

L'ONDE ÉLECTRIQUE

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



SOMMAIRE

E. REYNAUD-BONIN

La modulation en radiotéléphonie

G. BEAUVAIS et L. BRILLOUIN

Les amplificateurs à résistances et les ondes courtes

L. BOUTHILLON

Exposé critique des théories de la propagation

M. GOIZET

**Comment recevoir les P. T. T. et la Tour Eiffel
sur le même cadre**

Les essais transatlantiques

**Diagrammes des forces électromotrices mesurées à
Meudon pour les émissions de Bordeaux, Nantes et
Rome.**

**Analyses et Bibliographie. — Montages et tours de main.
Correspondance et avis**

Etienne CHIRON, Éditeur

L'ONDE ÉLECTRIQUE

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

ABONNEMENT D'UN AN

France 30 fr.

Étranger 35 fr.

Étienne CHIRON

ÉDITEUR

40, RUE DE SEINE, PARIS

CHÈQUES POSTAUX : PARIS 53-35

PRIX

DU NUMÉRO : 3 francs

SOCIÉTÉ DES AMIS DE LA T. S. F.

Adresser la correspondance administrative et technique à

M. MESNY, secrétaire général
21, rue Jacob, Paris-6^e

Paiement des cotisations à

M. ATTHALIN, trésorier
Banque de Paris et des Pays-Bas
3, rue d'Antin, Paris-2^e (Chèques postaux : Compte 5160)

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 LEGOUEZ, président de l'Union des Syndicats de l'Electricité.

A. MESSIMY, ancien ministre.

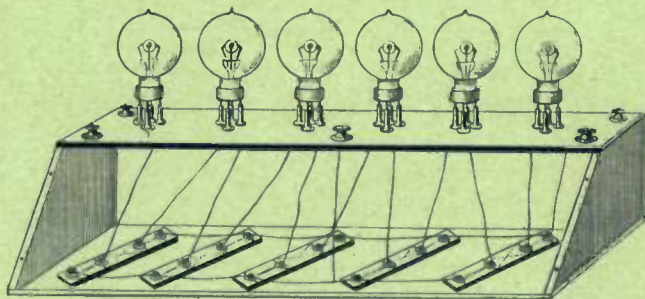
Denis PÉROUSE, président du Syndicat des Armateurs de France.

J.-B. POMEY, ingénieur en chef des Postes et Télégraphes.

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. ::

La Téléphonie sans fil en haut-parleur

CONSTRUCTION D'UN POSTE TRÈS SIMPLIFIÉ A HAUT RENDEMENT
par le D^r Paul HUSNOT



Voici l'appareil dans toute sa simplicité

Un volume avec nombreux schemas : 3 fr. Franco : 3 fr. 25

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

LA MODULATION EN RADIOTÉLÉPHONIE ⁽¹⁾

Par E. REYNAUD-BONIN

Ingénieur des Postes et Télégraphes.

Que faut-il penser des radioconcerts? Faut-il y rechercher un intérêt de curiosité, un agrément circonstanciel ou peut-on y recevoir de véritables jouissances musicales? Il est permis de dire que le radioconcert peut prétendre à satisfaire même les plus difficiles et les meilleurs connaisseurs de musique. Toute cette conférence sera le développement de cette idée, tout mon modeste effort tendra à faire la distinction entre les émissions mal modulées et les bonnes émissions.

*
* *

1. Le microphone. — Parlons d'abord du microphone. Il faut un microphone au départ du radioconcert; comment choisirons-nous un bon microphone?

L'illustre mathématicien Henri Poincaré, dont il est juste d'associer le nom à ceux des premiers pionniers de la télégraphie sans fil, a montré en 1905, que la condition de puissance et la condition de pureté étaient deux conditions incompatibles l'une avec l'autre dans un microphone. Les meilleurs microphones sont donc ceux qui n'engendrent que des courants extrêmement faibles, ceux dont la membrane très fortement tendue et très amortie dans ses vibrations peut obéir très fidèlement à la commande des ondes sonores et prendre un régime de vibrations forcées parfaitement identiques aux vibrations des ondes sonores et parfaitement exemptes de vibrations libres ou de résonances de la membrane.

Mais un tel microphone manque de puissance, et il eut été chimérique de s'en servir pour la téléphonie avant que l'invention des amplificateurs de courant téléphonique ait permis, en amplifiant la très faible quantité d'énergie sortant du microphone, d'appliquer à l'émission, toute l'énergie jugée nécessaire.

Ainsi, dans le poste émetteur de bonne qualité, le microphone spécial module si faiblement que l'énergie qui en sort est jusqu'à huit mille fois plus faible que celle qui sort d'un microphone ordinaire ⁽²⁾, mais cette modulation est extrêmement pure.

⁽¹⁾ Conférence faite à la Société des Amis de la T. S. F., le 29 mai 1923.

⁽²⁾ C'était le cas du microphone du « public adress system » de la Western Electric Co. le 4 mars 1921, à Washington.

Il faut aussi que les ondes sonores ne frappent pas trop violemment la membrane du microphone. On ne les y laisse arriver qu'à travers une plaque percée de très petits trous.

*
* *

Les microphones à charbon présentent aussi des causes de déformation de la voix dues à la qualité même du charbon. Ces causes ont été signalées depuis longtemps et, notamment, M. A. Blondel a donné des oscillogrammes comparatifs fort curieux en 1913. On atténue naturellement ces effets fâcheux en travaillant avec des courants microphoniques faibles et en ne laissant arriver sur la membrane que des ondes sonores peu puissantes. On peut encore — et c'est là une trouvaille des plus intéressantes — associer deux microphones identiques dans un montage différentiel, de telle sorte que la membrane vibrante soit commune et comprime le graphite de l'un quand elle augmente le jeu du graphite de l'autre : l'effet différentiel des deux microphones élimine d'une façon tout à fait remarquable les déformations dues à la qualité du charbon.

*
* *

Occupons-nous maintenant de la position du microphone par rapport à la source sonore. Chacun sait que, pour une intensité sonore constante, la valeur du courant téléphonique diminue à mesure que le microphone est placé plus loin de la source sonore. On peut traduire cet effet de diminution par une courbe et l'on constate que des microphones de types divers fournissent des courbes très différentes les unes des autres. Quelle sera la meilleure forme de courbe à choisir ?

Pour la téléphonie ordinaire, la personne qui parle place toujours sa bouche très près du microphone ; en radiotéléphonie, il n'en va plus de même et il arrive par surcroît que la personne qui parle se déplace devant le microphone. La meilleure forme de courbe pour la radiotéléphonie sera donc celle qui restera le mieux constante à toutes les distances dont on aura besoin pendant le radioconcert.

Le microphone du radioconcert diffère donc notablement sur ce point du microphone de la téléphonie ordinaire et l'entrepreneur de radioconcert éprouvera de grosses difficultés d'organisation de son studio s'il n'a pas d'abord traité le problème technique de la recherche d'un microphone spécial.

*
* *

Si l'on veut transmettre un opéra ou un opéra-comique joué

réellement sur une scène de théâtre. les acteurs bougeront beaucoup sur la scène. ils chanteront tantôt devant. tantôt derrière les décors. ils tourneront le dos. ils monteront des escaliers. des collines simulées. etc... L'effet produit sur le microphone risquera d'être parfois mauvais malgré toutes les précautions indiquées plus haut.

Ajoutons que la représentation comporte ordinairement des chœurs. au cours desquels le volume des ondes sonores enflé énormément et peut devenir trop gros pour le microphone.

Il y a donc pour la transmission d'un opéra joué sur un théâtre des difficultés spéciales. que l'on a essayé de résoudre en Amérique en employant successivement plusieurs microphones comme je vais le dire plus loin. Néanmoins. même avec un seul microphone. la station de l'Ecole supérieure des Postes et Télégraphes a obtenu à Paris des résultats fort appréciés des amateurs. Voici le procédé américain : on met deux microphones près de la rampe. l'un à droite et l'autre à gauche. un ou deux microphones dans les hauts de la scène. là où il devra monter des acteurs et un dernier microphone dans la salle. Un seul de ces microphones doit évidemment fonctionner à un instant donné. L'entrée en jeu du microphone voulu est commandée par un tableau commutateur. selon les indications fournies par un observateur assis dans la salle. Le microphone placé dans la salle sert à recevoir les chœurs et les gros morceaux d'orchestre. les autres servent à recevoir les chants des artistes à partition solo.

*
* *

Une dernière précaution à prendre dans le montage des microphones est de les protéger contre les trépidations par des amortisseurs efficaces et même de les protéger contre les effets d'induction électrique par les courants d'éclairage en les enfermant. dans une boîte métallique formant écran et en leur amenant les fils par un câble sous plomb.

II. La modulation de l'onde hertzienne. — En sortant du microphone. le courant n'est encore modulé qu'en basse fréquence.

L'amplificateur à basse fréquence placé derrière le microphone conserve à ce courant exactement la même forme que le microphone lui a donnée. pourvu. bien entendu. que cette amplification soit de bonne qualité.

D'une manière générale. les amplificateurs à résistances introduisent moins de déformations que les amplificateurs à transformateurs. cependant. avec des transformateurs particulièrement

soignés dans leur construction, on peut obtenir de très bons résultats, surtout si on ne lance pas dans les enroulements de ces transformateurs des courants trop forts qui puissent saturer leur circuit magnétique, ce qui produirait certainement de graves déformations des courants à basse fréquence sortant du transformateur.

Arrivons à l'onde hertzienne.

L'onde fondamentale est une onde entretenue d'une fréquence fixe que nous désignerons par F . Nous supposons, bien entendu, que cette onde fondamentale est pure, parfaitement exempte d'harmoniques de la fréquence F et émise avec une intensité constante ⁽¹⁾. Ceci est un problème de haute fréquence que je ne traiterai pas ici.

La modulation radiotéléphonique de cette onde consiste à faire varier son amplitude au même rythme que celui du courant microphonique. Ceci est clairement expliqué par la figure 1 dans laquelle

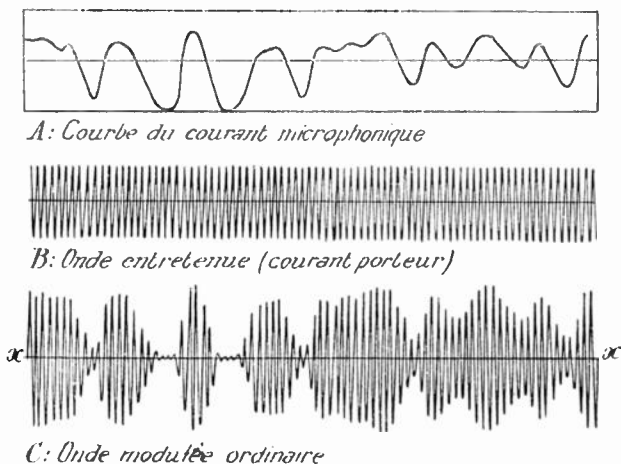


Fig. 1.

on voit successivement la courbe A du courant microphonique, la courbe B de l'onde fondamentale de fréquence F et la courbe C de l'onde radiotéléphonique modulée.

La modulation se produit dans la lampe d'émission des ondes F par application à la grille de cette lampe du courant microphonique. Elle sera pure si les ondes F sont pures, si le courant microphonique est pur et si la région de la caractéristique de la lampe dans laquelle on opère a été convenablement choisie.

(1) Il est prudent, dans cet ordre d'idées, de ne pas pousser trop la « réaction » dans le poste émetteur.

