les extrémités du tube sont fermées à l'arcanson et protégées par des viroles métalliques souvent terminées par des tiges filetées avec écrous pour la mise en place des connexions.

Frappeur. — Le frappeur est destiné à décohérer le tube, c'est-

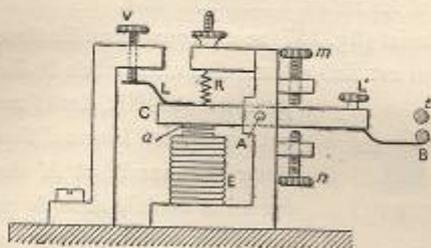


Fig. 136.

à-dire à lui imprimer un léger choc pour lui rendre sa résistance primitive et le rendre apte à déceler le passage d'un nouveau train d'ondes.

Les divers appareils en usage ne diffèrent que par d'insignifiants détails de construction : ils dérivent tous de l'appareil primitif de Marconi.

L'armature *a* d'un petit électro-aimant *E* (fig. 136) est fixée à un

levier métallique LL' qui peut osciller autour d'un axe horizontal A.

Ce levier, dont la course est limitée en haut et en bas par les vis butoirs *m* et *n*, est muni d'une lame flexible C que le ressort R vient appuyer, dans la position de repos, sur la tête de la vis V. Le courant qui arrive de la source passe de la vis V à la lame C, puis circule dans l'enroulement de l'électro et revient à la source. Tant que ce courant passe, le levier est animé d'un mouvement de *trembleur*, et la masselotte d'ébonite B, portée par l'extrémité du levier LL', vient frapper automatiquement le tube *t* qui est placé au-dessus et maintenu par un support.

Ce support est constitué, par exemple, par deux tiges de cuivre terminées par des mâchoires dans lesquelles le tube est maintenu entre une pièce fixe et une pièce mobile formant ressort. On rend parfois le support du tube mobile en hauteur, afin de faciliter le réglage de la frappe.

Relais. — Le *relais* est l'appareil qui est destiné à fermer le circuit de la pile locale sur le frappeur et sur le Morse.

On fait usage de deux sortes de relais : les *relais polarisés* à *palette mobile* et les *relais à cadre mobile*.

Un relais polarisé (fig. 137) se compose d'un électro-aimant en fer à cheval AA', qui est fixé à l'une des extrémités P d'un gros aimant permanent MNP, dont l'une des branches est divisée en forme d'U pour porter les deux bobines A et A' de l'électro. Un levier LL' mobile dans le plan horizontal porte en *p* une palette de fer doux qui oscille dans l'entrefer de l'électro.

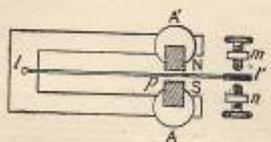


Fig. 137.

Quand un courant passe dans l'électro-aimant, il renforce l'aimantation de l'un des pôles et diminue l'aimantation de l'autre. La palette tend alors à se déplacer dans le champ, et si le courant a un sens convenable, le levier abandonne la position de repos *m* dans laquelle elle est maintenue par un léger ressort réglable pour venir fermer en *n* le circuit de la pile locale.

L'un des meilleurs modèles de relais à *cadre mobile* est le *relais Claude*, qui est en service dans les postes de la guerre et de la marine et repose sur le même principe que les galvanomètres à cadre mobile (galvanomètre d'Arsonval) (fig. 138).

Ce cadre est constitué par une bobine circulaire plate qui porte un grand nombre de tours de fil fin et est placée entre les pôles d'un fort aimant en fer à cheval. Cette bobine, qui est mobile sur deux pivots autour d'un axe vertical, tend, quand elle est parcourue par un courant, à se mettre en croix avec les lignes de force du champ magnétique créé par l'aimant. Un noyau de fer doux concentre ces lignes de force à l'intérieur du cadre dont le mouvement est limité par deux vis butoirs à tête d'ivoire portées par une traverse de cuivre. Un bras léger muni d'un contact d'argent est invariablement lié au cadre. Ce contact, qui est maintenu dans la position de *repos* par un ressort antagoniste (ressort spiral), vient, dans la position de *travail*, s'appuyer sur un contact semblable porté par une lame flexible. Le réglage s'opère en agissant à l'aide d'une première vis moletée sur le ressort antagoniste dont on fait varier la tension.

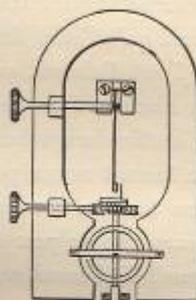


Fig. 138.

La position de la lamelle fixe de contact est déterminée d'autre part par la manœuvre d'une deuxième vis moletée.

Les extrémités de l'enroulement du cadre mobile aboutissent à deux bornes qui font partie du circuit du cobéreur; les contacts, mobile et fixe, aboutissent à deux autres bornes qui appartiennent au circuit de la pile locale (*frappeur* et *Morse*).

Deux shunts de 1000^{ω} sont placés en dérivation, l'un entre les extrémités du cadre mobile, l'autre entre le contact fixe et le contact mobile.

Les relais polarisés du type Siemens, qui sont employés dans les postes Marconi, ont généralement une résistance de 1000^{ω} et fonctionnent normalement avec un courant de 0,1 de milli-ampère.

Les postes Telefunken, ainsi que ceux de l'A. E. G., emploient également des relais Siemens : ces relais ont une résistance élevée

(10000^{oh} environ) et sont sensibles à une dizaine de micro-ampères.

Les *relais Claude* (500^{oh} de résistance) peuvent atteindre une sensibilité du même ordre de grandeur. Toutefois on se contente généralement de leur donner une sensibilité de 30 à 40 micro-ampères.

Dans les postes de bord, on doit prendre des précautions spéciales pour soustraire les relais aux mouvements de roulis et de tangage, ainsi qu'à l'effet des trépidations.

Tout d'abord, on équilibre la palette à l'aide d'un contre-poids, de manière à ce que l'axe de rotation coïncide avec un axe principal d'inertie du système mobile. Puis on suspend le relais à *la Cardan*, en faisant usage pour la suspension de ressorts auxquels on donne une tension convenable. En dépit de ces précautions, on est toujours loin de pouvoir donner à un relais dans un poste de bord une sensibilité aussi grande que dans un poste à terre.

Morse. — L'enregistreur Morse est l'appareil ordinaire de la télégraphie avec fil. Il est disposé en dérivation aux bornes du *frappeur*, les deux appareils fonctionnant simultanément quand le courant de la pile locale est fermé par le *relais*.

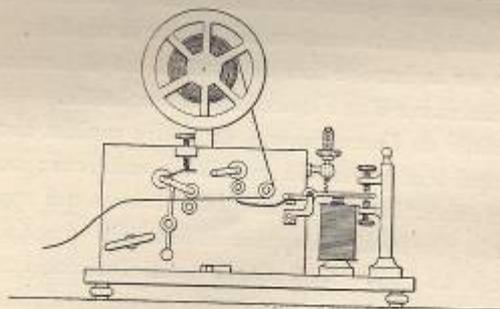


Fig. 139.

Il consiste essentiellement (fig. 139) en un levier horizontal susceptible de tourner autour d'un axe O, et muni à une extrémité d'une armature de fer doux disposée en regard des pôles d'un électro-aimant.

Cette armature est maintenue dans la position de repos à une faible distance de l'électro par un ressort antagoniste.

Lors du passage du courant dans l'électro-aimant, l'armature est attirée, l'extrémité opposée du levier se relève et vient appliquer, à l'aide d'un couteau, sur une molette imprégnée d'encre grasse, une bande de papier que déroule un mouvement d'horlogerie. La longueur du trait tracé sur la bande dépend de la durée du contact, c'est-à-dire de la durée du passage du courant dans l'électro-aimant.

A l'enregistreur Morse, on adjoint presque toujours une *sonnerie d'appel* également disposée en dérivation sur le *frappeur*. Un commutateur à pédale ou un bavarois permet de mettre en circuit soit la sonnerie, soit le Morse.

En temps normal, c'est la sonnerie qui est en circuit, de sorte que le télégraphiste se trouve averti dès que se produit une attaque.

Source de courant du tube. — La source qui alimente le circuit du cohéreur est souvent constituée par un simple *élément de pile* de 1^v à 1^v,5 de force électromotrice (par exemple, un élément Leclanché de 1^v,43).

Cette disposition, qui convient aux tubes de sensibilité moyenne à limaille de fer ou de nickel, n'est plus suffisante pour les tubes très sensibles à limaille d'or ou d'argent. Ces tubes, qui ont une tension critique *basse*, fonctionnent sous des voltages inférieurs à 1 volt. Leur fonctionnement régulier exige d'ailleurs un réglage minutieux (à 0^v,1 près) de la force électromotrice appliquée.

Aussi adjoint-on alors à la source un *réducteur de potentiel*, c'est-à-dire un dispositif qui permet de faire varier la force électromotrice appliquée au tube depuis la valeur zéro jusqu'à une valeur maximum déterminée par le voltage de la source. Ce dispositif, que l'on désigne parfois improprement sous le nom de *potentiomètre*, repose sur le principe suivant (fig. 140).

Deux résistances R_1 et R_2 sont disposées en série dans le circuit d'une source P (pile ou accumulateur). L'une de ces résistances R_1 est *variable*, l'autre R_2 est *fixe*. Le tube est disposé en dérivation sur une portion A' C' de la résistance R_2 , à laquelle on peut

donner une valeur plus ou moins grande par le déplacement du contact mobile C'.

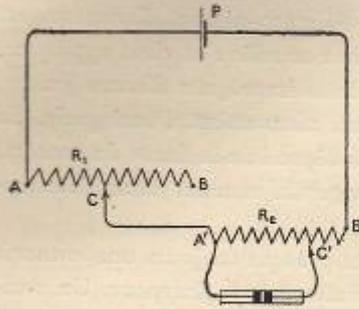


Fig. 140.

Désignons par R la valeur AC de la résistance R_1 qui se trouve en circuit quand le contact occupe une position C , et par r la valeur $A'C'$ de la résistance R_2 qui est en dérivation quand le contact correspondant occupe la position C' .

La différence de potentiel aux bornes du tube (que l'on peut regarder comme ayant une résistance infiniment grande quand il n'est pas cohéré) a pour valeur $V = rI$, si l'on désigne par I le courant qui parcourt le circuit des résistances R_1 et R_2 et de la source P .

Or, E étant la force électromotrice de la source, on a :

$$I = \frac{E}{R + R_2},$$

c'est-à-dire :

$$V = \frac{rE}{R + R_2}.$$

Et la différence de potentiel appliquée au tube peut varier de

$$V = 0 \quad (r = 0) \quad \text{à} \quad V = E \quad (R = 0, r = R_2).$$

En principe, on pourrait se borner à constituer le réducteur de potentiel de la seule résistance R_2 sur laquelle le tube est en dérivation : l'emploi de la résistance variable R_1 en série donne plus de marge pour le fractionnement de la différence de potentiel appliquée.

Les résistances du réducteur de potentiel sont généralement constituées par de petits rhéostats à manettes, qui portent un nombre de plots suffisants pour assurer une valeur convenable du fractionnement.

MONTAGE DU RÉCEPTEUR A COHÉREUR

Le principe du montage a été donné dans la première partie (§ 50). On a vu que l'on relie les électrodes du cohéreur aux extrémités d'un solénoïde d'accord ou enroulement *secondaire* sur lequel agit par induction un enroulement *primaire* intercalé dans l'antenne réceptrice. Dans le *jigger* proprement dit, le solénoïde secondaire est isolé à ses deux extrémités et est attaqué par le milieu : il est souvent divisé en deux demi-secondaires symétriques, ce qui permet d'intercaler aisément la source de courant du tube sans risquer de modifier le régime des oscillations.

Les enroulements sont disposés sur une bobine de bois paraffiné ou d'ébonite (fig. 141).

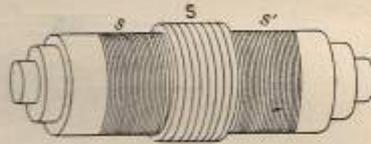


Fig. 141.

Le secondaire *ss'* comprend un nombre relativement grand de spires de fil fin enroulées de bout en bout en une seule couche. Le primaire *S* est constitué par quelques spires de fil plus gros qui recouvrent la partie centrale de l'enroulement secondaire.

Le *circuit du cohéreur* (fig. 142) part de la borne *A* du *réducteur de potentiel* constitué par l'élément *P* de pile ou d'accumulateur et les résistances variables R_1 et R_2 . Il comprend : le *relais* *R*, le demi-secondaire *s* du *jigger* (où le courant entre par l'extrémité intérieure *g*), le *tube*, le demi-secondaire *s'* (d'où le courant sort par l'extrémité intérieure *g'*), et revient à la borne *B* du *réducteur de potentiel*. Un milli-ampèremètre *C*, divisé en centièmes, est souvent intercalé dans le circuit pour faciliter les réglages et la recherche des défauts.

Le *circuit du frappeur* part de la borne *A'* de la pile locale *P'* (éléments de piles ou d'accumulateurs associés en tension de manière à constituer une source d'une dizaine de volts de force électromotrice), comprend : l'électro *F* du *frappeur*, le mouvement de trembleur *cd*, et revient à la borne *B'* de la pile *P'* après avoir passé par le contact *n* et la palette *pq* du relais.

On intercale souvent aussi dans le circuit du cohéreur deux petites bobines de self-induction en b et b' , pour éviter la diffusion des oscillations dans le circuit. L'introduction de ces bobines de self, qui se justifiait à l'époque où l'on recevait *en direct*, c'est-à-dire où l'on intercalait directement le cohéreur entre l'antenne et la terre, n'a plus guère de raison d'être dans la réception par jigger, où les points g et g' occupent un *nœud de tension* si l'accord est réalisé d'une manière correcte.

2° On dispose des *shunts* non inductifs sur toutes les parties des circuits qui présentent de la self-induction et, en particulier :

En 1 entre les extrémités de l'enroulement de l'électro ou de la bobine du relais ;

En 2 entre le contact fixe n et le contact mobile pq du relais ;

En 3 entre les extrémités a et b de l'enroulement de l'électro du frappeur ;

En 4 entre les bornes c et d , c'est-à-dire sur la rupture du frappeur.

Le rôle de ces shunts est fort important. C'est de supprimer, ou tout au moins de réduire la force électromotrice de self-induction qui prend naissance dans les portions inductives du circuit à chacun des chocs donnés au tube par le frappeur, c'est-à-dire à chaque rupture brusque du courant¹.

Cette force électromotrice serait suffisante pour cohérer à nouveau le tube, causer des *répétitions* et brouiller les signaux.

Les shunts sont constitués, soit par une résistance non inductive (dépourvue de self-induction) disposée en série avec un petit condensateur, soit simplement par une résistance non inductive. Pour obtenir ces résistances sans self, on enroule sur une bobine plate un fil présentant une grande résistance par unité de longueur après l'avoir plié par le milieu et avoir ramené les deux bouts l'un sur l'autre. Afin qu'il y ait sur la bobine le moins de tours possible, on choisit un conducteur de grande résistivité (mallechort, ferro-nickel, platinoïde), et on donne au fil une section

¹ Rôle tout à fait analogue à celui que joue le condensateur de Fizeau dans la bobine de Ruhmkorff.

juste suffisante pour que le passage du courant ne produise pas un échauffement exagéré.

Comme résistance sans self-induction, on se sert parfois aussi d'une *pile de polarisation*, c'est-à-dire d'un certain nombre de petits voltamètres reliés en tension. Ces voltamètres sont constitués par une ampoule de verre pleine d'eau acidulée au dixième par de l'acide sulfurique, dans laquelle plongent deux fils fins de platine formant les électrodes.

Dans le récepteur *Telefunken*, c'est une pareille pile que l'on met en dérivation sur l'électro du frappeur pour annuler la force électromotrice d'induction. Cette pile se trouve *polarisée* au repos par la pile locale et présente une force contre-électromotrice qui s'oppose au passage du courant. Mais elle se dépolairise au moment où la fermeture du relais la met en court-circuit et livre alors passage à l'extra-courant de rupture.

Le récepteur se trouve nécessairement dans le voisinage immédiat des appareils d'émission. Pour soustraire le cohéreur à l'action brutale des émissions voisines, on l'enferme pendant la transmission des signaux dans une enceinte métallique parfaitement close.

Il suffirait en principe d'enfermer le tube seul. Bien que l'on ait imaginé certains dispositifs plus ou moins ingénieux qui permettent d'obtenir ce résultat, on trouve plus commode dans la pratique, soit d'enfermer dans une même boîte métallique dont les parois sont reliées à la terre tous les appareils qui constituent le récepteur sauf le Morse (récepteur Marconi), soit d'enfermer simplement le tube et le frappeur. C'est cette dernière solution qui est adoptée dans le récepteur de la marine.

Le tube et le frappeur sont placés dans une boîte en bois doublée intérieurement d'une feuille de cuivre. Le couvercle de la boîte est à recouvrements : il est muni de coupe-circuits qui isolent automatiquement le tube dans son enceinte métallique quand on le rabat.

RÉGLAGE DU RÉCEPTEUR A COHÉREUR

La réception sur tube exige une série de réglages mécaniques délicats et un réglage électrique.

a) **Réglage mécanique du frappeur.** — Ce réglage s'opère en agissant sur les différentes vis que porte l'appareil, de manière que le marteau puisse prendre franchement un mouvement de trembleur en obéissant au ressort antagoniste, et doit s'inspirer des principes généraux suivants :

Éviter le collage de l'armature sur les pôles de l'électro ;

Éviter de risquer de cohérer le tube par l'étincelle de rupture, et pour cela faire en sorte que le contact du trembleur se rompe un peu avant que le marteau n'ait frappé le tube ;

Donner à la course du marteau une valeur telle, que la force de la frappe ait la valeur qui convient au tube employé. Certains tubes, surtout les tubes sensibles, demandent une frappe très faible ; d'autres, au contraire, exigent une frappe énergique.

b) **Réglage mécanique du relais.** — Pour régler un relais à palette, on manœuvre les vis *m* et *n* des butoirs jusqu'à ce que la palette *pq* bascule et vienne juste s'appuyer sur le butoir de travail *m*. On dévisse alors très peu la vis *n*, et on tend légèrement le ressort *r* au moyen de la vis *v*, de manière que la palette vienne prendre contact sur le butoir de repos *n* (fig. 143).

Pour opérer le réglage du relais *Claude* (à cadre mobile (fig. 138), il convient d'exécuter les opérations dans l'ordre suivant :

1° On donne au moyen de la vis butoir (de droite), au cadre mobile, une course de 1 millimètre environ ;

2° On agit sur la molette supérieure de manière que la dis-

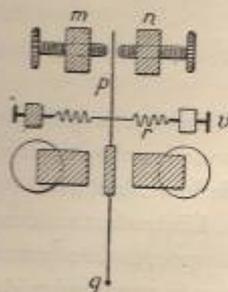


Fig. 143.

tance entre le contact fixe et le contact mobile soit de 1 demi-millimètre environ au repos ;

3° On donne au ressort spécial, à l'aide de la molette inférieure, la tension juste suffisante pour qu'il rappelle franchement.

c) **Réglage électrique.** — Le réglage électrique de l'ensemble des appareils s'opère au moyen de la *sonnerie à antenne*.

C'est une sonnerie dont le timbre a été supprimé et qui est disposée dans une boîte en bois avec deux éléments à liquide immobilisé et un bouton de contact.

Les petites étincelles de rupture qui se produisent lors du fonctionnement du trembleur suffisent à impressionner le cohéreur à petite distance.

Le tube étant en place sur son support, on fait fonctionner la sonnerie à antenne à proximité du récepteur, en cherchant la touche du réducteur de potentiel qui permet l'établissement régulier de la frappe.

Le frappeur doit suivre exactement le rythme des *brèves* et des *longues* que l'on produit en appuyant sur le bouton de la sonnerie sans qu'il y ait de *trahage* ou de *rappels*.

On arrive souvent à empêcher les rappels de se produire en accroissant légèrement la distance qui sépare le contact fixe du contact mobile du relais.

RÉCEPTION AU SON

Ce sont les détecteurs *au son* qui sont exclusivement employés pour les réceptions à grande distance, à cause de leur sensibilité et de leur régularité.

L'introduction dans la technique de la T. S. F. de ces détecteurs a apporté une grande simplification aux dispositifs de réception par la suppression du relais et du frappeur, organes mécaniques à réglage délicat, et leur remplacement par un simple écouteur téléphonique. En même temps il est devenu possible, grâce à ces détecteurs, de substituer au *jigger*, c'est-à-dire à un dispositif d'accord

fixe, des dispositifs d'accord *variables*, qui permettent de réaliser ou de modifier l'accord au cours même de la réception d'un signal.

Les détecteurs en usage dans la pratique courante appartiennent aux quatre types suivants :

- Détecteur électrolytique ;
- Détecteurs à contacts solides (dits à *cristaux*) ;
- Détecteur magnétique ;
- Détecteur à vide (valve de Fleming).

Aux descriptions succinctes qui ont été données dans la première partie (§ 43 à 49), on ajoutera quelques précisions pratiques.

Détecteur électrolytique. — Pour confectionner une anode de détecteur électrolytique, on prend du fil de platine de $0^{\text{mm}},02$ à $0^{\text{mm}},03$ de diamètre, fil que l'on trouve couramment dans le commerce. Le fil à la *Wollaston*¹, dont l'emploi a souvent été préconisé parce qu'il est bien plus fin, est moins robuste et donne des résultats extrêmement variables, car il est fréquemment poreux.

On coupe un bout de fil de platine choisi de 2 à 3 centimètres de longueur que l'on soude à la *résine* à l'extrémité d'un fil de cuivre de $0^{\text{mm}},3$ à $0^{\text{mm}},4$ de diamètre (fig. 144). Le fil de platine est introduit dans un petit tube de verre de 4 à 5 millimètres de diamètre préalablement effilé dans la flamme d'une lampe à alcool (de manière que le fil de platine sorte de 5 millimètres environ), et l'on scelle le platine dans le verre en faisant fondre la partie effilée à la lampe à alcool ou à l'aide d'un trait de chalumeau.

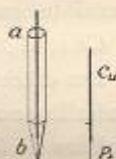


Fig. 144.

Le fil de platine est coupé au *ras du verre*, et la pointe est usée bien normalement sur une pierre ou avec de l'émeri fin.

