

L'ONDE ÉLECTRIQUE

PUBLICATION
DE LA
SOCIÉTÉ DES AMIS
DE LA
T.S.F.



SOMMAIRE

- Général FERRIÉ Établissement d'un nouveau canevas des positions géographiques des points principaux de la surface de la terre.
- J. BETHENOD.. . . Sur l'application des contrepoids aux postes radiotélégraphiques de terre.
- M. CHATEL Méthode d'Armagnat pour la mesure de la longueur d'onde des oscillations entretenues.
- L. BRILLOUIN. . . . Les amplificateurs à résistance (*fin*).
- R. JOUAUST L'Union internationale de radiotélégraphie scientifique.

Analyse des revues et des livres,
par MM. JOUAUST, MESNY et METZ.

- L. DELOY Causerie sur la Télégraphie sans fil.
- P. COISY Le poste d'un amateur de Télégraphie sans fil.

*La rédaction décline toute responsabilité en ce qui concerne la teneur des articles publiés :
:: les auteurs assumant l'entière responsabilité de ce qui paraît sous leur signature. ::*

Étienne **CHIRON**, Éditeur

:: :: 40, rue de Seine :: :: PARIS :: :: Gobelins 06-76 :: ::

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue mensuelle publiée par les Amis de la T. S. F.

ABONNEMENT D'UN AN		Étienne CHIRON	PRIX
France	30 fr.	ÉDITEUR	
Étranger	35 fr.	40, RUE DE SEINE, PARIS	DU NUMÉRO : 3 francs
		CHÈQUES POSTAUX : PARIS 53-35	

Pour ce qui concerne la Rédaction de l'Onde Électrique et la Société des Amis de la T. S. F.
:: :: :: :: s'adresser à M. CORNU, 102 bis, rue Didot, PARIS-XIV^e :: :: :: ::

COMITÉ DE PATRONAGE

MM.
Georges LEMOINE, président de l'Académie des Sciences.
L.-E. BERTIN, vice-président de l'Académie des Sciences.
Alfred LACROIX, secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences.
Emile PICARD, secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences.
Henri DESLANDRES, ancien président de l'Académie des Sciences.
BLOT-GARNIER, président de l'Union des Horlogers de France.
Henri BOUSQUET, président du Conseil d'administration de la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil.
Gabriel CORDIER, président de l'Union des Industries métallurgiques et minières.
J. DAL PIAZ, président du Conseil d'administration de la Compagnie Générale Transatlantique.

MM.
S. DERVILLE, président du Syndicat des Chemins de fer de Ceinture de Paris.
Charles FERRAND, président de la Chambre syndicale des Constructeurs de Navires.
Hubert GIRAUD, administrateur-délégué de la Société Générale de Transports Maritimes à Vapeur.
Société des Ingénieurs Coloniaux.
J. LE CESNE, président de l'Union Coloniale française.
Raynald LEGOUÉZ, président de l'Union des Syndicats de l'Electricité.
A. MESSIMY, ancien ministre.
Denis PÉROUSE, président du Syndicat des Armateurs de France.
J.-B. POMEY, ingénieur en chef des Postes et Télégraphes.

EN LISANT

TECHNOS

REVUE ANALYTIQUE

DES PUBLICATIONS TECHNIQUES FRANÇAISES ET ÉTRANGÈRES

PARAISANT TOUTS LES MOIS

vous serez au courant de tout ce qui se publie d'intéressant dans le monde entier,
car **TECHNOS** lit pour vous toutes les Revues techniques
paraissant en toutes langues et en présente la substance, classée par spécialités,
sous une forme claire et méthodique.

NUMÉRO SPÉCIMEN CONTRE 5 FRANCS

Abonnement d'un an. . . . France : 60 francs ; Étranger : 70 francs

Étienne CHIRON, éditeur, 40, rue de Seine, PARIS

Établissement d'un nouveau canevas des positions géographiques des points principaux de la surface de la terre

Par G. FERRIÉ

Préambule. — Parmi les applications scientifiques de la télégraphie sans fil, il en est une qui présente une importance considérable pour les astronomes et les géodésiens : l'emploi de signaux radiotélégraphiques pour la comparaison de deux horloges astronomiques situées en deux points très éloignés. La détermination de la position géographique d'un point de la terre nécessite, en effet, la mesure des deux coordonnées astronomiques de ce point, la latitude et la longitude, et cette dernière n'est autre que la différence de l'heure locale du point considéré et de l'heure du méridien origine, à un instant donné.

L'étude approfondie de cette application spéciale a été faite en France⁽¹⁾, et de nombreuses déterminations très précises de différences de longitude ont déjà pu être effectuées par nos spécialistes depuis 1910 (Brest, Bizerte, Bruxelles, Alger, Washington, etc.), au moyen d'une méthode opératoire spéciale créée dans ce but : la méthode des coïncidences. La précision obtenue pour la comparaison est alors d'environ un centième de seconde de temps, tandis que celle donnée par des *tops* semblables à ceux des signaux horaires ordinaires de la tour Eiffel, par exemple, n'atteint au maximum que le dixième de seconde.

Cette méthode est maintenant classique. Il en est fait usage dans toutes les régions de grande étendue dont la carte n'a pas encore été établie. Il est désormais possible, en effet, de déterminer par des observations astronomiques et radiotélégraphiques, au moyen d'appareils simples, la position géographique d'un point quelconque avec une approximation d'un petit nombre de centièmes de seconde de temps, c'est-à-dire de l'ordre d'une dizaine de mètres, sauf déviations locales de la verticale. Des canevas géodésiques ont été ainsi établis déjà au Brésil, au Pérou, en Bolivie, en Syrie, etc.

Lorsque les circonstances permettent d'enregistrer graphiquement ou photographiquement les signaux de télégraphie sans fil et les battements de seconde de la pendule locale, la précision des comparaisons

(¹) Comptes rendus de l'Académie des Sciences, t. 150, p. 306; t. 151, p. 935; t. 152, p. 1152. MM. Claude, Driencourt et Ferrié.

d'horloges locales peut atteindre et même dépasser le millième de seconde. Toutefois, il faut observer qu'en revanche la précision du centième de seconde est le maximum, rarement atteint, de ce qu'il est possible d'attendre des observations astronomiques.

On peut évidemment, par ces mêmes procédés, faire une mesure approximative de la vitesse de propagation des ondes à la surface de la terre, entre deux points A et B, où se trouvent des postes d'émission et de réception de télégraphie sans fil. Il suffit, en effet, de faire émettre des signaux radiotélégraphiques successivement par chacune des stations A et B et de les comparer avec les horloges locales placées en ces mêmes points.

Soient h_a et h_b les heures marquées par les horloges de A et de B à l'instant de la réception en A et B d'un signal de télégraphie sans fil transmis par A. L'heure h_b est évidemment trop forte de $\frac{D}{x}$, D étant la distance entre A et B, et x la vitesse de propagation des ondes. La véritable comparaison n'est donc pas $h_a - h_b$, mais $h_a - \left(h_b - \frac{D}{x}\right)$.

De même, soient h'_a et h'_b les heures locales d'un signal transmis par B, la véritable comparaison sera encore $h'_a - \left(h'_b - \frac{D}{x}\right)$.

Ces comparaisons devant être égales, on en déduit :

$$x = \frac{2D}{(h'_a - h'_b) - (h_a - h_b)}$$

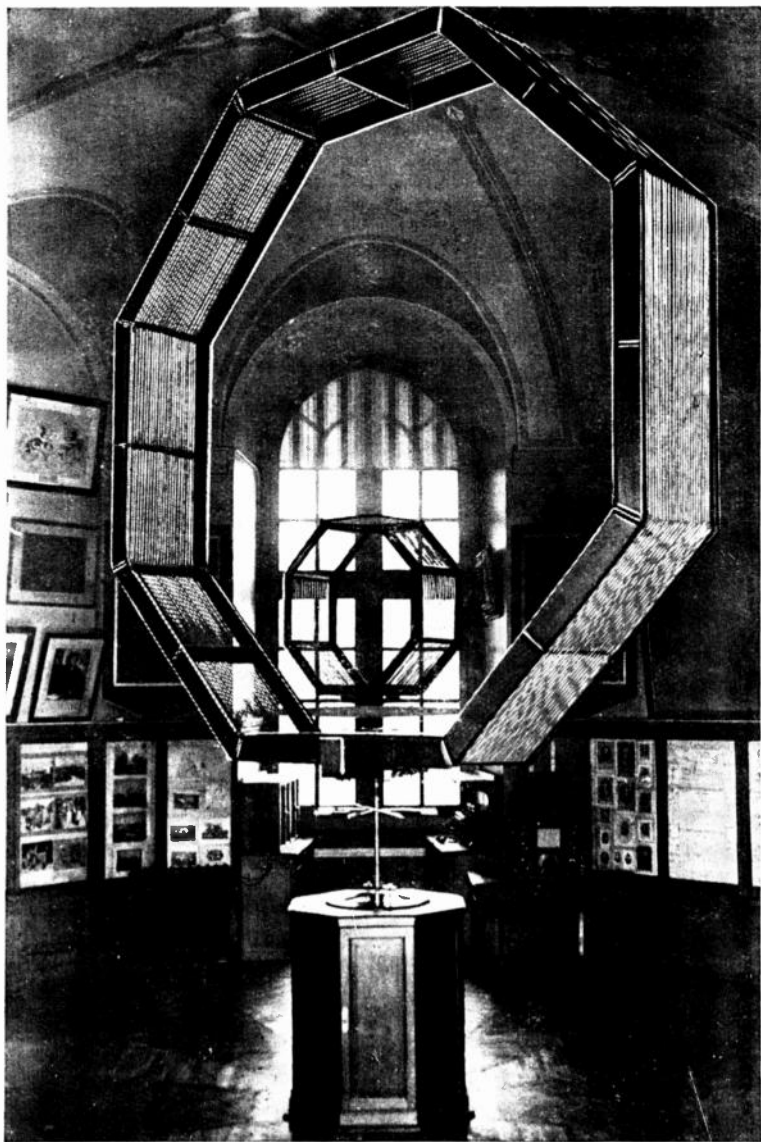
Des corrections doivent être effectuées pour tenir compte de la marche des pendules dans l'intervalle du signal radiotélégraphique de A et du signal radiotélégraphique de B. Les retards éventuels dus aux appareils de réception sont constants et sont éliminés dans la formule ci-dessus.

Des mesures de ce genre ont été effectuées en 1913, tant par la méthode des coïncidences que par enregistrement (*). Dans ce dernier cas, le chiffre de 296000 kilomètres par seconde a été obtenu.

La télégraphie sans fil est donc appelée à jouer un rôle considérable dans toutes les opérations scientifiques nécessitant une comparaison de grande précision entre deux horloges situées en deux points éloignés de la terre.

Les progrès réalisés pendant ces dernières années par la radiotélé-

(*) MM. H. Abraham, Driencourt, Dufour et Ferrié, Comptes rendus de l'Académie des Sciences, t. 59, p. 38.



Installation à l'*Observatoire de Paris*, d'appareils de réception radio-télégraphiques, dont le but est de « comparer » les signaux horaires, transmis par télégraphie sans fil par les grands postes de Paris, Lyon, Bordeaux, Annapolis, Nauen, à la pendule directrice de l'Observatoire.

Les ondes sont reçues par l'un des cadres visibles sur la photographie, et actionnent des appareils spéciaux placés dans la vitrine du fond. Les signaux ainsi reçus sont comparés à la pendule directrice, soit à l'oreille, soit par inscription sur un enregistreur à noir de fumée.

graphie ont permis d'établir, sous les auspices du *Bureau des Longitudes*, le projet d'une grande opération d'ensemble dont la mise au point est actuellement confiée à l'*Union Astronomique Internationale* (Commission des Longitudes par télégraphie sans fil) et dont les grandes lignes sont exposées ci-après.

Considérations générales. — La détermination des positions géographiques des points principaux de la surface de la terre, par la mesure de leurs coordonnées astronomiques, a été faite jusqu'à maintenant sans plan d'ensemble et par des méthodes variées. Aussi a-t-on constaté, depuis que les progrès de la science ont permis d'effectuer quelques vérifications précises des résultats obtenus dans les opérations anciennes, l'existence de divergences ayant une valeur inadmissible.

Il paraît donc nécessaire d'établir dès maintenant un plan général de travaux de triangulation astronomique, ayant la plus grande précision possible en l'état actuel de la science et de la technique. Ces travaux devront porter tout d'abord sur un nombre limité de points, dont les positions seront déterminées par une opération spéciale qui sera la base de tous les travaux ultérieurs, et seront étendus ensuite à tous les points importants de la surface de la terre.

L'opération principale consistera à déterminer les différences de longitude entre les sommets consécutifs d'un polygone fermé autour de la terre, de manière à pouvoir connaître, par la valeur de l'erreur de fermeture du polygone, toutes erreurs systématiques étant supposées éliminées, la précision des mesures faites.

Des opérations secondaires permettront, d'autre part, de relier aux sommets du polygone principal autant de points qu'on le désirera. Elles pourront être faites soit en même temps que l'opération principale, de manière à profiter des mesures et calculs faits à cette occasion, soit postérieurement à une époque quelconque. Dans tous les cas, ces opérations secondaires seront, en principe, préparées et exécutées de manière à ne pouvoir influencer en rien sur l'opération principale.

Les sommets du polygone fondamental seront placés dans des observatoires permanents de manière à pouvoir employer commodément toutes les méthodes et tous les appareils susceptibles de donner le maximum de précision, et aussi de manière à pouvoir, par la suite, vérifier d'une manière continue, par l'observation des signaux horaires quotidiens, par exemple, et en faisant concourir les meilleures pendules de chaque observatoire, si les valeurs déterminées par l'opéra-

tion fondamentale subissent des variations avec le temps. Si cela est jugé utile dans l'avenir, l'opération fondamentale pourra être recommencée.

Il paraît nécessaire d'entreprendre, en même temps que l'opération principale, quelques opérations secondaires qui présentent une importance particulièrement grande : le rattachement du méridien origine de Greenwich, celui de l'Observatoire de Paris (Bureau international de l'heure), et enfin celui d'un point situé assez loin du polygone principal pour que la comparaison ultérieure des variations éventuelles de ses coordonnées, aux variations des coordonnées des sommets du polygone principal, facilite l'étude de la déformation possible de l'écorce terrestre.

Choix du polygone principal. — Le nombre des sommets du polygone principal doit évidemment être aussi réduit que possible. Il y a, d'autre part, un grand intérêt à faire simultanément les observations astronomiques dans les deux points dont on veut déterminer la différence de longitude, et à comparer les pendules garde-temps placées en ces deux points, à un instant aussi voisin que possible du moment où sont faites les observations astronomiques.

On peut donc fixer à *trois* le nombre des sommets du polygone, car ils auront entre eux une différence de huit heures, et les choisir à une latitude moyenne. Pendant l'hiver, la durée des nuits étant alors supérieure à huit heures, il sera aisé de faire, en deux sommets consécutifs, les observations simultanées dont il vient d'être question.

Deux séries d'observations astronomiques devront, d'autre part, être faites en chaque sommet : une au commencement de la nuit pour servir à la détermination de la différence de longitude avec le sommet voisin situé à l'est, l'autre à la fin de la nuit pour servir à la détermination semblable avec le sommet voisin situé à l'ouest.

De même, le garde-temps employé en un sommet devra être comparé deux fois chaque nuit : au commencement de la nuit, au garde-temps du sommet situé à l'est ; à la fin de la nuit, au garde-temps du sommet situé à l'ouest.

Cette double comparaison ne serait pas nécessaire s'il s'agissait seulement d'éviter les erreurs éventuelles dues à la marche des garde-temps, car on possède actuellement des pendules ayant une marche très régulière. Elle est indispensable, en revanche, pour rendre légitime la vérification qui consiste à faire la somme des différences de longitudes déterminées entre les sommets deux à deux, et à comparer cette somme à 360°, afin de déterminer l'erreur vraie de fermeture.

En outre, pour obtenir la marche des garde-temps indépendamment des erreurs éventuelles d'évaluation des temps de transmission dus à la propagation des ondes, il conviendra de faire deux comparaisons chaque nuit dans chaque sommet : une au commencement, l'autre à la fin de la nuit, au moyen d'émissions faites par le même poste radiotélégraphique.

Il y aura donc, dans chaque sommet, quatre comparaisons à faire chaque nuit.

Les signaux de comparaison par télégraphie sans fil seront faits avantageusement par trois postes radiotélégraphiques différents, placés, par exemple, entre les sommets du polygone fondamental.

Lorsque ce sera possible, il sera intéressant de comparer les signaux émis par deux ou même par les trois postes de télégraphie sans fil au garde-temps de chacun des trois sommets, car on pourra peut-être essayer de déterminer ainsi si la vitesse de propagation des ondes hertziennes à la surface de la terre n'est pas variable suivant la direction de cette propagation par rapport au sens de rotation de la terre.

Les trois sommets du polygone principal doivent être à peu près équidistants et placés sensiblement à la même latitude, de façon à observer dans les trois sommets les mêmes étoiles zénithales et afin que les erreurs éventuelles sur les valeurs des ascensions droites de toutes les étoiles observées, et notamment des circumpolaires, aient le moins possible d'influence sur la mesure des différences de longitude.

Les observatoires d'Alger, Shanghai, région de San Francisco, semblent être les seuls à satisfaire aux conditions voulues.

Les trois postes radiotélégraphiques de très grande puissance de Bordeaux, d'Honolulu et d'Annapolis permettront de faire les comparaisons Alger-Shanghai, Shanghai-San Francisco, San Francisco-Alger. Bordeaux et Annapolis seront employés, d'autre part, pour effectuer le rattachement au polygone principal, de Greenwich, de Paris et du dernier point dont il est question plus haut et qu'il y aurait intérêt à choisir en Nouvelle-Zélande.

Quant aux opérations secondaires que certaines nations jugeraient utiles d'entreprendre en même temps que se ferait l'opération principale, elles utiliseraient celles des émissions des trois grands postes (Bordeaux, Honolulu, Annapolis), qui leur permettront de se rattacher directement au sommet le plus voisin.

Opérations astronomiques. — La détermination des latitudes des trois sommets ne présente pas d'intérêt spécial; il sera cependant

utile de la faire au moment des déterminations des différences de longitude, afin de posséder, pour les deux coordonnées de chacun des sommets, des mesures contemporaines.

Pour déterminer l'heure, il conviendra évidemment d'employer des instruments semblables dans les trois sommets. Il faut observer, toutefois, que si les instruments employés ont des erreurs systématiques inconnues, l'influence de celles-ci sur les mesures s'éliminera quand on fera la somme des différences de longitude des trois sommets du polygone, deux à deux, et l'approximation des mesures qu'on déduira de l'erreur de fermeture du polygone ne sera pas exacte.

Il sera donc nécessaire d'employer simultanément, en chaque sommet, deux instruments basés sur des principes différents et ne risquant pas, par conséquent, d'avoir les mêmes erreurs systématiques. Si les mesures données par les deux instruments sont sensiblement identiques, on aura la meilleure garantie de l'exactitude de ces mesures.

On emploiera, comme premier instrument, des lunettes méridiennes de dimensions réduites mais de puissance optique aussi grande que possible, reversibles et munies de micromètre à fil mobile entraîné par un moteur. Ces instruments seront identiques entre eux dans les trois sommets autant que possible. Ils seront vérifiés simultanément avec le plus grand soin, notamment en ce qui concerne les niveaux, avant leur expédition. Les observateurs devant opérer avec les lunettes méridiennes seront réunis avant leur départ et après leur retour, et leurs équations personnelles relatives seront déterminées par des observations simultanées faites avec leurs instruments respectifs. Si cela est possible, il sera préférable encore que chaque observateur détermine chaque jour, pendant les opérations, son équation personnelle absolue. Dans ces conditions, l'échange des observateurs sera inutile.