*
* *

On sait que l'onde hertzienne modulée comme il a été représenté sur la figure 1 jouit de la propriété précieuse de pouvoir être détectée sans hétérodyne. Ceci s'explique très facilement sur la figure 2 où l'on voit que la courbe D, qui limite l'onde sortant du détecteur d'un poste de réception sans hétérodyne, a un contour qui reproduit la courbe A du courant microphonique. Comme les dentelures à fré-

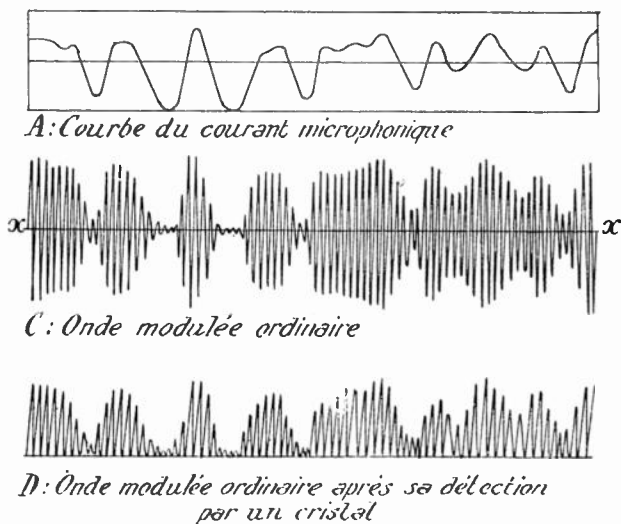


Fig. 2.

quence F du courant porteur sont trop rapides pour produire un son au téléphone, le son est produit par le courant D comme si le courant plein de la courbe A traversait le téléphone; c'est-à-dire que la parole est restituée.

*
* *

Nous allons maintenant expliquer que la modulation de l'onde hertzienne peut se faire d'une manière plus compliquée que celle que nous avons donnée sur la figure 1.

Dans cette figure, si nous désignons toujours par F la fréquence de l'onde entretenue fondamentale et par f l'une des valeurs des basses fréquences du courant microphonique, l'onde de la courbe C comprend en réalité des composantes aux trois fréquences

$$F - f, F, \text{ et } F + f.$$

Cette onde jouit, comme nous l'avons dit, de la propriété précieuse de pouvoir être détectée sans hétérodyne, mais elle a, d'autre

part, des inconvénients, à savoir : 1° elle est étalée entre les fréquences $F-f$ et $F+f$ et elle exerce ainsi des brouillages dans une large zone de fréquences; 2° elle envoie dans l'éther toute l'énergie accumulée dans trois composantes dont toutes les trois ne seraient peut-être pas indispensables à transmettre pour une réception sur hétérodyne.

Considérons alors les courbes représentées sur la figure 3 ou bien celles représentées sur la figure 4.

La figure 3. E représente l'onde modulée de laquelle on aurait

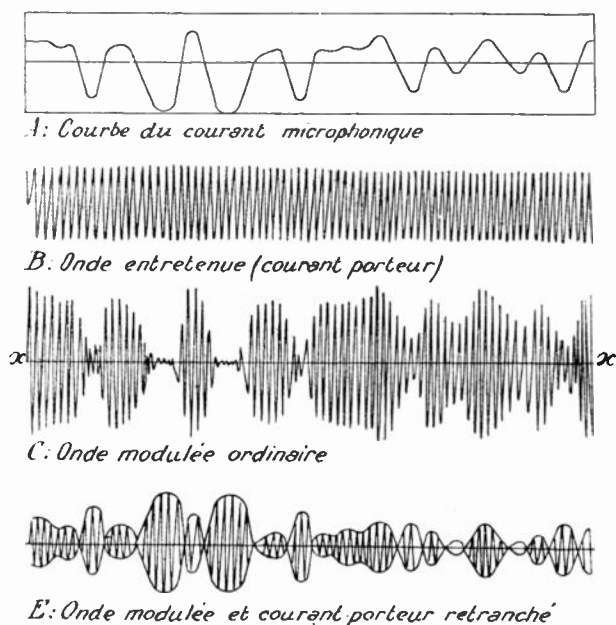


Fig. 3.

retranché la composante F , de manière à ne laisser subsister que les deux composantes $F-f$ et $F+f$.

La figure 4. H représente la même onde de laquelle on aurait toujours retranché la composante F , mais qui aurait été modulée seulement sur les positifs du courant microphonique.

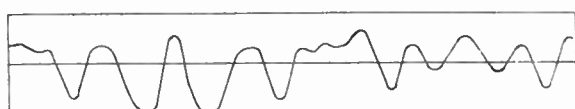
On peut réaliser ces conditions avec des montages sur lesquels je n'ai pas les loisirs de m'étendre beaucoup et je donnerai seulement (voir figure 5) le schéma de celui qui sert à produire la modulation 3 E.

Quelles vont être les propriétés de ces nouvelles ondes?

1° Une onde modulée avec suppression du courant porteur con-

sommera beaucoup moins d'énergie à l'émission qu'une onde modulée ordinaire. L'émission est nulle pendant toutes les périodes de repos du microphone et l'on réalise ainsi une véritable émission à trains d'ondes entretenues intermittents. Au cours des mémorables expériences de radiotéléphonie transatlantique de janvier 1923 que la Western Electric Cy a réalisées avec un plein succès, il a été dit que le procédé de modulation avec suppression du courant porteur a fait économiser les deux-tiers de l'énergie qui aurait été nécessaire avec la modulation ordinaire.

2° Une onde modulée sur les positifs seulement du courant microphonique occupe une bande de fréquences beaucoup moins large que



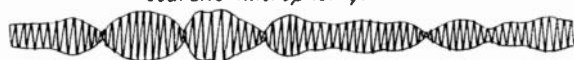
A: Courbe du courant microphonique



B: Onde entretenue (courant porteur)



G: Onde modulée seulement sur les positifs du courant microphonique



H: Onde modulée sur les positifs seuls du courant microphonique et courant porteur retranché

Fig. 4.

celle qui serait modulée sur le courant microphonique tout entier et elle est précieuse, de ce fait, pour réduire les chances de brouillages des postes radioélectriques l'un par l'autre.

Reste à délimiter les conditions d'emploi des ondes modulées ordinaires ou des ondes modulées spéciales. Un grand fait domine la question : les premières peuvent être écoutées sans hétérodynation, les secondes doivent nécessairement être hétérodynées pour l'écoute.

Alors, tout naturellement, les ondes modulées ordinaires sont celles de la radiotéléphonie de diffusion, c'est-à-dire des commu-

niques radiotéléphoniques de presse, des radioconcerts, des radioconférences, des radioopéras, en un mot, ce sont les ondes modulées écoutées par les amateurs. Mais les autres ondes, les ondes modulées spéciales, ondes si intéressantes puisqu'elles ne gaspillent pas l'énergie et occupent moins de place dans le champ des longueurs d'ondes, seront certainement celles de la *radiotéléphonie de liaison avec la téléphonie ordinaire*, de cette branche de la radiotéléphonie encore dans l'enfance, mais qui révolutionnera le monde quand un abonné au téléphone de Paris pourra causer avec un abonné au téléphone de Buenos-Ayres sans se douter que la conversation qu'il tiendra à son interlocuteur empruntera successivement le fil et l'éther au gré des compagnies exploitantes. L'hétérodynation se fera

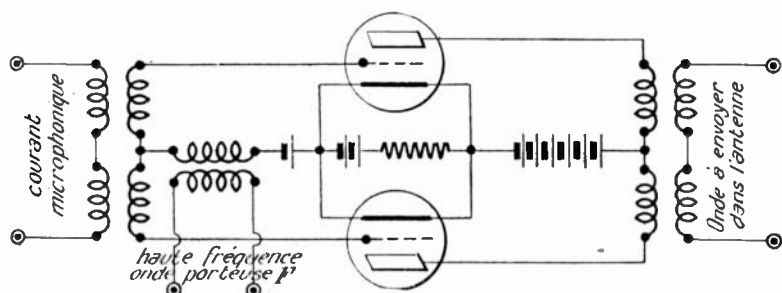


Fig. 5.

aux points de transition entre le fil et le sans-fil et les raccordements à double voie du fil au sans-fil n'offrent aucune difficulté pour les techniciens. Je puis même dire que, bien que sur une petite échelle, la chose est déjà en exploitation en Amérique entre Los Angelès et l'île de Santa Catalina sur les côtes de Californie.

* *

III. Le choix des appareils d'écoute de la radiotéléphonie. — Nous avons vu comment on modulait les ondes hertziennes pour la radiotéléphonie. Une fois lancées dans l'espace, elles rayonnent et voyagent... Souhaitons-leur bonne chance, c'est-à-dire souhaitons qu'elles ne se chargent pas de parasites, et aussi que les circonstances encore mal connues du voyage ne leur occasionnent pas de brusques variations d'intensité, au passage au point où on veut les recevoir. Nous voici alors arrivés au poste récepteur. Je ne décrirai pas ce poste. Je signalerai seulement que, dans les postes récepteurs à lampe, les courants à recevoir risquent d'autant moins d'être déformés que l'on évite mieux d'avoir des courants de grille.

Les postes à lampes sont loin de donner les mêmes résultats entre les mains de tous les amateurs, et pour tous ceux qui veulent des auditions très pures et qui ne sont pas très exercés dans les réglages. L'audition sur un détecteur à cristal risquera moins de donner des déboires que l'audition sur un détecteur à lampes. En radiotéléphonie, comme en tout, il faut faire son apprentissage; il ne faut pas oublier que le poste émetteur n'a pu obtenir une émission pure qu'avec des précautions considérables et que des précautions similaires s'imposent dans le montage et la surveillance de chaque poste récepteur. Que chaque amateur relise à ce sujet les conseils que tant de savants ou d'experts ont rédigé à leur intention, qu'ils se pénètrent bien de l'esprit de ces recommandations et ce sera pour leur plus grande satisfaction puisque les programmes qu'on leur envoie sont de premier ordre.

Je vais profiter du temps qui me reste pour traiter seulement du récepteur téléphonique et des haut-parleurs.

*
* *

Le récepteur téléphonique ou le haut-parleur sont soumis, l'un comme l'autre, à la grande loi physique des « vibrations forcées » dans un corps doué d'inertie et possédant une période de vibrations propres. Cette loi, rencontrée déjà pour le microphone, mise en lumière comme nous l'avons dit par Henri Poincaré, peut s'expliquer ainsi ⁽¹⁾ : L'intensité des vibrations forcées que l'on veut imprimer au corps vibrant dépend de l'élasticité, de l'inertie et de l'amortissement de celui-ci. Plus l'amortissement est grand, plus le corps vibrant sera apte à suivre avec pureté un régime de vibrations forcées à fréquences variables, mais plus aussi les vibrations seront de faible amplitude.

Le récepteur téléphonique ordinaire, le casque de 2000 ohms ou de 4000 ohms ont un amortissement suffisant pour les petits ébranlements produits par des courants faibles, mais ne seraient plus suffisamment amortis pour les gros ébranlements que leur causeraient des courants plus forts. Il faut alors recourir à des téléphones de construction spéciale beaucoup plus amortie que les téléphones ordi-

⁽¹⁾ On suppose toujours que les vibrations forcées auront des périodes bien différentes de la période de vibrations propres du corps envisagé. C'est-à-dire que les membranes de tous les récepteurs téléphoniques doivent avoir des périodes de vibrations propres supérieures à 2000 et même de l'ordre de 10000 pour être au-dessus des notes de musique les plus aiguës.

naires, mais qui rend l'appareil capable de recevoir des ébranlements plus forts.

Telle est la différence fondamentale entre le récepteur simple et le haut-parleur.