Il convient de renouveler cette opération pour rafraîchir l'anode quand elle se trouve altérée à l'usage.

Comme cathode, on peut prendre un bout de fil de platine

¹ On obtient de pareils fils en tréfilant un fil cylindrique d'argent qui engaine une âme centrale de platine de section beaucoup plus faible. En dissolvant la gaine d'argent dans l'acide azotique, on met à nu l'âme de platine.

de 0^m₃ à 0^m₅ de diamètre, que l'on scelle également dans un petit tube de verre en le laissant dépasser de 2 à 3 centimètres, ou que l'on enroule en hélice autour de l'extrémité du tube qui porte l'anode.

Plus simplement, on peut se servir d'une lame de plomb ou d'un crayon de charbon de lampe à arc.

Les électrodes sont disposées le plus près possible l'une de l'autre, mais sans se toucher, dans un petit flacon de verre où elles peuvent pénétrer à travers un bouchon de liège enduit d'arcanson.

Comme électrolyte, on peut employer indifféremment de l'acide sulfurique ou de l'acide azotique étendu d'eau (1 partie d'acide pour 5 parties d'eau).

Détecteurs à contacts solides (dits à cristaux). — Ces détecteurs, maintenant fort nombreux et très répandus, sont pour la plupart des détecteurs à effet *thermique*, ou des détecteurs *rectifiants* (1^{re} partie, § 48).

Nous ne citerons ici que ceux qui, étant plus particulièrement sensibles ou robustes, sont entrés dans la pratique courante.

Ce sont, parmi les détecteurs *thermiques* :

Les détecteurs à *pyrites*, constitués par le contact d'une pointe métallique avec une pyrite de cuivre ou de fer (sulfure de cuivre et sulfure de fer naturel, mélangés en diverses proportions).

Nous avons créé tout d'abord un pareil détecteur en employant de la *chalcosine* (sulfure de cuivre naturel).

La substance est maintenue dans une mâchoire A mobile en hauteur, et dont les branches peuvent être serrées ou écartées à volonté à l'aide de la vis V (fig. 145). Le fil métallique fin ou la pointe qui forme l'autre électrode est serré dans une pince portée par une douille excentrée à l'une des extrémités d'une tige horizontale P, à laquelle on peut imprimer soit un mouvement de rotation en agissant sur un tambour moleté N, soit un mouvement de translation en agissant sur un bouton M vissé sur une portion fileté de la tige P. On peut ainsi balayer avec le fil toute la surface du cristal et donner à la pression du contact la valeur convenable.

Dans un détecteur analogue, en service dans les stations radioté-

légraphiques des postes et télégraphes, la substance utilisée est de la pyrite de fer convenablement sélectionnée (Meunier).

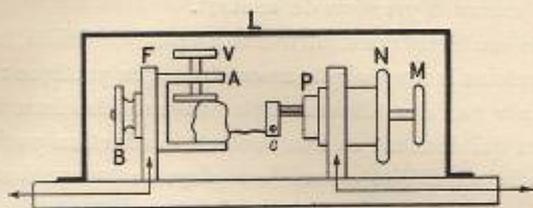


Fig. 145.

La pointe métallique, très fine, est à l'extrémité d'un fléau qui porte un poids mobile et des contrepoids pour régler la pression au contact, et repose sur le fragment de pyrite.

Le fragment peut être déplacé dans deux sens rectangulaires au moyen de deux vis micrométriques, afin de permettre la recherche des points de contact sensibles.

Et, parmi les détecteurs rectifiants :

Le détecteur au *carborundum* (Dunwoody).

Le détecteur employé dans l'ondemètre Marconi consiste simplement en un cristal de carborundum saisi dans une pince métallique et pressé contre un disque de métal poli.

On obtient de bons résultats en enchâssant un fragment de carborundum dans un alliage fusible et faisant reposer une arête vive (arête naturelle et non cassure) sur une surface platinée ou sur un fil métallique fin convenablement tendu (Brenot) (fig. 146).

Le *Perikon* (Pickard), l'un des premiers détecteurs rectifiants qui aient été signalés, est l'un des plus sensibles.

Il est constitué par le contact d'un cristal de *zincite rouge* et d'un cristal de *chalcopyrite*¹. Ces cristaux sont enchâssés dans

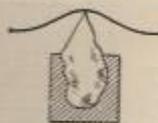


Fig. 146.

¹ La *zincite rouge* est de l'oxyde de zinc naturel cristallisé coloré par du ferrate de manganèse : c'est un minéral peu répandu. La zincite employée dans le *Perikon* provient du gisement de Sterling-Hill (État de New-York).

La *chalcopyrite*, qui est un mélange de pyrite de fer et de cuivre, est un minéral assez abondant.

deux culots métalliques, dont l'un est fixe, tandis que l'autre est porté par une tige qu'un emmanchement à rotule permet d'orienter. Un ressort assure la pression du contact.

A côté de son avantage d'offrir une grande sensibilité, le Perikon présente certains inconvénients assez sérieux en pratique : nécessité de rechercher par des tâtonnements souvent laborieux les points de cristaux qui donnent un bon contact, diminution parfois considérable de la sensibilité quand le réglage se trouve fortuitement modifié à la suite de trépidations ou de chocs.

Nous avons réussi à obvier à ces inconvénients, qui tiennent principalement à l'emploi de substances cristallines hétérogènes, en substituant aux cristaux naturels de zincite et de chalcopryrite de l'oxyde de zinc¹ et du sulfure de cuivre artificiels fondus, c'est-à-dire des substances homogènes, et en donnant à la pression du contact une valeur notable.

Le détecteur établi sur ces données par Pellin se compose d'une électrode fixe A, constituée par un morceau de sulfure de cuivre fondu à face plane, sur laquelle est appuyée par la pression du ressort R l'électrode mobile B (oxyde de zinc fondu), dont le mouvement

est guidé par le piston P et par un ergot C qui coulisse dans une rainure longitudinale du piston P.

Le guidage très exact de l'électrode mobile et la faculté que l'on a d'assurer la pression du contact d'une manière énergique par un ressort réglable, permettent d'éviter les dérèglages fortuits et d'obtenir une grande régularité de fonctionnement.

Le détecteur est protégé par un étui cylindrique de laiton D. Cet étui, qui est emmanché à baïonnette sur le socle et que l'on doit enlever pour procéder au réglage du détecteur lors de la mise en service, peut tourner autour de son axe d'un angle de 30°, dans un

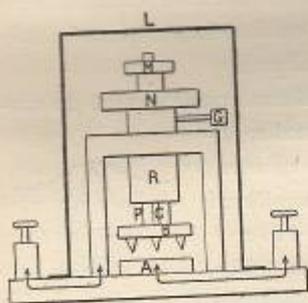


Fig. 147.

¹ Blanc de zinc fondu au four électrique.

(2) Alliage de Darcat { Pb — 5 fond à 94°
Sn — 3
Bi — 8

sens ou dans l'autre, afin de mettre les électrodes en court-circuit. Le détecteur se trouve en même temps dans une enceinte métallique fermée et est complètement protégé de l'action d'oscillations, même énergiques, qui peuvent être produites sans inconvénient dans son voisinage immédiat.

Le détecteur à *molybdénite*, qui ne diffère du précédent que par la nature des électrodes, l'électrode fixe étant constituée par une lame de *molybdénite* convenablement sélectionnée, et l'électrode mobile par une pointe métallique mousse.

Et principalement le détecteur à *galène* (sulfure de plomb naturel cristallisé), qui est très robuste, très régulier, et peut atteindre une sensibilité comparable à celle du Perikon quand l'échantillon de galène est convenablement sélectionné.

Cette sélection, qui est indispensable, car les divers échantillons de galène et même les fragments d'un même bloc se montrent fort inégaux, peut être opérée par la détermination de la *caractéristique* du cristal (1^{re} partie, § 48).

On a essayé à diverses reprises de substituer du sulfure de plomb artificiel fondu à la galène naturelle; mais on n'arrive pas à obtenir la même sensibilité.

Le dispositif de montage précédemment indiqué pour la *chalcosine* et représenté dans la figure 145 est particulièrement commode. Il convient d'employer comme contact un fil métallique fin, — fil de platine de 0^{mm},03, par exemple, — que l'on serre dans la pince portée par la douille excentrée *c* et de protéger le détecteur par un étui métallique *L* disposé comme celui de la figure 147.

Afin que l'effet rectifiant ne se produise à coup sûr qu'au contact de l'électrode filiforme, le fragment de galène sélectionné est cuivré par dépôt galvanique sur toute la portion de surface serrée par la mâchoire *A*.

Dans un modèle analogue utilisé par la société Telefunken, et dans lequel le contact est constitué par une pointe de graphite qui appuie avec pression sur le fragment de galène, le réglage est opéré une fois pour toutes, et le détecteur est ensuite enrobé dans un ciment isolant.

MONTAGE DES DÉTECTEURS AU SON

Le principe du montage des divers détecteurs a été donné dans la première partie (§ 50).

On a vu qu'ils sont intercalés dans un circuit de résonance associé à l'antenne, soit par *couplage inductif direct* ou par *dérivation* (résonateur Oudin), soit par *couplage inductif indirect* ou par *induction* (Tesla).

Le dispositif de réception comprend, bien entendu, toujours un récepteur téléphonique. En outre, avec l'électrolytique, il faut employer une *source auxiliaire* munie d'un *réducteur de potentiel* pour pouvoir appliquer aux bornes du détecteur une force électromotrice convenable.

1° **Montage par Oudin.** — On réalise ce montage de la manière suivante. [Nous supposons tout d'abord, pour plus de généralité, qu'il s'agit de l'*électrolytique* (fig. 148).]

Un solénoïde S a l'une de ses extrémités a reliée à la terre, et

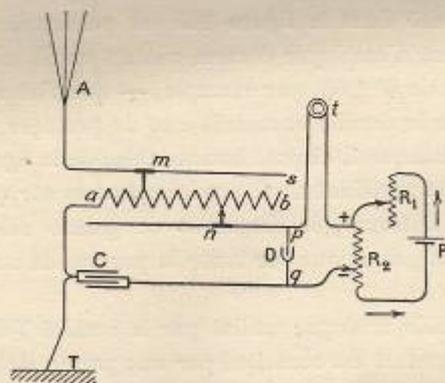


Fig. 148.

l'autre *b* isolée. Deux curseurs *m* et *n* se déplacent le long du solénoïde : l'un *m* est relié à l'antenne, l'autre *n* au détecteur D.

Le *primaire* du circuit de résonance est constitué par les spires du solénoïde comprises entre la terre et le curseur *m*, le *secondaire* par les spires comprises entre la terre et le curseur *n*.

Le détecteur *D* est disposé en dérivation sur le *secondaire*, c'est-à-dire entre le curseur *n* et la terre, ou, plus exactement, entre le curseur *n* et l'une des armatures d'un condensateur *C*, dont l'autre armature est reliée à la terre.

Le rôle de ce condensateur est uniquement d'éviter que la source ne soit mise en court-circuit par le résonateur : il coupe le courant continu sans s'opposer au passage des oscillations. Aussi *n'intervient-il en rien dans l'établissement de la résonance*, et peut-il recevoir des dimensions à peu près quelconques.

Les électrodes *p* et *q* de l'électrolytique sont respectivement reliées aux bornes + et - d'un *réducteur de potentiel* par un circuit dans lequel on intercale en série un ou deux récepteurs téléphoniques *t*.

L'emploi d'un réducteur de potentiel est indispensable avec l'électrolytique, car le bon fonctionnement du détecteur exige un réglage très exact de la force électromotrice appliquée.

On emploie également le montage suivant (postes de la marine) (fig. 149).

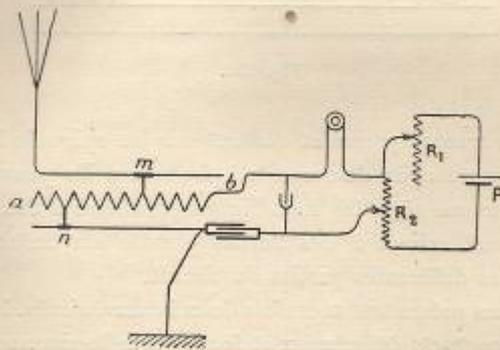


Fig. 149.

L'une des extrémités *a* du solénoïde d'accord est isolée, tandis que l'autre est reliée au détecteur. Le curseur *m* étant relié

à l'antenne et le curseur *n* à la terre, le *primaire* est alors constitué par les spires comprises entre les deux curseurs, et le *secondaire* par les spires comprises entre le curseur *n* et l'extrémité *b*. Les deux montages sont équivalents. Toutefois, celui qui a été donné ci-dessus (fig. 148) présente l'avantage de permettre de faire varier le primaire et le secondaire indépendamment l'un de l'autre, c'est-à-dire en ne touchant qu'un seul curseur chaque fois.

On réalise matériellement le résonateur Oudin d'accord en enroulant à tours jointifs, sur un noyau cylindrique creux de bois paraffiné ou d'ébonite, ou sur une carcasse rectangulaire, un fil de cuivre bien isolé (fil de 0^{mm},6 à 0^{mm},8 à double guipage de soie). L'enroulement est imprégné de vernis à la gomme laque, séché avec soin, puis dénudé suivant deux génératrices placées à 60° ou à 90° l'une de l'autre.

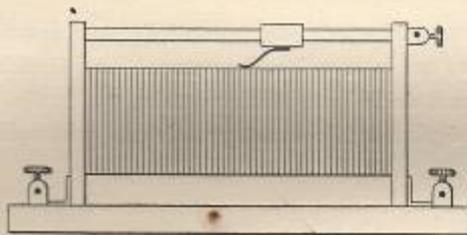


Fig. 150.

Les deux curseurs prennent contact sur les spires le long de ces génératrices au moyen de ressorts à frotteurs. Ils peuvent courir sur deux tiges ou réglottes métalliques parallèles à l'axe du solénoïde, qui sont reliées à des bornes placées sur un socle et où aboutissent les différentes parties du circuit.

Les curseurs présentent toutefois deux inconvénients. Ils donnent souvent des contacts défectueux et font courir le risque de mettre les spires en court-circuit par écrasement ou interposition de parcelles conductrices. Les mauvais contacts sont d'autant plus à craindre, que les forces électromotrices mises en jeu à la réception sont toujours faibles.

Il est donc préférable d'obtenir la variation de self au moyen d'un commutateur qui se déplace sur des plots invariablement reliés à un nombre donné de spires.

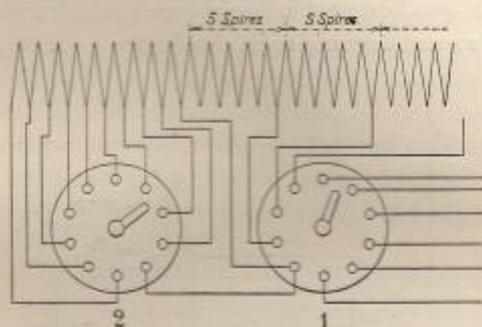


Fig. 151.

Dans le modèle de Pellin, par exemple, il y a ainsi deux commutateurs 1 et 2 (fig. 151) : le premier donne des variations de 5 spires en 5 spires, le second des variations par 1/2 spire, les contacts se trouvant assurés sur les plots par un dispositif de balais à ressorts qui exerce une pression énergique. (Pour la clarté du schéma, la variation du plot 2 a été figurée spire par spire.)

2° Montage par Tesla. — Dans le couplage par *induction* ou par *Tesla*, le dispositif d'accord est constitué par deux enroulements complètement indépendants l'un de l'autre (fig. 152).

Le *primaire S* est intercalé entre l'antenne et la terre.

Le *secondaire S'* constitue, avec le condensateur *K*, le circuit de résonance dans lequel est placé le détecteur *D*.

Ici le condensateur K intervient dans la résonance. Il est, en général, *réglable*, tandis que le secondaire *S'* est invariable.

L'accord des circuits s'obtient, d'une part, par le réglage du condensateur *K* ; d'autre part, par le réglage du primaire *S*, qui s'opère à l'aide d'un curseur mobile.

On dispose en dérivation aux bornes du détecteur un second condensateur *K'*, de faible capacité, que l'on rend également souvent réglable.

Ce condensateur a pour objet de permettre aux oscillations de s'établir dans le circuit d'accord sans subir l'amortissement causé par la résistance élevée du détecteur.

Les accords que l'on peut obtenir avec le condensateur réglable sont nécessairement compris entre des limites assez étroites.

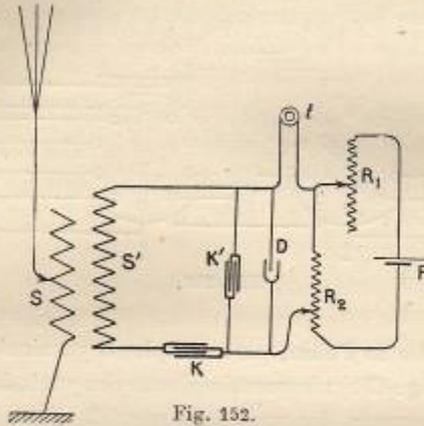


Fig. 152.

Quand le poste est destiné à recevoir plusieurs longueurs d'onde différentes, il devient indispensable, soit d'adopter un secondaire *variable*, soit, ce qui est plus simple, de prendre une série de

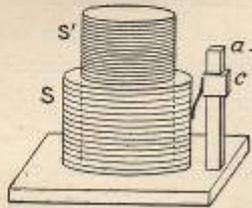


Fig. 153.

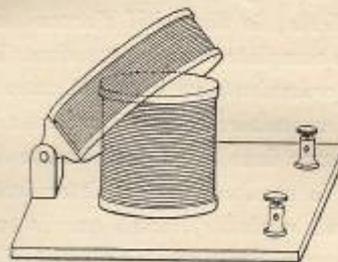


Fig. 154.

secondaires fixes interchangeables, qui correspondent chacun à une gamme déterminée de longueurs d'onde.

Les enroulements sont généralement disposés en une seule

couche sur des cylindres d'ébonite creux, qui pénètrent l'un dans l'autre. En faisant glisser le cylindre intérieur suivant l'axe commun des deux bobines, on fait varier l'action inductive des enroulements, et on modifie la valeur du couplage (fig. 153).

Un autre procédé, souvent employé pour obtenir la variation du couplage d'une manière commode, consiste à disposer les enroulements sur deux bobines plates concentriques et à faire pivoter la bobine extérieure, qui doit alors recevoir un diamètre suffisant, autour d'un axe parallèle au plan des spires (fig. 154).

Condensateurs réglables. — Les condensateurs réglables sont de

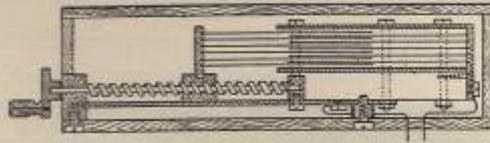


Fig. 155.

petits condensateurs à lames dont les armatures, mobiles l'une par rapport à l'autre, sont séparées par des lamelles fixes en ébonite ou de préférence en mica.

On donne souvent aux armatures une forme rectangulaire, et, pour modifier l'étendue des surfaces en regard, on imprime à l'armature mobile un mouvement de translation au moyen d'un dispositif de commande (vis sans fin ou crémaillère) (fig. 155).

Dans d'autres appareils, on donne aux lames parallèles du condensateur la forme de secteurs horizontaux, les uns fixes, les autres mobiles, et l'on imprime aux secteurs mobiles un mouvement de rotation autour d'un axe vertical (fig. 156).

Les armatures de ces condensateurs à secteurs tournants sont parfois immergées dans un diélectrique liquide (huile de vaseline); mais elles sont disposées le plus souvent de manière à constituer un condensateur à lames d'air.

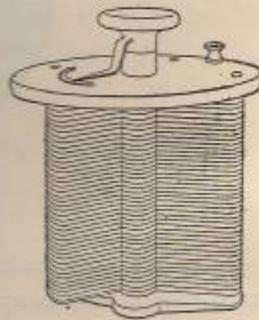


Fig. 156.

Un condensateur à air permet d'obtenir une meilleure résonance qu'un condensateur à diélectrique solide ou liquide, mais exige une exécution très soignée pour que l'écart des armatures demeure rigoureusement invariable. Un mode de construction qui donne toute satisfaction à cet égard consiste à découper à la fraise, dans un même bloc de métal, l'axe et les secteurs du système mobile.

Self d'antenne. — Un poste est souvent appelé à recevoir des signaux émis avec une longueur d'onde plus grande que la longueur d'onde propre de son antenne. On adjoint alors aux appareils de réception une *self d'antenne*, qui joue le même rôle que la self d'antenne d'émission en *allongeant* l'antenne.

Comme les tensions mises en jeu à la réception sont faibles, cette self d'antenne est simplement constituée par une bobine à noyau d'ébonite, sur lequel est enroulé à tours jointifs un fil de cuivre isolé. L'enroulement est dénudé suivant une génératrice le long de laquelle se déplace un curseur à contact mobile.

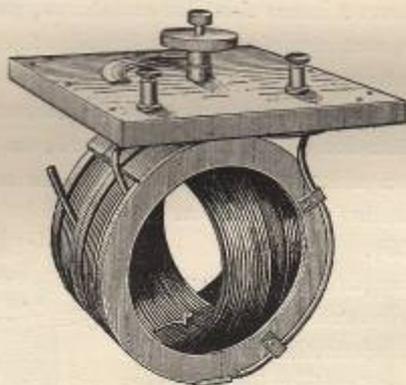


Fig. 157.

On se sert aussi parfois, pour modifier la self-induction de l'antenne, de dispositifs appelés *variomètres*, c'est-à-dire d'enroulements à induction mutuelle variable. Nous avons déjà signalé le variomètre de la Telefunken; il peut être également employé à la réception.

Une autre dispositif excellent pour la réception est le variomètre de Forest (fig. 157), qui se compose de deux bobines circulaires plates concentriques qui portent des enroulements reliés en série.

La bobine extérieure est fixe, tandis que la bobine intérieure, mobile autour d'un diamètre vertical, peut recevoir différentes orientations. En faisant tourner cette bobine, on fait varier la valeur de l'induction mutuelle des deux enroulements et, par suite, la self-induction du système antenne-terre dans lequel il se trouve intercalé.