Comme deuxième instrument, on fera usage de l'astrolabe à prisme (modèle normal ou modèle photographique, si ce dernier est définitivement mis au point), dont le principe est entièrement différent de celui de la lunette méridienne et qui a déjà donné d'excellents résultats dans un grand nombre de circonstances. Les équations personnelles des observateurs seront déterminées avant et après les opérations, ou mieux encore chaque jour après les observations, par la méthode Favé, au moyen d'un appareil à équation personnelle absolue.

Il y aurait un grand avantage à laisser aux trois observatoires d'Alger, Shanghai et San Francisco les instruments qui auront servi

à effectuer l'opération principale, après que celle-ci aura été achevée, de façon à permettre au personnel normal de ces observatoires de poursuivre d'une manière continue l'étude des variations dont il a été parlé plus haut.

Un soin tout spécial sera également apporté au choix des modèles de pendules et à leur installation, notamment en ce qui concerne les précautions à prendre pour les soustraire à l'influence des variations de température. Deux pendules au moins devront être employées dans chacun des trois sommets du polygone.

Il en sera de même en ce qui concerne le choix des chronographes, dont toutes les constantes de temps seront mesurées avec la plus grande précision et vérifiées fréquemment.

En ce qui concerne les observations proprement dites, il sera établi un catalogue d'étoiles dont les positions sont bien connues et comprenant un assez grand nombre de polaires. Les instruments d'observation devront être munis de dispositifs permettant d'atténuer l'éclat des étoiles les plus brillantes.

Le même observateur fera les deux séries d'observations, au commencement et à la fin de la nuit, l'intervalle de six heures environ entre ces deux séries lui permettant de prendre du repos.

Signaux radiotélégraphiques. — Pour obtenir le maximum de précision, les comparaisons des pendules locales avec les signaux radiotélégraphiques seront faites par enregistrement sur un chronographe spécial ⁽¹⁾. Toutefois, pour ne pas risquer la perte complète de bonnes soirées astronomiques lorsque cet enregistrement sera brouillé ou dérangé, les signaux radiotélégraphiques seront établis de manière à permettre de faire également les comparaisons à l'oreille. Pour cela, il suffira d'émettre des séries de « Signaux scientifiques » semblables à ceux qui ont été fixés par la Conférence internationale de l'heure de 1912 (300 battements espacés d'une seconde moins 1/50). Le début du dernier battement définira l'instant de la comparaison. Il sera ainsi possible, le cas échéant, d'employer l'une ou l'autre des deux méthodes de comparaison, ou encore de faire la comparaison à l'oreille sur la presque totalité de ces battements et de déterminer, de cette manière, l'heure du début du 300^e, puis d'enregistrer aussi la fin de la série de ces battements pour tâcher d'inscrire le dernier dont l'heure sera alors déterminée une deuxième fois.

Les dispositifs de réception radiotélégraphique devront être aussi

⁽¹⁾ Le procédé décrit par M. H. Abraham dans le numéro 1 de *L'Onde Électrique*, permettra d'obtenir simplement une très haute précision.

perfectionnés que possible et être à l'abri des perturbations de toute nature. Les constantes de temps de tous les appareils de télégraphie sans fil, y compris le dispositif enregistreur, seront déterminées avec le maximum de précision.

Répartition du travail. — La solution la plus satisfaisante consisterait à laisser exécuter par chaque nation prenant part à l'opération principale et qui en posséderait les moyens, la totalité des travaux à effectuer sur l'ensemble du polygone principal. Les résultats obtenus seraient ainsi vérifiés les uns par les autres.

Toutefois, en raison des dépenses assez considérables qui incomberaient ainsi à ces nations, il serait utile d'alléger la charge de chacune d'elles en admettant qu'il suffirait, à la rigueur, qu'une nation assure au moins la totalité des opérations astronomiques dans les trois sommets du polygone principal au moyen d'un même instrument astronomique. Les appareils de télégraphie sans fil pourraient être uniques dans chaque sommet et répartis entre les diverses nations par une entente spéciale.

Les États-Unis et la France pourraient exécuter toutes les opérations à faire sur le polygone principal, tandis que la Grande-Bretagne assurerait les raccordements de Greenwich et de la Nouvelle-Zélande. La France se chargerait, en outre, du raccordement de l'Observatoire de Paris au polygone principal.

Enfin tous les frais de matériel et de personnel que comporteront les opérations secondaires, qui seraient exécutées en même temps que l'opération principale, ainsi que l'exécution de ces opérations elles-mêmes, incomberaient entièrement aux nations qui en auraient décidé l'exécution.

Examen des résultats. — Lorsque les résultats obtenus par les opérateurs de chaque nation auront été rassemblés et discutés par eux-mêmes et même publiés s'ils jugent bon de le faire, ils seront transmis à la Commission internationale des Longitudes en vue d'une discussion d'ensemble.

Général G. FERRIÉ.

SUR L'APPLICATION DES CONTREPOIDS AUX POSTES RADIOTÉLÉGRAPHIQUES DE TERRE

Par J. BETHENOD

Les notes qui suivent ont été rédigées en février 1918 pour la majeure partie ; elles ont du reste été lithographiées vers cette époque, à la demande du général Ferrié. De récentes recherches entreprises en France, en Angleterre et en Allemagne sur le rôle des prises de terre et des contrepoids nous ont décidé à une publication plus étendue, comportant d'ailleurs diverses modifications ou additions, qui tiennent compte des progrès accomplis depuis cinq années

Notations. — Approximations consenties.

Nous admettrons, pour aboutir à des formules utilisables, que le

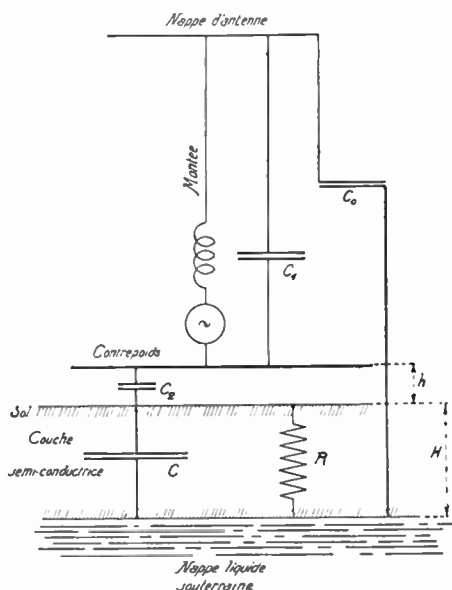


schéma équivalent d'une antenne munie d'un contrepoids est celui de la figure 1 (*).

(*) Cf. W. Burtyn, *L'Éclairage électrique*, 5 janvier 1907. t. 1^{er}, p. 34.

C_1 est la capacité qui existe entre le contrepoids et la nappe d'antenne ;

C_2 celle qui existe entre le contrepoids et la surface du sol (supposée équipotentielle) ;

C_0 celle entre la nappe d'antenne et la nappe liquide souterraine. Celle-ci est supposée comme s'étendant à l'infini autour de la station, ce qui est pratiquement suffisamment exact.

Enfin, entre la surface de la terre et la nappe souterraine se trouve une couche *semi-conductrice* que l'on représentera par un condensateur c shunté par une résistance ohmique R .

D'après le schéma équivalent ainsi établi, on suppose évidemment que la quasi-totalité des pertes résident dans cette couche semi-conductrice.

Cette hypothèse, faite dans un but de simplification, est assez vraisemblable tout au moins dans le cas de grandes antennes, travaillant sur une longueur d'onde atteignant 10.000 mètres et plus. Elle est admise du reste par divers auteurs, en particulier par A. MEISSNER⁽¹⁾.

Bien entendu, il va de soi qu'en pratique, l'épaisseur H peut être très variable d'une région de la couche à l'autre ; cependant, les calculs très élémentaires qui suivent permettent de fixer l'ordre de grandeur de l'influence des divers facteurs intervenant dans le problème envisagé. D'ailleurs, ainsi qu'on le verra par la suite, les résultats principaux donnés par les formules varient très peu avec la nature et la grandeur de la couche semi-conductrice, de telle sorte que la précision atteinte n'est pas éloignée de celle dont on a coutume de se contenter en matière de radiotechnique.

Quoi qu'il en soit, désignons, conformément à la figure 1, par I le courant dans la montée d'antenne, i_0 celui passant à travers la capacité C_0 , et enfin i celui qui circule dans la résistance R .

L'on peut écrire immédiatement, en appliquant la méthode symbolique d'HEAVISIDE-VASCHY ($j = \sqrt{-1}$) :

$$-\frac{1-i_0}{C_1 \omega} j = -\frac{C_2 + C_0}{C_2 C_0 \omega} i_0 j + \frac{-R \times \frac{1}{C \omega} j}{R - \frac{1}{C \omega} j} i_0,$$

d'où l'on tire facilement

$$(1) \quad i_0 = I \frac{1}{\frac{C_0 C_2 + C_1 C_0 + C_2 C_1}{C_0 C_2} + \frac{C_1 C R^2 \omega^2}{1 + C^2 R^2 \omega^2} + \frac{C_1 R \omega}{1 + C^2 R^2 \omega^2} j}.$$

(1) *Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie*, novembre 1921, Band 18, Heft 5, p. 322.

Ce qui intéresse surtout pour le calcul des pertes, c'est le courant i ; l'on a :

$$-(i_0 - i) \frac{1}{C\omega} j = R i,$$

d'où

$$i_0 = i(1 + \tau j),$$

en posant

$$\omega C R = \tau.$$

En substituant et en passant aux modules, les pertes W dans la terre s'écrivent :

$$(2) \quad W = R i^2 = I^2 \times \frac{1}{1 + \tau^2} \times \\ \times \frac{1}{\frac{\omega C}{\sigma} \left\{ \left[1 + \frac{C_1}{C_2} + \frac{C_1}{C_0} + \frac{C_1}{C} \times \frac{\tau^2}{1 + \tau^2} \right]^2 + \left(\frac{C_1}{C} \right)^2 \times \frac{\tau^2}{(1 + \tau^2)^2} \right\}}$$

Avant de discuter la formule (2), cherchons à évaluer le coefficient τ :

a) Le condensateur à fuites C , R étant de surface très large vis-à-vis de la hauteur H de la couche, l'on peut écrire en première approximation :

$$C = \frac{\epsilon S}{4\pi H}, \quad R = \frac{\rho H}{S}.$$

d'où

$$\tau = \omega \times \frac{\epsilon \rho}{4\pi} = \frac{\epsilon \rho f}{2},$$

ϵ étant la constante diélectrique de la couche, ρ sa résistivité, et f la fréquence des ondes émises (1).

b) Avec la même approximation, l'on est tenté d'écrire :

$$(3) \quad \frac{C_1}{C} = \frac{H}{\epsilon h}.$$

Mais, en réalité, ce rapport ne peut guère être considéré ainsi comme indépendant de la surface du contrepois que dans des cas exceptionnels, le niveau supérieur de la nappe souterraine affectant en général un profil irrégulier. Cependant, l'égalité (3) correspond à

(1) D'après ZENNECK, ϵ est compris entre $\frac{2}{9 \times 10^{30}}$ et $\frac{6}{9 \times 10^{30}}$ pour un terrain sec, ρ étant de l'ordre de 10^{15} à 10^{16} . Pour l'eau douce, on peut admettre

$$\epsilon = \frac{80}{9 \times 10^{30}}, \quad \rho = 10^{14};$$

pour l'eau salée, ϵ garde cette valeur, mais ρ est compris entre 10^{11} et 2×10^{10} .

Dans le cas où l'épaisseur H est relativement grande, l'expression de σ demeure sensiblement exacte, malgré l'effet des bords. Il en est de même quand cette épaisseur varie d'un point à l'autre de la couche.

un cas limite idéal, qui permet notamment de se rendre compte assez bien de l'influence de la surface du contrepoids, de sa hauteur au-dessus du sol, etc.

Discussion générale.

Influence de la surface du contrepoids. Lorsqu'on fait varier la surface S du contrepoids, la capacité C_z varie à peu près proportionnellement, mais les capacités C , C_1 et C_0 sont modifiées suivant des lois plus ou moins complexes. Nous admettrons d'emblée que la capacité C_0 est sensiblement constante, au moins dans les limites pratiques de variation de S (*). D'autre part, pour une nappe d'antenne donnée, les rapports $\frac{C_1}{C_z}$ et $\frac{C}{C_z}$ diminuent sensiblement lorsque C_z augmente, l'augmentation relative de C_1 demeurant assez limitée. Il en résulte qu'au dénominateur de la formule (2) le terme entre parenthèse tend plutôt à décroître assez notablement quand S est augmenté, de telle sorte que les pertes W sont loin d'être inversement proportionnelles à la capacité C . Dans cet ordre d'idées, les pertes W peuvent, théoriquement du moins, passer par un minimum, lorsque la surface du contrepoids est accrue au delà de toutes limites. En tout cas, ceci montre qu'il n'y a généralement pas intérêt à augmenter excessivement cette surface, et il est probable qu'il suffira, le plus souvent, que le contrepoids déborde suffisamment la surface couverte par l'antenne même, pour qu'il constitue un véritable « écran » par rapport au sol, suivant des idées anciennes, reprises récemment, et ayant abouti à des résultats pratiques d'une grande importance (*).

Même sans calculs, le schéma de la figure 1 montre de suite comment cet effet d'écran diminue les pertes dans le sol; la présence du condensateur C_z , à très faibles pertes, limite en effet le passage du courant i_0 dans la dérivation C_0 C R, qui est justement le siège des pertes à éviter. Cependant, la formule (2) permet d'évaluer l'ordre de grandeur du gain à espérer de l'usage d'un contrepoids. Le cas d'une antenne avec prise de terre idéale, c'est-à-dire constituée par une plaque enfouie à très peu de distance au-dessous de la surface du sol, correspond en effet très approximativement au cas particulier $h = 0$. (Métallisation de la surface du sol.)

(*) Cette capacité ne dépend en première approximation que de la surface de la nappe d'antenne, suivant une formule bien connue proposée indépendamment par L.-W. Austin et par l'auteur (Cf. J. BETHESOD, *Radioélectricité*, novembre 1920, page 285). Avec la même approximation, C_z est proportionnel à la surface en question, et varie en raison inverse de la hauteur des pylônes.

(*) Cf. T.-L. ECKERSLEY, *The Electrician*, 23 déc. 1921, p. 785.

Lorsque le contrepoids est ainsi placé à la surface du sol, la formule (2) devient ($C_2 = \infty$) :

$$(2') \quad W' = I^2 \times \frac{1}{1 + \tau^2} \times \frac{1}{\omega C \left\{ \left[1 + \frac{C_1}{C_0} + \frac{C_1}{C} \times \frac{\tau^2}{1 + \tau^2} \right]^2 + \left(\frac{C_1}{C} \right)^2 \frac{\tau^2}{(1 + \tau^2)^2} \right\}}$$

L'on en déduit pour le rapport $y = \frac{W'}{W}$:

$$y = \frac{\left(1 + \frac{C_1}{C_0} + \frac{C_1}{C} \times \frac{\tau^2}{1 + \tau^2} \right)^2 + \left(\frac{C_1}{C} \right)^2 \times \frac{\tau^2}{(1 + \tau^2)^2}}{\left(1 + \frac{C_1}{C_2} + \frac{C_1}{C_0} + \frac{C_1}{C} \times \frac{\tau^2}{1 + \tau^2} \right)^2 + \left(\frac{C_1}{C} \right)^2 \times \frac{\tau^2}{(1 + \tau^2)^2}}$$

ou, en posant

$$k = \frac{C(C_0 + C_1)}{C_1 C_0},$$

$$(4) \quad y = \frac{\left(k + \frac{\tau^2}{1 + \tau^2} \right)^2 + \frac{\tau^2}{(1 + \tau^2)^2}}{\left(k + \frac{C}{C_2} + \frac{\tau^2}{1 + \tau^2} \right)^2 + \frac{\tau^2}{(1 + \tau^2)^2}}$$

Au point de vue des pertes dans la terre, à égalité de courant dans la montée d'antenne, il y a donc toujours intérêt à employer un contrepoids ($\frac{C}{C_2} > 0$). Remarquons que $\frac{C_1 C_0}{C_0 + C_1}$ est toujours inférieur au quart de la somme $C_0 + C_1$ qui mesure sensiblement la capacité de l'antenne pour un sol parfaitement conducteur, de telle sorte que la valeur minimum limite du rapport k a un sens bien déterminé. Si ce rapport est faible (Antenne de forte capacité, couche semi-conductrice épaisse), le gain peut être très notable, surtout lorsque τ est faible.

Tant au point de vue absolu [formule (2)] qu'au point de vue relatif [formule (4)] il y a intérêt à faire $\frac{C}{C_2}$ aussi petit que possible, c'est-à-dire à élever le contrepoids; ce résultat est conforme notamment aux essais de M. REICH (*Jahrbuch*, 5, 1911). Bien entendu, une élévation exagérée conduirait à une diminution de la hauteur effective de l'antenne, mais les résultats obtenus dans cette voie par O. LODGE et A. MUIRHEAD (*Jahrbuch*, 3, 1909) montrent que ceci n'est pas à craindre avec les grandes stations, même si h atteint plusieurs mètres.

Des inconvénients plus graves peuvent résulter de l'emploi d'un contrepoids :

En premier lieu, ce contrepoids doit être isolé, par rapport au sol, pour une tension assez élevée, dont l'ordre de grandeur U peut être évalué facilement, d'après ce qui précède, car

$$U = \frac{i_0}{C_1 \omega},$$

et le rapport réel de $\frac{i_0}{I}$ se déduit de (1).

En outre, la capacité apparente de l'ensemble diminue évidemment lorsque C_z décroît, et, par conséquent, un contrepoids de capacité trop faible amènerait à une augmentation sensible de la self-inductance d'antenne servant à l'accord. Dans le cas d'ailleurs où l'antenne est alimentée par un alternateur de force électro-motrice E , si l'on désigne par l et r , la self-inductance et la résistance *apparentes* *totales* de la montée d'antenne, l'on a de suite :

$$E = rI + l\omega Ij - \frac{1-i_0}{C_\omega}j,$$

ce qui, joint encore à (1), permet d'éliminer i_0 , c'est-à-dire d'évaluer l'influence de C_z sur la capacitance apparente de l'ensemble. Remarquons enfin que, surtout avec un poste puissant à *grande longueur d'onde*, le coefficient numérique τ est souvent très faible ⁽¹⁾ et l'on peut écrire :

$$y \approx \frac{1}{1 + \frac{C_z C_0}{C_1 (C_1 + C_0)}} \sqrt{z}$$

Le facteur y de réduction des pertes est alors pratiquement indépendant de la hauteur et de la nature de la couche semi-conductrice, ce qui facilite considérablement l'évaluation de ce facteur. D'ailleurs, les capacités partielles C_0 et C_1 peuvent être évaluées en gros, comme connu (voir plus haut), en considérant la première comme celle d'une plaque *isolée dans l'espace*, et la seconde comme celle d'un condensateur plan constitué par les deux nappes, antenne et contrepoids. En terminant, nous ferons observer que la présence du contrepoids peut comporter quelques pertes supplémentaires, surtout lorsqu'il est constitué par une nappe de fils parallèles. Les courants circulant dans ses fils induisent en effet des courants parasites dans la couche semi-conductrice; mais, outre que cet effet est généralement faible, surtout si la hauteur h est suffisante et si la longueur d'onde est grande, l'effet en question existe également avec une prise de terre de constitution analogue. Il semble même prendre alors une importance relative nettement supérieure.