*
* *

Le récepteur d'un appareil téléphonique pour le fil travaille rarement au-dessus d'une puissance de un centième de watt. Il peut certainement supporter davantage, mais de là aux 5 watts que l'on peut tirer d'une petite lampe d'amplificateur il y a loin... Le récepteur téléphonique ordinaire n'est donc à employer que pour une réception d'intensité faible.

Une deuxième considération est applicable au récepteur téléphonique ordinaire : le champ magnétique doit toujours y rester au-dessous de la saturation puisque la restitution de la parole est due essentiellement à la modulation du champ magnétique, et il serait bien à craindre, avec des courants trop intenses ⁽¹⁾, que les demi-ondes positives ne saturassent le champ magnétique, c'est-à-dire que la parole devienne à peu près inintelligible.

Les récepteurs spéciaux construits pour les haut-parleurs sont capables de recevoir une quantité d'énergie beaucoup plus grande que les récepteurs ordinaires, mais encore serait-il bon que les constructeurs de ces appareils veuillent bien indiquer aux clients pour quelle quantité d'énergie leurs appareils sont normalement construits, car l'attention de l'amateur serait ainsi bien attirée sur l'observation de cette limite.

*
* *

Voici d'ailleurs quelques résultats d'expériences effectuées sur un récepteur de 1 400 ohms et sur un amplificateur à deux lampes :

Le récepteur en question était de qualité assez médiocre et, dans les emplois téléphoniques ordinaires, sa netteté de reproduction pour les syllabes difficiles était de 53 pour 100 seulement ⁽²⁾.

L'amplificateur à deux lampes amplifiait cinq mille cinq cents fois en énergie.

(1) Surtout dans les récepteurs de 4 000 ohms où il y a vingt fois plus de tours de fil que dans les récepteurs de la téléphonie ordinaire.

(2) C'est-à-dire que 53 pour 100 de ces syllabes difficiles seulement étaient comprises sans erreur. Pour effectuer des mesures de cette espèce, on choisit des syllabes au hasard dans une page d'imprimerie, par exemple les syllabes rencontrées successivement par un trait oblique. Un bon récepteur donne environ 80 pour 100 de netteté sur des syllabes de cette espèce.

Le récepteur étant associé à l'amplificateur à deux lampes constituait un système haut-parleur, mais dont la netteté pour les syllabes douteuses était beaucoup moins bonne que celle du récepteur tout seul sans amplificateur. Les mesures de netteté du système ont donné seulement 30 pour 100.

Le système considéré était cependant l'un de ceux qui sont les meilleurs sur le marché commercial.

*
* *

Il resterait à dire un mot des cornets ou des caisses de résonance dont sont ordinairement munis les haut-parleurs. Ces organes jouent sur un haut-parleur exactement le même rôle qu'ils pourraient jouer sur un instrument de musique quelconque, et l'on peut s'en rapporter aux règles de la construction des appareils de musique pour tout ce qui les concerne.

E. REYNAUD-BONIN.

LES AMPLIFICATEURS A RÉSISTANCES ET LES ONDES COURTES

Par G. BEAUVAIS et L. BRILLOUIN

1. On a souvent dit et publié que les amplificateurs à résistances ne pouvaient amplifier que des ondes supérieures à 1 000 mètres. L'un de nous a même donné cette indication dans *l'Onde Électrique*, t. I, 1921, p. 16.

Depuis l'époque où nous avons inventé ces appareils, nous avons constaté la difficulté qu'il y avait à les faire fonctionner pour les courtes longueurs d'onde, mais sans rechercher jusqu'à présent le moyen pratique d'y remédier.

L'importance que prend actuellement cette gamme de longueurs d'onde, au point de vue des concerts et des transmissions d'amateurs, nous a incités à reprendre de très près cette question, et nous sommes heureux d'apporter ici quelques résultats qui nous semblent très encourageants.

Il est exact que les amplificateurs à résistances ne descendent que

peu en dessous de 1000 mètres si l'on ne prend aucune précaution pour éliminer les capacités parasites, dont les effets ont été indiqués dans les mêmes articles de *l'Onde Électrique* : c'est le cas de beaucoup d'appareils d'amateurs où les différents organes sont le plus souvent montés au hasard, sans qu'aucun soin judicieux des emplacements soit intervenu.

Voici comment, selon nous, doit être monté un amplificateur à résistances du type tout à fait classique.

2. Écartement des lampes. — Il faut absolument éloigner les lampes les unes des autres. Une distance d'au moins 10 centimètres entre lampes est nécessaire pour éviter les capacités entre les lampes elles-mêmes et entre les organes qui leur sont connectés.

Il nous a, en effet, semblé constater, sans que nous ayons cherché à élucider ce point, que les ampoules de verre se chargeant du fait de la conductibilité du vide, deux lampes voisines formaient un véritable condensateur dont les armatures sont constituées par les ampoules elles-mêmes.

3. Connexions des lampes. — Il faut lutter contre les capacités parasites dans une même lampe, capacités dont la plus gênante est de beaucoup celle entre plaque et grille. Elle a pour effet de diminuer l'amplification : les variations de tension plaque en cours de fonctionnement se trouvant en discordance de tension avec les variations de tension grille, il est bien évident que si, du fait de capacités, la plaque d'une lampe réagit sur la grille de la même lampe, elle diminuera d'autant l'effet des variations de tension appliquées à cette grille par l'extérieur ; c'est là la théorie du compensateur en position de décrochage (condensateur entre la plaque de la première lampe et la grille de cette même lampe).

Comme de juste, cet effet sera d'autant plus gênant, que les oscillations à amplifier seront de plus grande fréquence.

Ces capacités parasites proviennent, pour une partie, des organes mêmes de la lampe, mais ils sont surtout constitués par les connexions de la lampe avec les organes de l'amplificateur.

La meilleure solution pour éviter, autant que faire se peut, ces capacités parasites, est évidemment d'employer des lampes à cornes, mais sans aller si loin on peut facilement tirer des lampes ordinaires meilleur parti qu'on ne le fait habituellement.

Considérons, en effet (fig. 1) une lampe ordinaire montée dans sa douille, on voit que les broches, qui formaient déjà entre elles une capacité gênante, sont maintenant recouvertes par des tubes métal-

liques souvent fort gros et fort longs, garnis le plus souvent de nombreux écrous de gros diamètre; c'est bien juste s'il n'y a pas de court-circuits. Il résulte de là une augmentation formidable des capacités parasites, puisque les armatures de ces divers éléments de condensateurs ont augmenté de surface (diamètre et longueur) en même temps que leur distance diminuait.

On peut réduire considérablement ces capacités parasites en ne

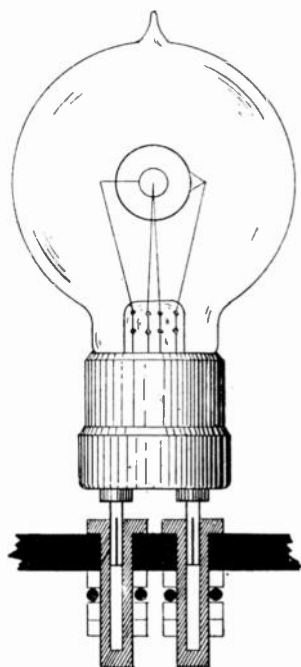


Fig. 1.

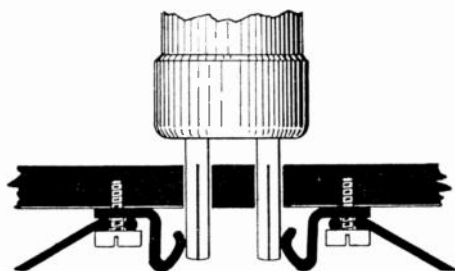
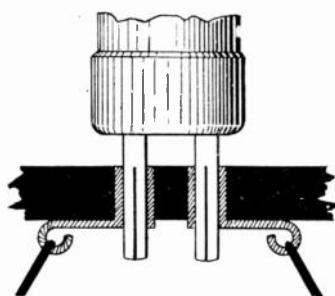


Fig. 2.

gardant que pour les broches de chauffage des tubes ou canons complets, et encore en les réduisant au minimum tant en diamètre qu'en longueur. Quant aux broches grille et plaque elles traverseront librement l'ébonite et seront réunies électriquement aux organes de l'appareil au moyen de ressorts très petits ou, à la rigueur, avec des tubes très minces et les plus courts possible (fig. 2).

4. Montage des organes. — En montant l'appareil, on évitera d'augmenter les capacités parasites en rapprochant indûment les connexions qui aboutissent aux lampes; un bon dispositif est celui qui consiste à avoir des fils partant radialement par rapport au centre de la lampe. Pour rendre les connexions aussi courtes que

possible, le condensateur, de dimensions très réduites, sera placé entre les lampes, et les résistances qui y sont connectées pourront y être directement fixées. De plus, une bonne précaution consiste à mettre de part et d'autre de l'alignement des lampes, d'une part les 80 000 ohms et, d'autre part, les mégohms (fig. 3). On voit qu'ainsi les capacités parasites entre r_1 et R_2 se trouvent réduites au minimum.

C'est ainsi qu'a été réalisé l'appareil dont la figure 3 donne le schéma, et la figure 4, la photographie vue par l'arrière. Si l'on veut

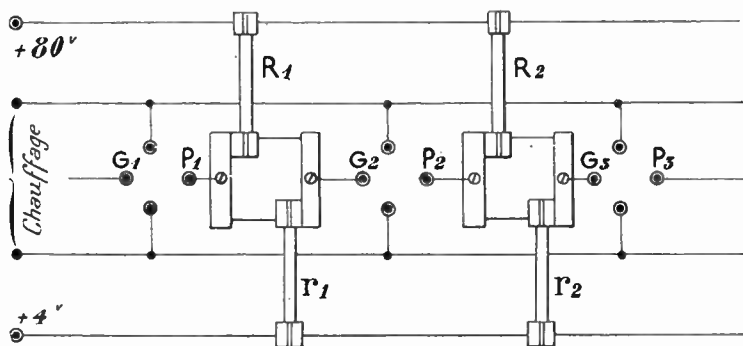


Fig. 3.

pousser les choses à l'extrême, on emploiera des lampes à cornes, mais il faudra garder les mêmes dispositions générales des résistances et des capacités, on arrivera ainsi à un appareil en forme de piano (fig. 5) bien connu de tout le monde, mais dans lequel le panneau vertical portant les résistances et capacités sera monté comme on le voit sur la photographie (fig. 6) qui représente ce panneau vu par l'arrière; on y remarque que les pinces qui tiennent les résistances forment un seul bloc avec les armatures du condensateur; pour éviter toute connexion inutile, les bornes qui serviront à tenir les fils allant aux cornes sont également utilisées pour fixer sur le panneau d'ébonite le bloc condensateur-pinces.

5. Compensateur. — On sait que l'on donne le nom de compensateur au condensateur à air à deux armatures fixes et une mobile, qui permet de faire revenir sur la grille d'entrée de l'amplificateur une partie des différences de potentiel créées sur les divers étages (fig. 7).

On réunit généralement l'armature mobile à la grille de la première lampe et l'armature fixe I à la plaque de la première lampe, tandis que l'armature fixe II est réunie à une plaque de rang pair.