De pareils dispositifs permettent de faire varier la self-induction d'une manière tout à fait progressive et de donner aux accords une grande précision.

MONTAGE DES DÉTECTEURS A CONTACTS SOLIDES

Tous ces détecteurs, qu'ils soient *thermiques* ou *rectifiants*, se montent *sans source auxiliaire*. L'application d'une force électromotrice de sens et de grandeur convenables produit parfois un

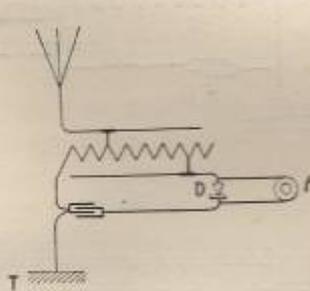


Fig. 158.

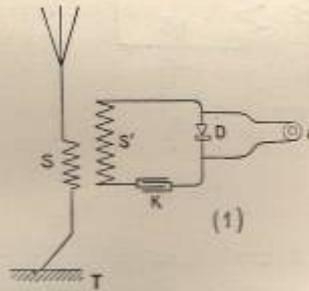


Fig. 159.

accroissement de la sensibilité; mais, comme le bénéfice n'est pas en général considérable, on préfère simplifier le montage et supprimer la pile et le réducteur de potentiel.

Exception doit être faite, toutefois, pour les détecteurs au *carborandum*, qui ne présentent qu'une sensibilité médiocre quand on

les emploie sans source auxiliaire : ces détecteurs se montent alors exactement comme l'électrolytique.

Pour les autres, le montage est encore plus simple et se déduit des schémas précédents (fig. 158 et 159) par suppression de la source.

On peut se borner à introduire le détecteur dans le circuit de résonance en disposant le téléphone en dérivation, soit aux bornes mêmes du détecteur, soit sur le condensateur.

Il vaut mieux cependant, pour obvier à l'inconvénient que présente l'introduction de la résistance souvent notable du détecteur dans le circuit de résonance, *shunter* le détecteur par un petit condensateur auxiliaire (réglable ou non).

Les figures indiquent les dispositions de montage que l'on peut adopter avec Tesla ou avec Oudin.

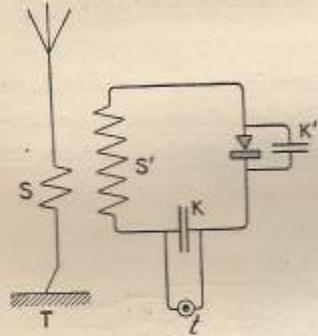


Fig. 160.

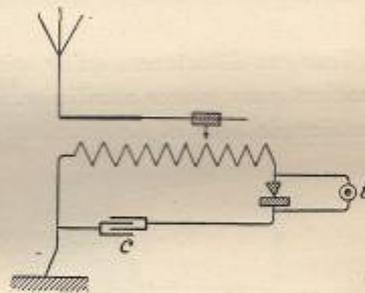


Fig. 161.

La figure 160, en particulier, est le schéma du récepteur (à détecteur à pyrite) adapté par Bellini-Tosi à leur radiogoniomètre (1^{re} partie, § 69), et la figure 161 est le schéma du récepteur simplifié à signaux horaires radiotélégraphiques que nous avons établi avec Pellin.

Comme l'appareil est destiné, en principe, à recevoir des ondes de longueur bien déterminée, et toujours la même (celles du poste de la tour Eiffel), le secondaire du résonateur est fixe et constitue, avec le condensateur *c* également invariable, un circuit de réso-

nance qui a été accordé une fois pour toutes sur la période des ondes émises par la tour Eiffel (2 080^m actuellement). L'appareil ne comporte alors qu'un seul curseur mobile¹.

MONTAGE DU DÉTECTEUR MAGNÉTIQUE ET DES DÉTECTEURS A VALVE

Ces détecteurs sont en service dans les postes de grande distance Marconi. Le détecteur magnétique, qui a longtemps été exclusivement en usage dans ces postes, tend maintenant à être remplacé par la *valve* de Fleming, qui est plus sensible. (On emploie également, dans ces postes, des détecteurs à cristaux.)

C'est en montant le détecteur magnétique directement dans l'antenne que l'effet est le plus fort (1^{re} partie, § 50).

Toutefois on préfère, en général, le monter par couplage inductif, afin d'avoir une résonance plus nette, c'est-à-dire un accord plus serré.

Comme le détecteur magnétique présente une résistance très faible, il peut être directement intercalé dans le circuit de résonance, et il n'y a pas lieu de le shunter par un condensateur.

Dans le modèle le plus récent de *valve* de Fleming, l'ampoule contient un filament de *tungstène*, entouré d'un cylindre de cuivre isolé.

L'un des montages les plus simples est représenté dans la figure 162. On voit que c'est un montage par Tesla.

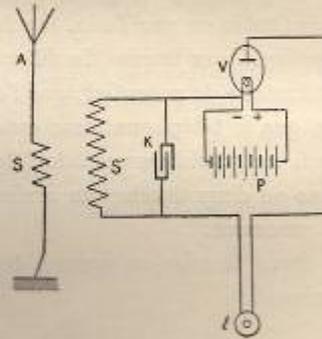


Fig. 162.

¹ La disposition adoptée, — circuit de résonance fermé comme circuit secondaire, — a non seulement pour objet de permettre l'élimination des signaux parasites (voir plus loin), mais encore de *spécialiser* le récepteur en le rendant incapable de recevoir d'autres émissions radiotélégraphiques que celles de la tour Eiffel.

Dans un circuit pris en dérivation sur le condensateur du circuit de résonance, sont montés en série la valve V et le téléphone *t*. Le filament est alimenté par la pile P, à laquelle il convient d'adjoindre un rhéostat.

L'*audion* de Forest, qui est une valve à peu près identique à celle de Fleming, se monte de la même manière.

RÉGLAGE DE LA RÉCEPTION (ÉLECTROLYTIQUE)

La réception sur électrolytique comporte deux opérations : le réglage de la force électromotrice appliquée et la mise en accord des circuits.

Le premier réglage est évidemment le même, que l'on reçoive par Oudin ou par Tesla. On fait croître progressivement le voltage appliqué aux bornes du détecteur en manœuvrant les manettes du réducteur de potentiel, que l'on déplace touche par touche, jusqu'à ce que le téléphone fasse entendre un bourdonnement continu qui indique l'établissement de l'électrolyse normale. On revient alors de une ou deux touches en arrière, de manière à faire cesser le bourdonnement.

Pour la mise en accord des circuits, on procède de la manière suivante.

A. Réception par Oudin. — On donne au *secondaire* une valeur arbitraire en manœuvrant le curseur *secondaire n* (fig. 148) (si l'on n'a aucune indication sur la longueur d'onde du poste attaquant, on donne, par exemple, au curseur une position voisine du milieu du solénoïde), et l'on déplace le curseur *primaire m* progressivement, à partir de l'extrémité terre vers la droite, jusqu'à ce qu'on entende au téléphone le son le plus fort.

Laissant le curseur *primaire* dans la position obtenue, on fait courir le curseur *secondaire* dans un sens et dans l'autre, de

manière à améliorer la réception, et on continue ainsi à parfaire le réglage par *approximations successives*.

Avec le montage supposé où les circuits primaire et secondaire sont indépendants, les curseurs ne doivent jamais être manœuvrés simultanément, mais toujours l'un après l'autre.

Avec le montage de la figure 149, où le circuit primaire est compris entre les deux curseurs, il est nécessaire de déplacer les deux curseurs *à la fois* pour faire varier le secondaire sans modifier le primaire.

A part cette légère différence, les tâtonnements à effectuer sont évidemment les mêmes avec les deux montages.

B. Réception par Tesla. — La réception par Tesla est réservée de préférence au cas où l'on connaît la longueur d'onde du poste qui attaque. Elle permet d'obtenir une résonance plus serrée que la réception par Oudin, et donne la faculté, par la variation du *couplage*, d'éliminer les émissions qui présentent une longueur d'onde différente de celle sur laquelle on est accordé.

Nous avons vu que le dispositif de réception par Tesla comporte généralement une série de *secondaires fixes* qui correspondent chacun à une *gamme* donnée de longueurs d'onde, et que l'on obtient l'accord des circuits en agissant, d'une part sur un *primaire variable*, d'autre part sur un *condensateur réglable* intercalé dans le circuit secondaire.

Pour opérer cet accord, on règle tout d'abord le voltage appliqué à l'électrolytique, comme il a été indiqué ci-dessus, et l'on met en circuit le secondaire qui correspond à la longueur d'onde supposée connue du poste qui attaque.

Donnant au primaire une valeur arbitraire (plutôt faible), on fait varier progressivement la capacité du condensateur K jusqu'à ce que l'on obtienne au téléphone le son le plus fort.

On cherche ensuite à améliorer le plus possible la réception en déplaçant tout d'abord lentement le curseur du primaire, puis en modifiant la capacité du condensateur K' (cette dernière modification n'exerce pas, en général, une grande influence sur la réception).

On éliminera les signaux *parasites* émis avec une longueur d'onde différente de celle sur laquelle on est accordé en diminuant le couplage des circuits. Dans le dispositif à bobine intérieure glissante, on déplacera cette bobine suivant son axe, de manière à accroître progressivement la distance des circuits.

Les signaux qui proviennent de l'émission accordée et les signaux parasites iront les uns et les autres en s'affaiblissant; mais, l'affaiblissement des signaux étrangers étant beaucoup plus rapide, les signaux accordés finiront par être seuls perçus.

Il sera nécessaire, d'ailleurs, de retoucher au fur et à mesure aux réglages du condensateur et du primaire lorsque les deux circuits auront été écartés l'un de l'autre, car les éléments de la résonance dépendent, dans une certaine mesure, de la valeur du couplage.

La variation du couplage devra toujours être opérée d'une manière progressive, de sorte que l'on ne cesse jamais de recevoir les signaux.

Remarque. — 1^o Quand on a à recevoir des signaux émis avec une longueur d'onde *plus grande* que la longueur d'onde propre de l'antenne, il y a lieu de se servir de la self d'antenne (de réception) pour réaliser l'accord du primaire.

On trouve, en général, un certain nombre de combinaisons, c'est-à-dire de positions respectives différentes des curseurs de la self d'antenne et du primaire, qui conduisent à un accord satisfaisant.

Comme il y a toujours intérêt, au point de vue des effets sélectifs, à opérer avec un couplage lâche, il convient de prendre plutôt un *primaire faible* et de reporter sur la self d'antenne la longueur nécessaire à l'accord.

2^o On peut avoir aussi à recevoir des signaux émis avec une longueur d'onde *plus courte* que la longueur d'onde propre de l'antenne. Il convient alors d'intercaler dans l'antenne réceptrice un condensateur de capacité convenable et de parfaire le réglage avec la self d'antenne, les opérations étant d'ailleurs poursuivies méthodiquement comme ci-dessus.

Quand le poste est appelé à recevoir des ondes courtes de différentes longueurs, il y a intérêt à ce que ce condensateur soit réglable : on prendra, par exemple, un condensateur du modèle représenté figure 135¹.

RÉGLAGE DE LA RÉCEPTION (DÉTECTEURS SOLIDES)

Tous les détecteurs solides, sauf le détecteur au carborundum, sont montés, en pratique, sans source auxiliaire.

Pour ce type de détecteur seulement, on aura à se préoccuper du réglage de la force électromotrice appliquée. (La valeur en est généralement assez faible, 0^r,8 environ.)

On ne peut être guidé ici pour ce réglage de la force électromotrice appliquée que par l'intensité de la réception même des signaux.

D'ailleurs, on peut utiliser pour cela une émission quelconque de signaux de T. S. F., au besoin une émission faite à faible distance, dont on réduira à volonté l'intensité de la réception en manœuvrant les curseurs pour se mettre *hors de l'accord*.

C'est aussi le procédé que l'on emploiera pour procéder au réglage du contact des autres détecteurs solides (employés sans pile).

On peut également se servir d'un trembleur analogue à la *sonnerie à antenne* comme pour le réglage du récepteur à cohéreur. Ce trembleur doit être disposé dans une boîte fermée (doublée de feutre au besoin) que l'on place aussi loin que possible du récepteur, afin que le bruit du trembleur ne vienne pas couvrir le son que donne le téléphone.

La mise en marche du trembleur est commandée par un bouton placé à portée de l'opérateur, et le contact de rupture est relié à un fil isolé disposé dans le voisinage immédiat du détecteur.

¹ Ce condensateur, destiné à jouer à la réception le même rôle que le condensateur d'antenne à l'émission, n'a, bien entendu, pas besoin de présenter un isolement aussi fort.

Un mode de vérification plus précis de la qualité du contact des détecteurs *rectifiants* consiste à utiliser la propriété que présentent ces détecteurs de se laisser traverser par des courants de valeurs très inégales, lorsqu'on leur applique des forces électromotrices de sens opposé.

On introduit le détecteur dans un circuit qui comprend un élément de pile, un commutateur inverseur

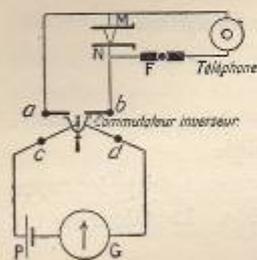


Fig. 163.

et un galvanoscope. En donnant à l'inverseur les deux positions qu'il peut prendre sur la droite, puis sur la gauche, on s'assure qu'il se produit une déviation franche du galvanoscope pour l'une des positions, et qu'il ne se produit pas de déviation sensible pour l'autre (Dispositif de contrôle Pellin) (fig. 163).

S'il en est autrement, le contact n'a pas la sensibilité voulue, et il convient de la modifier, soit en faisant varier la pression de contact, soit en changeant le point de contact lui-même.

Avec les détecteurs solides, on procède au réglage des dispositifs d'accord (Oudin ou Tesla) exactement comme avec l'électrolytique.

PASSAGE DE LA TRANSMISSION A LA RÉCEPTION

En principe, c'est toujours la même antenne qui est successivement utilisée à l'émission et à la réception des signaux.

Dans les postes de faible puissance, où les appareils d'émission et de réception se trouvent dans le même local, pour passer de la transmission à la réception, on se contente généralement de transporter à la main, des appareils d'émission aux appareils de réception, l'extrémité de l'antenne qui est constituée par un bout de câble souple terminé par un femelot.

Dans les postes plus puissants, où les appareils d'émission et de

réception se trouvent souvent dans des locaux séparés, l'un des artifices employés pour pouvoir relier rapidement l'antenne, soit au circuit d'émission, soit au circuit de réception, est le suivant (fig. 164).

L'antenne est connectée à demeure à un plot A, séparé d'un autre plot B qui est relié au circuit d'émission par une *coupure*. Ces plots A et B sont disposés sur une plaque d'ébonite. Par le

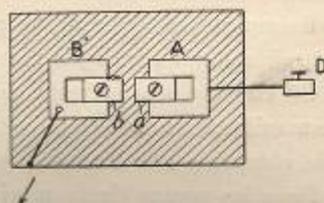


Fig. 164.

déplacement des coulisseaux *a* et *b*, on donne à la coupure une valeur de quelques dixièmes de millimètres. On conçoit qu'un tel intervalle n'apporte aucune gêne à l'émission, car il est aisément franchi par l'étincelle, mais qu'il s'oppose à ce que les faibles oscillations mises en jeu dans l'antenne, lors de la réception, aillent se perdre à la terre par le circuit d'émission. En A vient se fixer également à demeure une portion de conducteur allant au compartiment de réception. Ce conducteur se termine par une douille métallique D, qui est logée dans une plaque d'ébonite encastrée dans la cloison qui sépare le compartiment des appareils d'émission (haute tension) du compartiment de réception.

Il suffit d'introduire dans la douille une fiche reliée par un câble aux appareils de réception pour être en mesure de recevoir un signal.

Protection des appareils de réception. — Pendant la transmission, il faut couper toutes les communications du détecteur avec le reste du circuit, — y compris la connexion à la terre, — afin qu'il ne risque pas d'être détérioré par des oscillations trop fortes.

Aussi dispose-t-on sur les connexions qui aboutissent au détecteur un *interrupteur bipolaire*, que l'on ouvre chaque fois que l'on a à faire une émission.

Le dispositif adopté dans le détecteur Pellin remplit évidemment le même objet (V. Détecteurs rectifiants).

La prescription est aussi importante à observer en général avec

les divers détecteurs solides qu'avec l'électrolytique ; moins cependant avec les détecteurs thermiques et les détecteurs à carborundum, qu'avec les autres.

Il importe en outre de ne pas transmettre tandis que l'antenne est reliée aux appareils de réception.

On emploie souvent pour cela un commutateur d'antenne agencé de manière à rendre l'émission impossible quand l'antenne est reliée à la réception.

Dans les postes de la marine, par exemple, un interrupteur à deux branches, mobile autour d'un axe *O*, est susceptible, soit de faire communiquer à la terre par l'intermédiaire du plot *B* le circuit de réception, soit de fermer en *A* le circuit d'excitation de l'alternateur (fig. 165).

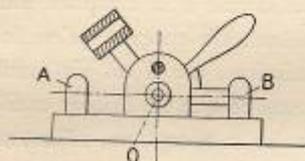


Fig. 165.

Abandonné à lui-même, le commutateur est rabattu sur la droite par un ressort : on peut alors recevoir, mais on ne peut transmettre, le

circuit d'excitation étant ouvert. Pour pouvoir transmettre, il faut rabattre le commutateur sur la gauche et le verrouiller dans cette position au moyen de la fiche même qui sert à relier les appareils de réception à l'antenne : les appareils de réception se trouvent alors nécessairement isolés de l'antenne ainsi que de la terre.

Dans les postes à étincelles rares de la C. G. R., c'est la manette du rhéostat de démarrage du moteur qui commande en même temps le commutateur d'antenne. Le passage de la réception à la transmission est alors très rapide.

Observations générales sur les communications radiotélégraphiques. — 1° *Effet de la lumière solaire.* — C'est un fait bien constaté que les communications radiotélégraphiques sont meilleures la nuit que le jour.

L'effet ne devient d'ailleurs sensible qu'aux *grandes distances* (supérieures à 500 kilomètres, par exemple). La portée d'un poste peut alors atteindre une valeur plus de deux fois plus considérable la nuit que le jour.

L'affaiblissement des signaux le jour paraît donc devoir être attribué à l'action de la lumière solaire dont les radiations très réfrangibles (de l'ultra-violet), produisant une *ionisation* des régions de l'atmosphère dans lesquelles s'opère la propagation, les rendent légèrement conductrices, c'est-à-dire moins *transparentes* aux ondes électriques.

2° *État de l'atmosphère.* — C'est à des modifications analogues dans la conductibilité de l'air qu'il convient d'attribuer les variations brusques d'intensité que l'on constate souvent sans cause apparente dans les réceptions. Ces modifications, qui se produisent aussi bien la nuit que le jour, sont vraisemblablement dues à une ionisation partielle du milieu interposé sous l'influence de l'*électricité atmosphérique*.

Les différents états de l'atmosphère (état hygrométrique plus ou moins élevé, pluie, neige) n'exercent aucune influence directe sur les communications. Le brouillard ne leur apporte, d'ailleurs, aucun obstacle. Selon certains observateurs, il exercerait même une influence favorable, ce qui peut tenir à ce que l'ionisation de l'air prend par temps de brume une valeur exceptionnellement faible.

L'état hygrométrique de l'atmosphère peut exercer une influence indirecte sur les communications en apportant des modifications au degré d'humidité du sol, c'est-à-dire d'une part à la qualité de la prise de terre, d'autre part à l'état de la surface terrestre interposée entre les stations.

3° *Signaux parasites.* — Il se produit fréquemment à la réception des signaux parasites qui se superposent aux signaux radiotélégraphiques.

Ces signaux sont parfois assez nombreux pour se traduire dans le téléphone de l'appareil récepteur par un bruit de *friture* et rendre toute lecture impossible.

Leur origine n'est pas bien connue. Ils paraissent dus, soit à des décharges orageuses lointaines, soit à des variations plus ou moins brusques du potentiel de la prise de terre et de l'antenne causées par l'état électrique de l'atmosphère ou les courants telluriques.

On peut réduire l'importance de certains parasites, mais de cer-

tains parasites seulement, en disposant en dérivation entre l'antenne et la terre une self de valeur convenable, ou une combinaison de capacité et de self. Il y a, en effet, toute une catégorie de parasites auxquels il paraît impossible de se soustraire : ce sont ceux qui sont dus au *choc en retour* des décharges atmosphériques lointaines. Ces décharges, souvent très amorties, font vibrer l'antenne à sa période propre (comme dans l'excitation par impulsion), de sorte qu'il n'y a pas d'accord qui permette d'éliminer les perturbations.

En fait, les divers procédés proposés pour affaiblir les perturbations ont toujours pour effet d'affaiblir en même temps la réception.

Le meilleur moyen que l'on ait de réduire les sérieux inconvénients que présentent les parasites (surtout dans les régions tropicales) est de recourir à l'emploi d'*étincelles musicales* en faisant usage d'une émission puissante et de grandes longueurs d'onde.

MESURES COURANTES EN TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Mesure des courants de haute fréquence. — Les courants de haute fréquence ou oscillations électriques, étant des courants périodiques, se mesurent avec un ampèremètre thermique comme les courants alternatifs de basse fréquence.

C'est ainsi que l'on évaluera l'intensité du courant dans une antenne excitée par un circuit de décharge en intercalant entre l'antenne et la terre, à la base de l'antenne, un ampèremètre thermique.

Les ampèremètres thermiques en usage dans la pratique courante de la T. S. F. sont des appareils à dilatation.

Le passage du courant chauffe un fil dont on mesure l'allongement par le déplacement d'une aiguille sur un cadran. On utilise d'ailleurs,

pour avoir plus de sensibilité, non l'accroissement même de la longueur du fil, mais l'augmentation de flèche du fil tendu (fig. 166).

Le fil dilatable est attaché avec une légère tension aux deux points fixes A et B. Un fil métallique fin MN est fixé au milieu M de AB. Enfin, un fil de soie s'attache au point P, passe sur une poulie qui porte l'aiguille indicatrice et est maintenu tendu par un ressort R. Lorsque le fil AB se dilate, il prend une flèche, donne du mou au fil MN, de sorte que le mouvement de la poulie se trouve amplifié.