J. BETHENOD,

*Ingénieur conseil à la Société française
radioélectrique.*

(1) Par exemple, pour un terrain sec ($z = \frac{4}{9 \times 10^{20}}$, $z = 10^{15}$), τ vaut $\frac{1}{15}$ si la longueur d'onde est de 10000m ($f = 30000$).

MÉTHODE D'ARMAGNAT pour la mesure de la longueur d'onde des oscillations entretenues

Par M. CHATEL

Le procédé employé le plus généralement pour la mesure de la longueur d'onde des oscillations électriques consiste à les recevoir dans un circuit oscillant et à faire varier la période de ce circuit jusqu'à ce que l'effet produit par les ondes soit maximum. Si le circuit a été préalablement étalonné ⁽¹⁾, on en déduit immédiatement la longueur des ondes reçues.

L'observation du maximum d'effet se fait soit en observant les indications d'un appareil de mesure convenablement connecté, soit en combinant le circuit oscillant avec un détecteur et un récepteur téléphonique, puis en notant les valeurs du circuit oscillant correspondant au maximum d'intensité de son.

Quel que soit le procédé employé, la détermination exacte de la valeur de l'organe variable du circuit oscillant, correspondant au maximum, est difficile à faire avec précision. On peut dire que les méthodes basées sur l'observation du maximum manquent de sensibilité. Ces considérations conduisirent M. Armagnat, qui pendant la guerre avait accepté de diriger à l'Établissement central du Matériel de la Radiotélégraphie militaire le laboratoire de mesure des longueurs d'ondes, à établir un nouveau procédé de mesure dans lequel on utilise les propriétés des méthodes de zéro qui se sont montrées si précieuses pour tant de mesures électriques.

La mort prématurée qui a arraché M. Armagnat à la science et à l'affection de ses amis ne lui a pas permis d'exposer lui-même l'ingénieuse méthode qu'il avait imaginée. M. Chatel, qui fut le collaborateur de M. Armagnat, a bien voulu l'exposer aux lecteurs de *l'Onde électrique*. — G. FERRÉ.

Principe. — Le procédé employé dans la méthode de « zéro », consiste à opposer dans un circuit d'écoute une *force électromotrice obtenue par double induction* : (1° induction du courant à étudier sur

⁽¹⁾ Cet étalonnage est effectué en France par la méthode du multivibr. MM. Abraham et L. Bloch.

un circuit oscillant étalonné : 2° induction de ce circuit oscillant sur le circuit d'écoute), avec la différence de potentiel créée aux bornes d'une résistance sans self par le courant oscillant à mesurer : on fait varier les constantes de ces différents circuits de façon à équilibrer exactement ces deux forces électro-motrices : à ce moment, le circuit oscillant a exactement la longueur d'onde du courant oscillant à étudier.

Théorie. — Le courant oscillant dont on veut mesurer la longueur d'onde parcourt un enroulement A (bobine d'hétérodyne, selfs d'antenne, etc...), et n'agit sur l'installation de mesure que par l'intermédiaire de cette bobine. Le dispositif de mesure comprend : une bobine exploratrice a , couplée avec l'enroulement A, un circuit oscillant formé de la self-induction L et de la capacité C, une bobine b dont le couplage avec L est variable, une bobine c dont le couplage avec L est également variable (les deux bobines b et c sont disposées

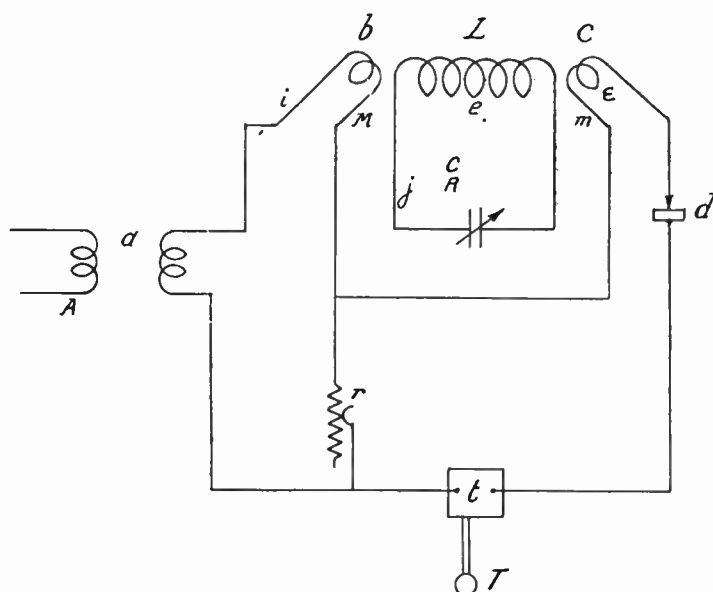


Fig. 1.

de façon à ne pas réagir l'une sur l'autre). une résistance ohmique sans self, un détecteur d , un tikker t et un téléphone T. Ces différents éléments étant connectés comme l'indique la figure 1.

Désignons par :

la valeur de la capacité du condensateur du circuit oscillant.

la valeur de la self-induction du circuit oscillant.

R. La résistance ohmique du circuit oscillant.

M. Le coefficient d'induction mutuelle entre la bobine *b* et le circuit oscillant.

m. Le coefficient d'induction mutuelle entre le circuit oscillant et la bobine *c*.

r. La valeur de la résistance ohmique sans self.

Le courant induit dans la bobine *a* a la même fréquence que le courant à étudier circulant en A.

Soit $i = i_0 \sin \omega t$ le courant circulant dans *a*. Prenons ce courant comme origine des phases, la chute de tension dans la résistance *r* sera représentée par $\overline{OA} = r i_0$ portée suivant la direction OX, à partir de O.

La force électro-motrice induite par le courant *i* dans le circuit oscillant, *M* étant le coefficient d'induction mutuelle entre la bobine *b* et ce circuit aura pour valeur

$$e = -M \frac{di_0}{dt} = -M \omega i_0 \cos \omega t.$$

$$e = -M \omega i_0 \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right)$$

e sera représenté par le vecteur $\overline{OB} = M \omega i_0$ décalé de $\frac{\pi}{2}$ en arrière de OX.

Le courant *j*, qui prendra naissance dans le circuit oscillant, aura pour valeur

$$j = \frac{M \omega i_0 \cos(\omega t - \varphi)}{\sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)^2}}$$

Le courant *j* sera décalé en arrière de *e*, d'un angle φ tel que

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

Il sera représenté par le vecteur $\overline{OC}$, ($\overline{OC}$ faisant avec $\overline{OB}$ un angle φ) en fonction de $\operatorname{tg} \varphi$, l'expression du courant *j* peut s'écrire :

$$j = \frac{M \omega i_0 \cos(\omega t - \varphi)}{R \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi}}$$

Le courant *j*, induit dans la bobine *c*, une force électro-motrice *z*, qui sera donnée par l'expression

$$z = -m \frac{dj}{dt} = \frac{-\omega^2 M m i_0 \sin(\omega t - \varphi)}{R \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi}}$$

ε sera représentée par un vecteur décalé de $\frac{\pi}{2}$ en arrière de $\overline{OC}$, soit $\overline{OD}$; l'angle $\widehat{DOY}$ est égal à l'angle $\widehat{BOC} = \varphi$. Le décalage du vecteur $\overline{OD}$ en arrière du vecteur $\overline{OA}$ est égal à

$$\frac{\pi}{2} + \varphi + \frac{\pi}{2} = \pi + \varphi$$

Deux cas peuvent se présenter :

1° $\varphi = 0$. Si l'angle $\varphi = 0$, ce qui a lieu pour $L\omega = \frac{1}{C\omega}$ (condition pour que le circuit oscillant soit en résonance avec le courant i), le décalage de $\overline{OD}$ sur $\overline{OA}$ est égal à π , OD vient en OE .

Si l'on peut arriver à combiner r , m et M de manière que $OA = OE$, c'est-à-dire

$$ri_0 = \frac{-\omega^2 M m i_0}{R}$$

puisque $\varphi = 0$ et que les divers circuits sont connectés de façon que ces deux forces électro-motrices soient de sens contraire, le circuit contenant le tikker ne sera parcouru par aucun courant.

Le téléphone ne rend aucun son.

2° L'angle φ n'est pas nul, l'examen de la figure 2 montre que la somme géométrique des deux vecteurs $\overline{OA}$ et $\overline{OD}$ ne pourra pas

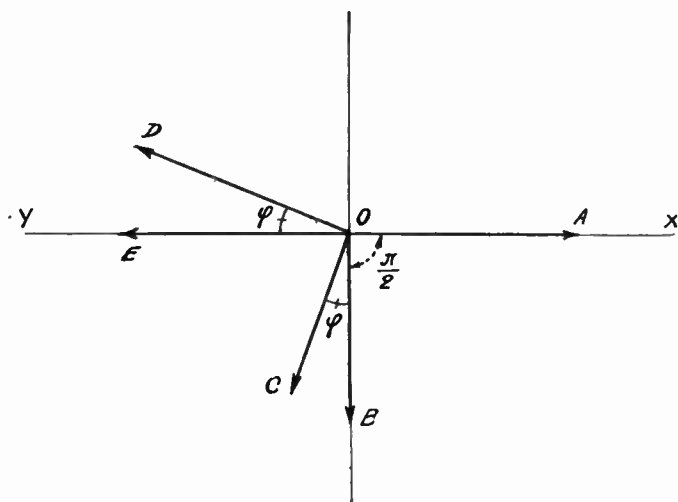


Fig. 2.

être nulle; par conséquent, il subsistera toujours une force électro-motrice donc un courant dans le circuit du tikker, ce que l'on pourra constater par le fait que le téléphone rendra un son. Donc, quand le

circuit oscillant n'est pas réglé à la résonance avec le courant i , le circuit du tikker est le siège d'une force électro-motrice, il est donc toujours parcouru par un courant, il est impossible d'obtenir le silence au téléphone.

Réglage du système. — Au moment du zéro on peut écrire l'égalité

$$Rr = -\omega^2 Mm.$$

Quand ω augmente (la longueur d'onde diminue), ω^2 augmente, M et m étant supposés fixes, le second membre de l'égalité augmente, pour que l'égalité subsiste, il faut que r augmente.

2° Le système étant réglé au « zéro », si l'on fait croître M , m restant fixe, il faut pour que l'égalité subsiste que r augmente.

3° Le système étant réglé au « zéro », si l'on suppose r fixe, et que l'on fasse croître M , il faut que m diminue (même raisonnement pour M).

Le montage (fig. 1) étant réalisé, si l'on arrive en faisant varier convenablement M , m , r , à ce que le téléphone ne rende aucun son (on dit alors que l'on a le zéro), le courant i et le circuit oscillant ont la même fréquence, donc la même longueur d'onde.

Application de cette méthode de zéro. — Si le circuit oscillant est étalonné en longueurs d'ondes, étant donné un courant électrique de haute fréquence, on peut mesurer sa longueur d'onde en employant la méthode précitée, c'est-à-dire en la faisant agir sur la bobine a et en mettant à la résonance le circuit oscillant, ce que l'on observe d'une façon précise par le zéro du téléphone, il suffit alors de se reporter à l'étalonnage du circuit oscillant.

Si, au contraire, on dispose d'un courant électrique dont la longueur d'onde est connue, en amenant le circuit oscillant à la résonance, ce que l'on observe par le zéro du téléphone, on peut étalonner ce circuit.

Avantages de la méthode. — Lorsque tout est bien réglé, la méthode de zéro est très rapide, elle n'a pas les indécisions de la méthode de résonance et elle est beaucoup plus précise que cette dernière.

CHATEL,
ieur, E. M. I.



LES AMPLIFICATEURS A RÉSISTANCES⁽¹⁾

(Suite et fin)

Par Léon BRILLOUIN

1. **Le problème des accrochages d'oscillations.** — J'ai donné, dans un précédent article, la théorie du fonctionnement d'un amplificateur à résistances. Je veux entrer maintenant dans quelques détails au sujet des phénomènes d'accrochage qui peuvent se produire dans ces appareils. J'avais, dès le début⁽²⁾, envisagé la possibilité de ramener, par une capacité convenable, vers l'entrée de l'appareil, des oscillations déjà amplifiées, et d'augmenter ainsi le rendement. Je me suis vite aperçu que, par ce procédé, je pouvais à volonté produire des accrochages d'oscillations. J'ai aussi tenté d'ajouter le plus grand nombre possible d'étages les uns derrière les autres; la difficulté est qu'au delà de 7 ou 8 étages en haute fréquence, l'appareil s'accroche et devient inutilisable. J'avais poussé jusqu'à 10 étages, en diminuant les capacités de liaison, mais cet amplificateur n'avait pas un rendement supérieur à ce que donnaient 7 ou 8 étages normaux. Dans les deux cas, je me trouvais donc en face d'un problème très complexe : à savoir, le mécanisme de l'accrochage dans les amplificateurs à résistances. J'ai pu, après de très nombreux essais, tirer au clair cette question et distinguer toute une série de phénomènes, dont certains étaient tout à fait inattendus. Je veux essayer de résumer ici ces essais, qui datent de février à novembre 1916.

2. **Principe général. — Compensateur.** — Nous avons vu que, dans un amplificateur normal, les oscillations sont, à chaque étage, amplifiées et inversées : Si, pendant une demi-oscillation, la tension grille d'une lampe s'élève, sa tension plaque s'abaisse. La tension grille de la lampe suivante suit cette variation, et le potentiel de plaque de cette deuxième lampe s'élève, etc. Chaque lampe produit un déphasage de π dans les oscillations; après deux lampes, on retrouve des oscillations de même phase. En mettant une capacité réglable entre la plaque de la n ième lampe et celle de la $(n-2)$ ième,

(1) Voir le déb

(2) Le premi
déjà des indic
faisant un retour
l'amplificateur.

— dans le n° 1 de *L'Onde électrique*.

un-Beauvais n° 49332, du 27 mars 1916, contient
augmentation possible de l'amplification par une capacité
ciel des oscillations amplifiées sur les premières lampes de

sur la $(n-2)$ ème des oscillations amplifiées et de même traversent l'amplificateur. On constate, en réalité, lorsque l'on augmente lentement la capacité de réaction, une augmentation

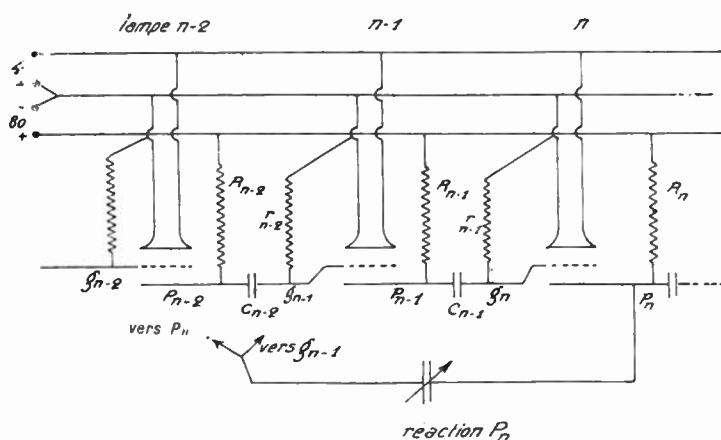


Fig. 1.

de l'amplification, puis un accrochage brusque. Le même résultat est obtenu si on connecte la capacité de réaction entre la plaque de la n ème et la grille de la $(n-1)$ ème; dans ce cas, le réglage de la capacité de

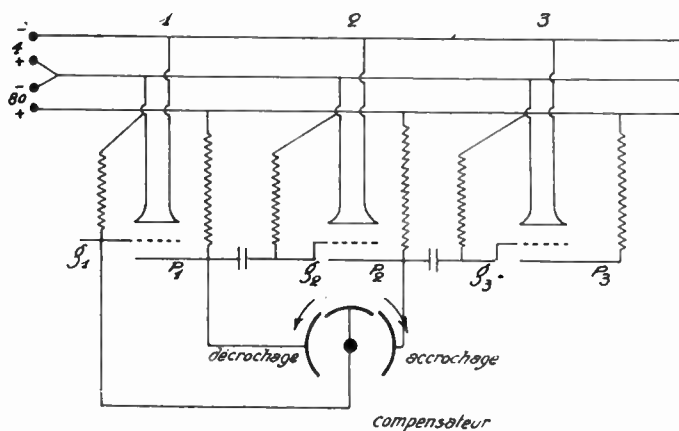


Fig. 2.

réaction est beaucoup plus doux. Si, au contraire, je place la capacité de réaction entre P_n et G_n (ou P_{n-1}) ou entre P_n et G_{n-2} (ou P_{n-3}), l'effet obtenu est inverse; les oscillations ramenées sont en opposition de phase, et l'on a une diminution de l'amplification; si des oscillations entretenues existent d'avance dans l'appareil, on peut, par le réglage d'une

telle capacité, les décrocher. J'eus aussitôt l'idée de réunir ces deux réglages : un condensateur porte de fixes et une électrode mobile qui vient se placer à volonté de l'une ou l'autre des armatures fixes ; je le connectai suivant la figure 2 et j'obtins l'effet désiré. Je désignerai, par la suite, cet organe, sous le nom de compensateur.

Je ne tardai pas d'ailleurs à constater de nombreuses exceptions aux règles indiquées ci-dessus : suivant les cas, les accrochages étaient très doux ou bien brusques et irréversibles ; ils se produisaient quelquefois d'une façon très anormale ; bref, une étude complète du phénomène était nécessaire. On pouvait, d'ailleurs, provoquer les accrochages de bien d'autres manières, par exemple, en intercalant une bobine dans le circuit plaque d'une des lampes, et couplant cette bobine avec le circuit oscillant connecté à l'appareil ; une autre méthode consistait à mettre une résistance en série avec la pile à haute tension ; cette résistance, commune à tous les circuits plaque des lampes, créait un couplage entre ces circuits. Mais le compensateur représentait l'organe le plus commode, et je me suis attaché spécialement à son étude.

3. Compensateur agissant sur la grille de la première lampe. — Le montage que j'essayai en premier lieu consistait à faire réagir, par une capacité réglable, la plaque d'une lampe quelconque sur la grille de la première lampe. Cette première lampe est toujours connectée directement au circuit oscillant de réception, comme le montre la figure 3.

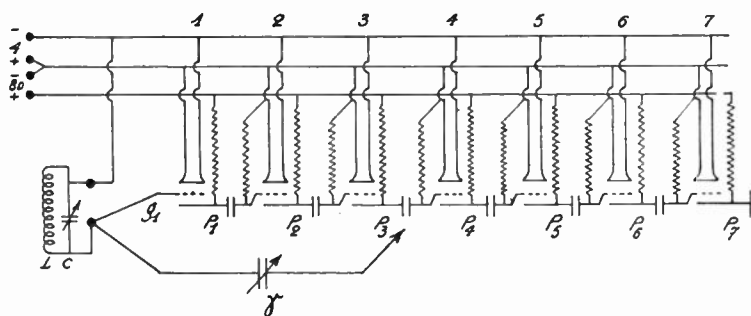


Fig. 3.