Pour les courtes ondes, il faut, de toute nécessité, employer un

compensateur construit de telle sorte que la capacité résiduelle entre l'armature mobile et les armatures fixes soit extrêmement réduite, ce qu'on obtient facilement en s'arrangeant pour qu'il existe une distance de plusieurs centimètres entre une armature fixe et l'armature

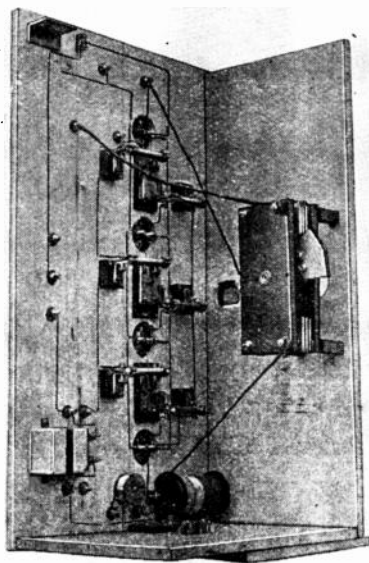


Fig. 4.

mobile, lorsqu'on met le condensateur au minimum. Naturellement, il faut veiller à ce que l'armature mobile se dégage complètement et largement d'une des armatures fixes avant de s'engager dans l'autre. Mais toutes ces précautions ne sont pas encore suffisantes; il faut, aux ondes courtes, déconnecter franchement au moyen d'une large coupure (fig. 7) *ab* la connexion entre la plaque P_1 et l'armature fixe I du compensateur.

En général, on a intérêt à connecter l'armature II du compensateur à la plaque de la dernière lampe de l'amplificateur que nous supposons comporter un nombre pair de lampes (Plaque P_4 , puisqu'il y a quatre lampes dans le cas de la figure 7). On intercale dans le circuit plaque de cette lampe un bobinage résistant S_2 qui servira pour la réception des ondes longues et moyennes. Cette self résistante a pour but de permettre de recueillir sur le compensateur une partie

des variations de potentiel de la plaque P_1 , qui, sans ce bobinage résistant, resterait toujours, au point de vue haute fréquence, au potentiel des accumulateurs, c'est-à-dire au potentiel zéro.

Aux courtes ondes, pour tenir compte des différents déphasages qui se produisent dans l'appareil, on a intérêt à remplacer ce bobinage S_2 par une self en fil de cuivre S_1 qui ait une longueur d'onde propre assez courte; cette self n'étant pas gênante aux grandes ondes,

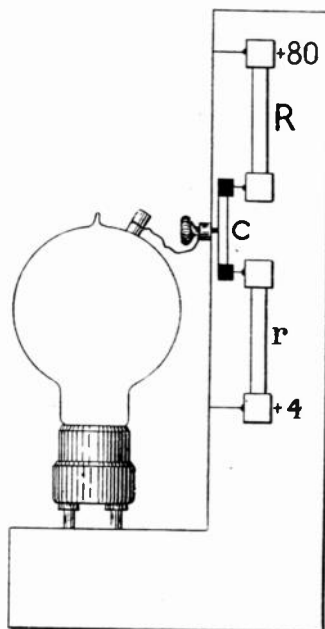


Fig. 5.

on la met en série avec le bobinage S_2 , que l'on court-circuite à volonté au moyen du commutateur ef .

6. Influence de la batterie de plaque. — Dans tous les cas, et surtout pour les ondes courtes, on a intérêt à employer des tensions élevées sur les plaques; une batterie de 80 volts représente un minimum; 120 ou 160 volts sont toujours préférables; il faut en outre que la batterie ait une résistance interne minime (moins de 10 ohms); car cette résistance, commune à tous les circuits de plaque, crée des liaisons néfastes.

Une bonne précaution à prendre pour éviter cet effet est de placer aux bornes de la source plaque un gros condensateur (deux microfa-

rads) qui, au point de vue haute fréquence, court-circuite cette résistance parasite.

7. **Résultats.** — Nous avons réalisé, suivant les principes précédents, un amplificateur à quatre lampes ordinaires et un autre à quatre lampes à cornes.

Les résistances de plaque étaient de 80000 ohms, celles de grille

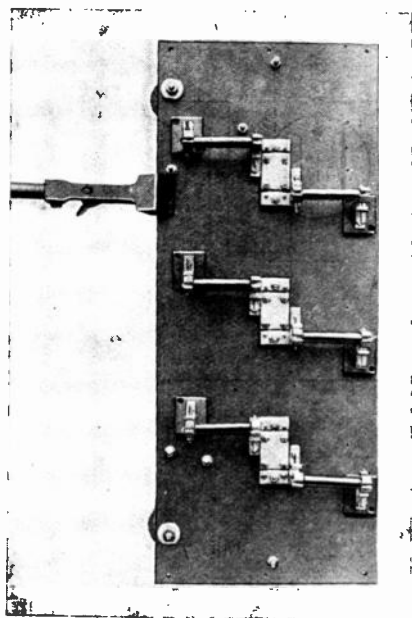


Fig. 6.

de 5 mégohms; les capacités de liaison étaient de 15 cent millièmes de microfarad.

La self S_1 était constituée par une bobine de 43 mm de diamètre, sur laquelle étaient enroulées 60 spires jointives de fil de 0,25 mm de diamètre isolé au coton (2 couches), constituant un enroulement de 35 mm environ de hauteur.

La self S_2 était constituée par une bobine de 30 mm de diamètre, sur laquelle étaient enroulées 45 spires de fil résistant de 0,1 mm de diamètre isolé par deux couches de soie, présentant une résistance totale de 550 à 600 ohms; constituant un bobinage de 12 mm environ de hauteur.

L'appareil à lampes ordinaires amplifie toutes les longueurs

d'onde supérieures à 350 mètres. Les commutateurs *ab* et *ef* étant manœuvrés en dessous de 500 à 600 mètres.

A titre d'indications, nous avons reçu en haut-parleur avec cet appareil (qui ne comporte aucune basse fréquence) le concert des P. T. T. sur un cadre de six spires de 70 cm de côté, à l'usine de la Société indépendante de Télégraphie sans Fil de Malakoff. Le même résultat pratique s'obtiendrait dans tout Paris.

L'appareil à lampes à cornes monté suivant les mêmes principes,

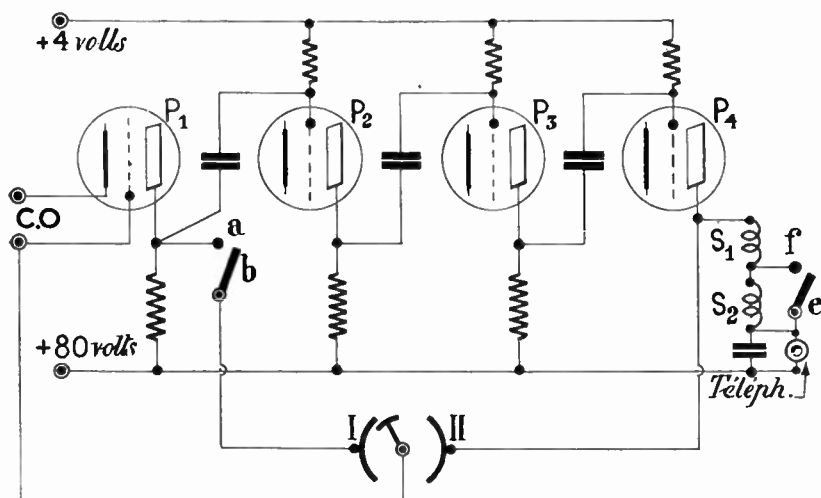


Fig. 7.

ne devient supérieur au précédent qu'au-dessous de 400 mètres et permet encore de bonnes amplifications, tant des amorties que des entretenues, jusqu'à un peu moins de 200 mètres.

On voit par ces indications combien est erronée la tendance actuelle à considérer les amplificateurs à résistances comme inutilisables aux courtes ondes.

Nous n'avons voulu exposer cette fois que l'emploi des amplificateurs n'utilisant que des résistances et capacités pour des liaisons entre lampes. On peut encore améliorer le rendement de ces appareils aux courtes ondes en les compliquant un peu, par exemple en employant des selfs convenables placées soit à la place de certaines des résistances, soit mieux en shunt sur celles-ci.

Cet exposé fera l'objet d'un prochain article.

EXPOSÉ CRITIQUE DES THÉORIES DE LA PROPAGATION

Par L. BOUTHILLON

Ingénieur en chef des Télégraphes.

En ce qui concerne la propagation des ondes électromagnétiques à la surface de la terre, qui constitue le phénomène essentiel utilisé dans les radiocommunications, la théorie a, naturellement, progressé avec la pratique, étudiant successivement les problèmes que se posèrent, à chaque époque, la majorité des techniciens et des expérimentateurs.

Aussi sera-t-il naturel, dans notre exposé, de suivre l'évolution de la télégraphie sans fil elle-même qui se divise, à notre avis, en trois grandes périodes.

Celle du début, allant jusqu'à la fin des expériences de W. Duddell et J.-E. Taylor, en Angleterre; de C. Tissot, en France, soit environ jusqu'en 1906, époque à laquelle semblent définitivement débrouillés les phénomènes essentiels de la propagation des ondes à petite distance.

Une période de transition, empiétant un peu sur la précédente puisqu'elle commence vers 1900 environ, et pendant laquelle la préoccupation dominante a été la recherche des grandes portées, sans la mise en jeu d'aucun principe nouveau, uniquement par l'augmentation de la puissance des transmetteurs et de la sensibilité des récepteurs. Cette période paraît se terminer actuellement, après la mise au point des amplificateurs à lampes et les expériences en vue de la réduction des résistances de terre.

Enfin, les années les plus prochaines paraissent devoir être, avec celles de l'exploitation des résultats acquis précédemment, celles des recherches sur la direction des ondes. L'instrument qui manquait autrefois est maintenant au point : c'est le radiogoniomètre. A la réception, les systèmes de cadres et d'antennes commencent à se répandre; à la transmission, des résultats importants sont acquis pour les petites ondes, et seront probablement étendus prochainement aux ondes longues. Tel est, je crois, le problème capital de l'heure présente.

Aux trois étapes que je viens d'indiquer, correspondent trois époques de la théorie de la propagation.

Dans la première sont débattues les idées fondamentales sur la

propagation à courte distance, idées qui serviront de point de départ pour les travaux de l'époque suivante, où l'on étudiera les phénomènes qui accompagnent la transmission aux grandes distances. Cette deuxième époque paraît actuellement passée, et les esprits sont maintenant orientés principalement vers la considération du chapitre de la théorie de la propagation dont la radiogoniométrie permet l'étude, et dont les deux parties principales traitent du caractère de la vibration qui se propage et de la direction de la propagation.

Je vais reprendre successivement l'étude de ces trois périodes, en notant au passage les résultats de la théorie, en indiquant les approximations faites pour les obtenir, en les confrontant avec l'expérience.

I. — LA PREMIÈRE PÉRIODE.

Les lois de la propagation à courte distance.

A la première période, celle où il s'agissait d'asseoir la théorie des radiocommunications sur des bases solides, d'où elle pût partir dans la bonne direction, pour les développements futurs, sera certainement associé dans l'avenir le nom de *M. A. Blondel*. Dès les débuts de la télégraphie sans fil, certains savants anglais et américains avaient tenté d'établir un lien entre les expériences de Hertz et les phénomènes nouveaux mis en jeu dans les radiocommunications. Mais, quoique les travaux de Hertz fussent tout récents, ou peut-être pour cette raison, ils étaient mal interprétés par la plupart des auteurs, qui représentaient les ondes comme des tores elliptiques de hauteur constante, glissant à la surface de la terre et s'agrandissant seulement en diamètre. C'est *M. Blondel*, qui, en 1898, émit le premier l'idée que l'ébranlement de l'éther, produit par une antenne verticale, peut être représenté sous la forme d'une onde hémisphérique polarisée, les lignes de force électrique étant des méridiens circulaires, et les lignes de force magnétique des circonférences horizontales. Ces idées furent précisées dans une note de 1903 à l'Association française pour l'avancement des sciences, qui établit définitivement la théorie. Les explications de *M. Blondel* durent, d'ailleurs, attendre, pour la consécration expérimentale définitive, que l'appareil de mesure adéquat fût créé, que *Duddell* eût inventé le thermogalvanomètre et que *Tissot* eût perfectionné le bolomètre. Les expériences de ces savants confirmèrent pleinement l'exactitude des idées de *M. Blondel*. Il est aujourd'hui admis, d'une façon à peu près unanime, que sa théorie est exacte à petite distance : c'est sur elle, en particulier, qu'est fondée la méthode de mesure actuelle des hauteurs efficaces des antennes.