Les instruments qui sont destinés à la mesure de courants supérieurs à 5 ampères portent toujours un *shunt* de faible résistance.

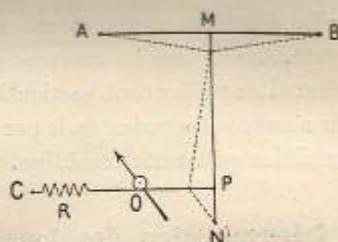


Fig. 166.

Ce shunt ne présente pas par lui-même de self-induction, mais est relié aux bornes de l'instrument par deux conducteurs isolés dont l'inductance n'est pas négligeable quand on opère en haute fréquence. Pour éviter d'être exposé à faire des lectures erronées, — trop fortes si on relie le circuit de haute fréquence directement aux bornes de l'instrument, trop faibles si on le relie aux bornes du shunt, — il faut établir les connexions du shunt aux bornes de l'ampèremètre à l'aide de lamelles métalliques très courtes.

Dans l'emploi de l'ampèremètre thermique à la mesure des courants de haute fréquence, il ne faut pas perdre de vue que les indications fournies par un tel instrument sont toutes *relatives*. Elles dépendent en effet (1^{re} partie, § 12), non seulement de la valeur de l'intensité maximum ou *amplitude* du courant, mais aussi :

- 1° De la période et de l'amortissement des oscillations ;
- 2° De la fréquence des *trains d'ondes*.

Le deuxième cause exerce en pratique une influence prépondérante. Aussi, dans les mesures de courants de haute fréquence, convient-il de veiller tout particulièrement au maintien de la constance du nombre des trains émis par seconde : les comparaisons ne sont possibles qu'à cette condition.

Détermination des longueurs d'onde. — Les longueurs d'onde se mesurent avec un *ondemètre* : le principe de la méthode a été donné (1^{re} partie, §§ 35 et 37).

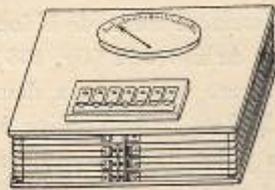


Fig. 167.

Les *ondemètres* employés dans la technique de la T. S. F. appartiennent toujours maintenant au type *résonateur fermé*, et la variation de période s'obtient le plus généralement en agissant sur la capacité seule.

Le type d'ondemètre que nous avons créé tout d'abord pour l'exécution des nombreux réglages que nous avons à effectuer, et qui a été réalisé par Carpentier sous une forme commode, est susceptible d'être utilisé comme étalon secondaire (fig. 167).

La self-induction est constituée par un cadre carré qui porte 6 tours de fil nu tendus sur des entretoises d'ébonite.

On peut prendre comme self-induction soit les 6 tours (en série), soit un nombre de tours plus faible (2 ou 4, par exemple).

Le condensateur, qui est disposé à l'intérieur du cadre, est un condensateur à feuilles d'étain et lames de verre : il est divisé en sections que l'on peut associer en parallèle à l'aide de fiches. Ces sections ont été étalonnées en *haute fréquence* et présentent les valeurs suivantes :

1/4	250 centimètres.
1/2	500 —
1	1 000 —
2	2 000 —
5	5 000 —
10	10 000 —

Le même condensateur servant dans tous les cas, on peut, en prenant les différentes selfs du cadre, mesurer les valeurs suivantes de longueurs d'onde :

2 tours.	150 à 500 mètres.
4 tours.	400 à 800 —
6 tours.	700 à 1 200 —

Un ampèremètre thermique de faible résistance est intercalé dans le circuit du résonateur.

Le modèle d'ondemètre établi par la C. G. R. comprend également une self-induction fixe constituée par un certain nombre de tours de câble souple de cuivre enroulés sur un cadre carré, à l'intérieur duquel est disposé le thermique intercalé dans le circuit (fig. 168).

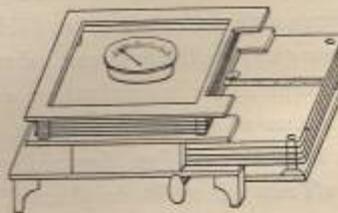


Fig. 168.

Le condensateur est un condensateur *glissant* à armatures métalliques planes séparées par des feuilles d'ébonite. En déplaçant l'armature mobile, on modifie la capacité du condensateur comme dans

le condensateur réglable de la figure 155. Le déplacement de l'armature est commandé par une poignée à molette qui entraîne un arbre engrenant avec deux crémaillères.

Un ressort à lames appuie sur la plaque supérieure de l'armature mobile et assure le contact.

Cette plaque supérieure porte une échelle graduée en millimètres qui, dans le mouvement de translation imprimé à l'armature, se déplace devant un repère fixe tracé sur la carcasse de l'appareil.

C'est sur cette échelle que se font les lectures : le chiffre de la graduation placé devant le repère est à peu près proportionnel à la capacité utilisée ; mais on doit, bien entendu, recourir à un abaque établi par un étalonnage préalable pour traduire les lectures en longueurs d'onde.

L'appareil est d'usage commode et permet d'effectuer les mesures très rapidement ; mais le système de condensateur glissant est sujet à subir des déformations et n'offre pas la sécurité d'un condensateur à sections *fixes* pour le maintien de l'invariabilité de la capacité.

En outre, les contacts glissants sont toujours des contacts *imparfaits* qui présentent des résistances variables. Un pareil ondemètre n'a donc pas un décrement constant, car $\delta = \frac{R}{2L} T$ (1^{re} partie, § 4), et l'emploi doit en être proscrit pour les déterminations d'amortissements un peu précises.

Pour opérer la détermination d'une longueur d'onde :

a) S'il s'agit d'une antenne, on attaque cette antenne *en direct* après avoir intercalé entre l'éclateur et la terre un bout de conducteur que l'on fait agir par induction sur l'ondemètre. On forme, par exemple, avec ce conducteur une boucle que l'on dispose parallèlement au cadre de l'ondemètre.

b) S'il s'agit d'un dispositif primaire d'émission indirecte (Oudin ou Tesla), il suffit de placer l'ondemètre dans le voisinage du circuit d'excitation.

Il importe que le couplage de l'ondemètre avec le circuit inductif ait une valeur aussi faible que possible. On opérera donc avec une excitation relativement forte en disposant l'ondemètre le plus loin

possible du circuit inductif, et à une distance telle que les déviations du thermique demeurent suffisantes.

Au lieu de s'astreindre à déplacer l'ondemètre lui-même, il est souvent plus commode d'intercaler en ab (fig. 169), dans le circuit inductif de l'instrument à l'aide de deux câbles souples cordés ensemble¹, une boucle de conducteur m que l'on approche à volonté du circuit d'excitation.

En pareil cas, l'ondemètre doit, bien entendu, avoir été étalonné avec la boucle auxiliaire m en circuit.

Dans tous les cas, on s'attachera à faire des émissions régulières, en prenant soin que la fréquence des trains d'oscillations (c'est-à-dire le nombre de décharges par seconde) demeure bien constante.

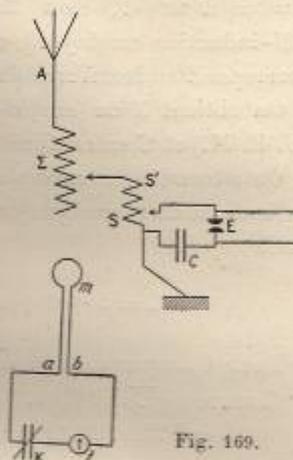


Fig. 169.

On fera varier la capacité progressivement jusqu'à ce que les indications du thermique passent par un maximum. Selon le modèle d'ondemètre, on opérera cette variation soit par le jeu des fiches, en procédant d'abord par unités, puis par fractions pour obtenir une approximation plus grande dans l'encadrement du maximum, soit par le déplacement de l'armature mobile.

Quand le maximum est atteint, la période (ou la longueur d'onde) de l'ondemètre est égale à celle du circuit exciteur.

Cette longueur d'onde est donnée en fonction de la capacité variable, soit par un abaque, soit par un tableau, obtenus par étalonnage préalable.

REMARQUES. — 1° Avec l'ondemètre à sections fixes, on peut se passer d'abaque ou de tableau, car les différentes valeurs des capacités (et des self-inductions) dont on a à faire usage ont été déter-

¹ Afin de ne pas modifier la valeur de la self de l'ondemètre quand on déplace la boucle.

minées une fois pour toutes en haute fréquence, et se trouvent inscrites sur l'appareil.

De sorte que l'on peut calculer la longueur d'onde par la relation $\lambda = 2\pi\sqrt{L} \times \sqrt{C}$, où $2\pi\sqrt{L}$ est un facteur constant (pour la self-induction employée), et où C est la valeur de la capacité qui correspond au maximum des indications du thermique.

On obtient λ en *centimètres* en exprimant L en centimètres (U. E. M.) et C en centimètres (U. E. S.).

On a trouvé, par exemple, en opérant avec 4 tours de fil, que les indications du thermique passaient par un maximum pour une valeur de la capacité

$$C = 5 + 2 + 1 + \frac{1}{4} = 8250 \text{ centimètres.}$$

Pour 4 tours on a $2\pi\sqrt{L} = 715$ (constante de l'appareil).

Comme $\sqrt{C} = 90,82$, on a :

$$\lambda = 715 \times 90,82 = 649,00 \text{ centimètres} = 649 \text{ mètres.}$$

2° Pour obtenir plus de précision dans l'observation du maximum, on commence d'abord par en fixer grossièrement la valeur, puis on s'écarte légèrement de l'accord en deçà et au delà, de manière que la chute du thermique soit la même. Ces chutes égales se produisent pour deux valeurs C_1 et C_2 de la capacité variable, valeurs qui correspondent à deux longueurs d'onde λ_1 et λ_2 .

La longueur d'onde cherchée est la moyenne des longueurs

$$\lambda_1 \text{ et } \lambda_2 : \quad \lambda = \frac{\lambda_1 + \lambda_2}{2}.$$

Si l'on désire obtenir des valeurs précises, il faut faire le tracé de la *courbe de résonance* comme il a été indiqué (1^{re} partie, § 29).

3° S'il s'agit d'un système couplé, la détermination des longueurs d'ondes exige certaines précautions.

On sait que, quand on couple un circuit d'excitation (primaire) et une antenne (secondaire) de mêmes périodes, le couplage donne naissance, tant dans le primaire que dans le secondaire, à deux oscillations de périodes différentes, l'une plus courte, l'autre plus longue que la période commune.

Lorsqu'un ondemètre est excité à *la fois* par le circuit primaire et par le circuit secondaire d'un pareil système, les maxima qui correspondent à la mise en accord de l'ondemètre sur chacune des deux oscillations se trouvent en général inégalement marqués (1^{re} partie, § 60).

D'ailleurs, l'un ou l'autre des maxima peut être rendu prédominant, selon la position que l'on donne à l'ondemètre dans le champ des circuits primaire et secondaire.

Pour obtenir sans erreur la longueur d'onde de l'une des oscillations, on doit s'efforcer de rendre le maximum qui correspond à l'oscillation que l'on mesure le mieux marqué possible en faisant disparaître l'autre maximum.

On y arrive aisément en faisant agir à *la fois* sur l'ondemètre, mais *indépendamment* l'un de l'autre, les circuits primaire et secondaire. Supposons, par exemple, que l'on veuille mesurer l'onde longue (λ'') dans un couplage par Oudin.

L'ondemètre étant disposé dans le voisinage de l'Oudin de manière que son cadre se trouve à la hauteur du primaire d'excitation et parallèlement au plan des spires, on le règle tout d'abord sur le maximum qui correspond à l'onde courte (λ') que l'on veut faire disparaître.

On intercale dans l'antenne (entre l'antenne et la prise supérieure de l'Oudin, par exemple), au moyen d'un câble souple, une boucle, et l'on approche cette boucle du circuit de l'ondemètre parallèlement au plan des spires.

La déviation du thermique augmente ou diminue.

Si elle va en augmentant, on retourne la boucle face pour face : la déviation va alors en diminuant à mesure que l'on approche la boucle et, pour une certaine position du circuit mobile, passe par un minimum (que l'on peut même rendre nul par un réglage convenable de la distance de l'ondemètre au circuit primaire).

La boucle demeurant fixée dans cette position, on procède, — comme il a été indiqué plus haut, — à la mesure de l'onde λ'' , c'est-à-dire à la détermination du maximum qui correspond à λ'' et qui, dès lors, apparaît seul.

Pour obtenir λ' on opère d'une manière identique, en commen-

çant par faire disparaître le maximum correspondant à λ'' par approche de la boucle auxiliaire convenablement orientée.

Au lieu d'employer une boucle intercalée *dans l'antenne*, on peut se servir d'une boucle intercalée dans le circuit de l'ondemètre (comme dans la fig. 169), et que l'on approche de l'antenne ou de la self d'antenne en lui donnant une orientation convenable, tandis que le circuit principal de l'ondemètre demeure soumis à l'induction du primaire de l'Oudin.

Pour faire l'application commode du procédé, nous avons combiné un modèle d'ondemètre à lecture directe qui a été réalisé par Pellin.

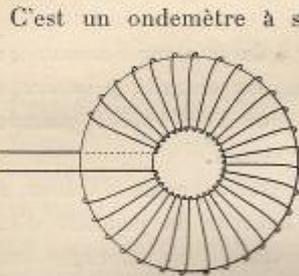


Fig. 170.

C'est un ondemètre à self-induction fixe et à condensateur variable. La self-induction est constituée par un solénoïde *fermé* (fig. 170), de sorte qu'elle se trouve soustraite à tout effet inductif, et que l'on peut disposer l'ondemètre à toucher les appareils d'émission sans qu'aucune action s'exerce sur lui.

Les effets inductifs s'exercent uniquement à l'aide de deux boucles mobiles reliées au circuit de mesure par des câbles souples à conducteurs cordés.

Les mesures se trouvent facilitées par la disposition donnée au condensateur variable, qui est un condensateur à feuilles de mica constitué par deux systèmes de lames qui glissent l'un sur l'autre.

Les lames ont reçu la forme de losanges, et le mouvement de translation s'opère selon la diagonale AC (fig. 171). Il en résulte que la capacité varie comme le *carré* du déplacement linéaire.

Les longueurs d'onde mesurées, qui varient comme la *racine carrée* de la capacité variable, se trouvent ainsi représentées *linéairement* en fonction du déplacement de l'index lié à l'armature mobile.

Comme on a en pratique à faire usage de l'appareil entre deux limites données λ_1 et λ_2 (par exemple : $\lambda_1 = 300^m$, $\lambda_2 = 800^m$), la seule portion utilisée de l'échelle est celle qui correspond au dépla-

cement CC'. Toute la portion MA'NC constitue alors, pour toutes les longueurs d'onde comprises entre λ_1 et λ_2 , une capacité fixe de valeur déterminée qu'il est loisible de remplacer par un condensateur invariable disposé dans le socle de l'appareil. Ce dispositif,

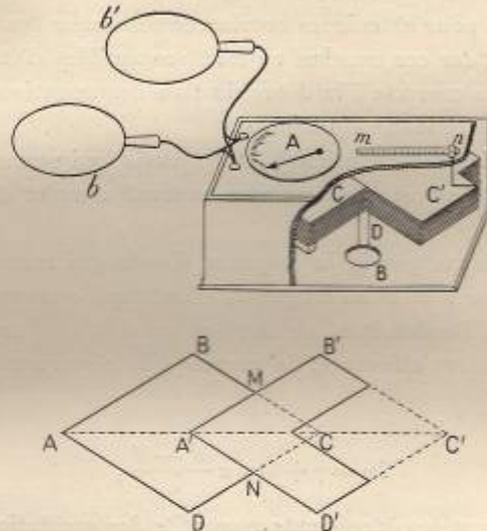


Fig. 171.

qui permet de réaliser un gain appréciable sur l'encombrement de l'instrument quand il est établi pour de grandes longueurs d'onde, présente un autre intérêt.

Pour que les indications soient linéaires, c'est-à-dire que les graduations de l'échelle soient rigoureusement proportionnelles aux longueurs d'onde, il faut que la capacité prenne une valeur *nulle* lorsque l'armature mobile cesse exactement de recouvrir l'extrémité C de l'armature fixe. Cela n'a pas lieu en général à cause de la petite capacité propre que possèdent la bobine de self-induction et les diverses connexions de l'appareil.

La disposition indiquée permet d'apporter une fois pour toutes la correction voulue en la faisant porter sur la capacité additionnelle invariable à laquelle il suffit de donner une valeur légèrement

inférieure à celle qui devrait lui être attribuée si les conditions théoriques supposées se trouvaient rigoureusement réalisées.

Détermination des amortissements. — Tout d'abord, quel que soit le mode opératoire adopté, le procédé de la *boucle* devra être employé pour obtenir les courbes de résonance des oscillations de couplage, car ces courbes ne sont susceptibles d'être utilisées d'une manière correcte à la détermination des amortissements que si on les trace chacune *séparément*.

On se servira de la relation (§ 39, 1^{re} partie) qui permet d'obtenir les amortissements sans s'astreindre au tracé complet de la courbe de résonance.

Si l'on désigne par λ_0 la longueur d'onde qui correspond à la résonance, par λ' et λ'' les longueurs d'onde qui correspondent aux décalages de l'ondemètre, en deçà et au delà de l'accord, pour lesquels la valeur efficace I_0 du courant à la résonance est réduite

à $\frac{I_0}{\sqrt{2}}$, on a :

$$2\omega = \gamma + \delta = \pi \frac{\lambda'' - \lambda'}{\lambda_0},$$

γ et δ désignant les décrets respectifs des oscillations dans le système excitateur et dans l'ondemètre.

Avec l'ondemètre à graduation linéaire, les valeurs de $(\lambda'' - \lambda')$ et de λ_0 sont immédiatement fournies par lecture directe.

On a ainsi la valeur de $(\gamma + \delta)$. Pour obtenir la valeur même du décrement γ du système excitateur (antenne ou circuit à condensateur), le mieux est de déterminer une fois pour toutes, par l'expérience, le décrement δ de l'ondemètre employé.

Pour procéder à cette détermination, on attaquera l'ondemètre, soit par un circuit d'arc de Poulsen, soit par *impulsion*.

Dans le premier cas, le décrement γ du système excitateur est nul. L'application de la relation générale donne directement le décrement δ de l'ondemètre :

$$\delta = 2\omega = \frac{\lambda'' - \lambda'}{\lambda_0}.$$

La seule précaution à observer dans le mode opératoire est de

donner au circuit excitateur par arc, des constantes qui assurent la stabilité de l'arc et la production d'une oscillation unique. Il suffit pour cela que le rapport de la self-induction à la capacité présente une valeur de l'ordre de $\frac{1}{10^4}$ (en unités cohérentes).

On prendra, par exemple¹, un circuit excitateur constitué par deux arcs en série dans du gaz d'éclairage alimentés par du courant continu sous 500 volts. L'une des électrodes étant en charbon, l'autre est en cuivre et refroidie par circulation d'eau. En dérivation sur les arcs, sont disposés une self-induction constituée par une vingtaine de spires non jointives de fil de cuivre de 0^m,4 de diamètre enroulés sur un cadre hexagonal en bois de 25 centimètres de côté et un condensateur variable à feuilles de mica de 0,0004 à 0,001 de micro-farad.

Dans le second cas, le circuit attaqué par impulsion vibre avec sa période et son amortissement propres.

Un procédé simple pour attaquer un circuit par impulsion consiste à donner aux constantes du circuit excitateur des valeurs telles que la décharge dans ce circuit ne soit plus oscillante, mais *continue* ($R^2 > \frac{4L}{C}$, 1^{re} partie, § 5). Il suffit pour cela de constituer ce circuit avec une simple boucle conductrice, un condensateur de grande capacité, et une résistance non inductive de valeur convenable (résistance en charbon ou résistance liquide). Si l'on dispose comme instrument indicateur d'un appareil thermique assez sensible, — d'un bolomètre, par exemple, — on peut opérer avec un voltage de charge assez faible pour produire les charges et les décharges avec un commutateur tournant ou un simple trembleur. L'emploi d'un indicateur thermique n'est d'ailleurs indispensable que pour les déterminations d'amortissements. Pour la détermination des longueurs d'onde on se servira en pareil cas avec avantage, comme indicateur, d'un détecteur à cristal associé à un téléphone : c'est ainsi qu'est monté le *contrôleur* de la Telefunken.

¹ C'est le dispositif que nous utilisons pour nos mesures.

RÉGLAGE D'UN POSTE D'ÉMISSION

Pour effectuer le réglage d'un poste, il faut procéder à deux opérations distinctes :

- 1° Disposer une antenne de longueur d'onde déterminée ;
- 2° Accorder le circuit excitateur et l'antenne de manière à émettre avec la longueur d'onde voulue.

La forme de l'antenne se trouve, en général, déterminée par la disposition ou la situation du poste. Selon que l'on aura à faire l'installation d'une station à terre ou d'un poste de bâtiments, on adoptera, par exemple, soit une antenne à rideau ou à gril (fig. 172), soit une antenne multiple à branches horizontales (fig. 173).

La forme de l'antenne étant choisie, on donnera approximativement à cette antenne des dimensions capables de permettre de réa-

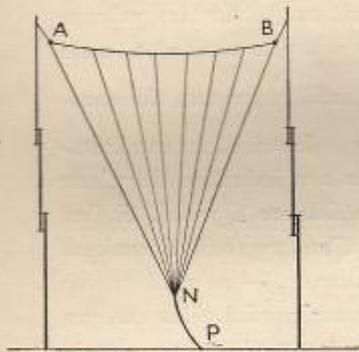


Fig. 172.

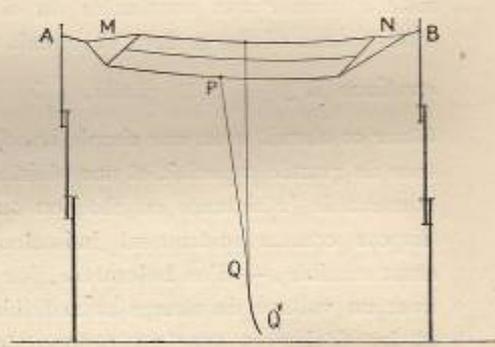


Fig. 173.

liser la longueur d'onde voulue, en partant de données fournies par des systèmes similaires.