L'appareil comprenait un assez grand nombre d'étages (de 6 à 9, suivant les cas), tous semblables : résistances R de 70 000 ohms, capacités C de 0,00015 MF et résistances r de 5 mégohms environ. La capacité réglable γ du compensateur pouvait varier de 0 à 0,0001 MF environ, avec une capacité résiduelle extrêmement faible (inférieure

à 0,000003 MF). Les résultats obtenus, d'abord assez déconcertants, se classèrent peu à peu; la proportion de la self à la capacité, dans le circuit oscillant, joue un certain rôle; il est plus difficile d'accrocher des oscillations, à une longueur d'onde donnée, dans un circuit où la capacité est grande, que dans un circuit à faible capacité. Mais le point le plus important est la valeur de la longueur d'onde. Les résultats sont naturellement assez variables, suivant la nature des lampes, leur chauffage, etc.; ils peuvent néanmoins se grouper approximativement de la manière suivante :

Réaction P_1 — (Capacité γ entre G_1 et P_1)

Cette réaction diminue toujours l'amplification — et tend à décrocher les oscillations entretenues s'il y en a.

Réaction P_2 — (Capacité γ entre G_1 et P_2)

$\lambda < 800$ la réaction P_2 diminue l'amplification;

$800 < \lambda < 2000$ la réaction P_2 augmente l'amplification — puis produit un accrochage progressif;

$2000 < \lambda$ accrochage brusque et irréversible;

Réaction P_3 — (Capacité γ entre G_1 et P_3)

$250 < \lambda < 550$ accrochage progressif;

$550 < \lambda < 700$ accrochage brusque irréversible;

$700 < \lambda$ diminue l'amplification.

Réaction P_4 — (Capacité γ entre G_1 et P_4)

$\lambda < 1500$ diminue l'amplification;

$1500 < \lambda < 4000$ augmente l'amplification — et donne un accrochage progressif;

$4000 < \lambda$ accrochage brusque irréversible.

Réaction P_5 — (Capacité γ entre G_1 et P_5)

$\lambda < 1100$ diminue l'amplification;

$1100 < \lambda < 1600$ augmente l'amplification — avec accrochage doux;

$1600 < \lambda < 2500$ accrochage brusque;

$2500 < \lambda$ diminue l'amplification.

Réaction P_6 — (Capacité γ entre G_1 et P_6)

$\lambda < 2000$ diminue l'amplification;

$2500 < \lambda$ accrochage doux.

On voit que la règle des lampes paires et impaires, indiquée au § 2, ne se vérifie qu'aux grandes longueurs d'onde; avec des ondes courtes, on peut produire les accrochages par des lampes impaires, 3 ou 5, par exemple. Dans tous les cas, le phénomène a la même allure, particulièrement nette pour P_2 , P_4 ou P_6 et peut se résumer ainsi : aux courtes ondes, l'effet de la capacité γ est de diminuer l'amplification;

à des longueurs d'ondes plus grandes, la réaction γ augmente l'amplification, puis produit un accrochage progressif. Si l'on augmente encore la longueur d'onde, l'accrochage devient brusque et irréversible; c'est-à-dire que, en augmentant γ , on a une amplification très accrue, puis, pour une certaine valeur, un accrochage très brusque, qui produit un « toc » violent au téléphone; pour décrocher les oscillations, il faut alors ramener la capacité γ à une valeur beaucoup plus faible, où le décrochage se fait aussi brusquement. Ce phénomène a lieu jusqu'aux très grandes ondes, si la lampe est paire; si, au contraire, elle est impaire, on arrive à une zone où la réaction diminue l'amplification.

4. Interprétation. — Déphasages. — Conditions d'accrochage. —

Ces résultats suggèrent immédiatement une interprétation :

A. — La qualité du résultat (diminution de l'amplification, accrochage doux ou accrochage brusque) dépend uniquement de la phase des oscillations que, par le jeu de la capacité γ , on ramène dans le circuit oscillant. Je donnerai tout de suite le résultat, que j'ai vérifié depuis sur des systèmes oscillants quelconques avec ou sans résistances. Soit OV le vecteur qui représente les oscillations de tension, c'est-à-dire

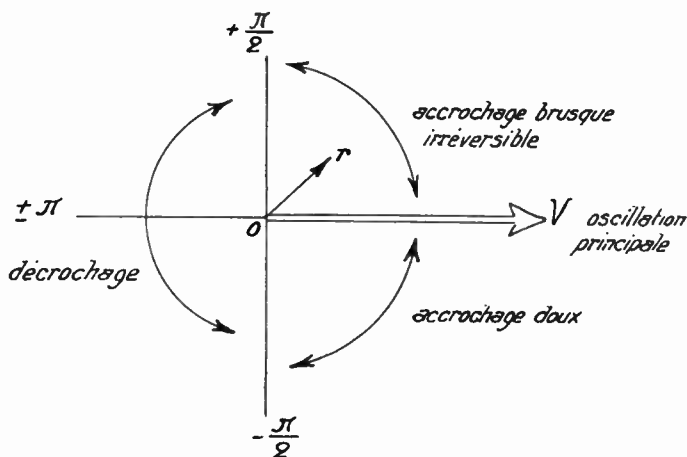


Fig. 4.

le potentiel alternatif appliqué sur la grille G_1 de la première lampe par le circuit oscillant extérieur. La réaction produit une tension auxiliaire O_r qui, appliquée aussi à G_1 , s'ajoute à la première.

— Si cette tension est déphasée de $+\frac{\pi}{2}$ à $\frac{3\pi}{2}$, c'est-à-dire dans tout le secteur de phase opposée à OV, elle produit une diminution des oscillations.

— Si cette tension est en retard de phase entre 0 et $-\frac{\pi}{2}$, elle donne un accrochage doux et réversible.

— Une tension en avance de phase entre 0 et $+\frac{\pi}{2}$, provoque un accrochage brusque et irréversible.

B. — Il se produit, aux différentes longueurs d'onde, des déphasages accessoires dans les lampes. Ce n'est qu'aux très grandes longueurs d'onde (fréquences peu élevées) que les oscillations sont exactement retournées (déphasage $+\pi$) à chaque lampe. Pour des longueurs d'onde plus courtes, les capacités parasites, et spécialement la capacité entre grille et plaque de chaque lampe, modifient les déphasages. La

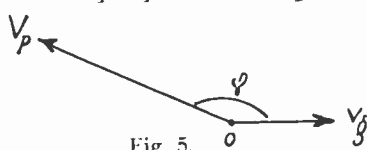


Fig. 5.

tension alternative de la plaque est déphasée, d'un angle φ un peu inférieur à π , par rapport à la tension alternative de la grille. L'angle φ est d'autant plus grand que la longueur d'onde est plus élevée, et tend vers π aux très grandes ondes.

Je donnerai plus loin sa valeur à différentes longueurs d'onde.

Nous sommes, on le voit, assez loin de nos hypothèses primitives, mais l'étude nous a donné des résultats importants. J'insiste sur le rôle de la phase de la réaction d'accrochage. J'ai pu, sur des montages très variés, vérifier la valeur tout à fait générale de la règle A.

Les résultats obtenus permettaient, en tous cas, d'obtenir pour toutes les longueurs d'onde, des accrochages progressifs, en choisissant, au moyen d'un commutateur, le numéro de la lampe de réaction; tous mes premiers appareils furent réalisés sous cette forme.

5. Exemples. — Quelques schémas illustreront alors les phénomènes; je prends, par exemple, le cas de la réaction P_2 , G_1 , qui, pour une longueur d'onde de 1300 mètre environ, donne un accrochage doux. Soit (fig. 6) V_{g1} le vecteur qui représente la tension grille de la première lampe, la tension plaque de cette lampe est donnée par le vecteur V_{p1} , déphasé de l'angle φ . C'est aussi, à

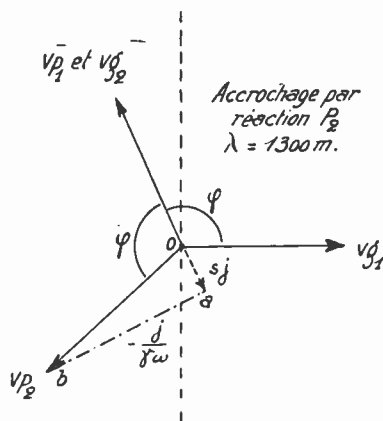


Schéma des phases des différentes tensions

Fig. 6.

peu de chose près, la tension V_{g_2} de la grille de la deuxième lampe. Un nouveau déphasage φ nous donne la tension V_{p_2} de la plaque de cette deuxième lampe. Cette tension V_{p_2} débite un petit courant j à travers la capacité γ et le circuit oscillant LC . Ce dernier circuit étant en résonance, équivaut à un bouchon, c'est-à-dire à une résistance s assez élevée. Si j est le courant, les vecteurs $oa = sj$ et $ab = \frac{j}{\gamma\omega}$ représentent

respectivement : oa , la tension auxiliaire aux bornes du circuit oscillant, c'est-à-dire appliquée à la grille G_1 , et ab la tension sur la capacité γ .

On voit que la tension de réaction oa tombe dans le domaine d'accrochage doux. Si on augmente la longueur d'onde, les phases φ augmentent et tendent vers π le vecteur oa tourne dans le sens inverse des aiguilles d'une montre, et il passe, pour des ondes un peu longues, dans la zone d'accrochages brusques. Ainsi que, pour $\lambda = 1300$ mètres, le déphasage est de l'ordre de $\frac{2\pi}{3}$ (c'est-à-dire 120°).

Ceci nous explique pourquoi, à cette longueur d'onde, la réaction P_2 produit un effet analogue à P_1 , mais plus puissant. La figure 7 représente les différents vecteurs, pour un angle φ égal à $\frac{2\pi}{3}$; les vecteurs

V_{g_1} , V_{g_2} , V_{g_3} sont les mêmes que sur la figure 6; le vecteur V_{g_4} est en phase avec V_{g_1} , V_{g_5} en phase avec V_{g_2} , et V_{p_2} en phase avec V_{g_3} (c'est-à-dire avec V_{p_1}). On voit donc que la réaction P_2 produira, pour cette longueur d'onde, les mêmes effets que P_1 ; le vecteur oa de la figure 7 est, en effet, dans la même position que sur la figure 6. Si l'on augmente la longueur

d'onde progressivement, le vecteur oa tournera peu à peu (les angles φ augmentant); de 1600 mètres à 2000 mètres environ, oa se trouvera dans la zone d'accrochage brusque, et au delà de 2000 mètres de longueur d'onde, il passera dans la zone de décrochage.

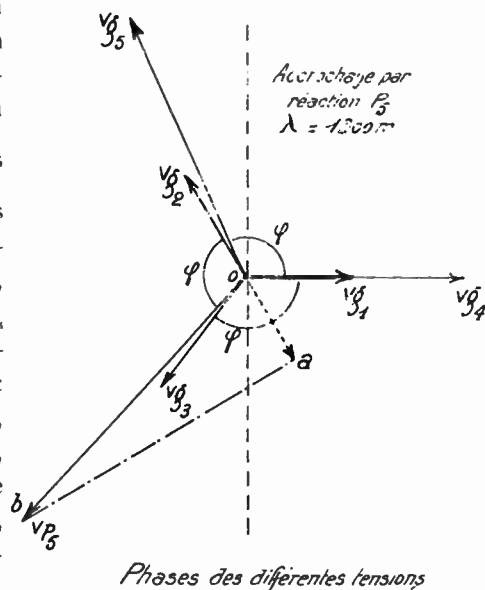


Fig. 7.

On voit que les deux effets A et B notés au § 4 permettent d'expliquer tout l'ensemble des faits observés; je montrerai plus loin qu'on peut vérifier, sur un phénomène différent, l'exactitude de l'effet de déphasage (B) et calculer exactement la phase φ à différentes longueurs d'onde.

6. Accrochage par la dernière lampe. — S'il était fort intéressant de comprendre exactement le mécanisme des faits observés, il n'en restait pas moins que leur complexité les rendait très difficiles à combiner pour un usage pratique. Les variations de connections du compensateur, pour différentes longueurs d'onde, étaient une gêne sensible. C'est par hasard que j'ai trouvé une modification légère du schéma, qui permet un fonctionnement tout à fait simple et régulier.

J'avais réalisé, avec M. Beauvais, un amplificateur pour très courtes ondes, monté avec 4 lampes à cornes ⁽¹⁾, et je cherchais la connection favorable du compensateur. Reliant, par hasard, le compensa-

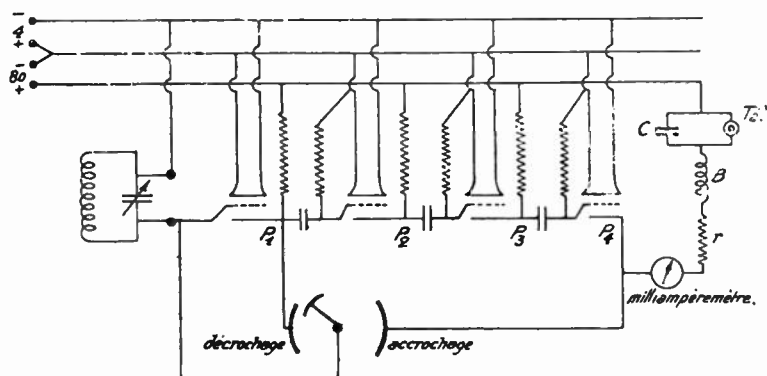


Fig. 8.

teur à la plaque de la quatrième lampe, j'obtins [un fonctionnement excellent] pour les grandes ondes ($\lambda \geq 600$) et les toutes petites ($180 < \lambda < 450$); il restait seulement, de 450 à 600 mètres de longueur d'onde, une zone de médiocre rendement. Après un instant de surprise, je repris en détail la mesure de tous les organes et constatai rapidement que le milliampèremètre intercalé (fig. 8) sur le circuit plaque de la quatrième lampe jouait un rôle important. Le bobinage du cadre mobile de cet ampèremètre avait une longueur d'onde propre de 200 mètres. J'ai vérifié, depuis, que les appareils à cadres usuels,

(1) Voir article précédent § 8.

sensibles au milliampère ou au microampère, ont une longueur d'onde propre variant de 150 à 400 mètres, suivant leur construction. En ajoutant une bobine en série avec le milliampèremètre, j'arrivai à raccorder les deux zones de fonctionnement et à avoir de bons résultats entre 450 et 600 mètres; si j'ajoutais une capacité (0,001 MF) aux bornes du milliampèremètre, je remontais la gamme inférieure jusqu'à 400-800 environ.

Ce schéma très simple donnait donc un fonctionnement très régulier dans toute la gamme utile des longueurs d'onde. *Aussi l'ai-je adopté, depuis, sur tous les amplificateurs ou boîtes de réception.*

On n'utilise plus le bobinage du milliampèremètre, ce qui est mal pratique; on shunte donc celui-ci par une forte capacité (2 MF) et l'on dispose une bobine spéciale entre la plaque et le téléphone.

La bobine B doit avoir une certaine self L et une certaine résistance r ; la capacité C placée aux bornes du téléphone (ou du transformateur téléphonique) doit être réglée assez exactement. Chacun de ces éléments correspond à une certaine gamme de longueurs d'onde.

Avec une self L convenable, mais $r=0$ et C infini, on obtient l'accrochage uniquement aux petites ondes.

Avec $L=0$ mais $r \neq 0$ et C infini, l'accrochage est normal aux ondes moyennes.

Avec $L=0$, $r=0$ et C convenable, l'accrochage ne se produit qu'aux très grandes longueurs d'onde.

Des valeurs convenables données à L , r , C , permettent d'obtenir l'accrochage normal pour toute la gamme des longueurs d'onde; le circuit L , r , C présente, à des fréquences ω différentes, des impédances $\left(L\omega, r, \frac{1}{C\omega}\right)$ très variables, et peut être réglé de manière à rétablir toujours une phase convenable pour l'accrochage. Pour des amplificateurs à 6 lampes en haute fréquence, le même schéma s'applique aisément, si on le transporte au circuit de plaque de la sixième lampe. Les valeurs de self et de résistance sont naturellement un peu différentes dans ce cas.

7. Accrochages internes. Circuits oscillants à lampes et résistances. — Le point de départ de ces essais a été la remarque suivante, faite sur un amplificateur à résistances. Cet amplificateur, monté normalement, avait été muni d'une capacité l de réaction, reliant les plaques de deux lampes conformément au schéma de la figure 9. Dans ce système, quel que soit le circuit oscillant, ou même en l'absence de

celui-ci ⁽¹⁾ on obtient, avec une capacité l'assez faible, une résonance très nette à l'ondemètre sans aucune oscillation entretenue. Si la capacité l' est plus forte, il s'accroche des oscillations ayant la longueur d'onde de résonance observée précédemment. *Ce système de lampes, résistances et capacités, fonctionne donc tout à fait comme un circuit oscillant dans lequel on accrocherait, à volonté, des oscillations entretenues.*

Dans le montage représenté par la figure 9, on obtient une longueur d'onde de 3500 mètres environ.

La première lampe, dans ce cas, donne uniquement comme une résistance de 20 000 ohms environ entre plaque et masse. On obtient un

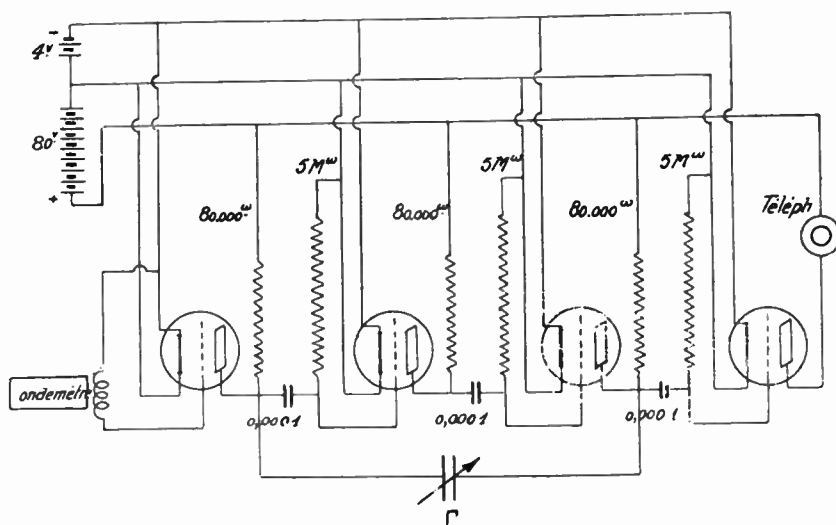


Fig. 9.

montage rigoureusement équivalent en supprimant cette lampe et en la remplaçant par une résistance de 20 000 ohms. C'est le montage indiqué figure 10.

Ce montage constitue un véritable circuit oscillant comprenant les deux lampes 1 et 2; la troisième lampe indépendante sert de détecteur, un milliampèremètre M permet de surveiller l'accrochage d'oscillations. La longueur d'onde de ce système peut être variée dans d'assez larges limites, par les moyens suivants :

En diminuant les résistances r_1 , r_2 , on diminue la longueur d'onde;

(1) La première grille étant mise à la masse, avec toute petite bobine intercalée pour laisser agir les oscillations de l'ondemètre.

le minimum semble être atteint pour $r_1 = r_2 = 20\,000$ ohms ($\lambda = 2\,500$ mètres), les capacités c_1, c_2 , sont toujours supposées réglées au voisinage de l'accrochage, avec ou sans oscillations entretenues, suivant les cas. Pour $r_1 = r_2 = 60\,000 \Omega$ on a $\lambda = 4\,500$ m.

En augmentant les capacités γ_1 entre G_1 et P_1 et γ_2 entre G_2 et P_2 on augmente beaucoup la longueur d'onde. Avec $\gamma_1 = \gamma_2 = 0,00004$ MF et $r_1 = r_2 = 25\,000$ ohms, on peut élever la longueur d'onde jusqu'à 10 000 mètres.