II. — LA DEUXIÈME PÉRIODE.

Les lois de la propagation à grande distance.

M. Blondel avait lui-même indiqué, à la fin de sa note de 1903, que, pour les grandes distances, il y aurait lieu de compléter sa théorie; qu'il serait nécessaire de tenir compte de trois effets, *celui des propriétés électromagnétiques du sol, celui de la courbure de la terre, celui de l'ionisation de l'atmosphère*. Leur étude remplit la deuxième étape de la théorie, celle où la recherche pratique des grandes portées orientait dans le même sens les préoccupations des théoriciens.

1° *L'influence des propriétés électromagnétiques du sol.*

Une conséquence importante de la vérification par l'expérience, aux petites distances, des idées de Blondel, était que la théorie de Maxwell s'appliquait aux ondes de télégraphie sans fil. C'était, par conséquent, en la prenant comme point de départ, qu'on devait étudier les divers éléments susceptibles d'influer sur la propagation.

En particulier, quand il s'est agi d'étudier l'influence des propriétés électromagnétiques du sol, Zenneck, puis Sommerfeld ont admis qu'on pouvait assimiler le sol à un semi-conducteur ayant à la fois une perméabilité diélectrique et une résistivité ohmique déterminées.

Le problème de la propagation des ondes le long de la surface de séparation de deux milieux différents, est analogue aux problèmes d'optique dans lesquels on a à utiliser les équations de passage d'un milieu dans un autre, par exemple, les problèmes de réflexion et de réfraction, d'extinction dans les milieux absorbants, etc.

Mais on sait que, dans le cas des ondes lumineuses, ces hypothèses de Maxwell ne suffisent pas pour rendre compte des propriétés des métaux, pour retrouver, par exemple, par le calcul les pouvoirs réflecteurs observés; il faut, dans ce cas, élargir la théorie en tenant compte, non seulement des électrons libres qui rendent le métal conducteur, au sens ohmique, mais aussi des ions liés à la matière. En sera-t-il de même en télégraphie sans fil? Il semble que, jusqu'à nouvel ordre, on soit fondé à ne pas tenir compte de ce dernier effet; c'est, du moins, ce qu'on peut déduire des expériences sur les rayons infrarouges; à mesure que la longueur d'onde croît, l'effet des ions liés à la matière diminue. A peu près nul pour $\gamma = 12 \mu$, il disparaît complètement pour $\gamma = 25 \mu$. Jusqu'à plus ample informé, l'hypothèse la plus vraisemblable est que les ions qui paraissent liés à la matière ne peuvent avoir qu'une influence négligeable sur le phénomène qui nous occupe.

Que les propriétés électromagnétiques du sol jouent un rôle, cela résultait des premières expériences sur la télégraphie sans fil; par exemple, pour nous en tenir à des mesures précises, W. Duddell et J.-E. Taylor avaient, en 1904, trouvé que pour des ondes de 100 à 150 m de longueur et même pour de petites distances (2 km), l'énergie rayonnée décroissait plus vite que le carré de la distance. Il n'y avait, d'ailleurs, pas besoin de réfléchir longtemps pour se rendre compte que le sol, mauvais conducteur, devait absorber une partie de l'énergie émise.

Mais le problème était plus difficile, de trouver les lois exactes de cette absorption d'énergie. Aussi, le cas général de la propagation des ondes émises par un oscillateur vertical placé à la limite des deux milieux terre et air, ne fut-il abordé qu'assez tard; les premières études qui préparèrent la voie, s'occupèrent de questions plus simples; on supposa, d'abord, les ondes planes. On utilisa les résultats connus sur la distribution du courant alternatif dans les plaques, et on les étendit au cas des ondes amorties. L'influence de la constante diélectrique, négligée dans ces travaux, fut ensuite étudiée par Zenneck. Enfin, dans un très beau mémoire, Sommerfeld étudia le cas d'ondes divergeant à partir d'un oscillateur.

Premiers travaux. — Les premiers résultats utilisés furent ceux de J.-J. Thomson sur la distribution des courants alternatifs dans les lames minces. Il n'y avait qu'à augmenter indéfiniment l'épaisseur de la lame et à représenter le sol par celle-ci pour obtenir un premier résultat intéressant.

L'intensité du courant, que nous supposons parallèle à la surface, décroît, à mesure qu'on s'enfonce dans le sol conducteur, comme

$$I = I_0 e^{-\gamma z}$$

avec

$$\gamma = \sqrt{2\pi\mu c\omega}$$

c'est-à-dire d'autant plus vite que la perméabilité, la conductibilité et la fréquence sont plus grandes. Le conducteur a une résistance finie : un prisme de conducteur perpendiculaire à la surface et ayant pour section un carré de côté unité, a pour résistance

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

valeur d'autant plus grande que la perméabilité, la fréquence et la résistivité sont plus grandes.

Il est inutile d'insister sur ces résultats, qui sont bien connus.

La théorie précédente a été élargie par M. Brylinski en 1906. Il a trouvé que, si le courant est amorti, les phénomènes ont encore l'allure générale que nous avons indiquée, mais la répartition dans le sol est plus compliquée; l'amplitude ne décroît pas constamment à mesure qu'on s'éloigne de la surface, elle oscille autour d'une valeur constamment décroissante; la résistance d'un prisme de conducteur est plus grande que dans le cas des ondes entretenues.

La théorie de J. Zenneck. — Les travaux que je viens d'analyser prêtent à l'objection suivante : ils supposent nulles les *perméabilités diélectriques* du sol et de l'air; ils négligent, en d'autres termes, les courants de déplacement, non seulement dans le sol, mais dans l'air. A nous, radiotélégraphistes, qui vivons des courants de déplacement, le reproche peut paraître assez grave.

Les perméabilités diélectriques furent considérées, pour la première fois, en 1907, par J. Zenneck, qui supposa les deux milieux, terre et air, analogues aux semi-conducteurs de la théorie de Maxwell, c'est-à-dire doués à la fois d'une perméabilité diélectrique et d'une

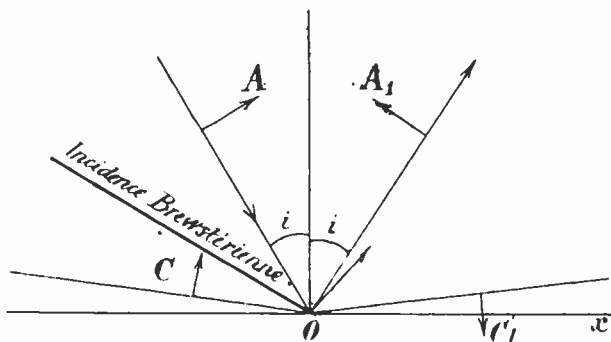


Fig. 1.

conductibilité finies; nous avons vu ci-dessus qu'en l'état actuel de nos connaissances, cette hypothèse est la plus fondée.

Certains des résultats de Zenneck ont, tout d'abord, surpris. Il semble qu'ils eussent paru beaucoup plus naturels si, au lieu d'être présentés comme la conclusion d'un pur calcul, ils avaient été obtenus par des considérations physiques.

Réfléchissons, en effet, sur certains phénomènes d'optique, bien connus, d'ailleurs.

Considérons, en optique, un rayon polarisé dans un plan perpendiculaire au plan d'incidence (force électrique dans le plan d'incidence),

et arrivant obliquement à la surface de séparation de deux milieux transparents (ou ce qui revient au même, diélectriques). Il se divise en deux rayons, l'un, réfléchi, qui se propage dans le premier milieu, et fait avec la verticale un angle égal à l'angle d'incidence; l'autre, réfracté, qui se propage dans le deuxième milieu. Considérons le rayon réfléchi (fig. 1). Tant que l'angle d'incidence i est suffisamment petit, les champs électriques, incident et réfléchi, peuvent être représentés

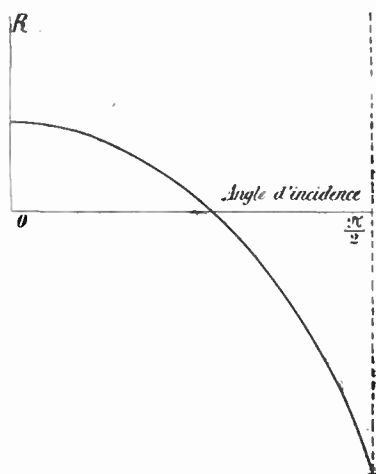


Fig. 2.

par des vecteurs en phase et dirigés comme A et A_1 . A mesure que l'angle d'incidence augmente, l'amplitude du rayon réfléchi diminue (fig. 2).

Elle passe par zéro pour un angle i_0 (appelé angle d'incidence Brewstérienne) tel que

$$\operatorname{tg} i_0 = n$$

avec

$$n = \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}}$$

ϵ_2 et ϵ_1 étant les perméabilités diélectriques des deux milieux), puis recommence à augmenter et atteint la valeur 1 pour l'incidence rasante ($i = \frac{\pi}{2}$). En s'annulant, la force électrique change de sens.

Elle est représentée après l'extinction par un vecteur C_1 . Ce résultat a paru étonnant à un certain nombre d'auteurs. On lit, par exemple, dans un traité de physique récent et réputé, qu'on ne comprend pas comment il y a une discontinuité entre le cas où il

n'y a aucune réflexion et le cas de l'incidence rasante où, d'après ce que nous avons vu, la force électrique dans le plan de séparation doit être nulle, les forces électriques incidente et réfléchie étant, à tout instant, égales et de signes contraires.

La contradiction me paraît facile à lever : c'est que dans le cas où il n'y a plus réflexion du tout, ou, pour parler d'une façon précise, celui où les ondes se propagent à la surface des deux milieux, n'est pas la limite de l'incidence rasante ; c'est le cas de l'incidence Brewstérienne ; le rayon incident, n'étant pas modifié par un rayon réfléchi, se propage alors sans modification à la surface des deux milieux. On le voit d'ailleurs d'une façon plus précise en écrivant les équations de passage pour une onde qui se propage dans le sens Ox . (Le plan de séparation des deux milieux étant le plan de xy), c'est-à-dire telle que la force électrique soit de la forme :

$$e^{j\pi x}.$$

En écrivant que la projection de la force électrique sur le plan de séparation ne change pas quand on passe d'un milieu à un autre, et que les composantes normales de l'induction électrique ne changent pas non plus, on constate qu'alors la force électrique doit être inclinée dans le sens de la propagation d'un angle tel que

$$\frac{E_z}{E_x} = \frac{n_2}{n_1} = \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}}.$$

Cet angle est précisément celui de l'incidence Brewstérienne. Dire incidence rasante ou propagation parallèle au plan de séparation n'est donc pas dire la même chose, et il n'est pas étonnant qu'il n'y ait pas continuité. Dire propagation parallèle au plan de séparation, c'est dire incidence Brewstérienne ; et l'on arrive bien au même résultat, soit en partant des lois de la réfraction, soit en étudiant directement le problème de la propagation.