On opérera tout d'abord la mesure de la longueur d'onde en attaquant l'antenne en direct, ainsi qu'il a été indiqué au paragraphe précédent. Selon la valeur obtenue, on aura à diminuer ou à augmenter la longueur d'onde de l'antenne.

Avec une antenne à rideau, qui comporte, en général, une partie

multiple en éventail NAB et une partie simple PN, on dispose de deux moyens pour augmenter la longueur d'onde en conservant constante la longueur *moyenne* de l'antenne :

Soit augmenter le nombre des branches ;

Soit accroître le rapport de la partie simple PN à la partie multiple ABN.

On insistera de préférence sur l'accroissement du nombre des branches, de manière à réduire le moins possible la partie en éventail, qui est celle dont le rayonnement est le plus grand.

On aura toujours, pour parfaire le réglage, à agir sur la partie simple PN.

Avec une antenne à gril horizontal comme celles des bâtiments, on peut également, pour augmenter la longueur d'onde, soit accroître le nombre des branches du gril AB, soit allonger la partie descendante verticale ou quasi verticale PQQ'.

En pratique, comme on est vite arrêté dans l'accroissement du nombre des branches horizontales, c'est sur la longueur des branches descendantes que l'on agira, et principalement sur la partie simple QQ'.

Dans tous les cas, après chacune des modifications apportées à l'antenne, on répétera la mesure à l'ondemètre jusqu'à ce que l'on obtienne pour la longueur d'onde la valeur fixée.

Pour la mise à l'accord de l'antenne et du système exciteur, il convient de distinguer deux cas selon que l'on a à émettre avec la longueur d'onde qui correspond à la longueur d'onde propre de l'antenne, ou avec une longueur d'onde différente.

I. Accorder l'émission pour une longueur d'onde correspondant à la longueur d'onde propre de l'antenne. — On peut opérer le réglage de l'émission sur l'onde *courte* ou sur l'onde *longue* qui proviennent du couplage.

Il n'y a pas à cet égard de règle absolue. On choisit souvent l'onde longue parce qu'elle est théoriquement la moins amortie ; mais cela n'est exact que dans les systèmes *sans étincelle* et a rarement lieu dans les systèmes *avec étincelle* (§ 54, 1^{re} partie).

D'autre part, l'onde courte est en général plus favorable pour

l'action à distance, surtout quand il y a une self d'antenne notable en circuit (§ 41, 1^{re} partie).

A défaut d'indications précises sur l'énergie mise en jeu à distance et sur la valeur respective des amortissements, on doit donc *en principe* régler l'émission plutôt sur l'onde courte; mais cette prescription n'a rien d'impératif.

Il convient d'observer que, pour une valeur donnée de la capacité du circuit primaire d'excitation, le réglage sur l'onde courte conduit à employer un couplage un peu plus fort que le réglage sur l'onde longue.

Pour émettre avec une longueur d'onde donnée λ , il faut que le circuit exciteur et l'antenne possèdent chacun, avant le couplage,

une longueur d'onde $\lambda_0 = \frac{\lambda}{\sqrt{1+K}}$ ou $\lambda_0 = \frac{\lambda}{\sqrt{1-K}}$, selon

que l'on choisit l'onde longue ou l'onde courte : K désigne le *coefficient de couplage* (1^{re} partie, § 54).

C'est cette longueur d'onde λ_0 que l'on doit donner à l'antenne comme longueur d'onde propre.

A la vérité, on ne connaît pas *a priori* la valeur *exacte* de K; mais on en connaît le plus souvent une valeur *moyenne* déduite d'observations antérieures faites sur des systèmes similaires: cette valeur moyenne permet de calculer une valeur *approchée* λ_1 de λ_0 ¹.

L'antenne ayant reçu la longueur d'onde λ_1 , on donne au circuit exciteur primaire la même période en suivant l'opération à l'onde-mètre. On peut agir en principe sur la capacité du condensateur intercalé dans ce circuit ou sur la self-induction du circuit. C'est la dernière manière d'opérer qui, étant de beaucoup la plus commode, est toujours employée.

Avec le transformateur Oudin, pour faire varier la self-induction du circuit primaire, il suffit de déplacer la pince mobile le long des

¹ Si cette donnée faisait défaut, on donnerait à l'antenne et au circuit exciteur la longueur d'onde λ elle-même, et l'on déduirait de la longueur d'onde λ'' , obtenue après couplage, une valeur K_1 qui permettrait de calculer une valeur suffisamment *approchée* λ_1 de λ_0 .

spires. Il importe, bien entendu, que l'antenne ne soit pas reliée à l'Oudin pendant l'opération.

On prend soin de réaliser une émission aussi régulière que possible et d'une intensité suffisante pour permettre d'écarter l'ondemètre du circuit excitateur.

L'antenne et le circuit excitateur ayant la longueur d'onde commune λ_1 , on couple les circuits, c'est-à-dire que l'on relie l'antenne à l'Oudin et l'on observe à l'ondemètre la valeur de l'onde qui résulte du couplage (onde longue ou onde courte, selon le choix auquel on s'est arrêté).

Cette valeur ne coïncide pas, en général, exactement avec la valeur λ que l'on désire réaliser, et il est nécessaire de modifier légèrement les longueurs d'onde des circuits couplés, la modification devant toujours être opérée à la fois sur chacun des circuits et les affecter de la même manière. Pour opérer cette modification, on est guidé par la nouvelle valeur du coefficient de couplage que l'on déduit de l'observation que l'on vient de faire.

La modification de période s'opère rapidement sur le circuit excitateur; mais il n'en est pas de même sur l'antenne, à cause de l'obligation de l'attaque en direct qui nécessite des dispositions particulières de circuits.

On abrégera les tâtonnements en prenant soin, lors du réglage de l'antenne à la longueur d'onde λ , de relever les valeurs des longueurs d'onde que l'on obtient quand on allonge ou diminue la partie simple de 1, 2, 3 mètres à partir de la longueur normale qui correspond à λ_1 ¹.

Les deux circuits ayant reçu chacun une même longueur d'onde différant légèrement de λ_1 (en plus ou en moins, selon les indications fournies par l'observation précédente) sont de nouveau couplés.

Si l'on n'obtient pas alors pour l'onde de couplage choisie une

¹ Pour des variations pas trop considérables de la longueur de la partie simple d'une antenne, on peut admettre que pour chaque mètre d'allongement ou de raccourcissement de cette partie simple, la partie multiple demeurant la même, la longueur d'onde subit un accroissement ou une diminution de 4 mètres. Ceci se vérifie sur les antennes à gril horizontal ou sur les antennes à rideau, de même que sur les antennes simples et prismatiques.

valeur suffisamment voisine de la longueur d'onde cherchée, on répète l'opération jusqu'à ce qu'on arrive au résultat voulu.

Nous prendrons comme exemple le réglage d'une station à terre, munie d'une antenne verticale à gril, pour une longueur d'onde de 450 mètres et une émission par Oudin, et nous supposons que l'on fasse le réglage sur l'onde longue λ'' .

La valeur du coefficient de couplage étant inconnue, on donne tout d'abord à l'antenne ou, plus exactement, au système *antenne et Oudin*, une longueur d'onde voisine de 450 mètres. On a ainsi adopté arbitrairement la valeur de 454 mètres pour cette longueur d'onde :

1° On donne au circuit excitateur primaire la même longueur d'onde λ , soit $\lambda_0 = 454$ m., et l'on couple les circuits.

Après couplage, on obtient un battement supérieur $\lambda'' = 492$ m.

D'où l'on déduit immédiatement :

$$\sqrt{1+K} = \frac{\lambda''}{\lambda_0} = \frac{492}{454} = 1,083.$$

2° Adoptant la valeur 1,083 pour $\sqrt{1+K}$, pour obtenir $\lambda'' = 450$ m., on prend $\lambda_0 = \frac{450}{1,083} = 416$ m., et l'on rectifie le réglage de l'antenne ainsi que celui du primaire, pour donner à chacun des circuits une même longueur d'onde de 416 mètres.

On est amené, notamment, à réduire la partie simple de l'antenne de 8m,50.

Après couplage, on obtient une valeur $\lambda = 440$ m., un peu trop faible, d'où l'on déduit une nouvelle valeur de $\sqrt{1+K}$:

$$\sqrt{1+K} = \frac{440}{416} = 1,058.$$

3° Avec cette nouvelle valeur de $\sqrt{1+K}$, pour obtenir $\lambda'' = 450$ m.,

on prend : $\lambda_0 = \frac{450}{1,058} = 425$ m.,

et l'on donne cette longueur d'onde à l'antenne et au primaire.

On obtient alors, après couplage, une longueur d'onde $\lambda'' = 448$ m.

Étant données les erreurs inévitables des mesures, une pareille approximation peut être considérée comme suffisante. Si l'on désirait toutefois la pousser plus loin, il suffirait de poursuivre l'opération en

partant de $\sqrt{1+K} = \frac{448}{425} = 1,054$,

ou, plus simplement, de se contenter de modifier légèrement dans le sens voulu chacun des circuits.

II. Accorder une émission pour une longueur d'onde différente de celle qui correspond à la période propre de l'antenne. — Il faut alors nécessairement modifier l'antenne. Si la longueur d'onde qu'il s'agit d'obtenir est *plus grande* que la longueur d'onde propre de l'antenne, on ajoute à la base de l'antenne une *self-induction* convenable. Si, au contraire, elle est *plus petite*, on coupe l'antenne par un *condensateur* de capacité déterminée que l'on intercale entre l'antenne et la terre.

a) *La longueur d'onde que l'on veut obtenir est plus grande que la longueur d'onde propre de l'antenne.* — On commence par calculer une valeur approchée λ_1 de la longueur d'onde commune λ_0

des circuits à coupler $\lambda_0 = \frac{1}{\sqrt{1 \pm K}}$ en se servant d'une valeur du coefficient de couplage déduite d'observations antérieures de systèmes similaires¹, et l'on donne à l'aide de l'ondemètre au circuit excitateur cette longueur d'onde λ_1 .

On opère le couplage du circuit excitateur et de l'antenne munie de sa self variable après avoir intercalé un ampèremètre thermique entre l'antenne et la terre. On attaque l'antenne avec une émission aussi régulière que possible et une étincelle assez réduite pour que les déviations du thermique ne sortent pas de l'échelle², et l'on fait varier progressivement la valeur de la self d'antenne en déplaçant la pince de prise de contact de spire en spire jusqu'à ce que les indications du thermique passent par un maximum.

L'antenne se trouve alors à l'accord avec le circuit excitateur. On mesure à l'ondemètre la longueur d'onde obtenue par couplage.

¹ Si l'on ne possédait aucune donnée sur la valeur probable du coefficient de couplage, on poursuivrait les opérations décrites en adoptant, comme dans le cas précédent, pour λ_1 , la valeur λ que l'on veut obtenir.

² Il convient de ne pas trop réduire l'étincelle afin qu'elle demeure franchement oscillante, et qu'il n'y ait pas trop de tendance à la formation d'un arc. Aussi doit-on, surtout quand on emploie de fortes capacités au primaire, c'est-à-dire quand l'énergie mise en jeu est notable, *shunter* le thermique intercalé dans l'antenne. Le shunt, qui doit avoir une self-induction négligeable, peut être constitué par une simple lamelle de cuivre ou un fil replié reliant les bornes de l'instrument. Il doit être disposé de manière à constituer, avec l'instrument, un circuit de surface aussi réduite que possible qui n'embrasse qu'un flux magnétique sensiblement nul.

Si le battement choisi (λ' ou λ'') est suffisamment voisin de l'onde de longueur λ que l'on cherche à obtenir, l'opération est terminée. Sinon, on recommence en partant d'une longueur d'onde λ_2 que l'on choisit en se laissant guider par la nouvelle valeur du coefficient de couplage fournie par l'observation que l'on vient de faire.

On procède ainsi par approximations successives jusqu'à ce que l'on obtienne une longueur d'onde suffisamment voisine de celle que l'on cherche à réaliser.

Nous donnerons comme exemple le réglage d'un poste de bord sur l'onde courte pour l'onde commerciale de 600 m. (Émission par Oudin.)

L'antenne, qui comprend un gril horizontal à quatre branches et une partie descendante à deux fils, a une longueur d'onde propre de 420 m., qui doit être modifiée par l'addition d'une self d'antenne.

Comme on ne possède aucune donnée sur la valeur du coefficient de couplage, on commence par régler le circuit exciteur primaire à la longueur d'onde $\lambda_0 = 600$ m., en adoptant la capacité choisie et déplaçant la pince mobile de l'Oudin.

1° On couple les deux circuits et l'on accorde l'antenne au thermique, ce qui conduit à intercaler dans le circuit de l'antenne 10 spires de self.

La mesure à l'ondemètre des ondes obtenues par couplage donne une onde courte $\lambda' = 570$ m., d'où l'on déduit :

$$\sqrt{1-K} = \frac{570}{600} = 0,950.$$

2° Avec cette valeur approchée de $\sqrt{1-K}$, pour obtenir $\lambda' = 600$ m.,

on prend :

$$\lambda_0 = \frac{600}{0,95} = 626 \text{ m.},$$

et l'on donne cette longueur d'onde au circuit exciteur *séparé de l'antenne*.

Reprenant l'accord de l'antenne au thermique après avoir couplé les circuits, on trouve qu'il a lieu pour 12 spires, et l'on obtient une onde courte $\lambda' = 585$ m.

3° La nouvelle valeur de $\sqrt{1-K}$,

$$\sqrt{1-K} = \frac{585}{626} = 0,935,$$

conduit à donner au circuit exciteur une longueur d'onde

$$\lambda_0 = \frac{600}{0,935} = 642 \text{ m.}$$

Après couplage, l'accord de l'antenne au thermique a lieu pour 13 spires.

La mesure à l'ondemètre donne une onde courte $\lambda' = 597$ m., suffisamment voisine de la valeur cherchée pour que l'on puisse l'adopter.

On aurait une valeur plus exacte de $\sqrt{1-K}$ en prenant :

$$\sqrt{1-K} = \frac{597}{642} = 0,930,$$

qui conduirait à adopter pour λ_0 la valeur de 643 m.

On obtient alors, après couplage : $\lambda' = 600$ m.

b) *La longueur d'onde que l'on veut obtenir est plus petite que la longueur d'onde propre de l'antenne.* — Il faut, en pareil cas, intercaler à la base de l'antenne un *condensateur* de capacité convenable dont la valeur approximative a dû être déterminée au préalable¹.

Cette capacité doit être telle, que le système *antenne-condensateur* présente une longueur d'onde propre λ_0 largement inférieure à la longueur d'onde λ que l'on veut réaliser.

On commence par mesurer cette longueur d'onde λ_0 en attaquant le système en direct (ou par impulsion), et l'on donne la même longueur d'onde λ_0 au circuit excitateur séparé de l'antenne.

L'onde choisie (λ'' ou λ'), obtenue après couplage, peut être plus petite ou plus grande que l'onde cherchée λ .

Si elle est légèrement inférieure à λ , on ne touche pas au condensateur, et l'on parfait le réglage à l'aide de la self d'antenne en faisant l'accord au thermique.

On peut également procéder comme dans le premier cas, en donnant séparément aux deux circuits une longueur d'onde commune λ_0 calculée à l'aide de la valeur de $\sqrt{1 \pm K}$ fournie par l'observation précédente.

Mais, si l'onde obtenue lors du premier couplage est supérieure à λ , il faut réduire la capacité du condensateur.

¹ Cette capacité est généralement connue par des observations antérieures de systèmes similaires. Pour en déterminer la valeur, on opère la mesure de la longueur d'onde du système *antenne-condensateur* en se servant d'un condensateur *variable*; par exemple, d'une batterie de bouteilles associées en parallèle et dont on diminue progressivement le nombre.

Ce condensateur est constitué soit par des bouteilles, soit par des plaques associées en parallèle.

On procédera à la réduction de capacité d'une manière progressive, en diminuant successivement d'une unité le nombre des bouteilles ou des plaques jusqu'à ce que l'on obtienne pour le système *antenne-condensateur* une longueur d'onde λ_0 suffisamment inférieure à λ .

Il importe, bien entendu, ainsi qu'il a été observé plus haut, que le condensateur d'antenne soit disposé de manière que la modification du nombre des éléments associés soit facile à exécuter.

Soit, par exemple, à obtenir une émission de 450 mètres de longueur d'onde, sur onde longue, avec une antenne à rideau dont la période propre, 563 mètres, correspond à l'émission d'une onde de 600 mètres.

Le condensateur d'antenne est un condensateur à plaques dont la capacité approximative a été déterminée par des mesures préalables.

En intercalant ce condensateur dans l'antenne, on obtient, par mesure en direct, pour le système *antenne-condensateur et Oudin*, une longueur d'onde $\lambda_0 = 436$ m.

Le primaire ayant été réglé à la même longueur d'onde, on trouve, après couplage, une onde longue : $\lambda'' = 463$ mètres.

Le condensateur a donc une capacité trop grande et ne réduit pas suffisamment la longueur d'onde de l'antenne.

On lui enlève une plaque et l'on obtient alors, après l'avoir intercalé, une longueur d'onde $\lambda_0 = 424$ m. pour l'antenne.

Le primaire est réglé à la même longueur d'onde.

Après couplage, on obtient une onde longue $\lambda'' = 447$ m., un peu faible.

La valeur de $\sqrt{1+K}$,

$$\sqrt{1+K} = \frac{447}{394} = 1,054,$$

conduit à partir de la longueur d'onde commune

$$\lambda_0 = \frac{450}{1,054} = 427 \text{ m.},$$

pour obtenir 450 mètres.

On donne au primaire cette longueur d'onde $\lambda_0 = 427$ m., et on rectifie le réglage de l'antenne à l'aide de la self d'antenne.

On est conduit ainsi à ajouter 1 spire et demie de self à l'antenne, et l'on obtient, après couplage, la valeur $\lambda'' = 450$ m.

Remarque. — On voit que la détermination de la valeur même du coefficient de couplage K n'est pas nécessaire, puisqu'il n'entre dans les calculs que la valeur de $\sqrt{1+K}$ ou de $\sqrt{1-K}$, que l'on obtient directement par le rapport $\frac{\lambda''}{\lambda_0}$ ou $\frac{\lambda'}{\lambda_0}$ de deux longueurs d'onde fournies par les observations.

Cas d'une émission musicale. — Les opérations à effectuer demeurent les mêmes lorsque l'émission musicale est obtenue, soit par un éclateur tournant, soit à l'aide d'un alternateur de fréquence élevée.

Elles se trouvent simplifiées dans le cas d'une émission par impulsion, car il n'existe alors, dans le circuit secondaire, qu'une seule onde dont la période est égale à la période propre de l'antenne.

Il suffit donc de donner à l'antenne, comme longueur d'onde propre, la longueur d'onde de l'émission que l'on veut obtenir. On procède à cette opération comme il a été indiqué plus haut, en allongeant l'antenne par addition d'une self variable pour augmenter la longueur d'onde, ou en la coupant par un condensateur de capacité convenable pour la diminuer. Il n'est pas nécessaire ici, pour donner à l'antenne la longueur d'onde voulue, de recourir à l'attaque en direct, puisque l'excitation par impulsion fait vibrer l'antenne à sa période propre¹.

Choix de l'emplacement d'une station de T. S. F. —

Sauf dans le cas d'applications tout à fait spéciales, le rôle de la T. S. F. est d'établir les communications de bâtiment à bâtiment, ou entre un bâtiment et le littoral.

Une station de T. S. F. est donc installée en général à proximité du rivage.

Le choix de l'emplacement doit être guidé par les considérations suivantes :

¹ On a vu que l'excitation par impulsion constitue un procédé général très pratique pour attaquer un système dont on veut déterminer la période et l'amortissement propre. Pour l'application du procédé, voir ci-dessus : Détermination des amortissements.

1° Établir le poste sur un terrain plat, bien dégagé, et éviter la proximité d'obstacles (collines, bouquets d'arbres, constructions élevées) dans le secteur d'émission.

2° Choisir un sol humide, — en tous cas le moins sec possible, — pour avoir une bonne *terre*.

Cette dernière condition est de la plus grande importance, car le rendement de l'antenne dépend *essentiellement* de la qualité de la prise de terre.

Aussi, bien que l'on puisse parfois être tenté, pour avoir une antenne bien dégagée, d'édifier la station sur une falaise élevée, il vaut mieux y renoncer si la constitution du terrain (sol rocheux, par exemple) n'assure pas un degré convenable d'humidité, et ne pas hésiter à s'écarter du rivage pour rechercher un sol satisfaisant.

On ne perdra pas de vue que, pour une *même disposition d'antenne* (et une longueur d'onde donnée), le meilleur poste est celui dans lequel l'amortissement propre de l'antenne est le *moins fort*.

Un station littorale est généralement destinée à émettre, *sinon* d'une manière exclusive, du moins *principalement* dans un secteur déterminé.

Comme on se sert le plus souvent d'antennes inclinées, afin de pouvoir réaliser aisément avec la hauteur dont on dispose une

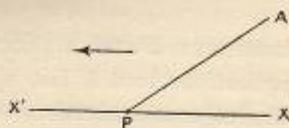


Fig. 174.

longueur d'onde suffisamment grande, on doit s'efforcer de donner à l'inclinaison de l'antenne le sens le plus favorable.

Il convient pour cela que l'extrémité supérieure de l'antenne A soit pointée dans la direction *opposée* à celle dans laquelle on veut obtenir le rayonnement le plus intense (1^{re} partie, § 41 et 67).

Pour émettre de préférence dans la direction XX' — direction de la flèche — et pour recevoir de la direction opposée XX, par

exemple, une antenne simple devra être disposée dans le plan APX et inclinée selon PA (fig. 174).

Si l'on a une antenne à rideau (ou à gril), le plan du rideau (ou du gril) sera disposé perpendiculairement au plan APX, de manière à ce que la branche moyenne coïncide avec PA.

RÉCEPTION DES SIGNAUX HORAIRES RADIOTÉLÉGRAPHIQUES

Institués en principe pour les navigateurs (V. 1^{re} partie, § 72), les signaux horaires radiotélégraphiques de la tour Eiffel sont maintenant utilisés par les compagnies de chemins de fer, les observatoires météorologiques, les horlogers...

On donnera quelques précisions sur les dispositifs qu'il convient d'employer pour recevoir ces signaux.