Avec les mêmes capacités γ_1, γ_2 et $r_1 = r_2 = 1$ mégohm, la longueur d'onde passe à 15 000 m.

En mettant des capacités entre grille et masse, sur chacune des

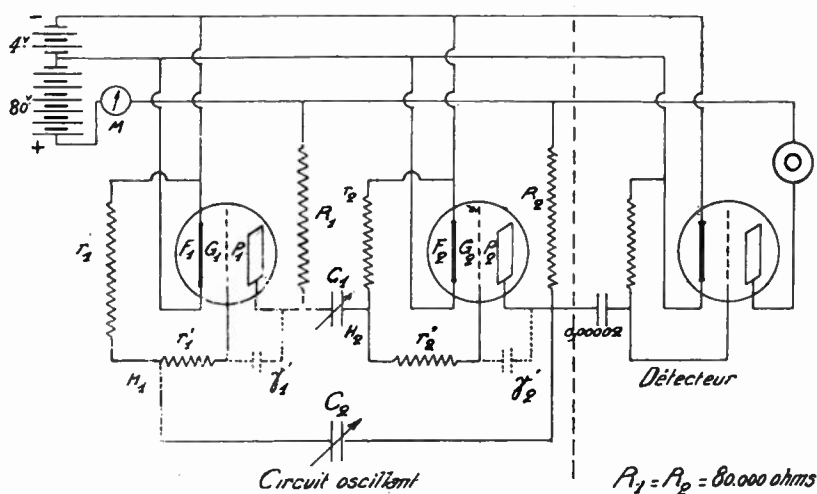


Fig. 10.

lampes 1 et 2, on augmente la longueur d'onde. Par exemple, avec $r_1 = r_2 = 20\,000$ ohms, l'introduction de capacité de 0,00004 entre grille et masse fait passer la longueur d'onde de 2 500 à 5 000 mètres; il faut en même temps augmenter les capacités c_1, c_2 , jusqu'à 0,00008 environ.

On augmente aussi la longueur d'onde par l'augmentation des capacités c_1 et c_2 ou bien en intercalant des capacités entre les plaques des lampes et la masse ou encore en mettant des résistances r'_1, r'_2 , entre G_1 et H_1 ou entre G_2 et H_2 ; on pourrait aussi mettre ces résistances entre P_1 et C_1 et entre P_2 et C_2 .

8. Circuits à lampes multiples. — Le cas considéré jusqu'ici est celui d'un circuit oscillant à 2 lampes; on peut faire des circuits à 3, 4, 5, 6 lampes. Voici un exemple des résultats obtenus : Sur un

amplificateur à résistances, à plusieurs lampes, monté avec les valeurs suivantes : résistances de plaque de 70 000 ω ; résistances de grille de 5 mégohms; capacités de liaison de 0,0001 M F, on relie la première grille à la masse par une résistance de 25 000 ohms, et on connecte une capacité entre cette grille et une plaque d'une des autres lampes. On trouve alors les longueurs d'onde suivantes, lorsqu'on règle cette capacité près de l'accrochage.

Capacité entre	G_1 et P_2	G_1 et P_3	G_1 et P_4	G_1 et P_5	G_1 et P_6
λ en mètres	3500	700	4500	1600	6000

Tous les modes d'action indiqués plus haut permettent d'augmenter à volonté cette longueur d'onde, tout comme dans le montage à 2 lampes de la figure 10.

Dans tous les cas indiqués ici, l'accrochage des oscillations entretenues se fait de façon très progressive et facilement réglable.

Le phénomène signalé ici se distingue entièrement de celui qu'ont réalisés MM. Abraham et Bloch dans leur multivibrateur. Ces auteurs ont constaté les fréquences de décharges dans des systèmes instables. La fréquence y est déterminée par la valeur des résistances et capacités, *et par les limites de fonctionnement des lampes*, limites dues à l'annulation des courants de plaques et à l'existence du courant de saturation. En l'absence de ces décharges, aucune période favorisée n'était constatée dans l'appareil. Dans les cas signalés ci-dessus, la fréquence propre de l'appareil est déterminée par les valeurs des résistances et capacités, *et par le mode de fonctionnement des lampes pour de petites variations de tension des grilles et plaques autour des tensions moyennes*. La période propre existe aussi bien en l'absence qu'en présence d'oscillations entretenues, le chauffage des lampes qui modifie le courant de saturation influe beaucoup sur le régime du multivibrateur, et presque pas sur nos circuits.

9. Interprétation des résonances internes. — Quelques explications théoriques permettront de comprendre le mode de fonctionnement des montages signalés ci-dessus. J'ai déjà insisté, dans les paragraphes précédents, sur l'importance de la *phase*, dans tous les cas où l'on cherche à créer, dans un amplificateur, une réaction des dernières lampes sur les premières, que ce soit pour augmenter ou pour diminuer l'amplification. Raisonnons, par exemple, sur le cas du montage représenté figure 10.

Du fait de l'existence d'une capacité entre grille et plaque, dans la lampe, et de capacités entre ces électrodes et la masse, la tension oscillante de la plaque, dans un montage à résistances, n'est pas exactement en opposition de phase avec la tension de la grille, mais le déphasage prend une valeur φ (figure 5) inférieure à π .

D'autre part, les combinaisons de capacité et résistances c_1, r_1 , et c_2, r_2 , qui font la jonction entre les lampes, provoquent des déphasages γ_{12} et γ_{21} , tous deux dans le sens d'une avance de phase, et compris entre 0 et $\frac{\pi}{2}$.

Tous ces déphasages dépendent, évidemment, des valeurs des résistances et capacités, et de la fréquence.

Soit V le vecteur représentant une *f. e. m.* oscillante appliquée à la première grille. Du fait de la liaison par la capacité c_2 on ramène sur cette grille un potentiel oscillant V_1 , proportionnel à V , $V_1 = p V$ (en grandeur absolue) et déphasé d'un angle ψ

$$\psi = \gamma_1 + \gamma_{12} + \varphi + \gamma_{21}.$$

Ce vecteur V_1 crée lui-même un vecteur V_2 et ainsi de suite (fig. 11) de sorte qu'au total on a affaire à la résultante V . Pour une même valeur du rapport p , il est clair que le vecteur V sera maximum si l'angle ψ est nul. Tous les vecteurs $V_1, V_2, \dots$ s'ajoutent alors algébriquement, car la spirale vient se rabattre dans le prolongement de V_1 .

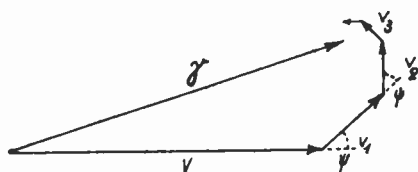


Fig. 11.

Cette condition de phase nulle favorise énormément une fréquence déterminée et crée ainsi une véritable résonance.

D'autre part si, pour cette fréquence de résonance, le rapport p est petit, l'amplification sera peu augmentée à cette fréquence: la résonance sera floue.

Si le rapport p est légèrement inférieur à 1, on aura, sur cette fréquence de résonance, une très forte augmentation d'amplification; la résonance sera très nette.

Si le rapport p est supérieur ou égal à 1, il y aura accrochage d'oscillations entretenues sur la fréquence de résonance.

10. Valeur des déphasages. — On s'explique bien ainsi tous les résultats expérimentaux indiqués plus haut.

Tout d'abord, une variation des valeurs des résistances ou capa-

cités, permettant aux déphasages de se produire pour des longueurs d'onde plus élevées, augmentera la longueur d'onde propre du système. C'est ce que produisent, en effet, les augmentations des capacités internes des lampes ou des résistances extérieures. Je reprendrai, plus particulièrement, l'expérience du § 8 relative aux longueurs d'onde propres des systèmes à 2, 3, 4 et 5 lampes.

Dans ce montage, vu les valeurs des résistances et capacités, la somme des angles γ était toujours de l'ordre de $\frac{\pi}{2}$; en effet, les capacités de liaison d'une plaque P_r à la grille G_{r+1} étaient grosses, créant des déphasages $\gamma_{r, r+1}$ petits; mais la capacité de réaction entre G_1 et la plaque $P_{2,3,4 \text{ ou } 5}$ était très petite, d'où un déphasage de presque $\frac{\pi}{2}$.

On trouve alors pour valeur moyenne de l'angle φ pour chaque lampe en fonction des longueurs d'onde, les valeurs suivantes :

λ	700	1 000	3 500	4 600	6 000
φ	$\frac{\pi}{2} = 0,5 \pi$	$0,7 \pi$	$\frac{3 \pi}{4} = 0,75 \pi$	$\frac{7}{8} \pi = 0,88 \pi$	$\frac{11}{12} \pi = 0,92 \pi$
Nombre de lampes n	3	5	2	4	6
$n \varphi$	$\frac{3 \pi}{2}$	$7 \frac{\pi}{2}$	$3 \frac{\pi}{2}$	$7 \frac{\pi}{2}$	$\frac{11 \pi}{2}$
$n \varphi + \frac{\pi}{2}$	2π	4π	2π	4π	6π

Les valeurs de φ données dans ce tableau ne sont, naturellement, que grossièrement approchées; elles se groupent, néanmoins, d'une façon régulière au lieu du désordre apparent du tableau du § 8.

Ces résultats sont bien d'accord avec ceux que nous avons indiqués sans explication au § 4; ils justifient l'interprétation donnée à cette occasion.

Il est possible, en utilisant les indications données ici, de créer dans un amplificateur à résistance des réactions et réglages tels, qu'on puisse y obtenir des résonances pour toutes les longueurs d'onde supérieures à 600 ou 700 mètres, avec ou sans accrochage d'ondes entretenues. Les accrochages y dépendent presque uniquement de l'amplificateur lui-même, et seront, dans une large mesure, indépendants du circuit oscillant de réception.

II. Interprétation des résultats. — Rôle de la capacité entre grille et plaque de chaque lampe. — J'ai déjà indiqué, dans un précédent article, que les capacités parasites étaient causes du mauvais fonctionnement des amplificateurs aux très courtes longueurs d'onde. Ces capacités sont de deux sortes : les unes sont dues aux fils de connection et aux éléments (résistances et capacités) reliés à la lampe ; les autres ont leur place dans la lampe elle-même. Ce sont les capacités des pièces métalliques dont sont formés le filament, la grille et la plaque.

Dans les appareils sur lesquels j'avais fait les essais résumés plus haut, j'avais réduit au minimum les capacités des connections et organes externes, en les disposant convenablement dans l'amplificateur. Quant au rôle des capacités internes de la lampe, il est très net. Des amplificateurs munis de lampes à cornes m'ont redonné des résultats tout à fait semblables, mais décalés vers les courtes longueurs d'onde ; les fréquences correspondantes étaient, avec les lampes à cornes, entre 1,5 et 2 fois plus élevées qu'avec les lampes ordinaires. Ceci nous confirme donc, que dans les lampes T. M. usuelles, environ la moitié des capacités parasites est due aux fils de sortie, qui traversent un même pied en verre à faible distance les uns des autres.

On peut préciser l'interprétation ; les capacités parasites sont au nombre de trois : capacité filament-grille ; capacité filament-plaque, et capacité grille-plaque. La dernière est de beaucoup la plus gênante, car son effet est multiplié par le coefficient d'amplification de la lampe, comme je vais le montrer.

Considérons, en effet, une lampe connectée suivant le schéma ci-contre avec une résistance r sur la grille et R sur la plaque. Soit γ la capacité parasite entre grille et plaque. Une tension alternative représentée par le secteur OG est appliquée à la grille ; il en résulte, comme nous l'avons vu dans l'article précédent, une tension alternative OP sur la plaque.

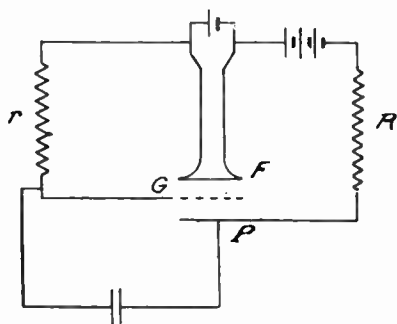


Fig. 12.

$$\overline{OP} = k' \overline{OG}$$

où k' représente le coefficient de la proportionnalité

$$k' = k \frac{R}{r + R}$$

Mais cette tension OP débite un courant (très faible) j sur le circuit γr . Le diagramme vectoriel ci-contre montre la phase et la

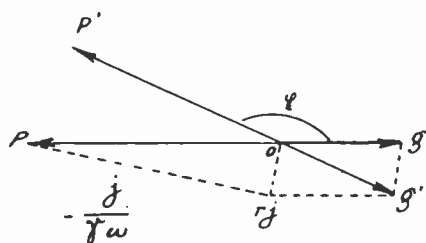


Fig. 13.

grandeur des chutes de tension rj dans la résistance et $-\frac{j}{\gamma\omega}$ dans la capacité γ ; cette capacité étant très petite, le terme en $-\frac{j}{\gamma\omega}$ est beaucoup plus grand que rj ; et le vecteur rj est presque exactement per-

pendiculaire à OP , sa grandeur étant

$$rj = r\gamma\omega \overline{OP}.$$

Nous voyons donc que la grille de la lampe, lorsque nous lui appliquons la tension OG , se trouve en réalité soumise à une tension OG' résultante de OG et de rj .

C'est de cette tension OG' qu'il faut tenir compte par la suite, et qui engendre la tension plaque réelle OP' . Je me suis borné, pour simplifier l'exposé, au cas où la fréquence est assez basse pour que rj soit très petit devant $-\frac{j}{\gamma\omega}$. Mais, à des fréquences élevées, ceci cessera d'avoir lieu ; non seulement le terme rj provoquera un déphasage de la tension de grille, mais il diminuera très nettement sa grandeur. L'amplification baissera sensiblement. Il faudra aussi tenir compte de l'addition des effets successifs ; toute une série de vecteurs de plus en plus faibles venant se composer sur la grille. Ce calcul n'a pas grand intérêt. Je peux préciser les ordres de grandeur : la tension de plaque OP' est déphasée par OG d'un angle φ

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{rj}{OG} = r\gamma\omega k'.$$

Mes approximations ne sont valables que tant que le terme ainsi calculé est assez petit ; je puis alors écrire :

$$\varphi = \pi - r\gamma\omega k'$$

Voyons quels résultats nous pouvons ainsi prévoir. Le coefficient k' est, je l'ai dit, de l'ordre de 6 environ ; quelle valeur devons-nous prendre pour r ?

Si l'on se reporte au schéma, r semble valoir 5 mégohms. Il n'en est rien en réalité ; dans une suite de lampes amplificatrices, telles qu'en montre les figures 1, 2, 3 ou 14, 15. On doit se rappeler que la

capacité de liaison (entre la grille d'une lampe et la plaque de la lampe précédente) a une grosse valeur; elle se présente, pour la haute fréquence, comme n'offrant aucune impédance; nous devons donc regarder la résistance R , connectée à la lampe précédente, et la résistance filament-plaque γ interne, comme se trouvant en parallèle avec r ; l'ensemble de ces trois résistances en parallèle vaut à peu près 20 000 ohms. Le résultat numérique s'écrit donc :

$$\varphi = \pi - 120\,000 \gamma \omega = \pi \left(1 - 7,2 \cdot 10^{13} \frac{\gamma}{\lambda} \right),$$

en introduisant la longueur d'onde λ en mètres, au lieu de la pulsation ω

$$\omega = 2\pi \frac{V}{\lambda} = \frac{6\pi \cdot 10^8}{\lambda}$$

γ est mesuré en farads; je suis amené, pour retrouver les résultats numériques du tableau du § 10 à prendre pour γ la valeur $7,5 \cdot 10^{-12}$ (ce qui fait près de 7 centimètres en unités électrostatiques).

$$\varphi = \pi \left(1 - \frac{7,2 \times 7,5}{\lambda} \right) = \pi \left(1 - \frac{540}{\lambda} \right)$$

λ	700	1 600	3 500	5 600	6 000
$\frac{\varphi}{\pi}$	0,3	0,66	0,85	0,88	0,92

Les approximations sont donc bonnes, sauf aux très courtes ondes, où mon calcul est incomplet. L'ensemble de tous les phénomènes très complexes décrits plus haut se trouve donc entièrement interprété. On pouvait, d'ailleurs, s'attendre à cette valeur de capacité grille-plaque.

Dans les lampes T. M., ces deux organes forment à peu près un condensateur cylindrique: leur surface est de 6 cm² environ, l'intervalle vaut 0,2 cm, soit

$$\gamma = \frac{S}{4\pi e} = \frac{6}{12 \times 0,2} = 2,5 \text{ cm.}$$

J'ai dit plus haut que l'expérience indique qu'une capacité du même ordre existe entre les fils de sortie. Le total peut aisément atteindre 7 centimètres.

12. Appareils pratiques. — Les amplificateurs à résistances, réalisés depuis le début, ont varié surtout par le montage adopté pour le compensateur. Après avoir tout d'abord utilisé les schémas du § 3, je me suis, par la suite, arrêté au dispositif beaucoup plus pratique du

des appareils de résonance interne, du type 7, 8, ont été aussi réalisés pour certains usages spéciaux.

Pour les amplificateurs à basse fréquence, y compris les fréquences musicales, aucune difficulté particulière ne se présente : les résistances peuvent être des bobines de fil résistant, et l'on ne sera pas gêné par la self de l'enroulement. Il n'en est pas de même dans un amplificateur à haute fréquence : aussi ai-je employé des résistances à charbon, à crayons, à papiers crayonnés ; mais ces différents types étaient fréquemment défectueux : ou bien la résistance variait avec le temps d'une manière continue pour atteindre

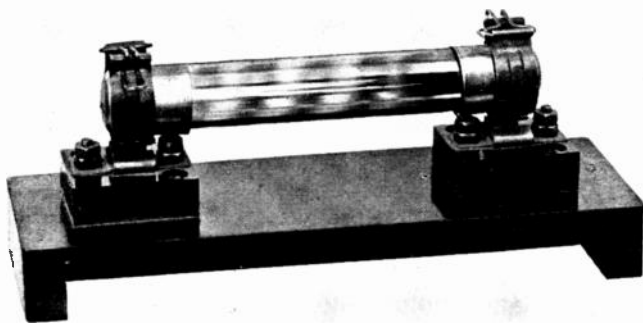


Fig. 14.

parfois des valeurs inacceptables : ou bien l'on observait des très rapides quoique très petites variations de résistance, qui, amplifiées par les étages ultérieurs, produisaient dans le téléphone des bruissements très gênants. Ces difficultés ont été levées complètement par un mode nouveau de réalisation, la *résistance par pulvérisation cathodique*.

Des résistances de ce type, étudiées d'abord par M. Peltier, s'étant montrées très satisfaisantes, ont été adoptées par la Société indépendante de télégraphie sans fil, pour tous les amplificateurs du dernier modèle. La résistance se présente sous l'aspect d'un tube de verre, muni de deux culots en cuivre à chaque extrémité : des fils de platine traversant le verre établissent la connection entre chaque culot et une bague intérieure, formée par un épais dépôt métallique sur le verre.

Entre les deux bagues, un dépôt métallique léger, en forme de spirale, établit la jonction. Le tube a été scellé aussitôt la résistance fabriquée : il contient encore à l'intérieur l'armature de l'électrode qui

a servi à faire le dépôt. De telles résistances, tant qu'elles ne sont pas soumises à un courant trop intense, ou chauffées à plus de 60°, restent bien constantes. Elles sont, d'ailleurs, immédiatement échangeables: on réalise ainsi les deux valeurs 80 000 Ω et 5 Ω ; toute autre valeur est d'ailleurs aisément obtenue.