Nous avons supposé dans ce qui précède les deux milieux transparents (ou diélectriques). On trouve dans tous les traités de physique le moyen de passer facilement au cas des semi-conducteurs. Il suffit de remplacer les indices réels n_1, n_2 par des indices imaginaires ayant les valeurs suivantes :

$$n_1 = \sqrt{\epsilon_1 - j \cdot \frac{4\pi c_1}{\omega}}$$

$$n_2 = \sqrt{\epsilon_2 - j \cdot \frac{4\pi c_2}{\omega}}$$

$$\frac{n_2}{n_1} = \sqrt{\frac{\epsilon_2 - j \cdot \frac{4\pi c_2}{\omega}}{\epsilon_1 - j \cdot \frac{4\pi c_1}{\omega}}}$$

et de remplacer les vibrations étudiées par les imaginaires correspondantes.

L'équation de Descartes

$$\sin i = \frac{n_2}{n_1} \sin r$$

devient une équation imaginaire — l'un au moins de r ou i est imaginaire.

Pour l'incidence Brewstérienne ou pour la propagation à la surface des deux milieux, caractérisée par un rayon réfléchi d'intensité égale à zéro, ou un rayon réfracté perpendiculaire au rayon incident, on a :

$$i + r = 0$$

i et r sont imaginaires, mais perpendiculaires l'un sur l'autre. On a d'ailleurs, pour la tangente de l'angle d'incidence de la force électrique

$$\operatorname{tg} i = \frac{[E_z]}{[E_x]} = \frac{n_2}{n_1} = \sqrt{\frac{\epsilon_2 - j \cdot \frac{4\pi c_2}{\omega}}{\epsilon_1 - j \cdot \frac{4\pi c_1}{\omega}}}$$

Si l'un des milieux est l'air

$$c_1 = 0$$

$$\begin{aligned} \frac{[E_z]}{[E_x]} &= \sqrt{\frac{\epsilon_2 - j \cdot \frac{4\pi c_2}{\omega}}{\epsilon_1}} \\ &= \sqrt{\frac{\epsilon_2^2}{\epsilon_1^2} + \left(\frac{4\pi c_2}{\epsilon_1 \omega}\right)^2} e^{-j\varphi_1} \end{aligned}$$

avec

$$\operatorname{tg} 2\varphi_1 = \frac{4\pi c_2}{\epsilon_2 \omega}$$

Dire que le module de $\frac{[E_z]}{[E_x]}$ est différent de l'unité, c'est dire que la force électrique est inclinée. Dire que φ_1 est positif, c'est dire que l'inclinaison est dans le sens de la propagation. Dire que φ_1 est différent de zéro, c'est dire que les deux composantes ne sont pas

maxima en même temps, autrement dit, que le champ n'est pas dans une direction fixe : c'est un champ polarisé elliptiquement dans un plan vertical parallèle à la direction de la propagation.

Comme la théorie de J.-J. Thomson, celle de Zenneck aboutit à cette conclusion d'ensemble que, dans le conducteur, la *force électrique diminue d'intensité à mesure qu'on s'éloigne de la surface*. Pour les grandes conductibilités, par exemple, pour l'eau de mer (conductibilité 10^{-11} , constante diélectrique $\frac{80}{9 \cdot 10^{20}}$), on retombe sur la formule trouvée plus haut dans le cas où l'on néglige les courants de déplacement. Le coefficient d'atténuation est proportionnel à la racine carrée de la conductibilité et inversement proportionnel à la racine carrée de la longueur d'onde.

Pour l'eau de mer, l'amplitude est réduite dans le rapport $\frac{1}{e}$ à la profondeur de 50 centimètres environ pour l'onde de 300 m;
à la profondeur de 1,60 mètre — — 3000 m;
à la profondeur de 5 mètres — — 30000 m.

Si l'on considère des sols de moins en moins conducteurs, l'influence de la longueur d'onde devient moins considérable. Pour du sable très sec, par exemple :

$$\left(\varepsilon = 10^{-16} \quad \varepsilon = \frac{2}{9 \cdot 10^{20}} \right)$$

la profondeur de pénétration est à peu près indépendante de la longueur d'onde.

La présence d'un courant à l'intérieur du sol entraîne une absorption d'énergie qui se traduit à son tour par une *décroissance de l'intensité des champs électrique et magnétique pendant la propagation*.

Le calcul montre :

1° Que, la constante diélectrique étant donnée, l'absorption est maximum pour une valeur donnée de la conductibilité;

2° La constante diélectrique a une très grande influence sur l'absorption, celle-ci étant d'autant moindre que la constante diélectrique est plus élevée;

3° Pour un sol très conducteur et doué d'un pouvoir diélectrique élevé (eau de mer, sol conducteur), le coefficient b d'absorption le long du sol de la formule e^{-bx} est à peu près proportionnel au carré de la longueur d'onde. Il y a donc intérêt à augmenter la longueur d'onde.

Si l'on met en chiffres, on trouve ceux du tableau n° 1.

TABEAU N° 1

	Distance pour la réduction dans le rapport $\frac{1}{e}$ kilomètres.	
	$\lambda = 300 \text{ m}$	$\lambda = 3\,000 \text{ m}$
Eau de mer	1 800	180 000
Sol humide	18	1 800
$\left(\epsilon_s = \frac{5}{9 \cdot 10^{20}} \quad c_s = 10^{-13} \right)$		

Pour un sol très peu conducteur et doué d'un pouvoir inducteur spécifique petit, l'absorption est très marquée, et la variation de la longueur d'onde n'a que peu d'effet.

Tels sont les résultats pratiques des calculs de Zenneck. Je n'ai pas craint d'insister un peu parce qu'ils peuvent être obtenus d'une façon très simple et que nous les retrouverons en partie dans les conclusions de l'étude plus complète de Sommerfeld.

Au point de vue théorique, il est intéressant de retenir que nous avons trouvé un type d'ondes polarisées elliptiquement, dans le plan vertical parallèle à la direction de la propagation, et non plus uniquement, comme en optique, des vibrations perpendiculaires à la direction de la propagation.

La théorie de A. Sommerfeld. — Le stade définitif de la théorie de la propagation à la surface de deux milieux, autant qu'on peut actuellement prévoir, a été atteint avec Sommerfeld. On suppose un excitateur de révolution dont le plan équatorial se confond avec la surface de séparation, supposée plane, des deux milieux terre et air.

Sommerfeld part de ce résultat de Hertz, que tout champ électromagnétique de révolution peut se déduire d'une fonction Π par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} M_x &= -\frac{\partial \Pi}{\partial y} & M_y &= +\frac{\partial \Pi}{\partial x} & M_z &= 0 \\ E_x &= \frac{j\omega}{c^2} \frac{\partial^2 \Pi}{\partial x \partial z} & E_y &= \frac{j\omega}{c^2} \frac{\partial^2 \Pi}{\partial y \partial z} & E_z &= -\frac{j\omega}{c^2} \left(\frac{\partial^2 \Pi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \Pi}{\partial y^2} \right) \end{aligned}$$

avec

$$x^2 = \epsilon \omega^2 + j\omega c \cdot 4\pi$$

La fonction Π est une solution de l'équation différentielle

$$\Delta \Pi + \xi^2 \Pi = 0$$

avec

$$\xi^2 = \mu x^2.$$

Le problème revient à chercher une solution de l'équation précédente satisfaisant aux conditions aux limites, qui sont que les composantes horizontales des forces électrique et magnétique ne doivent éprouver aucune discontinuité quand on passe d'un milieu dans un autre.

La solution s'obtient aisément en remarquant que

$$C_1 J(\lambda r) e^{\sqrt{\lambda^2 - \xi_1^2} z}$$

où J est une fonction de Bessel, est une solution de l'équation différentielle, et en cherchant à calculer deux fonctions $\varphi_1(\lambda)$, $\varphi_2(\lambda)$ telles que si l'on pose dans le premier milieu

$$(z > 0) \quad \Pi_1 = \int_0^\infty \varphi_1(\lambda) J(\lambda r) e^{-\sqrt{\lambda^2 - \xi_1^2} z} \lambda d\lambda$$

et dans le deuxième milieu

$$(z < 0) \quad \Pi_2 = \int_0^\infty \varphi_2(\lambda) J(\lambda r) e^{\sqrt{\lambda^2 - \xi_2^2} z} \lambda d\lambda$$

telles que les conditions aux limites soient vérifiées. On trouve aisément qu'il faut, pour cela, écrire

$$\begin{cases} (z > 0) & \Pi_1 = \int_0^\infty M J(\lambda r) e^{-\sqrt{\lambda^2 - \xi_1^2} z} \lambda d\lambda \\ (z < 0) & \Pi_2 = \int_0^\infty M J(\lambda r) e^{+\sqrt{\lambda^2 - \xi_2^2} z} \lambda d\lambda \end{cases}$$

avec

$$M = \frac{\xi_1^2 + \xi_2^2}{\xi_1^2 \sqrt{\lambda^2 - \xi_2^2} + \xi_2^2 \sqrt{\lambda^2 - \xi_1^2}}.$$

La discussion est beaucoup plus complexe que le calcul de la solution. ξ_1 et ξ_2 étant imaginaires, l'intégration doit se faire dans le plan complexe.

$\sqrt{\lambda^2 - \xi_1^2}$ devant avoir constamment le signe de sa partie réelle, il s'ensuit qu'on ne peut pas faire couper par le chemin d'intégration les lignes qui correspondent à $\sqrt{\lambda^2 - \xi_1^2}$, $\sqrt{\lambda^2 - \xi_2^2}$ purement imaginaires, de sorte que celui-ci doit contourner les lignes $\sqrt{\lambda^2 - \xi_1^2} = \alpha j$ et $\sqrt{\lambda^2 - \xi_2^2} = \beta j$ et d'autre part le point s tel que

$$s = \sqrt{\frac{\xi_1^2 \xi_2^2}{\xi_1^2 + \xi_2^2}},$$

M devenant infini en ce point.

La discussion est rendue plus facile si l'on substitue à la fonction J , qui devient infinie aussi bien pour les valeurs positives que pour les

valeurs négatives de l'argument, les deux fonctions H de Hankel, qui satisfont à la condition

$$J(\lambda r) = \frac{1}{2} \left[H_1(\lambda r) + H_2(\lambda r) \right]$$

l'une de ces fonctions s'annulant à l'infini dans le premier quadrant du plan complexe, tandis que la deuxième s'annule dans le quatrième quadrant.

On intégrera la première fonction dans le premier quadrant, la deuxième dans le quatrième. En poursuivant la discussion, on s'aper-

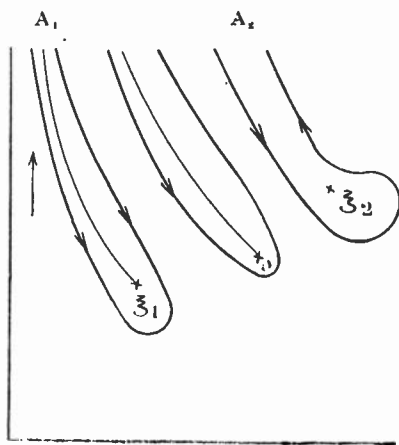


Fig. 3.

çoit que, pour H_1 et H_2 , les intégrales relatives à la deuxième fonction sont nulles; que les intégrales relatives à la première se réduisent à trois parties, l'intégrale prise autour du pôle et les intégrales prises autour des lignes de coupures $A_1 \xi_1$, $A_2 \xi_2$.