Antenne. — Sur toute l'étendue du territoire français et dans les pays limitrophes, dans tout le bassin occidental de la Méditerranée, il suffit de se servir d'antennes de dimensions réduites pour recevoir les signaux horaires de la tour Eiffel.

On adoptera de préférence, comme plus commodes à installer, des antennes à branches horizontales. Dans un rayon de 3 à 400 kilomètres de Paris, il suffit de prendre une antenne simple de 25 à 30 mètres de longueur en fil de cuivre de 1^m/m à 2^m/m tendue horizontalement à une dizaine de mètres au-dessus du sol. A une distance plus grande, il conviendra de prendre un fil plus long (une centaine de mètres, par exemple), ou de suppléer au défaut de longueur en constituant l'antenne par plusieurs branches parallèles ou divergentes.

Comme points d'attache, on peut se servir de pignons d'édifices, de cheminées d'usines, d'arbres même au besoin.

Il n'est nullement indispensable que les extrémités de l'antenne soient à la même hauteur au-dessus du sol. Autant que possible, on fera en sorte que l'extrémité isolée la plus éloignée du récepteur soit la plus haute et qu'elle soit placée dans une direction diamétralement opposée à celle de Paris (1^{re} partie, § 67).

Dans tous les cas, l'antenne sera disposée dans un espace aussi dégagé que possible.

L'isolement pourra être obtenu, soit à l'aide de petits bâtons d'ébo-

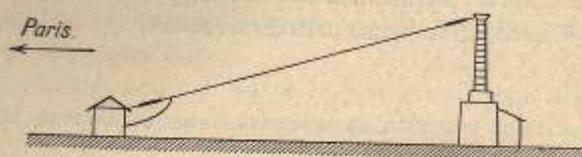


Fig. 175.

nite ou de fibre vulcanisée, soit plus simplement à l'aide d'isolateurs télégraphiques ordinaires ou de poulies de porcelaine d'appareillage électrique.

L'antenne sera reliée au récepteur par un bout de câble isolé au caoutchouc, qui pénétrera dans le local par un trou protégé par un petit tube de verre ou de porcelaine.

On peut également utiliser comme antenne un tronçon de ligne télégraphique ou téléphonique, sur lequel on branche en dérivation le récepteur.

A Paris même ou dans la banlieue, l'énergie émise par la tour est suffisante pour qu'on puisse se contenter de prendre comme antenne un simple bout de fil tendu dans un appartement.

Prise de terre. — Pour la réception des signaux horaires de la tour Eiffel, les conduites d'eau ou de gaz suffisent généralement comme prises de terre quand elles sont placées dans un terrain humide. Mais elles peuvent être constituées par des tuyaux métalliques réunis par des joints isolants. Aussi est-il généralement préférable de disposer une prise de terre spéciale.

Quand la distance n'est pas trop grande, on peut se contenter d'étendre sur le sol même une bande de toile métallique de 0^m50 à 1 mètre de largeur et de 5 à 6 mètres de longueur. A une distance plus considérable, on enfouira dans le sol (à 0^m50 de profondeur environ) une plaque de zinc de 2 à 3 mètres carrés de surface. On peut disposer au besoin cette prise de terre comme une *terre* de

paratonnerre en enfouissant la plaque ou la bande de toile métallique dans un trou rempli de coke.

Dans tous les cas, le conducteur qui relie le récepteur à la terre sera soigneusement soudé à la prise de terre choisie et devra être aussi court que possible.

Récepteur. — N'importe quel récepteur de T. S. F. peut être utilisé à la réception des signaux horaires. Toutefois, les récepteurs à détecteurs à cristaux sont tout particulièrement indiqués, à cause de la commodité de leur réglage.

Il est d'ailleurs on ne peut plus aisé de réaliser un dispositif de réception en s'inspirant de l'un des montages simplifiés dont le principe a été donné précédemment.

Le plus simple (fig. 176) consiste à se borner à intercaler dans l'antenne une self réglable par curseur aux extrémités de laquelle on relie les électrodes d'un détecteur à contacts solides et, de préférence, à galène sélectionnée. (Pour la sélection des cristaux de galène, voir plus haut.)

Il est bon (mais non indispensable) d'intercaler un petit condensateur dans le circuit qui relie le détecteur à la terre. Ce condensateur, qui ne joue aucun rôle dans l'accord des circuits, peut être constitué avec des feuilles d'étain collées sur des plaques de verre.

Le téléphone est disposé en dérivation aux bornes du détecteur. Il importe, bien entendu, que ce téléphone soit sensible; mais avec un détecteur à contacts solides, sa résistance peut avoir une valeur quelconque.

On a vu (page 260) comment on construit une self réglable en enroulant à tours jointifs, sur un cylindre de bois ou simplement de carton épais de 12 à 15 centimètres de diamètre, du fil isolé à la soie.

Après avoir été imprégné d'une couche épaisse de vernis à la

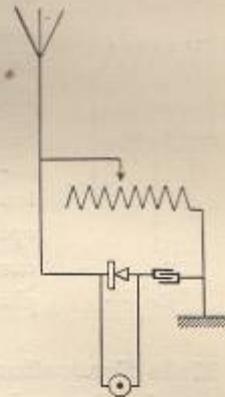


Fig. 176.

gomme laque et soigneusement séché, l'enroulement est dénudé *fil par fil*, à l'aide d'un canif, le long d'une génératrice. (Éviter de se servir d'une lime pour dénuder le fil.)

On trouve maintenant d'une manière courante dans le commerce du fil de cuivre émaillé, qui convient très bien à l'enroulement des bobines de self.

Avec le montage indiqué, il n'y a qu'un seul réglage à effectuer, c'est de déplacer le curseur jusqu'à ce qu'on entende les signaux le plus fort possible.

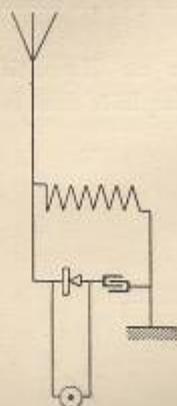


Fig. 177.

D'ailleurs, pour la réception des signaux horaires, c'est-à-dire de signaux émis avec une longueur d'onde qui est toujours la même, il sera, en général, plus pratique de substituer à la self à curseur une self *fixe* que l'on déterminera une fois pour toutes par tâtonnements méthodiques. On obtiendra ainsi le montage très simple de la figure 177.

Pour la réception des signaux rythmés de la tour qui sont destinés à permettre d'effectuer des opérations de précision, on aura intérêt à se procurer chez un spécialiste un récepteur de T. S. F. plus complet muni d'un détecteur éprouvé¹.

Mode d'exécution des signaux. — On a vu (1^{re} partie, § 72) que la Conférence internationale de l'heure a dressé la liste des stations destinées à jouer le rôle de *centres horaires*.

Le tableau suivant donne cette liste, ainsi que les heures auxquelles les différentes stations devront faire leur émission :

Paris	0 ^h
San-Fernando (Brésil)	2 ^h
Arlington (États-Unis)	3 ^h
Mogadiscio (Somalie italienne).	4 ^h

¹ Pour les opérations à effectuer pour la réception des signaux rythmés, on consultera avec fruit l'instruction très complète publiée par le Bureau des longitudes (Gauthier-Villars, 1912).

Tombouctou	6 ^h
Paris	10 ^h
Norddeich.	12 ^h
San-Fernando (Brésil)	16 ^h
Arlington (États-Unis)	17 ^h
San-Francisco	20 ^h
Norddeich.	22 ^h

Ces centres horaires feront usage d'une longueur d'onde uniforme de 2500 mètres et émettront des signaux conformément au schéma suivant :

57^m 0^s à 57^m 50^s *signaux d'avertissement*,
57^m 55^s à 58^m 0^s *signaux horaires*.

Trois traits de 1 seconde avec intervalles de 1 seconde :

58^m 08^s à 59^m 0^s *signaux horaires*.

Un trait de 1 seconde et un point de $\frac{1}{4}$ de seconde aux époques :

58^m 10^s, 58^m 20^s, 58^m 30^s, 58^m 40^s, 58^m 50^s.

Trois traits de 1 seconde, séparés par un intervalle de 1 seconde de 58^m 55^s à 59^m 0^s,

59^m 6^s à 60^m 0^s *signaux horaires*.

Deux traits de 1 seconde séparés par un intervalle de 1 seconde et un point de $\frac{1}{4}$ de seconde aux époques :

59^m 10^s, 59^m 20^s, 59^m 30^s, 59^m 40^s, 59^m 50^s.

Trois traits de 1 seconde, séparés par un intervalle de 1 seconde.

Ces prescriptions devaient être mises en vigueur à la date du 1^{er} juillet 1913; mais différentes circonstances ont retardé la mise en service des centres horaires, de sorte que la tour Eiffel émet encore les signaux conformément au mode opératoire primitivement adopté.

Les « tops » horaires sont donnés deux fois par jour à 10^h 45^m et à 23^h 45^m, après un signal préalable d'avertissement.

Le signal de 10^h 45^m, notamment, est fait de la manière suivante :
De 10^h 44^m 0^s à 10^h 44^m 55^s, une série de traits est envoyée à titre d'avertissement.

A 10^h 45^m 0^s, signal bref (point) envoyé automatiquement par une pendule de l'Observatoire.

De 10^h 46^m 0^s à 10^h 46^m 55^s, deuxième série d'avertissement, comprenant un trait, deux points, un trait, deux points...

A 10^h 47^m 0^s, nouveau signal bref et automatique (point).

De 10^h 48^m 0^s à 10^h 48^m 55^s, troisième série d'avertissement, comprenant un trait, quatre points, un trait, quatre points...

A 10^h 49^m 0^s, dernier signal bref et automatique (point).

La transmission des signaux de nuit s'opère exactement de la même manière, les « tops » ayant lieu à 23^h 45^m 0^s, 23^h 47^m 0^s, 23^h 49^m 0^s.

Signaux météorologiques. — Après les signaux horaires de 10^h 49^m, la tour Eiffel envoie un radiotélégramme météorologique.

Ce radiotélégramme donne la pression atmosphérique, la direction et la force du vent, l'état de la mer, pour les six stations suivantes :

Reykjavik (Islande), *Valentia* (Irlande), *Ouessant* (France), *la Corogne* (Espagne), *Horta* (Açores), *Saint-Pierre-Miquelon* (Amérique).

Pour les cinq premières stations, les observations sont celles du jour même (7 heures). Pour la dernière, celles de la veille (20 heures).

Le radiotélégramme contient ensuite quelques indications en clair sur la situation générale de l'atmosphère en Europe et, notamment, sur la position des centres de hautes et de basses pressions. Il se termine par des observations plus détaillées sur la situation atmosphérique à Paris.

Lorsque fut décidé l'envoi de ce bulletin quotidien, il parut convenable de limiter provisoirement à six le nombre des stations qui y figurent, car il était destiné à un personnel de météorologistes peu entraîné à la réception : la transmission devait se faire lentement et avec répétitions.

Mais il est évident que ce nombre est insuffisant pour permettre aux établissements chargés d'un service de prévisions du temps de dresser les cartes nécessaires à l'élaboration de ces prévisions. Le service de météorologie agricole, récemment institué par le ministère de l'Agriculture, a dû recourir tout d'abord aux lignes télégraphiques ordinaires pour expédier deux fois par jour à ses stations régionales les observations qui proviennent des trente stations du réseau international.

Une importante amélioration vient d'être apportée à ce service de signaux.

Depuis le 1^{er} septembre 1913, le radiotélégramme de la tour Eiffel a été étendu à une vingtaine de stations réparties sur toute l'Europe.

Un deuxième télégramme, expédié dans l'après-midi (à 16 heures), porte sur les observations faites à 14 heures dans huit de ces stations, ce qui permet de suivre les variations de la situation atmosphérique générale dans la journée, et d'établir sur des bases rationnelles les prévisions pour le lendemain.

RENSEIGNEMENTS SOMMAIRES SUR LES STATIONS
PUISSANTES LES PLUS IMPORTANTES

Tour Eiffel. — Émission, soit par étincelles rares, soit par étincelles musicales (alternateur de résonance Béthenod), éclateur tube-plateau, soufflage de l'étincelle par un violent courant d'air refoulé dans le tube.

Antenne. — Nappe de six conducteurs réunis à la partie supé-

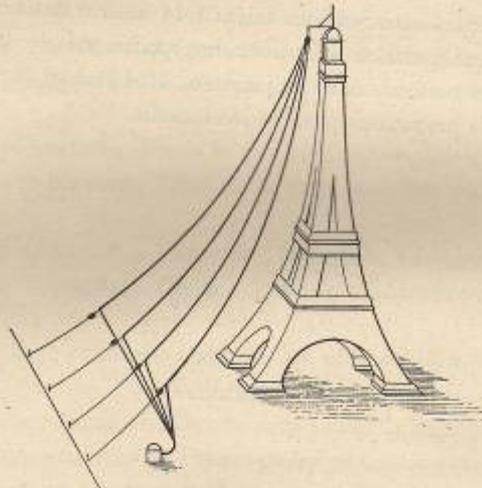


Fig. 178.

rieure à des isolateurs suspendus à la troisième plate-forme de la tour, et à la partie inférieure à six branches en éventail qui se réunissent à un conducteur unique pour pénétrer dans le poste (en sous-sol sur le Champ de Mars) (fig. 178)¹.

¹ Capacité effective $7,3 \cdot 10^{-3}$ microfarads.

Prise de terre. — Constituée par plusieurs centaines de mètres carrés de plaques de zinc enfouies dans le sol.

Condensateur. — Capacité de 0,7 microfarad, constituée par des bouteilles Mosciki. Le condensateur est chargé à 100000 volts.

Puissance. — 50 kilowatts.

Longueur d'onde. — 2080 mètres.

Glace-Bay et Clifden (Postes Marconi). — Émissions par étincelles musicales. Excitation par courant continu à haute tension et discharger tournant Marconi.

Antenne. — Directive, constituée par un gril de 200 fils paral-

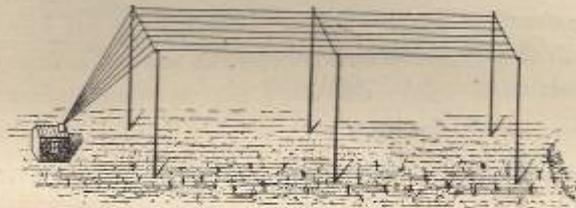


Fig. 179.

lèles de 300 mètres de longueur, tendus horizontalement à une hauteur de 60 mètres au-dessus du sol (fig. 179).

Condensateur. — Condensateur à plaques et à *lames d'air*.

1,75 microfarad à Glace-Bay.

1,16 microfarad à Clifden.

Puissance. — 350 kilowatts.

Longueur d'onde. — 5000 mètres (environ).

Nauen (Société Telefunken). — Émission par étincelles musicales. Excitation par impulsion. Le circuit d'alimentation comprend un alternateur à 500 périodes et un transformateur.

Antenne. — Forme *parapluie*. Le dispositif primitivement adopté comprenait une tour de fer de 100 mètres de hauteur isolée du sol, qui supportait 54 câbles métalliques. Ces câbles se ramifiaient au

quart de leur longueur en 162 fils (fig. 180)¹. En 1911, ce dispositif avait été modifié de la manière suivante.

La hauteur du pylône central avait été portée à 195 mètres. L'antenne se composait de 18 branches rayonnantes de 200 mètres de longueur, fixées par des retenues isolantes à 15 mâtereaux de 30 mètres de hauteur distribués tout autour du pylône sur une circonférence de 400 mètres de rayon.

Ce grand pylône a été renversé par un ouragan en avril 1912, et les travaux de réfection sont en voie d'achèvement.

Prise de terre. — Constituée par 108 fils rayonnants et ramifiés en 324 fils, qui forment une sorte de *toile d'araignée* couvrant une surface de 126000 mètres carrés.

Condensateur. — Constitué par 36 éléments tubulaires (genre Mosciki) de 1^m,50 de hauteur. Capacité : 0,04 microfarad. Ce condensateur est chargé à 70000 volts.

Puissance. — 65 kilowatts.

Longueur d'onde. — 2500 mètres.

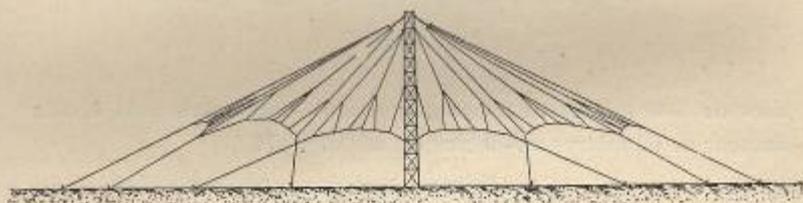


Fig. 180.

Norddeich. — Mêmes dispositions qu'à Nauen, sauf pour l'antenne, qui est en pyramide quadrangulaire renversée.

Cullercoats, près Newcastle (Amalgamated radiotelegraph Company). — Émission par arc Poulsen alimenté sous un voltage continu de 500 volts.

Antenne. — Forme *parapluie*. Un mât en bois de 70 mètres de

¹ Capacité effective $18 \cdot 10^{-3}$ microfarads.

hauteur supporte 8 fils rayonnants, dont les extrémités inférieures sont distribuées sur une circonférence de 70 mètres de diamètre concentrique au mât.

Prise de terre. — Constituée par 70 fils rayonnants de 40 mètres de longueur.

Longueur d'onde. — 1200 mètres (peut varier à volonté de 800 mètres à 2500 mètres).

Knockroe, en Irlande (même compagnie). — Émission par arc Poulsen alimenté sous un voltage continu de 500 volts.

Antenne. — Forme *cône*. Trois mâts de 120 mètres de hauteur, disposés aux sommets d'un triangle équilatéral dont le poste occupe le centre, supportent la partie supérieure de l'antenne. L'antenne comprend 300 fils qui aboutissent à 9 mâts de 22 mètres de hauteur, répartis sur une circonférence de 650 mètres de diamètre.

La surface couverte par l'antenne atteint ainsi 280000 mètres carrés.

Prise de terre. — Comme dans la station de Cullercoats.

Condensateur. — A plaques et à lames d'air. Capacité : 0,035 microfarad.

Puissance. — Une centaine de kilowatts.

Longueur d'onde. — 3000 mètres.

RÈGLEMENT DE SERVICE

*Annexé à la Convention radiotélégraphique internationale
en date du 5 juillet 1912
et applicable à la date du 1^{er} juillet 1913.*

1. Organisation des stations radiotélégraphiques.

I

Le choix des appareils et des dispositifs radiotélégraphiques à employer par les stations côtières et les stations de bord est libre. L'installation de ces stations doit répondre, autant que possible, aux progrès scientifiques et techniques.

II

Deux longueurs d'onde, l'une de 600 mètres et l'autre de 300 mètres, sont admises pour le service de la correspondance publique générale. Toute station côtière ouverte à ce service doit être équipée de façon à pouvoir utiliser ces deux longueurs d'onde, dont l'une est désignée comme la longueur d'onde normale de la station. Pendant toute la durée de son ouverture, chaque station côtière doit être en état de recevoir les appels faits au moyen de sa longueur d'onde normale. Toutefois, pour les correspondances visées au paragraphe 2 de l'article XXXV, il est fait usage d'une longueur d'onde de 1800 mètres. En outre, chaque gouvernement peut autoriser l'emploi, dans une station côtière, d'autres longueurs d'onde destinées à assurer un service de longue portée, ou un service autre que celui de la correspondance publique générale et établi conformément aux dispositions de la Convention, sous la réserve que ces longueurs d'onde ne dépassent pas 600 mètres ou qu'elles soient supérieures à 1600 mètres.

En particulier, les stations utilisées exclusivement pour l'envoi de

signaux destinés à déterminer la position des navires ne doivent pas employer des longueurs d'onde supérieures à 150 mètres.

III

1. Toute station de bord doit être équipée de façon à pouvoir se servir des longueurs d'onde de 600 mètres et de 300 mètres. La première est la longueur d'onde normale, et ne peut être dépassée dans la transmission, hormis le cas de l'article XXXV (paragraphe 2).

Il peut être fait usage d'autres longueurs d'onde, inférieures à 600 mètres, dans des cas spéciaux, et moyennant l'approbation des administrations dont dépendent les stations côtières et les stations de bord intéressées.

2. Pendant toute la durée de son ouverture, chaque station de bord doit pouvoir recevoir les appels effectués au moyen de sa longueur d'onde normale.

3. Les navires de faible tonnage qui seraient dans l'impossibilité matérielle d'utiliser la longueur d'onde de 600 mètres pour la transmission peuvent être autorisés à employer exclusivement la longueur d'onde de 300 mètres; ils doivent être en mesure de recevoir au moyen de la longueur d'onde de 600 mètres.

IV

Les communications entre une station côtière et une station de bord, ou entre deux stations de bord, doivent être échangées de part et d'autre au moyen de la même longueur d'onde. Si, dans un cas particulier, la communication est difficile, les deux stations peuvent, d'un commun accord, passer de la longueur d'onde au moyen de laquelle elles correspondent à l'autre longueur d'onde réglementaire. Les deux stations reprennent leurs longueurs d'onde normales lorsque l'échange radiotélégraphique est terminé.

V

1. Le Bureau international dresse, publie et revise périodiquement une carte officielle mentionnant les stations côtières, leurs portées normales, les principales lignes de navigation et le temps employé normalement par les navires pour la traversée entre les divers ports d'atterrissage.

2. Il établit et publie une nomenclature des stations radiotélégraphiques visées à l'article 1^{er} de la Convention, ainsi que des supplé-

ments périodiques pour les additions et modifications. Cette nomenclature donne pour chaque station les renseignements suivants :

1° Pour les stations côtières : le nom, la nationalité et la position géographique indiquée par la subdivision territoriale et par la longitude et la latitude du lieu ; pour les stations de bord : le nom et la nationalité du navire ; le cas échéant, le nom et l'adresse de l'exploitant ;

2° L'indicatif d'appel (les indicatifs doivent être différenciés les uns des autres, et chacun doit être formé d'un groupe de trois lettres) ;

3° La portée normale ;

4° Le système radiotélégraphique avec les caractéristiques du système d'émission (étincelles musicales, tonalité exprimée par le nombre de vibrations doubles, etc.) ;

5° Les longueurs d'onde utilisées (la longueur d'onde normale est soulignée) ;

6° La nature des services effectués ;

7° Les heures d'ouverture ;

8° Le cas échéant, l'heure et le mode d'envoi des signaux horaires et des télégrammes météorologiques ;

9° La taxe côtière ou de bord.