Deux modèles d'appareils ont été établis pour la télégraphie sans fil et possèdent quatre ou huit étages. Le premier, dit B R 4, est monté conformément au schéma de la figure 8. Cet appareil est spécialement adapté aux réceptions sur antennes, pour toutes les longueurs d'ondes

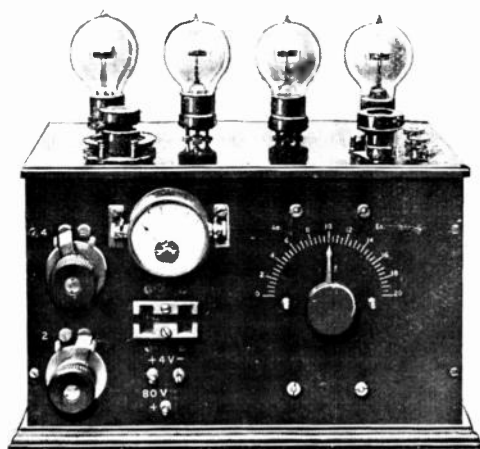


Fig. 15. — Amplificateur B R 4.

supérieures à 1 000 m. Le compensateur permet d'accrocher à volonté des oscillations entretenues dans le circuit de réception, et de se passer d'hétérodyne pour les postes entretenus. Le réglage, au voisinage de l'accrochage, augmente très nettement l'amplification. Il faut noter ici l'avantage de l'amplificateur de haute fréquence sur tout appareil à basse fréquence. Les parasites sont, en proportion, beaucoup moins amplifiés que les transmissions à recevoir. De plus, une transmission forte est moins amplifiée qu'une transmission faible, l'appareil ayant son meilleur rendement pour les très faibles amplitudes. L'amplificateur à résistances est donc très recommandable pour tous les services coloniaux; il n'est, en revanche, pas très avantageux si l'on veut recevoir très fortement, en haut parleur, un poste déjà puissant.

Le B R 4 *bis*, de type récent, est de dimensions très réduites: les résistances y sont très facilement accessibles: muni de lampes ordinaires, il rend le même service que le B R 4; mais si l'on utilise les lampes à cornes, la gamme de fonctionnement descend jusqu'à moins de 300 m. — Un groupe de deux lampes montées en amplificateur à transformateurs peut être aisément adjoint au B R 4 *bis*, lorsqu'on aura besoin d'une amplification supérieure.

L'amplificateur à 8 lampes, dit B R 8, est spécialement adapté



Fig. 16. — Amplificateur B R 4 *bis*.

aux réceptions sur cadres. — Il permet, avec une bobine de 10 à 20 cm de diamètre, de recevoir tous les grands postes européens. Sur un cadre de 1,50 m on recevra les postes américains, si le brouillage par parasites n'est pas trop fort. Cet appareil représente encore actuellement le maximum d'amplification que l'on puisse directement réaliser. Il a l'avantage de ne posséder aucune longueur d'onde favorisée et donne un rendement presque uniforme depuis 1 000 m jusqu'à 30 000 m de longueur d'onde. Le schéma comporte six lampes d'amplification à résistances, deux lampes à transformateurs et un compensateur pour régler l'accrochage d'oscillations locales. — Pour des réceptions courantes, il est inutile d'utiliser une hétérodyne; mais si la réception est très faible, son emploi peut se recommander.

L'ordre de grandeur de l'amplification réalisée peut se prévoir approximativement. Je montrais, dans mon premier article, que le

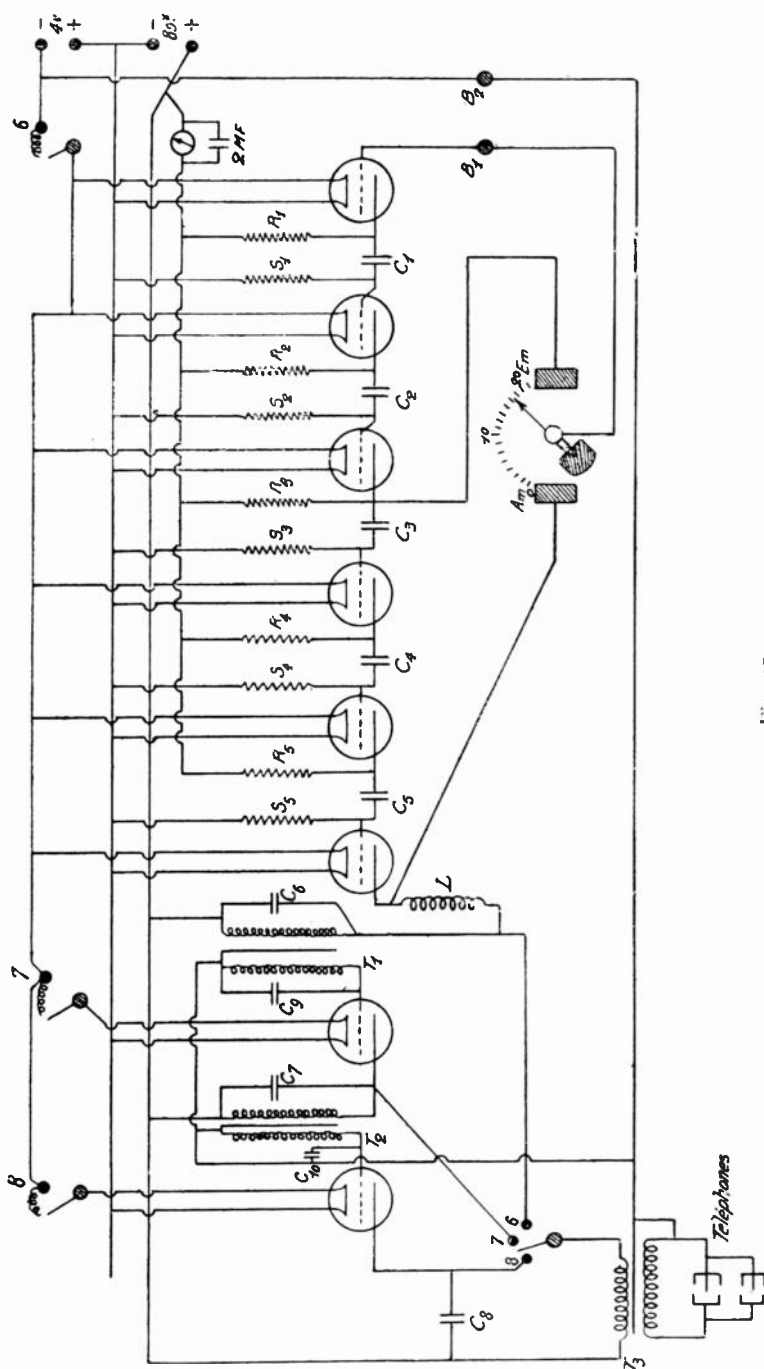


Fig. 17.

rendement idéal est de 6 environ par lampe. En réalité, dans la gamme des hautes fréquences, il ne doit guère dépasser 5: dans l'amplificateur B R 4, on a trois étages d'amplification, ce qui donne $5^3 = 125$: la dernière lampe fait détecteur: le rendement du détecteur est (article précédent, §5) proportionnel au carré de l'amplitude, ce qui donnerait un coefficient de $(125)^2 = 15625$: mais nous avons noté qu'en réalité

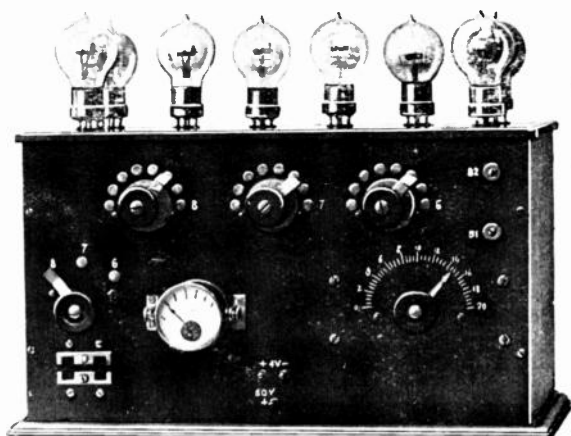


Fig. 18. — Amplificateur B R 8.

l'effet détecteur subit une diminution très nette de rendement, que nous évaluons (loc. cit. § 6) à $\frac{1}{3}$ et qui atteint facilement $\frac{1}{10}$. On est ainsi conduit à admettre une amplification de l'ordre de 1 500. Pour l'amplificateur B R 8, un calcul analogue permet d'évaluer un coefficient de près d'un million. Mais il est beaucoup plus difficile de contrôler le résultat.

J'ai réalisé aussi, pour certains emplois, des amplificateurs à selfs, en gardant le même schéma, mais remplaçant par des selfs convenables les résistance R de 80 000 ω . Ces appareils peuvent avoir un très bon rendement pour une gamme limitée de fréquences. Je rappellerai enfin le voltmètre amplificateur de MM. Abraham et Bloch, qui est un amplificateur à résistances spécialement adapté pour les mesures: son étalonnage peut parfois être délicat à cause de l'incertitude sur le rendement de la détection (V. article précédent §6).

Résumé. — J'ai rappelé, dans ce travail, les résultats d'une étude

très détaillée sur le fonctionnement des amplificateurs à résistances ; le schéma initial avait fait l'objet d'un premier article, où j'insistais aussi sur le fonctionnement du détecteur à lampe. Divers types d'accrochages d'oscillations entretenues sont examinés : après avoir (§§ 1 à 3) observé l'effet des différentes réactions agissant sur la grille de la première lampe, et donné (§§ 4 à 5) une explication des apparences assez complexes observées, j'indique (§ 6) le schéma le plus pratique, suivant lequel sont montés les amplificateurs normaux. J'approfondis alors l'étude de très curieuses résonances internes auxquelles l'amplificateur peut donner naissance ; et j'en donne l'interprétation complète (§§ 7 à 11).

La diminution de l'amplification aux courtes longueurs d'onde, ainsi que les déphasages qui expliquent les résonances internes, sont dus à l'effet parasite des capacités qui existent par construction entre la grille et la plaque des lampes. Ces capacités valent environ 7 cm.

Je termine par une description des différents types d'appareils normaux, tels que les construit actuellement la *Société Indépendante de T. S. F.*, et je donne quelques indications sur les services qu'on peut en attendre.

LÉON BRILLOUIN,

Docteur ès sciences,

*Ingénieur-Conseil à la Société Indépendante
de T. S. F.*

16 octobre 1921.

L'UNION INTERNATIONALE DE RADIOTÉLÉGRAPHIE SCIENTIFIQUE

Les recherches entreprises.

Les recherches relatives à la propagation des ondes de haute fréquence sortent évidemment du cadre du laboratoire et nécessitent une coopération internationale.

Ce sont ces considérations qui décidèrent les représentants des sociétés savantes de divers pays réunis à Bruxelles en juillet 1922, en « Conseil International de Recherches », à organiser une « Union internationale de radiotélégraphie scientifique ».

Le but de cette Union est (nous reproduisons le texte des statuts provisoires) « de susciter et d'organiser les recherches nécessitant une coopération internationale et de permettre la discussion et la publication du résultat de ces recherches ».

Le Bureau provisoire fut ainsi constitué : Président, général

Ferrié : Vice-présidents, MM. Austin, Eccles et Vanni : Secrétaire général, M. R. Goldschmidt.

Des comités nationaux devaient être chargés d'assurer dans leurs pays respectifs l'exécution des expériences demandées par l'Union internationale. En France, c'est à l'Académie des sciences qu'incomba la charge de l'organisation du comité national, comité qui a été définitivement constitué le 8 novembre 1921.

Étant donnés les nombreux facteurs susceptibles d'agir sur la propagation des ondes électriques (composition des hautes couches de l'atmosphère, ionisation de l'air etc.), l'Académie des sciences n'a pas cru devoir composer uniquement le comité de radiotélégraphistes, mais y faire entrer des physiciens, des astronomes, des météorologistes.

Le Bureau du comité français est ainsi composé : Président, M. le général Ferrié ; Vice-présidents, MM. Abraham, professeur à la Sorbonne ; Boucherot, ingénieur électricien ; Perot, professeur à l'École Polytechnique ; Secrétaire général : M. Jouaust, ingénieur électricien.

Le Comité s'est mis immédiatement au travail en organisant un certain nombre d'émissions journalières, faites par de grands postes français, dans des conditions permettant d'évaluer facilement l'intensité des signaux transmis.

On trouvera, en annexe, le programme de ces émissions appelées signaux U R S I (Union Radiotélégraphique Scientifique Internationale). Ces émissions commencent le 1^{er} février 1922.

Un certain nombre de postes de réception établis à l'Observatoire de Meudon, à Nancy, à Poitiers, à Strasbourg, à Toulon, sont déjà en état d'effectuer des mesures sur l'intensité de ces signaux.

D'autres seront établis par la suite.

Les mesures de longueur d'onde seront assurées par le laboratoire spécial de l'Établissement central du matériel de la radiotélégraphie militaire.

Les divers postes de réception ne borneront pas leur activité à des mesures d'intensité.

Le programme arrêté par l'Union internationale comporte une étude des troubles atmosphériques portant sur les points suivants :

- 1^{er} Direction prédominante d'où semblent venir les troubles ;
- 2^o Intensité des troubles ;
- 3^o Valeur et simultanéité des troubles aux différentes stations ;
- 4^o Distinction entre les divers types de troubles en ce qui concerne tout particulièrement la direction, la simultanéité aux diverses stations, la simultanéité de leur réception sur des circuits accordés à diverses fréquences, etc.

Émissions U. R. S. I.

A partir du 1^{er} février 1922, les émissions ci-après seront faites chaque jour aux heures indiquées (Temps moyen Greenwich) pour l'exécution des études scientifiques prévues par l'*Union radiotélégraphique scientifique internationale*.

Station de la Tour Eiffel (F L).

(Émission à étincelles. Longueur d'onde : 2 600 mètres.)

10 h 35 m. — U R S I de F L — U R S I de F L (valeur de la longueur d'onde de l'émission de la veille). (Intensité dans l'antenne pendant l'émission de la veille).

10 h 36 m. — Trait continu de 2 minutes.

10 h 38 m. — Envoi des signaux préparatoires qui précèdent les signaux horaires ordinaires semi-automatiques de 10 h 45 m.

Station de Nantes (U A).

(Émission par arc Poulsen. Longueur d'onde : 9 000 mètres.)

14 h 15 m. — U R S I de U A — U R S I de U A (valeur de la longueur d'onde de l'émission de la veille). (Intensité dans l'antenne pendant l'émission de la veille).

14 h 16 m. — Trait continu de 2 minutes.

Station La Fayette (L Y).

(Émission par arc Poulsen. Longueur d'onde : 23 450 mètres.)

19 h 55 m. — U R S I de L Y — U R S I de L Y (valeur de la longueur d'onde de l'émission de la veille). (Intensité dans l'antenne pendant l'émission de la veille).

19 h 56 m. — Trait continu de 2 minutes.

19 h 58 m. — Envoi des signaux préparatoires qui précèdent les signaux horaires scientifiques de 20 heures.

Note. — Lorsque la station émettrice ne possédera pas de chiffres suffisamment précis pour la longueur d'onde de l'émission de la veille, ou pour l'intensité, elle remplacera ces chiffres par une série de lettres X. Ces valeurs ne doivent d'ailleurs subir que de faibles variations d'un jour à l'autre et seront en principe sensiblement constantes pour toutes les émissions.

R. JOUAUST.

*Secrétaire général du Comité français
de radiotélégraphie scientifique.*

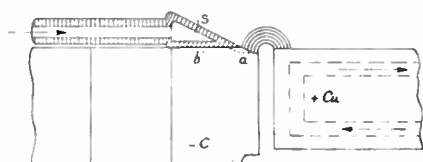
ANALYSES ET BIBLIOGRAPHIE

L'analyse des revues concernant la radiotélégraphie est assurée par les soins de MM. JOUAST, ingénieur electricien, professeur a la section de radiotélégraphie de l'Ecole supérieure d'Electricité (analyses signées J.); MESNY, professeur d'hydrographie (analyses signées My), et MEIZ, capitaine a l'Etablissement central de la Radiotélégraphie militaire (analyses signées Mz). Ces analyses seront classées par rubrique suivant le sujet auquel elles se rapportent.

ÉMISSION

Quelques perfectionnements de l'arc Poulsen. Première partie:

P. O. PEDERSEN. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. IX, pp. 434-442, octobre 1921. — C'est la première partie de l'exposé d'une méthode pour réduire l'intensité du champ magnétique et pour obtenir le



fonctionnement « idéal » pour lequel les oscillations de haute fréquence sont purement sinusoïdales.

Ce résultat peut s'obtenir en réalisant le cas de l'arc à un seul allumage par période au moyen d'un sabot a circulation d'eau installé autour de la cathode de charbon. Ce sabot, représenté sur le croquis ci-dessus, occupe un secteur d'une soixantaine de degrés du côté où le champ magnétique souffle l'arc. Celui-ci ne peut s'étendre au delà du sabot refroidi et s'éteint a un instant précis, même si le champ est faible, donnant ainsi lieu a un régime parfaitement défini.

L'article contient des photographies

de la cathode armée de son sabot. Il renvoie, pour certaines considérations théoriques, a des articles du même auteur contenus dans les *Proceedings* de 1917 et de 1919. — My.

Essais et résultats de télégraphie sans fil rapide (Communication des services officiels techniques).

F. BANNERTZ. *Jahrbuch*, Heft 2, Band 18, août 1921, p. 130. — L'émetteur est en général un poste a lampes de 800 watts. On manipule sur la grille. Pour l'émetteur de 5 kilowatts employé pour les liaisons avec l'Angleterre, on manipule sur la grille d'une lampe modulatrice spéciale.

Le poste récepteur comporte trois circuits réglables avec une lampe dans le troisième circuit.

Le courant amplifié de réception est envoyé après redressement dans un relais de Siemens et Halske.

Les postes émetteurs et récepteurs sont loin des appareils rapides qui se trouvent dans le central télégraphique et sont manipulés comme s'il s'agissait d'une liaison par fil.

Le Wheatstone a été employé entre Berlin et Königsberg. On a passé 300 et jusque 500 lettres a la minute. On a pu faire 300 lettres entre Londres et Berlin, mais comme trafic pratique on n'a pas dépassé 150 télégrammes a l'heure.

Le télégraphe a pendule de Siemens et Halske peut débiter 240 lettres a la minute, on peut l'appliquer sans modification a la télégraphie sans fil

son emploi n'est pas à recommander à cause de sa complication mécanique. Le Hugues ne donne pas satisfaction, le Baudot fonctionne bien, mais moins bien que le télégraphe rapide de Siemens. Pour recevoir on a employé le télégraphone et le procédé phonographique. Mais la nécessité de retraduire les signaux en langage clair rend ces procédés peu pratiques.

Le télégraphe imprimeur de Siemens et Halske a donné les meilleurs résultats. Le synchronisme est facilement réalisé. Les parasites et les émissions étrangères introduisent simplement des lettres inexactes.

Entre Leipzig et Berlin, un tel dispositif fonctionne journellement plusieurs heures. Le débit est de 650 lettres à la minute et de 150 à 200 télégrammes à l'heure. On se rendra compte de la bonne marche du système si l'on considère qu'une bonne liaison par fil ne débite pas davantage.

L'énergie mise en jeu n'est pas considérable. Pour une portée de 300 kilomètres, un émetteur à lampes de 1 kilowatt suffit pour faire marcher une réception automatique. Des postes de ce genre doivent remplacer en Allemagne, entre les principales villes, les liaisons par fil. — Mz.