Aux intégrales prises autour du pôle s correspondent pour H_1 et H_2 des termes qui sont à grande distance, de la forme

$$P_1 = C_1 e^{j\frac{\pi}{4}} \sqrt{\frac{2\pi}{sr}} e^{jsr - \sqrt{s^2 - \xi_1^2} z} \quad z > 0$$

$$P_2 = C_2 e^{j\frac{\pi}{4}} \sqrt{\frac{2\pi}{sr}} e^{jsr + \sqrt{s^2 - \xi_2^2} z} \quad z < 0$$

C'est exactement la forme trouvée par Zenneck. Ces expressions montrent que P_1 et P_2 sont des ondes dont la propagation ne dépend que de s et par conséquent des constantes des deux milieux. Par suite de la présence du facteur exponentiel, ces ondes sont concentrées aux

environs de la surface et ont par conséquent le caractère d'ondes superficielles. Elles diminuent quand z augmente; et, si ϵ_2 est grand, plus rapidement dans le milieu 2 que dans le milieu 1. Quand la distance r est grande, l'amplitude décroît comme $\frac{1}{\sqrt{r}}$.

Si l'on cherche maintenant les intégrales correspondant aux lignes de coupure, on trouve dans le milieu (1)

$$\text{pour la première coupure} \quad Q_1^1 = \frac{C_2^1 e^{j \zeta_1 r}}{r^2}$$

$$\text{et le premier milieu}$$

$$\text{pour la deuxième coupure} \quad Q_2^2 = \frac{C_1^2 e^{j \zeta_2 r}}{r^2}$$

$$\text{et le deuxième milieu}$$

On reconnaît dans ces expressions des ondes d'espace, se propageant respectivement dans les milieux 1 et 2.

On a ensuite

$$\text{pour la deuxième coupure} \quad Q_1^2 = \frac{C_1^2}{r^2} e^{j \zeta_1 r + \sqrt{\zeta_2^2 - \zeta_1^2} z}$$

$$\text{et le premier milieu}$$

$$\text{pour la première coupure} \quad Q_2^1 = \frac{C_2^1}{r^2} e^{j \zeta_2 r - \sqrt{\zeta_2^2 - \zeta_1^2} z}$$

$$\text{et le deuxième milieu}$$

Toutes ces ondes décroissent comme $\frac{1}{r^2}$. Elles deviennent donc de moins en moins importantes par rapport aux ondes superficielles quand la distance augmente.

Toutes ces solutions ne s'appliquent qu'aux points du champ éloignés de la source. Pour les faibles distances, Sommerfeld a mis la solution sous la forme suivante :

$$H_1 = (u - jv) \frac{e^{-j \zeta_1 r}}{r}$$

avec

$$u = 1 - \frac{2}{1} x^2 + \frac{2 \cdot 2}{1 \cdot 3} x^4 - \frac{2 \cdot 2 \cdot 2}{1 \cdot 3 \cdot 5} x^6 + \dots$$

$$v = \sqrt{\pi} x \left(1 - \frac{x^2}{1} + \frac{x^4}{4!} - \frac{x^6}{6!} \right)$$

avec

$$|x^2| = \rho = \left| \frac{\zeta_1^2 \zeta_1^2 - \zeta_2^2 \zeta_1}{\zeta_2^2 \zeta_2^2} \frac{\zeta_1}{2} \right| r$$

ρ est d'autant plus grand, pour une même distance réelle, que la conductibilité du sol et sa constante diélectrique sont plus grandes, et que la longueur d'onde est plus petite. ρ est la « distance numérique ».

On a, par exemple, pour $r=2500$ kilomètres et pour différents sols et différentes longueurs d'ondes, les distances numériques données par le tableau n° 2 :

TABLEAU N° 2
Distances numériques
(kilomètres)

		Unités CGS électrostatiques		
		$\frac{C_2}{\Omega^2}$	ϵ	ρ
Eau de mer	$\lambda = 2$ km	10^{-11}	80	$\frac{1}{30}$
	$\lambda = 0,5$ km	10^{-11}	80	$\frac{1}{2}$
	$\lambda = 0,33$ km	10^{-11}	80	1
	$\lambda = 0,2$ km	10^{-11}	80	3
Eau douce	$\lambda = 2$ km	10^{-14}	80	30
Sol humide	$\lambda = 2$ km	$6 \cdot 10^{-14}$	10	6,5
Sol sec	$\lambda = 2$ km	10^{-15}	4	300

Pour de très faibles distances numériques. (Jusqu'à $r=20000$ km pour l'eau de mer, jusqu'à $r=2$ km pour l'eau douce, et pour la longueur d'onde de 2 km), le seul terme à considérer est le premier terme du développement en série. (Ondes d'espace prépondérantes). Ensuite, l'onde superficielle devient prédominante ($0,2 < \rho < 2,2$). Enfin, les ondes d'espace prédominent à nouveau.

Le calcul de Sommerfeld peut être étendu au cas où l'on tient compte de la *courbure de la terre*. Mais il est facile de se rendre compte immédiatement que l'effet ne peut être que de modifier, en faveur des ondes superficielles, l'importance de celles-ci relativement aux ondes d'espace, en agrandissant, dans le sens des petites aussi bien que des grandes valeurs de ρ , le domaine dans lequel les ondes de surface sont prépondérantes. Il ne serait pas invraisemblable de supposer que la courbure de la terre a pour effet de supprimer complètement le domaine dans lequel les ondes d'espace, après avoir été moins importantes que les ondes superficielles, deviennent à nouveau prépondérantes.

Avec Sommerfeld, on peut admettre que la propagation à la surface de deux milieux plans indéfinis est complètement et définitivement étudiée.

Un résultat important de la théorie est qu'on peut, au point de

vue de la propagation, *assimiler la mer à un conducteur parfait* tant qu'il s'agit d'ondes longues : et c'est là, évidemment, un fait intéressant, qui permettra de simplifier quand, dans l'avenir, on s'occupera des autres influences. Un autre résultat, c'est qu'il faudra tenir compte non seulement de la conductibilité, mais de la *constante diélectrique* quand on étudiera la propagation le long de sols de constitutions diverses. Et la présence d'une constante diélectrique élevée est susceptible d'améliorer la propagation.

(A suivre.)

L. BOUTHILLON.

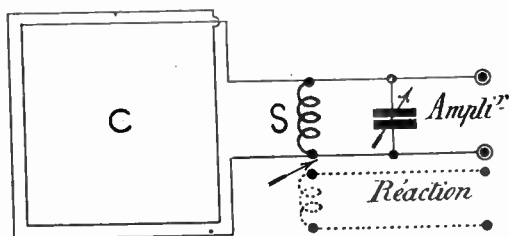
Comment recevoir les P. T. T. et la Tour Eiffel sur le même cadre.

Par M. GOIZET

Il est, en général, recommandé pour recevoir l'émission des P. T. T. d'utiliser un cadre à petit nombre de spires (8 à 10). Ce mode de réception nécessite l'emploi d'un second cadre comportant plus de spires pour les concerts de la Tour ou de Radiola.

D'autre part, on pourrait penser mettre sur un cadre de ce dernier type, une prise à la huitième spire et isoler les autres pour éviter les bouts morts. Mais, malgré cette dernière précaution, la présence immédiate des 40 ou 50 spires inutilisées sera d'un effet désastreux. Ceux qui possèdent un cadre de 8 spires s'en rendront compte immédiatement : il leur suffira, pendant qu'ils font de l'écoute avec leur cadre pour petites longueurs d'onde, d'en approcher celui qui leur sert pour les plus grandes ; l'étouffement de la réception serait considérable.

En prenant le problème à rebours, on pourrait se servir pour les ondes supérieures d'un cadre de quelques spires auquel on ajouterait



en série une self appropriée. Mais on perdrait ainsi l'avantage du nombre de spires, qui intervient dans l'intensité de la réception.

Il semble donc nécessaire pour avoir une bonne réception des différentes émissions de la région parisienne, d'utiliser deux cadres indépendants, ce qui complique, augmente les frais et l'encombrement.

Que ceux qui ont entre leurs mains un cadre pour la Tour se rassurent. Il peut très bien leur servir pour écouter les concerts des P. T. T., au moyen d'un petit artifice très simple.

On sait qu'on peut combiner deux ou plusieurs selfs en parallèle, c'est-à-dire réunir entre elles les extrémités situées d'un même côté. La loi qui donne la valeur de la self résultante L est la même que pour l'association des résistances (en supposant leur induction mutuelle nulle) :

$$(1) \quad \frac{1}{L} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \dots$$

où $L_1, L_2, L_3, \dots$ sont les valeurs des selfs composantes.

On remarque de suite que si les différentes valeurs $L_2, L_3, \dots$ sont très grandes vis-à-vis de L_1 par exemple, on peut négliger les termes

$\frac{1}{L_2}, \frac{1}{L_3}$ et la self du système est voisine de L_1

$$(2) \quad L \cong L_1.$$

Prenons par exemple : 1° un cadre C pour FL qui fait environ 3 millihenrys et donne 2600 m avec environ 0,6 m μ f et 1750 m avec 0,3 m μ f; 2° une petite self S de 0,15 millihenry. Mettons-les en parallèle, la self totale deviendra :

$$L = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2} = \frac{0,15 \times 3}{3,15} = 0,14.$$

La self de l'ensemble cadre-galette sera très bonne pour recevoir les P. T. T. avec moins de 0,5 m μ f.

Ce mode de couplage d'un cadre avec une galette n'a rien de nouveau. C'est, en particulier, celui que M. E.-H. Armstrong avait employé lors de la conférence du 14 novembre dernier. Mais le cadre n'avait que 5 spires et la galette était seulement destinée à permettre le couplage du circuit oscillant avec le circuit plaque, sans augmenter la self de l'ensemble qui devait être faible pour la longueur d'onde employée. Un nombre de spires suffisant pouvait ainsi être conservé. Ce montage a été préconisé par M. Clavier, dans sa conférence à l'École des Postes et Télégraphes, le 24 février dernier. Il est particulièrement intéressant de constater que le cadre peut très bien avoir un grand nombre de tours et permettre, par une manœuvre des plus simples, la réception de la Tour Eiffel, de Radiola et des P. T. T.

Voici d'ailleurs quelques données pratiques :

Cadre : Hexagonal 0 m 50 de côté ; 50 spires espacées de 2 mm, fil 9/10.

Galette : Nid d'abeille 50 spires ou toile d'araignée de 50 spires,

fil 3/10, une couche coton. sept encoches venant à 2 cm du centre ou toute autre self de valeur approchante.

Comparativement avec un cadre de mêmes dimensions, bobiné à 8 spires espacées de 15 mm, la réception des P. T. T. a paru aussi bonne.

On aurait pu croire qu'un cadre dont la longueur d'onde propre est grande, ne peut pas convenir pour la réception d'ondes relativement courtes. L'expérience montre le contraire. On a là quelque chose d'analogue au montage du genre Reinartz sur antenne désaccordée mais tandis que celui-ci affaiblit la réception, le montage indiqué donne la même intensité qu'un cadre accordé de même surface.

LES ESSAIS TRANSATLANTIQUES

Le poste d'émission de M. Deloy (1)

Le poste d'émission de M. Léon Deloy 8 AB est le seul poste d'amateur français qui ait été entendu en Amérique au cours des essais transatlantiques de 1922. Mais il a été particulièrement bien entendu, avec son mot de code Aludo et régulièrement lisible pendant une heure.

La figure 1 en donne le schéma de principe et la figure 2 les détails de construction.

Voici la description des divers éléments constitutifs du poste. (Les numéros renvoient à la figure 2.)