3. Sont compris également dans la nomenclature les renseignements relatifs aux stations radiotélégraphiques autres que celles visées à l'article 1^{er} de la Convention qui sont communiqués au Bureau international par l'administration dont dépendent ces stations.

4. Les notations suivantes sont adoptées dans les documents à l'usage du service international pour désigner les stations radiotélégraphiques :

P. G. Station ouverte à la correspondance publique générale.

P. R. Station ouverte à la correspondance publique restreinte.

P. Station d'intérêt privé.

O. Station ouverte seulement à la correspondance officielle.

N. Station ayant un service permanent.

X. Station n'ayant pas de vacations déterminées.

5. Le nom d'une station de bord indiqué à la première colonne de la nomenclature doit être suivi, en cas d'homonymie, de l'indicatif d'appel de cette station.

VI

L'échange de signaux et de mots superflus est interdit aux stations visées à l'article 1^{er} de la Convention. Des essais et des exercices ne

sont tolérés dans ces stations qu'autant qu'ils ne troublent point le service d'autres stations.

Les exercices doivent être effectués avec des longueurs d'onde différentes de celles admises pour la correspondance publique, et avec le minimum de puissance nécessaire.

VII

1. Toutes les stations sont tenues d'échanger le trafic avec le minimum d'énergie nécessaire pour assurer une bonne communication.

2. Toute station côtière ou de bord doit satisfaire aux conditions suivantes :

a) Les ondes émises doivent être aussi pures et aussi peu amorties que possible.

En particulier, l'usage de dispositifs transmetteurs dans lesquels la production des ondes émises est obtenue en déchargeant directement l'antenne par étincelles (émission directe) n'est pas autorisé, sauf dans les cas de détresse.

Il peut cependant être admis pour certaines stations spéciales (par exemple, celles des petits bateaux) dans lesquelles la puissance primaire ne dépasse pas cinquante watts.

b) Les appareils doivent être à même de transmettre et de recevoir à une vitesse au moins égale à 20 mots par minute, le mot étant compté à raison de 5 lettres.

Les installations nouvelles mettant en jeu une énergie de plus de 50 watts seront équipées de telle sorte qu'il soit possible d'obtenir facilement plusieurs portées inférieures à la portée normale, la plus faible étant de 15 milles nautiques environ. Les installations anciennes mettant en jeu une énergie de plus de 50 watts seront transformées, autant que possible, de manière à satisfaire aux prescriptions précédentes.

c) Les appareils récepteurs doivent permettre de recevoir, avec le maximum possible de protection contre les perturbations, les transmissions sur les longueurs d'onde prévues au présent Règlement jusqu'à 600 mètres.

3. Les stations servant exclusivement à déterminer la position des navires (radiophares) ne doivent pas opérer dans un rayon supérieur à 30 milles nautiques.

VIII

Indépendamment des conditions spécifiées à l'article VII, les stations de bord doivent également satisfaire aux conditions suivantes :

a) La puissance transmise à l'appareil radiotélégraphique, mesurée

aux bornes de la génératrice de la station, ne doit pas, dans les circonstances normales, dépasser 1 kilowatt.

b) Sous réserve des prescriptions de l'article XXXV (§ 2), une puissance supérieure à 1 kilowatt peut être employée, si le navire se trouve dans la nécessité de correspondre à une distance de plus de 200 milles nautiques de la station côtière la plus rapprochée, ou si, par suite de circonstances exceptionnelles, la communication ne peut être réalisée qu'au moyen d'une augmentation de puissance.

IX

1. Aucune station de bord ne peut être établie ou exploitée par une entreprise privée sans une licence délivrée par le gouvernement dont dépend le navire.

2. Toute station de bord titulaire d'une licence délivrée par l'un des Gouvernements contractants doit être considérée par les autres gouvernements comme ayant une installation remplissant les conditions prévues par le présent Règlement.

X

1. Le service de la station de bord doit être assuré par un télégraphiste possesseur d'un certificat délivré par le gouvernement dont dépend le navire, ou, en cas d'urgence et seulement pour une traversée, par un autre gouvernement adhérent.

2. Il y a deux classes de certificats :

Celui de 1^{re} classe constate la valeur professionnelle du télégraphiste en ce qui concerne :

a) Le réglage des appareils et la connaissance de leur fonctionnement ;

b) La transmission et la réception auditive à une vitesse qui ne doit pas être inférieure à 20 mots par minute ;

c) La connaissance des règlements applicables à l'échange des communications radiotélégraphiques.

Le certificat de seconde classe peut être délivré à un télégraphiste n'atteignant qu'une vitesse de transmission et de réception de 12 à 19 mots par minute, tout en satisfaisant aux autres conditions susmentionnées. Les télégraphistes possesseurs d'un certificat de seconde classe peuvent être admis :

a) Sur les navires qui n'emploient la radiotélégraphie que pour leur service propre et pour la correspondance de l'équipage, en particulier sur les bateaux de pêche ;

b) Sur tous les navires, à titre de suppléants, pourvu que ces navires

aient à bord au moins un télégraphiste possesseur d'un certificat de première classe. Toutefois, sur les navires classés dans la première catégorie indiquée à l'article XIII, le service doit être assuré par au moins deux télégraphistes possesseurs de certificats de première classe.

Dans les stations de bord, les transmissions ne pourront être faites que par un télégraphiste muni d'un certificat de première ou de seconde classe, exception faite des cas d'urgence où il serait impossible de se conformer à cette disposition.

3. En outre, le certificat constate que le gouvernement a soumis le télégraphiste à l'obligation du secret des correspondances.

4. Le service radiotélégraphique de la station de bord est placé sous l'autorité supérieure du commandant du navire.

XI

Les navires dotés d'installations radiotélégraphiques et classés dans les deux premières catégories indiquées à l'article XIII sont tenus d'avoir des installations radiotélégraphiques de secours dont tous les éléments sont placés dans des conditions de sécurité aussi grandes que possible et à déterminer par le gouvernement qui délivre la licence. Ces installations de secours doivent disposer d'une source d'énergie qui leur soit propre, pouvoir être mises rapidement en marche, fonctionner pendant six heures au moins et avoir une portée minimum de 80 milles nautiques pour les navires de la première catégorie et de 50 milles pour ceux de la deuxième catégorie. Cette installation de secours n'est pas exigée pour les navires dont l'installation normale remplit les conditions du présent article.

2. Durée du service des stations.

XIII

a) Stations côtières.

1. Le service des stations côtières est, autant que possible, permanent, le jour et la nuit, sans interruptions.

Toutefois, certaines stations côtières peuvent avoir un service de durée limitée. Chaque administration fixe les heures de service.

2. Les stations côtières dont le service n'est point permanent ne peuvent prendre clôture avant d'avoir transmis tous leurs radiotélégrammes aux navires qui se trouvent dans leur rayon d'action et avant

d'avoir reçu de ces navires tous les radiotélégrammes annoncés. Cette disposition est également applicable lorsque des navires signalent leur présence avant la cessation effective du travail.

b) *Stations de bord.*

3. Les stations de bord sont classées en trois catégories :

- 1^o Stations ayant un service permanent ;
- 2^o Stations ayant un service de durée limitée ;
- 3^o Stations n'ayant pas de vacations déterminées.

Pendant la navigation doivent rester en permanence sur écoute :

1^o Les stations de la première catégorie ; 2^o celles de la deuxième catégorie durant les heures d'ouverture du service ; en dehors de ces heures, ces dernières stations doivent rester sur écoute les dix premières minutes de chaque heure. Les stations de la troisième catégorie ne sont astreintes à aucun service régulier d'écoute.

Il appartient aux gouvernements qui délivrent les licences spécifiées par l'article IX de fixer la catégorie dans laquelle est classé le navire au point de vue de ses obligations en matière d'écoute. Mention de cette classification est faite dans la licence.

3. Rédaction et dépôt des radiotélégrammes.

XIV

1. Les radiotélégrammes portent, comme premier mot du préambule, la mention de service « radio ».

2. Dans la transmission de radiotélégrammes originaires d'un navire en mer, la date et l'heure du dépôt à la station de bord sont indiquées dans le préambule.

3. A la réexpédition sur le réseau télégraphique, la station côtière inscrit, comme indication du bureau d'origine, le nom du navire d'origine tel qu'il figure à la nomenclature, et aussi, le cas échéant, celui du dernier navire qui a servi d'intermédiaire. Ces indications sont suivies du nom de la station côtière.

XV

1. L'adresse des radiotélégrammes destinés aux navires doit être aussi complète que possible. Elle est obligatoirement libellée comme suit :

- a) Nom ou qualité du destinataire, avec indication complémentaire, s'il y a lieu ;

b) Nom du navire, tel qu'il figure dans la première colonne de la nomenclature;

c) Nom de la station côtière, tel qu'il figure à la nomenclature. Toutefois, le nom du navire peut être remplacé, aux risques et périls de l'expéditeur, par l'indication du parcours effectué par ce navire et déterminé par les noms des ports d'origine et de destination ou par toute autre mention équivalente.

2. Dans l'adresse, le nom du navire, tel qu'il figure dans la première colonne de la nomenclature, est, dans tous les cas et indépendamment de sa longueur, compté pour un mot.

3. Les radiotélégrammes rédigés à l'aide du Code international de signaux sont transmis à destination sans être traduits.

4. Taxation.

XVI

1. La taxe côtière et la taxe de bord sont fixées suivant le tarif par mot pur et simple, sur la base d'une rémunération équitable du travail radiotélégraphique, avec application facultative d'un minimum de taxe par radiotélégramme.

La taxe côtière ne peut dépasser 60 centimes par mot, et celle de bord 40 centimes par mot. — Toutefois, chacune des administrations a la faculté d'autoriser des taxes côtières et de bord supérieures à ces maxima dans le cas de stations d'une portée dépassant 400 milles nautiques, ou de stations exceptionnellement onéreuses en raison des conditions matérielles de leur installation et de leur exploitation.

Le minimum facultatif de taxe par radiotélégramme ne peut être supérieur à la taxe côtière ou de bord d'un radiotélégramme de 10 mots.

2. En ce qui concerne les radiotélégrammes originaires ou à destination d'un pays et échangés directement avec les stations côtières de ce pays, la taxe applicable à la transmission sur les lignes télégraphiques ne doit pas dépasser, en moyenne, celle du régime intérieur de ce pays.

Cette taxe est calculée par mot pur et simple, avec un minimum facultatif de perception ne dépassant pas la taxe afférente à dix mots.

XVII

1. Lorsqu'un radiotélégramme originaire d'un navire et à destination de la terre ferme transite par une ou deux stations de bord, la taxe

comprend, outre celle du bord d'origine, de la station côtière et des lignes télégraphiques, la taxe de bord de chacun des navires ayant participé à la transmission.

.....

XVIII

Le pays sur le territoire duquel est établie une station côtière servant d'intermédiaire pour l'échange de radiotélégrammes entre une station de bord et un autre pays est considéré, en ce qui concerne l'application des taxes télégraphiques, comme pays de provenance ou de destination de ces radiotélégrammes et non comme pays de transit.

5. Perception des taxes.

XIX

1. La taxe totale des radiotélégrammes est perçue sur l'expéditeur.

.....

6. Transmission des radiotélégrammes.

a) *Signaux de transmission.*

XX

Les signaux employés sont ceux du code Morse international.

XXI

Les navires en détresse font usage du signal suivant :

.....

répété à de courts intervalles, suivi des indications nécessaires. Dès qu'une station perçoit le signal de détresse, elle doit suspendre toute correspondance et ne la reprendre qu'après avoir acquis la certitude que la communication motivée par l'appel de secours est terminée.

Les stations qui perçoivent un appel de détresse doivent se conformer aux indications données par le navire qui fait l'appel, en ce qui concerne l'ordre des communications ou leur cessation.

Dans le cas où à la fin de la série des appels de secours est ajouté

l'indicatif d'appel d'une station déterminée, la réponse à l'appel n'appartient qu'à cette dernière station, à moins que celle-ci ne réponde pas. A défaut de l'indication d'une station déterminée dans l'appel de secours, chaque station qui perçoit cet appel est tenue d'y répondre.

XXII

Pour donner ou demander des renseignements concernant le service radiotélégraphique, les stations doivent faire usage des signaux contenus dans la liste annexée au présent Règlement.

b) *Ordre de transmission.*

XXIII

Entre deux stations, les radiotélégrammes de même rang sont transmis isolément dans l'ordre alternatif ou par séries de plusieurs radiotélégrammes suivant l'indication de la station côtière, à la condition que la durée de la transmission de chaque série ne dépasse pas 15 minutes.

c) *Appel des stations et transmission des radiotélégrammes.*

XXIV

1. En règle générale, c'est la station de bord qui appelle la station côtière, qu'elle ait ou non à transmettre des radiotélégrammes.

2. Dans les eaux où le trafic radiotélégraphique est intense (la Manche, etc.), l'appel d'un navire à une station côtière ne peut, en règle générale, s'effectuer que si cette dernière se trouve dans la portée normale de la station de bord et lorsque celle-ci arrive à une distance inférieure à 75 pour cent de la portée normale de la station côtière.

3. Avant de procéder à un appel, la station côtière ou la station de bord doit régler le plus sensiblement possible son système récepteur et s'assurer qu'aucune autre communication ne s'effectue dans son rayon d'action; s'il en est autrement, elle attend la première suspension, à moins qu'elle ne reconnaisse que son appel n'est pas susceptible de troubler les communications en cours. Il en est de même dans le cas où elle veut répondre à un appel.

4. Pour l'appel, toute station fait emploi de l'onde normale de la station à appeler.

5. Si, malgré ces précautions, une transmission radiotélégraphique est entravée, l'appel doit cesser à la première demande d'une station côtière ouverte à la correspondance publique. Cette station doit alors indiquer la durée approximative de l'attente.

6. La station de bord doit faire connaître à chaque station côtière à laquelle elle a signalé sa présence le moment où elle se propose de cesser ses opérations, ainsi que la durée probable de l'interruption.

XXV

1. L'appel comporte le signal

l'indicatif de la station appelée, émis trois fois, et le mot « de » suivi de l'indicatif de la station expéditrice, émis trois fois.

2. La station appelée répond en donnant le signal

suivi de l'indicatif, émis trois fois, de la station correspondante, du mot « de », de son propre indicatif et du signal

3. Les stations qui désirent entrer en communication avec des navires, sans cependant connaître les noms de ceux qui se trouvent dans leur rayon d'action, peuvent employer le signal

(signal de recherche).

Les dispositions des paragraphes 1 et 2 sont également applicables à la transmission du signal de recherche et à la réponse à ce signal.

XXVI

Si une station appelée ne répond pas à la suite de l'appel émis trois fois à des intervalles de deux minutes, l'appel ne peut être repris qu'après un intervalle de quinze minutes, la station faisant l'appel s'étant d'abord assurée du fait qu'aucune communication radiotélégraphique n'est en cours.

XXVII

Toute station qui doit effectuer une transmission nécessitant l'emploi d'une grande puissance émet d'abord trois fois le signal d'avertissement :

avec la puissance minimum nécessaire pour atteindre les stations voisines. Elle ne commence ensuite à transmettre avec la grande puissance que 30 secondes après l'envoi du signal d'avertissement.

XXVIII

1. Aussitôt que la station côtière a répondu, la station de bord lui fournit les renseignements qui suivent, si elle a des messages à lui transmettre; ces renseignements sont également donnés lorsque la station côtière en fait la demande :

a) La distance approximative, en milles nautiques, du navire à la station côtière;

b) La position du navire indiquée sous une forme concise et adaptée aux circonstances respectives;

c) Le prochain port auquel touchera le navire;

d) Le nombre de radiotélégrammes, s'ils sont de longueur normale, ou le nombre de mots, si les messages ont une longueur exceptionnelle.

La vitesse du navire en milles nautiques est indiquée spécialement à la demande expresse de la station côtière.

2. La station côtière répond en indiquant, comme il est dit au paragraphe 1, soit le nombre de radiotélégrammes, soit le nombre de mots à transmettre au navire, ainsi que l'ordre de transmission.

3. Si la transmission ne peut avoir lieu immédiatement, la station côtière fait connaître à la station de bord la durée approximative de l'attente.

4. Si une station de bord appelée ne peut momentanément recevoir, elle informe la station appelante de la durée approximative de l'attente.

5. Dans les échanges entre deux stations de bord, il appartient à la station appelée de fixer l'ordre de transmission.

XXIX

Lorsqu'une station côtière est saisie d'appels provenant de plusieurs stations de bord, elle décide de l'ordre dans lequel ces stations seront admises à échanger leurs correspondances.

Pour régler cet ordre, la station côtière s'inspire uniquement de la nécessité de permettre à toute station intéressée d'échanger le plus grand nombre possible de radiotélégrammes.

XXX

Avant de commencer l'échange de la correspondance, la station côtière fait connaître à la station de bord si la transmission doit s'effectuer dans l'ordre alternatif ou par séries; elle commence ensuite la transmission ou fait suivre ces indications du signal

— — —

XXXI

La transmission d'un radiotélégramme est précédée du signal

et terminée par le signal

— — — — —

· — — — ·

suivi de l'indicatif de la station expéditrice et du signal

— — —

Dans le cas d'une série de radiotélégrammes, l'indicatif de la station expéditrice et le signal

— — —

ne sont donnés qu'à la fin de la série.

XXXII

Lorsque le radiotélégramme à transmettre contient plus de 40 mots, la station expéditrice interrompt la transmission par le signal

· — — — ·

après chaque série de 20 mots environ, et elle ne reprend la transmission qu'après avoir obtenu de la station correspondante la répétition du dernier mot bien reçu, suivi dudit signal, ou, si la réception est bonne, le signal

— — —

Dans le cas de transmissions par séries, l'accusé de réception est donné après chaque radiotélégramme.

Les stations côtières occupées à transmettre de longs radiotélégrammes doivent suspendre la transmission à la fin de chaque période de 15 minutes, et rester silencieuses pendant une durée de 3 minutes avant de continuer la transmission.

XXXIII

Lorsque les signaux deviennent douteux, il importe d'avoir recours à toutes les ressources possibles pour l'achèvement de la transmission. A cet effet, le radiotélégramme est transmis trois fois au plus, à la demande de la station réceptrice. — Si, malgré cette triple transmission, les signaux sont toujours illisibles, le radiotélégramme est annulé.

.....

d) *Accusé de réception et fin du travail.*

XXXIV

1. L'accusé de réception se donne dans la forme prescrite par le Règlement télégraphique international; il est précédé de l'indicatif de la station transmettrice et suivi de l'indicatif de la station réceptrice.

2. La fin du travail entre deux stations est indiquée par chacune d'elles au moyen du signal

suivi de son propre indicatif.

e) *Direction à donner aux radiotélégrammes.*

1. En principe, la station de bord transmet ses radiotélégrammes à la station côtière la plus rapprochée.

Cependant, si la station de bord peut choisir entre plusieurs stations côtières se trouvant à distances égales ou à peu près égales, elle donne la préférence à celle qui est établie sur le territoire du pays de destination ou de transit normal de ses radiotélégrammes.

2. Toutefois un expéditeur à bord d'un navire a le droit d'indiquer la station côtière par laquelle il désire que son radiotélégramme soit expédié. La station de bord attend alors jusqu'à ce que cette station côtière soit la plus rapprochée.

Exceptionnellement, la transmission peut s'effectuer à une station côtière plus éloignée, pourvu que :

a) Le radiotélégramme soit destiné au pays où est située cette station côtière et émane d'un navire dépendant de ce pays;

b) Pour les appels et la transmission, les deux stations utilisent une longueur d'onde de 1800 mètres.

c) La transmission par cette longueur d'onde ne trouble pas une

transmission effectuée, au moyen de la même longueur d'onde, par une station côtière plus rapprochée.

d) La station de bord se trouve à une distance de plus de 50 milles nautiques de toute station côtière indiquée dans la nomenclature.

7. Remise des radiotélégrammes à destination.

XXXVI

Lorsque pour une cause quelconque un radiotélégramme provenant d'un navire en mer et destiné à la terre ferme ne peut être remis au destinataire, il est émis un avis de non-remise.

Cet avis est transmis à la station côtière qui a reçu le radiotélégramme primitif. — Cette dernière, après vérification de l'adresse, réexpédie l'avis au navire, s'il est possible, au besoin par l'intermédiaire d'une autre station côtière du même pays ou d'un pays voisin.

.....

XXXVII

Si le navire auquel est destiné un radiotélégramme n'a pas signalé sa présence à la station côtière dans le délai indiqué par l'expéditeur ou, à défaut d'une telle indication, jusqu'au matin du huitième jour suivant, cette station côtière en donne avis au bureau d'origine, qui en informe l'expéditeur.

Celui-ci a la faculté de demander par avis de service taxé, télégraphique ou postal, adressé à la station côtière, que son radiotélégramme soit retenu pendant une nouvelle période de 9 jours pour être transmis au navire, et ainsi de suite. — A défaut d'une telle demande, le radiotélégramme est mis au rebut à la fin du neuvième jour.

.....

Transmissions météorologiques, horaires et autres.

XLV

1. Les administrations prennent les dispositions nécessaires pour faire parvenir à leurs stations côtières les télégrammes météorologiques contenant les indications intéressant la région de ces stations. Ces télégrammes, dont le texte ne doit pas dépasser 20 mots, sont transmis aux navires qui en font la demande. La taxe de ces télé-

grammes météorologiques est portée au compte des navires destinataires.

2. Les observations météorologiques faites par certains navires désignés à cet effet par les pays dont ils dépendent peuvent être transmises une fois par jour, comme avis de service taxés, aux stations côtières autorisées à les recevoir par les administrations intéressées, qui désignent également les bureaux météorologiques auxquels ces observations sont adressées par les stations côtières.

3. Les signaux horaires et les télégrammes météorologiques sont transmis à la suite les uns des autres de manière que la durée totale de leur transmission n'excède pas dix minutes.

En principe, pendant cet envoi, toutes les stations radiotélégraphiques dont la transmission peut troubler la réception de ces signaux et télégrammes font silence, de façon à permettre à toutes les stations qui le désirent de recevoir ces télégrammes et signaux. Exception est faite pour les cas de détresse et les télégrammes d'Etat.