RADIOTÉLÉPHONIE

La modulation en radiotélégraphie; R.-A. HEISING. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. IX, pp. 305-353, août 1921. — L'auteur expose successivement plusieurs méthodes de modulations et donne pour chacune d'elles des indications relatives au mode de fonctionnement et aux résultats obtenus. Il examine les rendements que chaque système est susceptible de fournir, ainsi que les déformations de la voix auxquelles il faut s'attendre; il indique dans quelques cas les correctifs à apporter aux montages pour les améliorer.

Il insiste particulièrement sur trois montages : C'est d'abord celui de

Van der Bijl, utilisé en 1915 pour les expériences de téléphonie entre Arlington et Paris; l'article contient de nombreux schémas et photographies des installations adoptées à cette époque. Ensuite sont décrits deux montages appelés à potentiel constant et à courant constant. Dans le montage à potentiel constant, la lampe modulatrice est placée en série dans le circuit plaque d'une autre lampe qui amplifie les oscillations de haute fréquence communiquées à sa grille. Dans le montage à courant constant une lampe génératrice d'oscillations haute fréquence est montée en parallèle avec une autre lampe en ce qui concerne les filaments et les plaques; mais alors que la grille de la lampe génératrice a les mêmes connexions que dans un montage habituel d'émetteur à lampes, la grille de l'autre lampe, dite modulatrice, reçoit les oscillations de modulation. Sur le fil de connexion de la source de plaque commune aux deux lampes se trouve une forte inductance qui empêche le courant total de suivre les variations de fréquence acoustique. Dès lors les variations de résistance du circuit plaque de la lampe modulatrice se traduisent par des variations de courant correspondantes dans la lampe génératrice.

Se basant sur ce que les courants de plaque et d'antenne varient proportionnellement au voltage de plaque, l'auteur calcule l'énergie fournie à l'oscillateur pendant les différentes phases de la modulation et en conclut la supériorité des derniers montages. — My.

Système de téléphonie sans fil avec antenne au repos; SCOTT TAGGART. *Electrician*, t. LXXXVII, pp. 234-235, 19 août 1921. — Sous le nom de téléphonie sans fil avec antenne au repos, l'auteur désigne un procédé dans lequel l'antenne n'est parcourue par du courant de haute fréquence que lorsqu'on parle dans le microphone.

L'originalité du procédé consiste dans l'emploi d'une lampe à deux

grilles. Une tension de haute fréquence provenant d'un oscillateur à lampe ordinaire est appliquée entre le filament et la grille extérieure. Une batterie d'accumulateurs est intercalée dans le conducteur réunissant la grille intérieure au filament. Cette batterie d'accumulateurs rend la grille négative, elle est en série avec le secondaire d'un transformateur dont le primaire contient le microphone. La self-induction d'antenne est dans le circuit plaque de cette lampe. La grille intérieure est portée à une tension négative telle que, lorsque sous l'action du courant de haute fréquence, la grille extérieure a sa plus haute valeur positive, on se trouve juste au point où un courant commence à circuler entre le filament et la plaque.

Lorsqu'on parle dans le microphone, la force électromotrice induite dans le secondaire vient, pour certaines alternances, diminuer la tension négative de la grille intérieure, et les ondes positives du courant de haute fréquence sont alors susceptibles de produire un courant dans le circuit filament plaque, courant qui est ainsi modulé par l'action du microphone. — J.

Circuits pour radiotéléphonie et modulation ; W. A. MACDONALD. *Radio Review*, août 1921, t. II, pp. 409-419. — L'auteur rappelle tout d'abord les différents procédés utilisés pour la modulation en radiotéléphonie et qui sont au nombre de trois : Modification des constantes de l'antenne : action sur la grille ; action sur la plaque.

Le premier procédé, qui consiste à intercaler le microphone dans l'antenne ou à le placer en dérivation sur une partie de la self-induction de cette antenne, ne peut être employé que par de faibles puissances, les microphones ne pouvant être traversés par des courants importants. Ce procédé peut pourtant être utilisé pour des puissances assez élevées en faisant agir le microphone sur l'antenne par l'intermédiaire de lampes comprenant une partie de la self-induction de l'antenne dans leur circuit plaque.

La modulation par la grille n'a

jamais donné de bons résultats. On utilise généralement la modulation sur la plaque dite à courant constant. Les plaques des lampes oscillatrice et modulatrice sont alimentées par la même source par l'intermédiaire d'une bobine de self-induction à noyau de fer de haute impédance. Pour étudier les résultats obtenus pour les différents procédés de modulation, l'auteur a employé le dispositif suivant :

Dans le circuit plaque d'une lampe à deux électrodes de faible résistance interne se trouvent une bobine couplée avec l'antenne et un oscillographe. Le courant non modulé donne un trait continu sur la plaque de l'oscillographe. L'écart entre ce trait continu et les pointes positives ou négatives du courant modulé renseigne sur la valeur de la modulation.

L'auteur donne un certain nombre d'oscillogrammes obtenus sur divers appareils de radiotéléphonie. Dans l'emploi de la radiotéléphonie en avion, un des principaux inconvénients réside dans la variation perpétuelle de longueur d'onde due aux déplacements de l'antenne.

Pour y obvier, le Signal Corps utilisait une lampe oscillatrice dans laquelle la fréquence était déterminée par un circuit local. Ce courant de haute fréquence modulé était envoyé dans l'antenne par l'intermédiaire d'une lampe amplificatrice.

Macdonald fait remarquer qu'il peut encore exister des variations de fréquence dues aux modifications apportées aux constantes de la lampe oscillatrice par suite des variations de tension plaque provoquées par la modulation. Il propose une variante du montage du Signal Corps, dans lequel la modulation est faite sur le courant après amplification. — J.

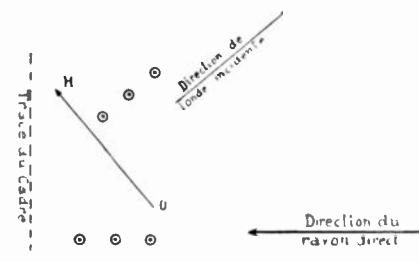
PROPAGATION

Diagramme du système cadre antenne et ses propriétés vis-à-vis des variations nocturnes en radiogoniométrie ; G. M. WRIGHT ET

S.-B. SMITH. *Radio Review*, août 1921, t. II, pp. 394-403. — On sait que la courbe des intensités de réception dans un cadre d'une onde polarisée dans un plan vertical peut être représentée en coordonnées polaires en fonction de l'orientation du cadre par deux cercles tangents, la tangente commune étant perpendiculaire à la direction de propagation. C'est sur cette propriété qu'est basée l'utilisation du cadre en radiogoniométrie. Les auteurs admettent avec Eckersley que les écarts constatés la nuit dans les relèvements radiogoniométriques sont dus à la superposition à l'onde directe d'une onde réfléchie sur une couche ionisée de la haute atmosphère. Ils admettent, en outre, que la réflexion fait tourner d'un certain angle le plan de polarisation de cette onde.

Le champ magnétique de cette onde, normal à la direction de transmission, peut être considéré comme la résultante de deux champs, l'un horizontal et normal au plan de transmission, l'autre dans le plan vertical de transmission.

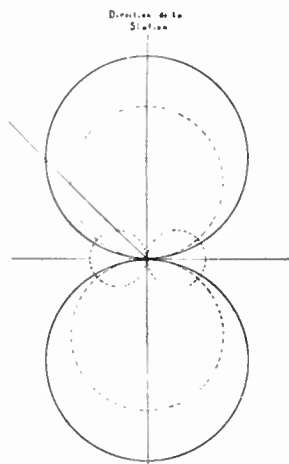
L'action de la première composante est identique à celle du champ de l'onde directe et peut être représentée



par un diagramme de même forme. On voit, au contraire (fig. 1), que la deuxième composante OH, a une action sur le cadre lorsqu'il est orienté normalement à la transmission et n'a pas d'action au contraire lorsqu'il est orienté dans cette direction. Le diagramme polaire correspondant à cette onde est de même forme que celui de l'onde directe, mais cette fois la tan-

gente commune aux deux cercles est la direction de transmission.

L'action sur le cadre est la somme algébrique des actions des trois champs envisagés et peut se déduire des trois diagrammes tracés sur la figure 2. On voit immédiatement que si l'onde réfléchie est en phase avec l'onde directe, il est possible de donner au cadre une orientation telle que



les trois forces électromotrices dues aux trois champs envisagés se détruisent. On aura un relèvement net mais inexact. En général, les deux ondes ne sont pas en phase, on n'obtiendra pas une extinction de la transmission, mais un minimum plus ou moins net.

On sait que de jour, lorsque l'onde directe existe seule, il est possible en couplant convenablement une antenne et un cadre d'obtenir une extinction complète de la transmission par une position du cadre orientée vers le poste transmetteur. C'est le procédé utilisé pour lever le doute de 180° que laisse l'emploi du cadre seul.

Il en sera de même de nuit.

Les actions sur le cadre et sur l'antenne de la première composante de l'onde réfléchie se détruisent comme celles de l'onde directe. La deuxième composante de l'onde réfléchie n'a pas d'action sur l'antenne (elle correspond à un champ électrique horizontal), et

le cadre étant orienté vers le poste récepteur, elle n'agit pas non plus sur lui comme il a été dit plus haut. Les auteurs étudient les divers cas qui peuvent se présenter et signalent que dans le cas exceptionnel où les deux ondes sont en phase, on peut obtenir, en faisant tourner le cadre, deux positions d'extinctions ; l'un donne le relèvement exact, l'autre un relèvement erroné.

Le mode opératoire pour l'emploi de ce dispositif est le suivant :

Régler de jour le couplage de l'antenne et du cadre de façon à obtenir une extinction parfaite pour une des positions du cadre orienté vers le poste récepteur et, sans rien modifier à ce couplage pendant la nuit, chercher les positions d'extinction.

Ce procédé employé à Chelmsford a permis d'obtenir des relèvements corrects, alors qu'un cadre employé seul dans le voisinage ne donnait que des résultats complètement faux. — J.

Relations entre la propagation des ondes électromagnétiques et les phénomènes atmosphériques ;

S. WIEDENHOFF (communication des services techniques des P. T. T. allemands.) *Jahrbuch* d'octobre 1921, Band 18, cahier 4, page 242. — L'auteur fait l'analyse d'observations méthodiques faites à la station radiotélégraphique de recherches de Strelitz pour dégager les lois qui régissent l'influence des phénomènes atmosphériques sur la propagation des ondes.

Les phénomènes atmosphériques peuvent influer sur l'intensité de réception ou bien être la cause de signaux parasites que l'auteur étudie d'abord. Il distingue le claquement isolé dont il compte le nombre pendant un temps donné et le bourdonnement ou crépitement continu dont il note l'intensité.

Un premier tableau montre que le nombre moyen de claquements dans les différents mois de l'année est très variable. Une variation périodique diurne ressort très nettement d'un deuxième tableau qui donne en outre

un maximum des parasites pour août et septembre et un minimum en février.

En même temps qu'on notait chaque jour et à certaines heures le nombre des parasites isolés et l'intensité du crépitement continu, on observait toutes sortes de données météorologiques : pression, température, état hygrométrique, vent et état du ciel et aussi la chute de potentiel dans l'atmosphère, le nombre d'ions, la quantité de poussière et l'intensité du courant débité par l'antenne dans la terre.

On a pu constater, en rapprochant ces observations, qu'aux périodes de parasites intenses correspondaient des périodes de faible variation de potentiel atmosphérique, mais en même temps des périodes de grande ionisation et de courant atmosphérique intense dans l'antenne.

L'auteur compare ensuite l'intensité des parasites aux diverses circonstances atmosphériques, nuages, pluie, poussière, etc. D'une façon plus générale, il dresse un grand tableau en s'inspirant des observations radiotélégraphiques d'une part et météorologiques de l'autre. Il marque dans ce tableau les moments quotidiens des maxima et des minima, et les périodes annuelles où les phénomènes ont leur plus grande ou leur moindre amplitude, ceci pour l'intensité de réception, le nombre de parasites isolés, la chute de potentiel atmosphérique, la conductibilité de l'air, le courant dans l'antenne, la pression, la température, l'état hygrométrique, les météores aqueux, le rayonnement du soleil, les précipitations atmosphériques, la force du vent.

Un tableau découlant de celui-là montre quelles quantités sont maxima ou minima, croissantes ou décroissantes en même temps.

Pour voir si les renseignements recueillis à Strelitz n'avaient pas un caractère local, on fit des observations en plusieurs autres points. On constata ainsi que certains résultats étaient réellement locaux, d'autres d'une nature plus générale.

Un tableau montre que la loi périodique quotidienne se retrouve partout en ce qui concerne les parasites, mais que les maxima ou minima se produisent en différents points, à des périodes différentes de l'année. La situation des postes où les observations sont faites influe très nettement sur l'intensité et le nombre des parasites. Norddeich, au bord de la mer, a beaucoup moins de parasites que les postes situés à l'intérieur de l'Allemagne.

Un autre phénomène a été étudié à Strelitz, c'est celui des variations de l'intensité de réception. On ne s'est pas contenté, pour évaluer cette intensité, de méthodes approchées comme celle du téléphone shunté, on a réussi à mesurer l'intensité du courant de réception, et comme on connaissait la résistance de l'antenne pour la longueur d'onde considérée, on pouvait déterminer la valeur représentant la force électrique dans la direction de l'antenne. Un tableau donne la valeur du champ électrique correspondant à divers correspondants et déterminé chaque jour de l'année entre 10 heures et midi (décembre 20 à mars 21). Les nombres mesurant la force électrique du champ varient de 360 à 598 pour Elvess, 697 à 884 pour Nauert, 2,7 à 9,9 pour le poste de Marion, 9,1 à 67,6 par Rome, 6,8 à 63,6 par Skavanger.

Les variations dans l'intensité de la réception ont été observées chaque fois que l'on était dans une période de pression atmosphérique croissante et l'intensité augmentait à ce moment-là. A cette période de hautes pressions correspondaient en général à Strelitz une chute de température, une diminution des nuages et une augmentation du vent. On n'a pas observé à Strelitz de variations périodiques de l'intensité. Mais on en a signalé ailleurs.

C'est ainsi que Masler a trouvé deux maxima d'intensité en automne et au printemps (observations d'une année) et Austin, en utilisant des observations de jour et de nuit, a trouvé des maxima de décembre à janvier et des minima de juin à août. En ce qui concerne les variations périodiques quo-

tidienues, on a constaté une augmentation de l'intensité peu après le coucher du soleil. Des variations importantes d'intensité ont également été constatées au moment du lever du soleil en même temps que des intensités plus fortes de nuit que de jour. On peut faire des rapprochements intéressants entre ces variations périodiques d'intensité et les variations météorologiques. Le maxima d'intensité correspondait à des pressions barométriques élevées, à des températures décroissantes, à des minima de force de vent près du sol, mais à des maxima de vent dans les couches élevées de l'atmosphère. Il semble que la réception se fasse mieux dans une région à pression élevée et que les ondes se propagent au mieux des cyclones aux anticyclones.

Une constatation également intéressante et qui se vérifie surtout de nuit, c'est que l'intensité de réception est maxima quand les parasites sont le plus abondants, ce qui est une condition favorable à la réception.

L'auteur termine en résumant les théories données jusqu'ici sur les causes des variations de l'intensité de réception de télégraphie sans fil qui ne sont pas uniquement dues à des variations atmosphériques. Il indique en particulier l'hypothèse de la couche d'Heaviside, couche fortement ionisée située dans les régions élevées de l'atmosphère et qui réfléchit les ondes comme un miroir. Uller suppose que les ondes circulent entre deux couches bonnes conductrices, l'une étant la couche ionisée existant dans la partie supérieure de l'atmosphère, l'autre la surface de la terre; suivant que ces couches se rapprochent ou s'éloignent, les intensités de réception augmentent ou diminuent.

D'autres couches bonnes conductrices peuvent exister dans l'atmosphère qui peuvent agir sur cette propagation des ondes et sur la force des réceptions. Les conditions météorologiques, qui influent sur la formation de ces couches électrisées, influent par cela même sur l'intensité des réceptions. Mz.

MESURES

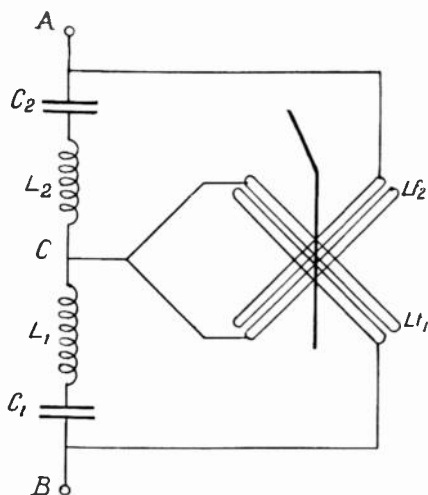
Ondemètre à lecture directe;

H. THURN. *Jahrbuch*, Band 18, Heft 2, août 1921, p. 122. — Le schéma du montage de cet ondemètre est donné par la figure.

Le dispositif est intercalé en A et B entre l'antenne et la terre, ou bien, pour les très grandes puissances, on fait agir l'antenne par induction.

Pour une longueur d'onde λ_2 telle que pour la pulsation ω_2 correspondante, on ait $\frac{1}{C_2 \omega_2} = L_2 \omega_2$, la différence de potentiel entre A et C est nulle, il ne passe rien dans la bobine L_2 .

Au contraire, il passe un courant dans cette bobine lorsque, entre A et B, est appliquée une force électromotrice, alternative de fréquence f_1 telle que $L_1 \omega_1 = \frac{1}{C_1 \omega_1}$, λ_1 étant la longueur d'onde qui correspond à cette fré-



quence. Pour cette fréquence f_1 , il ne passe rien dans la bobine L_1 . Par conséquent, quand la longueur d'onde passe de λ_1 à λ_2 , le courant dans la bobine L_1 passe de 0 à une certaine valeur i_1 , et, dans la bobine L_2 , il passe inversement d'une valeur i_2 à la valeur 0.

Si l'on fait agir ces deux bobines à angle droit sur un circuit fermé librement mobile dans le champ et portant une aiguille qui décrit un cadran, on conçoit qu'entre les limites λ_1 et λ_2 , la position de l'aiguille puisse donner la longueur d'onde par lecture directe. L'auteur décrit ensuite en tous détails la réalisation pratique de l'appareil. — Mz.

Détermination rapide de la capacité répartie d'une bobine; Ralph R. BATCHER. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, août 1921, vol IX, pp. 300-305. — On constitue un circuit oscillant avec la bobine et un condensateur variable et on détermine les capacités du condensateur correspondantes à deux longueurs d'onde dont l'une est double de l'autre. En marquant ces deux capacités sur un diagramme, on trouve par alignement la capacité répartie. Le diagramme est construit à une échelle commode sur une planche de l'article. — My.

LAMPES

Émetteurs radiotélégraphiques à lampes de la marine américaine;

T. JOHNSON. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, octobre 1921, vol. IX, pp. 381-434. — Dans cet article, l'auteur fait un exposé matériel très détaillé des émetteurs à lampes utilisés dans la marine militaire américaine. Il en donne des descriptions de même genre que celles que l'on trouverait dans des notices d'utilisation, descriptions accompagnées de schémas et de photographies.

Il commence cependant par indiquer les raisons qui ont amené à généraliser l'emploi des émetteurs à lampes dans la marine et cite, à cette occasion, une série d'essais de réception pratiqués sur des émissions de postes à étincelle, à arc et à lampes de même puissance; un tableau fournit les résultats de ces essais.

Il insiste sur la nécessité de remplir certaines conditions indispensables pour le matériel radiotélégraphique de la marine : ondes nombreuses, nombre de modèles aussi réduit que possible, interchangeabilité absolue de tous les éléments pour un type donné, nécessité de ne remplacer un type déterminé par un autre plus perfectionné que quand celui-ci a été éprouvé de façon sûre et peut être fourni rapidement et en grande quantité. Ces principes ont été appliqués sévèrement dans la marine américaine.

Toutes les caractéristiques des lampes sont réunies en un tableau. Ces lampes ont des puissances de 5, 50 ou 250 watts, puissances qui doivent être entendues comme celles que chaque lampe est capable de mettre en jeu dans un circuit oscillant. Les durées normales sont respectivement de 100, 250 et 200 heures ; les fournisseurs sont la Western Electric Co et la General Electric Co.

Les postes d'émission sont de 5, 150, 300, 750 et 1,500 watts, puissances qui doivent être considérées comme la somme des puissances de toutes les lampes émettrices des postes. Ces valeurs sont en réalité supérieures aux puissances mises en jeu dans les antennes.

Les montages pour la production des oscillations sont des types courants.

Dans tous les cas les émetteurs peuvent faire des ondes entretenues et modulées et de la téléphonie. La modulation téléphonique est toujours obtenue avec un nombre de lampes modulatrices égal à celui des lampes émettrices. Le montage employé est toujours le même ; c'est celui décrit en détail par M. Heising dans les *Proceeding* d'août 1921 (voir l'extrait La Modulation en radiotéléphonie, p. 127, n° 2).

Les installations de radiotéléphonie sont disposées de façon à être mise en

communication avec plusieurs lignes de téléphonie sur fil. — My.

Essai des lampes thermoioniques ; LUCAS. *The Electrician*, t. LXXXVII, pp. 404-406, 1921. — L'auteur décrit les procédés employés par les services de l'aéronautique britannique pour l'essai des lampes.

Pour les lampes de réception, on mesure l'intensité du courant dans le filament pour une tension donnée, l'émission totale en réunissant la grille et la plaque et en appliquant une tension convenable entre le filament et la plaque, la pente de la caractéristique grille pour une tension donnée de l'anode en appliquant successivement + 2 volts et - 2 volts à la grille.

Le vide s'apprécie par la valeur du courant grille, cette dernière étant à - 2 volts et l'anode à 160 volts.

Pour les grosses lampes de transmission, la tension normale est appliquée à la plaque et, au moyen d'un potentiomètre, on applique à la grille une tension telle que la plaque ait à dissiper l'énergie pour laquelle la lampe est construite et cela pendant une durée de cinq minutes.

Au cours de cet essai, un dégagement gazeux se produit toujours dans la lampe et il est nécessaire d'agir sur le potentiomètre pour maintenir constante l'émission du filament.

Un essai beaucoup plus dur et qui obligerait les constructeurs à fournir des lampes mieux vidées, consisterait à exiger que la lampe ait atteint un régime stable, et qu'il ne soit plus nécessaire de toucher au potentiomètre au bout d'un temps court, par exemple deux minutes.

Mais des lampes qui ne remplissent pas cette condition ont toutefois donné satisfaction à l'emploi.

Pour la mesure du coefficient d'amplification, on utilise une méthode dérivée de celle d'Appleton. — J.

LES ESSAIS TRANSATLANTIQUES

Depuis que l'emploi des tubes à vide s'est généralisé dans les postes d'émission comme dans les postes de réception, des portées de plus en plus considérables ont été obtenues avec des puissances relativement faibles.

Les amateurs américains qui ont particulièrement étudié et développé les appareils fonctionnant sur très courtes longueurs d'ondes sont arrivés à des résultats tout à fait remarquables: c'est ainsi que certains de leurs postes, d'une puissance au plus égale à un kilowatt et travaillant sur 200 mètres de longueur d'onde, ont été fréquemment entendus à plusieurs milliers de kilomètres de distance. Le bruit a même couru avec persistance qu'un amateur écossais avait à plusieurs reprises entendu les signaux des amateurs américains.

Pourtant, jusqu'à présent, aucune communication transatlantique par les amateurs n'avait été officiellement reconnue; c'est pourquoi l'« American Radio Relay League » vient d'effectuer toute une série d'essais dans ce but.

En février dernier, pendant plusieurs jours, des émissions eurent lieu, faites par les meilleurs postes d'amateurs américains. Plusieurs centaines d'amateurs anglais et quelques très rares amateurs français (car malheureusement chez nous presque personne n'était au courant de ces essais) s'efforcèrent de les entendre et, bien qu'il semble que certains signaux aient été perçus, rien de certain n'a pu être établi, c'est pourquoi de nouveaux essais viennent d'avoir lieu.

A l'occasion de ces essais, les Américains ont envoyé l'un de leurs meilleurs amateurs, M. Paul F. Godley, en Angleterre, où il s'est efforcé de recevoir les signaux de ses camarades.

Bien qu'à l'heure où nous écrivons ces lignes, les résultats soient encore mal connus, les essais ayant pris fin la nuit dernière, nous savons déjà qu'ils ont été couronnés du plus complet succès.

M. Godley a reçu les signaux d'une vingtaine de postes d'amateurs américains et plusieurs amateurs anglais ont aussi réussi à entendre les transmissions d'outre-Atlantique.

Des postes à ondes entretenues et des postes à étincelles ont été reçus. La réception semble toutefois avoir été assez irrégulière: de nombreux postes étant perçus un jour, tandis que les jours suivants aucune émission n'était perceptible, ou à peu près.

Il est inutile d'insister sur l'importance de ces résultats. On a

longtemps été persuadé, et jusqu'à ces jours derniers, bien des techniciens prétendaient qu'il était impossible de recevoir à travers l'Atlantique les signaux d'un poste de un kilowatt travaillant sur 200 mètres de longueur d'onde. La preuve est maintenant faite que des amateurs ont atteint ce résultat. C'est assurément la plus éclatante démonstration de l'utilité des amateurs de télégraphie sans fil, qui viennent, grâce à leur enthousiasme, à leur initiative et à leur puissante organisation, d'accomplir ce qui n'avait encore jamais été fait.

Les essais qui viennent d'avoir lieu sont d'ores et déjà un fait historique qui marquera dans l'histoire de la télégraphie sans fil, une date aussi mémorable que celle du jour où Marconi reçut les premiers signaux transatlantiques.

Mais si les techniciens, les grandes compagnies de télégraphie sans fil et les gouvernements doivent dès maintenant étudier les possibilités de communication que leur offrent les ondes courtes, que devons-nous, amateurs, penser des merveilleux résultats que viennent d'obtenir nos camarades américains?

Nous devons avant tout les féliciter chaleureusement pour leur succès. Ils nous ont rendu un énorme service, car qui pourrait dire maintenant que les amateurs sont une « quantité négligeable » qui doit « tout au plus être tolérée » ? Au moment où l'Administration française semble enfin ouvrir les yeux et être mieux disposée à notre égard que par le passé, au moment où des postes d'émission commencent à nous être accordés, rien ne pouvait nous être plus utile que le succès des essais transatlantiques. Ils font voir ce que réalise l'initiative privée là où elle reçoit des encouragements officiels et, à l'heure actuelle, nul ne saurait prévoir les progrès que nous apportera un avenir peut-être très proche. Des ébauches de projets, qui semblaient encore, il y a quelques semaines, un rêve irréalisable et chimérique, nous apparaissent maintenant comme des plans dont la réalisation ne demande qu'un peu de temps, un peu d'effort. Si les amateurs français se groupent, s'ils sont résolus à unir leurs efforts dans un but commun, nul ne peut prédire les grandes choses qu'ils accompliront d'ici peu : la télégraphie sans fil a toujours fait plus que de tenir ses plus grandioses promesses!

Que les amateurs français nous fassent donc confiance; s'ils le veulent résolument, nous sommes convaincus qu'ils auront, avant longtemps, pris dans le monde des amateurs la grande place qu'ils auraient toujours pu occuper si une réglementation à l'esprit étroit ne les en avait longtemps empêchés.

Léon DELOY.

LE POSTE D'UN AMATEUR DE TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Par Paul COISY

Ce poste est situé dans la banlieue ouest de Paris. L'antenne horizontale est constituée par 16 fils de cuivre de 8/10, espacés de 20 centimètres, la largeur des vergues étant de 4 m. 35, elle est supportée par deux mâts de 10 m. 50 de hauteur, distants de 11 mètres, les cordages sont en chanvre goudronné, 10 poulies spéciales de télégraphie sans fil assurent un parfait isolement, l'entrée de poste est sur

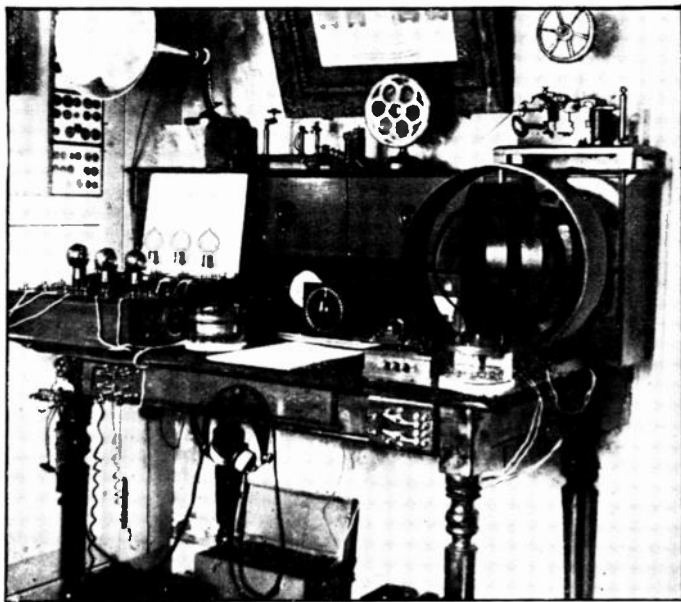


Fig. 1.

le côté de l'antenne, les brins sont réunis et soudés par un fil transversal ; orientation : nord-ouest. La prise de terre comprend un treillis métallique de 4 mètres de longueur sur 1 mètre de largeur enfoncé de 1 mètre de profondeur, un fil de cuivre de 11/10 est soudé à ce treillis, un interrupteur spécial permet la mise à la terre de l'antenne. Le montage du poste est du type Tesla (fig. 1), système

Roussel, à cadres circulaires tournants dont la description complète est donnée dans le *Livre de l'amateur de Télégraphie sans fil* de publication récente.

Le circuit antenne terre comprend donc le cercle mobile du milieu, ou primaire, comme l'indique la figure ci-dessus : une self d'antenne à plots placée au milieu de la table est intercalée dans le circuit pour la réception des grandes longueurs d'ondes : un commutateur bi-polaire placé sur le côté droit permet la mise en série ou en parallèle d'un condensateur à air compound multiplex de 2/1000 : une boîte de capacités fixes de 6/1000 est mise en parallèle avec le condensateur variable pour la réception des très grandes longueurs d'ondes, le peu

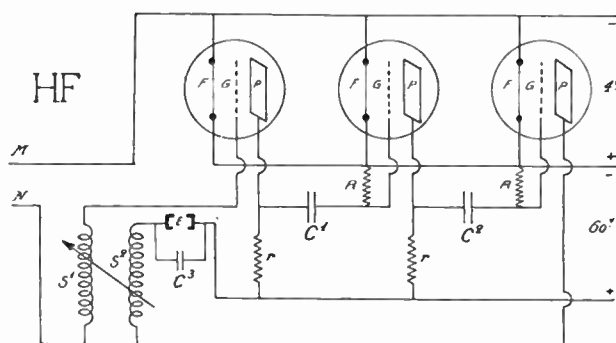


Fig. 2.

F F F, filament. — G G G, grille. — P P P, plaque. — R R, résistance de 5 megohms. — r r, résistance de 80000 ohms. — C¹, condensateur de 45/100000^e de mfd. — C², condensateur de 22/100000^e de mfd. — C³, condensateur de 4/1000^e de mfd. — E, écouteur de 4000 ohms. — S¹ S², cercles à couplage variable par rotation. — M X, arrivée du testa ou du cadre.

de développement de l'antenne ne permettant pas de recevoir ces postes autrement.

Le cercle extérieur fixe ou secondaire est relié à l'amplificateur haute fréquence, placé au premier plan et à gauche de la figure 1, le condensateur compound de gauche est en parallèle sur ce circuit secondaire.

L'amplificateur haute fréquence à trois lampes est à résistances et fonctionne simultanément comme amplificateur détecteur et circuit hétérodyne, ce montage permet l'amplification intense des signaux reçus sur une petite antenne : la réaction est produite par le couplage du petit cercle dont l'enroulement inversé est indispensable pour l'entretien des oscillations.

L'amplificateur basse fréquence (figure 1 en arrière de l'amplificateur haute fréquence) est à transformateurs, c'est le 3^e ter. — il est

relié au secondaire par un commutateur à renversement bi-polaire. -- Un jeu de commutateurs permet ou de recevoir sur galène avec amplificateur basse fréquence ou de supprimer la galène (que l'on voit dans la figure 1 à droite de la self d'antenne) et de brancher l'amplificateur basse fréquence derrière l'amplificateur haute fréquence.

La batterie de chauffage est constituée par deux accumulateurs de 2 volts 60 ampères heures, celle de plaque comprend pour la basse

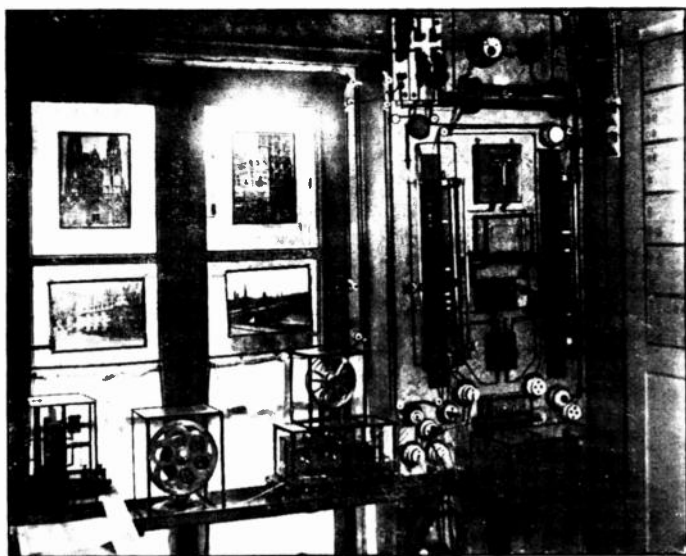


Fig. 3.

fréquence 24 accumulateurs de 2 volts 3 ampères, à laquelle s'ajoute pour la réception haute fréquence 20 piles Leclanché du modèle ordinaire. Les signaux sont reçus dans deux écouteurs réglables de 4 000 ohms montés sur un casque (Roger et Ducretet), un haut parleur de même résistance en permet l'audition dans toute la pièce; sur la tablette (fig. 1) un écouteur Brown monté en relai acoustique, système Roussel, actionne un télégraphe Morse par l'intermédiaire d'un relai polarisé genre Siemens. L'enregistrement de la réception des grands postes européens à émissions amorties ou entretenues se fait avec une grande régularité à toutes les vitesses, le réglage est très simple.

Ce poste ainsi complet donne une très bonne réception de tous les postes, Lyon est très facilement reçu; au-dessus de 15 000 mètres,

il faut ajouter une self au secondaire (réception de Croix-d'Hins). Les postes maritimes (côtiers et bateaux) détectés par la haute fréquence et amplifiés par une ou deux lampes basse fréquence, donnent au haut parleur une audition d'intensité remarquable; les concerts transmis deux fois par semaine, le jeudi soir et le dimanche après-midi, par le poste de La Haye P. C. G. G. sont reçus avec une bonne intensité (La Haye est situé à environ 500 kilomètres du poste récepteur).

L'antenne et la terre peuvent être remplacés par un cadre de

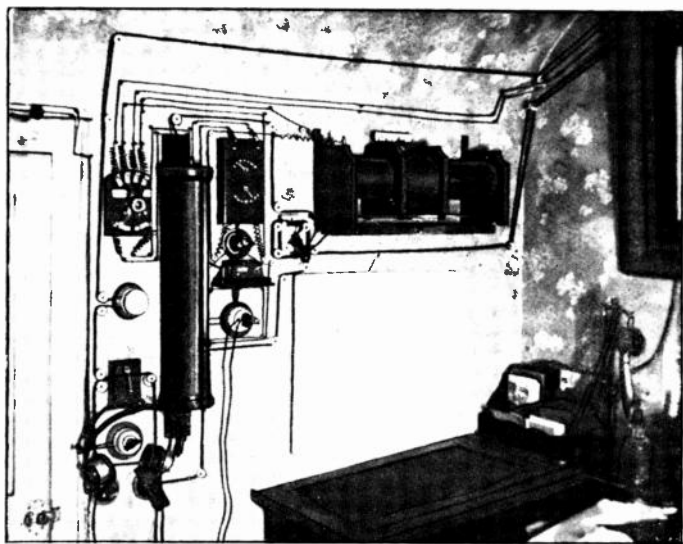


Fig. 4.

80 centimètres de côté, comportant 450 mètres de fil en 4 sections et monté aux bornes du secondaire. Ce cadre donne une excellente réception des postes européens. On reçoit encore ces postes, mais plus faiblement, en se servant comme cadre du cercle fixe du secondaire.

Les amplificateurs haute fréquence et basse fréquence ainsi que les cerceaux ont été construits par l'auteur de ces lignes avec un excès d'isolement: un ampèremètre et un milli-ampèremètre (fig. 1) sont mis dans les circuits où leurs indications peuvent être utiles.

Dans le même appartement, un autre poste (fig. 3) (montage Oudin, détecteur à galène) actionne un relai Turpain Richard qui met en marche un Morse enregistrant les météo de F. L., un détecteur

Ferrié avec potentiomètre remplace la galène en cas de déréglage de celle-ci : une corne électrique est ainsi mise en mouvement par le relai, sa sonorité permet la mise à l'heure de toutes les pendules de la maison : enfin un troisième poste (fig. 4), souvenir d'avant-guerre (montage Tesla, détecteur à galène), construit selon les indications précieuses d'alors, contenues dans la petite brochure du docteur Corret, entre en service les jours où un manque de courant réduit au plus profond silence le meilleur des amplificateurs, c'est en somme la dernière consolation d'un passionné de la Télégraphie sans fil.

Paul Cotsy,
Membre de la Société d'études
de Télégraphie sans fil.

NOTRE PROCHAIN NUMÉRO

L'Onde Électrique publiera dans son numéro 3, qui paraîtra le 15 mars, les deux articles suivants :

Étude sur le problème de la télé mécanique par T. S. F., par Maurice GUÉRITOT.

Les signaux horaires, scientifiques, météorologiques, etc., régulièrement émis par les quatre grands postes de télégraphie sans fil français (Tour Eiffel, Lyon, Croix d'Hins, Nantes).

L'auteur de cette étude, le capitaine Metz, s'est proposé d'indiquer pour chacun des quatre grands postes français (F L, Y N, L Y, U A Nantes), le détail des émissions faites à des heures déterminées et non destinées à un correspondant particulier (Émissions d'intérêt général. Signaux horaires, scientifiques, météorologiques, sismologiques, U R S I, etc.) et de donner le code permettant d'interpréter de façon complète ces diverses émissions.