4. Les administrations facilitent la communication aux agences d'informations maritimes qu'elles agréent des renseignements concernant les avaries et sinistres maritimes ou présentant un intérêt général pour la navigation dont les stations côtières peuvent régulièrement donner communication.

RÈGLEMENTATION DES INSTALLATIONS RADIOTÉLÉGRAPHIQUES EN FRANCE

On sait qu'en France, où l'État possède le monopole de l'exploitation des communications télégraphiques, il est interdit à tout particulier d'installer un poste de T. S. F. sans autorisation spéciale. Depuis la création du service de signaux horaires de la tour Eiffel, cette autorisation est très libéralement accordée à tous les établissements publics ou privés qui justifient de l'intérêt scientifique ou industriel de leur installation.

Pour obtenir l'autorisation de recevoir les signaux horaires radiotélégraphiques, le pétitionnaire doit adresser une demande au directeur des postes du département où il habite, et se conformer à un règlement administratif du 22 juin 1894, qu'il est bon de connaître et dont nous donnons le texte :

ARTICLE I

L'installation radiotélégraphique sera soumise à l'approbation préalable de l'Administration des postes et télégraphes.

Sauf exception autorisée par l'Administration des P. T. T., il ne pourra être employé dans la constitution des postes que des appareils construits en France et des matériaux fournis par des constructeurs ou manufacturiers ayant leurs usines en France.

Le pétitionnaire devra fournir à bref délai à l'Administration, au cours du fonctionnement de son poste, tous les renseignements qui lui seront demandés.

Les postes seront installés et entretenus par les soins et aux frais du pétitionnaire.

Les appareils seront placés dans un local fermant à clef et inaccessible à toute personne étrangère au service du pétitionnaire.

Toutes les modifications qui seront apportées ultérieurement aux installations devront être notifiées à l'Administration des P. T. T.

ARTICLE II

Les postes de réception de signaux horaires ne pourront être utilisés que pour la réception des signaux horaires transmis par le poste de la tour Eiffel.

Toute transmission de signaux sera formellement interdite.

ARTICLE III

Le contenu des télégrammes transmis par la T. S. F. qui seraient perçus par les postes de réception de signaux horaires ne devra être divulgué à qui que ce soit en dehors des fonctionnaires désignés par l'Administration ou des officiers de police judiciaire compétents. Il ne devra être fait aucun usage de ces télégrammes.

ARTICLE IV

L'Administration des P. T. T. se réserve d'exercer sur les postes autorisés un contrôle permanent ou temporaire, à son gré et de la façon qui lui semblera le plus convenable. Les frais de toute nature auxquels ce contrôle pourrait donner lieu seront remboursés par le pétitionnaire.

Ce contrôle pourra être exercé dès le moment où commencera l'édification des postes.

CODE DE SIGNAUX MORSE

Lettres.

a . -	n - .
b - . . .	o - - - -
c - - . . .	ô - - - .
d - . .	p -
e .	q - - - . .
é	r - . . .
f -	s . . .
g - - . .	t -
h	u - . .
ch - - - - -	û -
i . .	v -
j - - - - -	w - - - .
k - - . .	x -
l -	y - - - . .
m - -	z - - . . .

Chiffres.

. - - - - -	6 -
2 -	7 - - - . .
3 -	8 - - - . .
4 -	9 - - - . .
5	0 - - - - - (ou -)

Signaux généraux et signes de ponctuation.

Attaque et fin de transmission.	. - - - - -
Compris (<i>ve</i>).	. . . - .
Pas compris (<i>ud</i>).	. - - . . .
Attente (<i>as</i>).
Invitation à transmettre (<i>ps</i>).	. - - - -
Erreur.
Virgule.	. - - - - .
Point - virgule.	- - - - -
Deux points.	- - -
Trait de séparation.	. - - - -
Trait d'union.	- - - - -
Parenthèse.	- - -
Point d'interrogation.

TABLE ALPHABÉTIQUE

A			
Accessoires des appareils d'émission	229	Antennes de réception	83
Accord des circuits (principe)	117	Antennes courbées (propriétés directives)	144
Accord de l'émission pour la longueur d'onde de l'antenne	289	Appareils d'émission (montage)	233
Accord de l'émission pour une longueur d'onde plus grande	293	Arc chantant	128
Accord de l'émission pour une longueur d'onde plus courte	295	ARON DE FOURET	268
Aériens dirigeables	149	B	
Alternateurs	208	BIBAKNES (Théorie de)	51
Alternateurs de haute fréquence	5, 174	Bobines d'induction	190
Alternateur Béthenod	212	Bobines de self-induction	211
Amortissement de la décharge	11	Bolomètre	88
Amortissements dans les circuits à étincelle	13	BRANLY (Tube de)	2, 240
Amortissement de l'oscillateur	48	C	
Amortissements (détermination)	74	Caractères des courants de haute fréquence	17
Amortissements des oscillations dans les antennes	77	Carborundum (DéTECTEUR au)	255
Amortissements des oscillations de couplage	113	Champs interférents	147
Ampèremètre thermique	277	Choix de l'emplacement d'un poste	297
Amplitude du courant et du potentiel (circuit à condensateur)	10	Circuit d'alimentation; postes de petite portée	198
Amplitude du courant et du potentiel (régime d'ondes stationnaires)	29	Circuit d'alimentation; postes de grande distance	208
Amplitude dans le résonateur	53	Classification des détecteurs	85
Antennes (Formes des)	65	CLAUDE (Relais)	243
Antennes (Résonance des)	63	Coefficient de couplage	112
Antennes (Périodes des)	73	Cohéreurs	85
Antennes (dispositions pratiques)	181, 201	Cohéreurs techniques	240
Antennes (Rôle des)	78	Condensateurs des bobines d'induction	197
Antennes (action à distance)	82	Condensateurs techniques pour l'émission	186, 222
		Condensateurs Mosciki	223
		Condensateurs réglables	263
		Condensateur d'antenne	231
		Condensateurs (Association) des	225

Condition de la résonance . . .	69	Émission (montage des appa- reils); postes de grande dis- tance	233
Conditions d'application des rela- tions de Bjerknæs	61	État de l'atmosphère.	275
Constitution d'un poste	177	Étincelles oscillantes.	63
Couplage de deux circuits (théorie)	109	Étincelles musicales	133
Couplage par induction	115	Étincelles raréfiées.	121
Couplage par dérivation	115	Étincelles (Résistance des)	12
Courant alternatif (emploi)	119	Équation des télégraphistes	21
Courbe de résonance.	58	Excitateur de Hertz	42
D		Excitateur de Blondlot.	108
Décharge oscillante	6	Excitation (Circuit d'); postes de petite distance.	186
Décrément des oscillations.	9	Excitation (Circuit d'); postes de grande distance.	217
Description schématique d'un poste	2	Excitation par impulsion.	136
Déplacement (Courant de)	36	Excitation par arc.	132
Détecteurs d'oscillations élec- triques	85	F	
Détecteurs thermiques.	89, 96	Facteur de fréquence	15
Détecteurs magnétiques	90	Frappeur	241
Détecteur magnétique (montage).	267	Fréquences réalisées par moyens mécaniques	5
Détecteur électrolytique	94, 253	Fréquences réalisées par l'arc	130
Détecteur électrolytique (mon- tage)	258	Fréquencemètre	210
Détecteurs rectifiants	97, 255	G H	
Détecteurs à contacts solides (montage).	265	Galène (Détecteur à).	257
Détecteurs à gaz ionisés	99	Hertz (Expériences de)	41
Détecteurs à gaz ionisés (mon- tage)	267	I J	
Détecteurs (Principe du mon- tage des)	100	Intensité efficace d'un courant oscillatoire amorti.	17
Distribution du courant dans un oscillateur linéaire	31	Intensité efficace d'un courant oscillatoire amorti dans l'an- tenne	103
E		Interrupteurs à marteau	194
Éclateurs	217	Interrupteurs à turbine	195
Éclateurs tournants	220	Interrupteur Magunna.	196
Éclateur Marconi	222	Isolateurs	184
Éclateur Moretti.	170	Isolément de l'antenne.	183
Éclateurs à soufflage.	221	Jigger.	101, 247
Effet total dans le résonateur	58	L	
Effets de la lumière solaire.	274	LEBEL (Système).	140
Émission directe.	1, 178	Lignes de force de l'oscillateur.	44
Émission directe (inconvenients)	107	Localisation superficielle des courants de haute fréquence.	18
Émission indirecte.	108		
Émission (montage des appa- reils); postes de petite dis- tance	199		

Longitudes en mer.	155	Parasites (Signaux)	275
Longitudes (Détermination précise des).	160	Perikon	255
Longueurs d'onde (Détermination des)	278	Période d'une décharge oscillante	8
Longueurs d'onde des antennes.	73	Périodes des oscillations dans les antennes.	73
M			
MAXWELL (Théorie de).	35	Périodes (Détermination des).	67
Manipulateurs	198, 227	Périodes des oscillations de couplage	113
Mécanisme de la propagation	43	Phases des oscillations de couplage	113
Mesures en T. S. F.	277	Photophone de Bell	163
Mesure des courants de haute fréquence	277	Pile de polarisation	250
Microphone hydraulique.	172	POULSEN (Arc de).	131
Morse (Récepteur).	244	POYNTING (Relation de).	48
Morse (Code de signaux)	329	Précautions à observer lors de l'émission	237
N			
Nombre d'oscillations par décharge.	15	Procédé de la boucle.	283
O			
Ondes électriques	35	Propagation d'un ébranlement le long d'un fil.	20
Ondes stationnaires dans les fils.	23	Propagation à la surface du sol.	81
Ondes dirigées.	143	Propagation dans le milieu.	36
Ondemètres (principe).	69	Protection des appareils de réception	273
Ondemètres techniques	278	Protection des détecteurs	257
Ordre de grandeur des phénomènes dans le système récepteur.	103	Pyrites (Détecteurs à)	254
Oscillations électriques	5	R	
Oscillations produites au moyen de l'arc	128	Radiogoniomètre.	151
Oscillations (Superposition des).	54	Raréfaction des étincelles	121
Oscillateur linéaire	31	Rayonnement de l'oscillateur.	46
Oscillateur linéaire avec capacité.	32	Rayonnement de l'antenne.	80
Oscillateur linéaire avec self-induction	33	Réception par cohéreur.	240
ORDIN (Résonateur).	30	Réception par cohéreur (montage)	247
Oudin (Transformateur) pour l'émission	189	Réception au son	252
Oudin de réception (montage).	258	Réglage de l'émission	235
Oudin de réception (réglage).	268	Réglage d'un poste	288
P			
Passage de l'émission à la réception.	272	Réglage de la réception par cohéreur.	251
		Réglage de la réception au son.	268
		Règlement de service	311
		Relais à palette mobile.	242
		Relais Claude	243
		REMPF (Expériences de)	13
		Résistance des conducteurs en haute fréquence	18
		Résonance électrique.	49, 51
		Résonance (vérification expérimentale)	56
		Résonance des antennes.	63, 65
		Résonance multiple	50
		Résonance du transformateur	120

Résonance (Courbe de) 58
 Résonance (Acuité de la) 61
 Résonateur de Hertz 42
 Retenues isolantes 183, 204

S

Sectionnement des agrès 205
 Sécurités pour le personnel 237
 Self-induction en haute fréquence 19
 Self d'antenne 229
 Self à curseurs 260
 Self à plots 261
 Shuntage du récepteur 249
 Shuntage d'un ampèremètre thermique 278, 293
 Shuntage du relais 243
 Signaux horaires radiotélégraphiques 157, 299
 Signaux rythmés de la tour Eiffel 161
 Smox (Arc parlant de) 164
 Sonnerie à antenne 252
 Station de la tour Eiffel 306
 Stations Glace-Bay et Clifden 307
 Stations Nauen et Norddeich 308
 Stations Cullercoats et Knockroc 309
 Syntonie (Problème de la) 125
 Syntonie (Imperfections de la) 143

T

Téléphonie sans fil 163
 Terre (Rôle de la) 77, 79
 Terre (Prise de) 185, 206
 TESLA (Transformateur) 108
 TESLA (Transformateur pour émission) 188
 TESLA (Transformateur de réception); montage 261
 TESLA (Transformateur de réception); réglage 269
 Thermo-galvanomètre 89
 Trains d'oscillations 15
 Trains d'ondes (Effet des) 127
 Transformateurs industriels 211
 Transformateurs de résonance 213
 Tube à limaille 86, 240
 Tubulaires (Condensateurs) 222

V W

Valve de Fleming 99, 267
 VAXXI (Microphone de) 172
 Variomètre 231
 Vibrations libres et forcées 52
 Vitesse de propagation d'un ébranlement le long d'un fil 26
 Vitesse de propagation des ondes électriques dans le vide 43
 WIEN (Procédé d'excitation de) 136

TABLE DES MATIÈRES

PREMIÈRE PARTIE

PRINCIPES THÉORIQUES

GÉNÉRALITÉS

Objet.	1
Phénomènes fondamentaux.	1
Description schématique d'un poste.	2

OSCILLATIONS ÉLECTRIQUES

Production des oscillations électriques.	5
Décharge oscillante d'un condensateur	6
Amplitude du courant et du potentiel dans un circuit de décharge	10
Amortissement de la décharge	11
Conditions d'emploi des formules	14
Nombre d'oscillations par décharge. — Trains d'oscillations.	15
Caractères des courants de haute fréquence	17
Propagation d'un ébranlement le long d'un fil (théorie de Kirchoff)	20
Cas où la résistance est négligeable	21
Ondes stationnaires.	23
Ordre de grandeur de la vitesse de propagation	26
Vérifications expérimentales	27
Amplitude du potentiel et amplitude du courant.	29
Distribution du courant dans un oscillateur linéaire	31
Oscillateur muni d'une capacité ou d'une bobine de self-induction	31

ONDES ÉLECTRIQUES

Les vues de Maxwell.	35
Propagation dans le milieu. — Ondes planes	36
Expériences de Hertz.	41
Mécanisme de la propagation	43
Rayonnement de l'énergie	46
Amortissement de l'oscillateur	49
La résonance.	49

LA RÉSONANCE ÉLECTRIQUE

Théorie de Bjerknes	51
Vérification expérimentale	56
L'effet thermique et l'amplitude du potentiel.	58
La courbe de résonance.	58

RÉSONANCE DES ANTENNES

Nature du phénomène	63
Mise en résonance des antennes.	64
Forme des antennes	65
Résultats expérimentaux généraux	66
Détermination des périodes.	67
Condition de la résonance.	69
Ondemètres	69
Valeur de la période des oscillations dans les antennes	73
Détermination des amortissements	74
Amortissement des oscillations dans les antennes	77
Rôle des antennes. — Antenne d'émission.	78
Antenne de réception.	83

LES DÉTECTEURS D'OSCILLATIONS ÉLECTRIQUES

Classification des détecteurs	85
Cohéreurs	85
Détecteurs thermiques	89
Détecteurs magnétiques.	90
Détecteur électrolytique	91
Détecteurs à contacts solides (thermiques et rectifiants)	96
Détecteurs à gaz ionisés	99
Montage des détecteurs.	100
Ordre de grandeur des phénomènes dans le système récepteur.	103

ÉMISSION INDIRECTE

Inconvénients de l'émission directe	107
Excitation par induction	108
Couplage de deux systèmes.	109
Phases des oscillations	113
Couplage inductif indirect et couplage inductif direct.	115
Accord des circuits (principe).	117
Emploi du courant alternatif	119
Mise en résonance du transformateur	120

LA SYNTONIE

Le problème de la syntonie	125
Production d'oscillations au moyen de l'arc	128
Émission par arc de Poulsen	132

Étincelles musicales.	133
Excitation par impulsion	136

LES ONDES DIRIGÉES

Imperfections de la syntonie	143
Propriétés directives des antennes courbées.	144
Principe des champs interférents	147
Aériens dirigeables	149
Le radiogoniomètre	151

LES SIGNAUX HORAIREs RADIOTÉLÉGRAPHIQUES

Le problème des longitudes en mer	155
Les signaux horaires radiotélégraphiques	157
Détermination précise des différences de longitudes.	160

LA TÉLÉPHONIE SANS FIL

Principes généraux	163
La technique de la téléphonie sans fil : la source d'émission	166
Le microphone	171
Résultats obtenus.	173

DEUXIÈME PARTIE

INSTALLATION D'UN POSTE, MATÉRIEL
ET RÉGLAGE

CONSTITUTION D'UN POSTE DE TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Généralités.	177
----------------------	-----

POSTES DE PETITE PORTÉE

<i>Circuit radiateur antenne-terre : Antenne. — Isolement de l'antenne.</i>	
— Prise de terre.	181
<i>Circuit d'excitation de l'antenne: Condensateur. — Circuit de décharge.</i>	
— Éclateur.	186
<i>Bobine d'induction et interrupteur.</i>	190
<i>Circuit d'alimentation : Manipulateur.</i>	198
<i>Montage des appareils d'émission</i>	199

POSTES DE GRANDE DISTANCE

<i>Circuit radiateur antenne-terre</i> : Antenne. — Prise de terre	201
<i>Circuit d'alimentation</i> : Alternateur. — Transformateur	208
<i>Circuit d'excitation</i> : Eclateur. — Condensateur	217
Transformateur Oudin. — Manipulateur.	226
Accessoires : Self d'antenne et condensateur d'antenne	229

MONTAGE DES APPAREILS (ÉMISSION)

Circuit primaire (à basse tension). — Circuit d'excitation de l'alternateur. — Circuit secondaire (à haute tension). — Circuit continu	233
<i>Réglage de l'émission</i> : Précautions à observer lors de l'émission.	235

RÉCEPTION

<i>Réception par cohéreur</i> : Cohéreur. — Frappeur. — Relais Morse. — Source de courant du tube	240
<i>Montage du récepteur à cohéreur</i>	247
<i>Réglage du récepteur à cohéreur</i> : Réglages mécaniques du frappeur et du relais. — Réglage électrique.	251
<i>Réception au son</i> : Détecteur électrolytique. — Détecteurs à contacts solides	252
<i>Montage des détecteurs au son</i> : Montage par Oudin. — Montage par Tesla	258
<i>Montage des détecteurs à contacts solides</i>	265
<i>Montage du détecteur magnétique et des détecteurs à gaz ionisés</i>	267
<i>Réglage de la réception (électrolytique)</i> : Réception par Oudin. — Réception par Tesla	268
<i>Réglage de la réception (détecteurs solides)</i>	271
<i>Passage de l'émission à la réception</i> : Protection des appareils de réception. — Observations générales sur les communications radiotélégraphiques	272

MESURES COURANTES EN TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Mesure des courants de haute fréquence	277
Détermination des longueurs d'ondes. — Cas d'un système couplé.	278
Détermination des amortissements	286
<i>Réglage d'un poste d'émission</i>	288
Accorder l'émission pour la longueur d'onde propre de l'antenne	89
— Accorder l'émission pour une longueur d'onde plus grande ou plus courte que la longueur d'onde propre de l'antenne	293
Cas d'une émission musicale et d'une émission par impulsion	297
<i>Choix de l'emplacement d'une station de T. S. F.</i>	297

RÉCEPTION DES SIGNAUX HORAIREs RADIOTÉLÉGRAPHIQUES

Antenne. — Prise de terre. — Récepteur.	299
<i>Mode d'exécution des signaux</i>	302
<i>Signaux météorologiques</i>	304

RENSEIGNEMENTS SOMMAIRES SUR LES STATIONS PUISSANTES
LES PLUS IMPORTANTES

Tour Eiffel. — Glace-Bay et Clifden. — Nauen. — Norddeich. — Cul-
lercoast. — Knockree. 306

RÈGLEMENT DE SERVICE

Organisation des stations radiotélégraphiques. — Durée du service des
stations côtières. — Rédaction et dépôt des radiotélégrammes. — Taxa-
tion. — Perception des taxes. — Transmission des radiotélégrammes.
— Remise des radiotélégrammes à destination. 311

RÈGLEMENTATION DES INSTALLATIONS RADIOTÉLÉGRAPHIQUES
EN FRANCE

Installations. — Entretien des postes. — Utilisation des postes. —
Secret des correspondances. — Contrôle. — Irresponsabilité de l'État.
— Caractère de l'autorisation 326
CODE DE SIGNAUX MORSE. 329

LIBRAIRIE MARITIME ET COLONIALE
AUGUSTIN CHALLAMEL, ÉDITEUR
17, rue Jacob, PARIS

Cours d'Électricité, professé à l'École d'application du Génie maritime, par **A. DE CAVARLAY**, Ingénieur de la Marine, Sous-Directeur de l'École du Génie maritime. Deux volumes in-8°, avec 1000 gravures dans le texte.

Reliés demi-chagrin : 33 fr. — Brochés : 28 fr.

Cours d'Électricité pratique, professé à l'École supérieure de Maîtrance de la Marine, par **MAX BAHON**, Ingénieur de la Marine. Un volume in-8°, avec nombreuses figures.

Relié toile : 9 fr. 50. — Broché : 8 fr.

Moteurs électriques à courant continu et leurs dispositifs de commande. — **Propriétés dynamiques** (couple, vitesse, puissance) suivant le type du moteur et de la commande. — **Principes du choix et du réglage** suivant la nature des appareils actionnés, par **P.-J. DENIS**, Ingénieur de l'Artillerie navale, ancien Professeur à l'École des Officiers canonniers. Un volume grand in-8°, avec nombreuses figures.

Relié demi-chagrin : 17 fr. — Broché : 14 fr.

OUVRAGES SUR LES MACHINES A VAPEUR
MARINES

*Machines alternatives — Turbines
Chaudières*

Machines auxiliaires — Moteurs divers — Propulseurs

OUVRAGES SUR LES CONSTRUCTIONS NAVALES

LA NAVIGATION

Manceuvre, Stratégie et Tactique

TABLES NAUTIQUES

TABLES LOGARITHMIQUES ET TRIGONOMÉTRIQUES

A 4 DÉCIMALES

Par J. SEYBOTH, Astronome à l'Observatoire de Poulkova

In-8° (édition stéréotype) : 4 fr.

TABLES A 3 DÉCIMALES (édition de poche sur carte bristol). . . . 1 fr. 25

Le Catalogue est adressé franco sur demande