N° 1. Antenne. Elle est formée de trois prismes à huit fils de 20 mètres de longueur, avec descentes de 20 mètres, également en prismes. Le diamètre des prismes de l'antenne est de quatre mètres à leur extrémité libre et de deux mètres à leur point d'attache commun : ce sont donc, en réalité, des troncs de pyramide octogonale, plutôt que des prismes. Ils rayonnent en demi-parapluie autour de leur point d'attache et sont réunis au poste chacun par une descente indépendante. Les trois descentes parallèles sont des prismes de 20 centimètres de diamètre. Les 24 brins de l'antenne ne sont réunis qu'à leur point de connexion aux appareils. Chaque brin est un câble de huit fils de cuivre émail de 6/10, ainsi constitué dans le but de diminuer autant que possible « l'effet pelliculaire » par l'augmentation de la surface. Les isolateurs aux extrémités de l'antenne sont composés de deux chainettes de trois maillons Vedovelli et d'un « tibia » d'ébonite. Les extrémités libres de l'antenne sont supportées par trois mâts de 25 mètres ; le support commun des trois prismes est un mât de dix mètres placé sur le toit de la maison qui est lui-même à 25 mètres au-dessus du sol. Tous les haubans des mâts sont coupés par des isola-

(1) Communication du Comité français des Essais Transatlantiques.

teurs Vedovelli, de façon qu'aucune section de câble métallique n'ait plus de dix mètres de longueur.

N° 2. Ampèremètre thermique Chauvin et Arnoux donnant sa déviation totale pour 5 ampères.

N° 3. Condensateur d'antenne, destiné à ramener à 195 mètres la longueur d'onde du circuit antenne-terre. La fondamentale de l'antenne est d'environ 200 mètres et la self de couplage introduite porte cette longueur d'onde à environ 250 mètres. Ce condensateur est formé de plaques photographiques 13×18 , employées en double. Les armatures sont en feuilles de clinquant 9×14 . Toutes les feuilles d'une des armatures sont réunies entre elles; celles de l'autre armature sont séparées, de façon que l'on puisse en prendre un nombre quelconque et faire ainsi varier la capacité.

Les meilleurs résultats ont été obtenus, en pratique, en connectant l'antenne à une feuille de l'armature libre et la self à une autre feuille de cette même armature. On avait donc, en réalité, deux condensateurs en série.

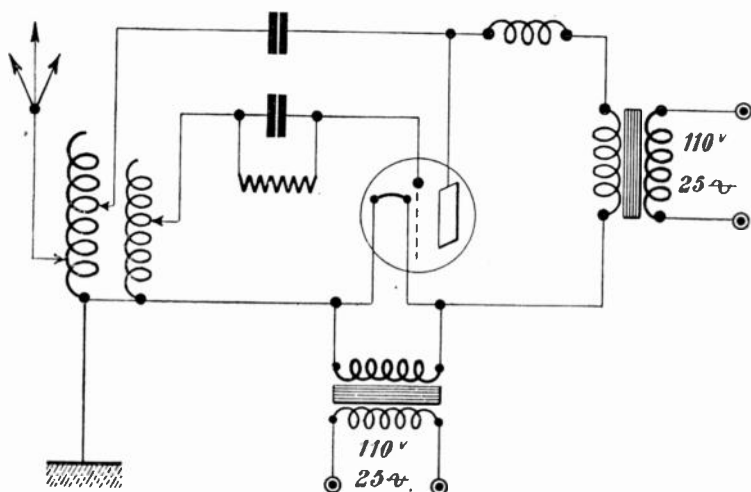


Fig. 1.

N° 4. Bobine comprenant 20 spires de 20 centimètres de diamètre intérieur, en tube de cuivre de 6 millimètres, espacés d'un centimètre environ.

N° 5. Réseau de 12 fils (quatre sous chaque prisme) installé vers le milieu des essais avec l'intention de l'utiliser comme contrepoids. Les conditions locales étant extrêmement défavorables, la pratique a démontré que le meilleur emploi à faire de ce réseau était de le mettre purement et simplement à la terre, ce qui fit gagner un à deux dixièmes d'ampère dans l'antenne.

N° 6. Prise de terre, comprenant les tuyaux d'eau, de gaz et de chauffage central, ainsi que les gouttières métalliques et la descente du paratonnerre, auxquels ont été ajoutés 80 mètres environ de treillage métal-

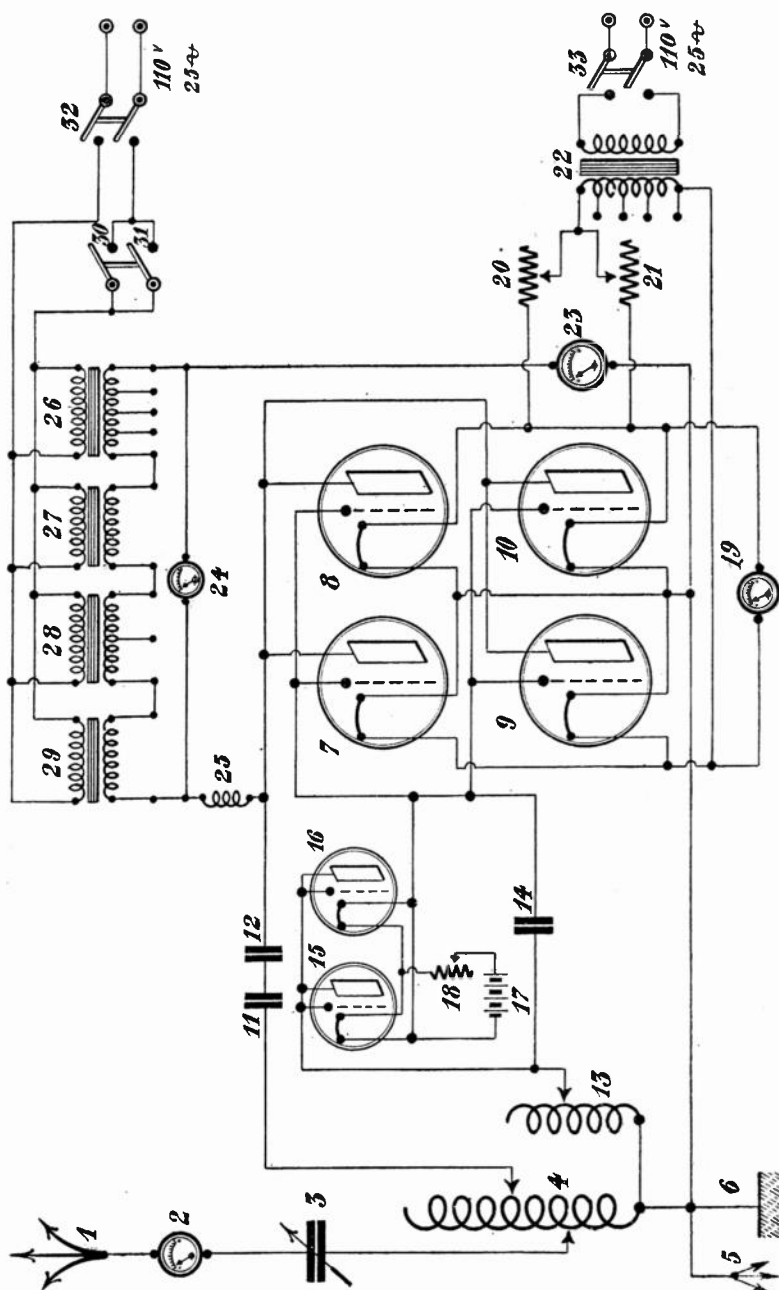


Fig. 2.

lique enterré sous les différents prismes de l'antenne, le tout réuni par du ruban de cuivre de 3 centimètres de largeur.

N^{os} 7, 8, 9 et 10. Lampes S.I.F., modèle B, de 250 watts. Il faut noter, à la louange de la Société Indépendante de Télégraphie sans fil, la rapidité avec laquelle ces lampes sont parvenues à M. Deloy. Commandées par télégramme le 13 décembre, elles étaient entre ses mains le 16, grâce à une expédition par exprès.

N^{os} 11 et 12. Condensateurs montés en série, pour résister à la haute tension, et destinés à laisser passer la haute fréquence en isolant la haute tension. Chacun de ces condensateurs est constitué par des plaques photographiques 18 × 24 et par deux armatures composées chacune de 20 feuilles de clinquant 16 × 22.

N^o 13. Bobine couissant à l'intérieur de la bobine N^o 4 et constituée par 20 spires de 16 centimètres de diamètre en fil de bronze de 2 millimètres, espacées d'un centimètre.

N^o 14. Condensateur de grille construit comme le condensateur d'antenne, mais en plaques photographiques 9 × 12. Quatre des plaques de l'armature libre étaient utilisées.

N^{os} 15 et 16. Lampes S.I.F. et « Métal » de 50 watts servant de résistance de grille réglable (par variation du chauffage des filaments).

N^o 17. Batterie d'accumulateurs de 8 volts.

N^o 18. Rhéostat réglable de 4,5 ohms pour 4,5 ampères, de la Manufacture d'Appareillage électrique spécial, de Trévoux.

N^o 19. Voltmètre Chauvin et Arnoux donnant sa déviation maximum pour 20 volts. Il aurait été évidemment préférable que les filaments des quatre lampes soient alimentés en parallèle, chacun avec son rhéostat et son voltmètre, mais le montage employé est le plus pratique de ceux que permettaient les appareils disponibles.

N^{os} 20 et 21. Rhéostats réglables de 3 ohms pour 10 ampères, de la Manufacture d'Appareillage électrique spécial, de Trévoux, montés en parallèle pour supporter les 15 ampères nécessaires à l'alimentation des filaments des lampes.

N^o 22. Transformateur Ferrix, abaissant à 12 volts la tension du secteur 110 volts 25 périodes. Les prises intermédiaires indiquées au secondaire permettent de diviser éventuellement cette tension de 12 volts par fractions de 3 volts.

N^o 23. Milliampèremètre Chauvin et Arnoux donnant sa déviation maximum pour 500 milliampères.

N^o 24. Electromètre apériodique Chauvin et Arnoux donnant sa déviation maximum pour 5000 volts.

N^o 25. Bobine de choc destinée à empêcher les retours de haute fréquence aux transformateurs. Elle est constituée par un solénoïde de 11 centimètres de diamètre et de 27 centimètres de longueur, en fil isolé de 5/10.

N^o 26. Transformateur Ferrix 110-1000 volts, par fractions de 250 volts.

N^o 27. Transformateur Ferrix, 110-1000 volts.

N^o 28. Transformateur Ferrix, 110-2000 volts, par fractions de 1000 volts.

N^o 29. Transformateur Ferrix, 110-1000 volts. Si des transformateurs aussi nombreux sont employés avec leurs primaires en parallèle et leurs

secondaires en série, au lieu d'un transformateur unique, c'est que 8 AB a commencé par être un tout petit poste, où 250 volts semblaient une très haute tension de plaque, pour arriver graduellement à un kilowatt, avec 5000 volts sur les plaques.

Au sujet de ces transformateurs, M. Léon Deloy tient à exprimer ses plus vifs remerciements à la maison Ferrix, qui, grâce à la rapidité exceptionnelle de sa fabrication, lui a permis de mener à bien les essais de transmission transatlantique. Vers le milieu des essais, et malgré tous ses efforts pour arriver à obtenir un bon rendement de ses quatre lampes (dont le montage n'avait été terminé que le premier jour des essais), M. Deloy n'arrivait pas à leur faire donner plus qu'à deux lampes. Il décida alors de porter la tension de plaque de 4 000 volts à 5 000 volts. Il passa commande d'un quatrième transformateur (le n° 29) à 10 heures du matin ; la maison Ferrix le lui livra le même jour à 13 heures, et, par son emploi, le courant dans l'antenne passa de 4,2 ampères à 4,8 ampères.

N°s 30 et 31. Manipulateurs en parallèle. Ils étaient employés alternativement, car ils chauffaient beaucoup et avaient une tendance à coller, à cause de l'intensité à couper.

N°s 32 et 33. Interrupteurs bipolaires.

Remarques. — Le primaire du transformateur de chauffage et le primaire du transformateur haute tension avaient une de leurs extrémités connectée au fil neutre de la distribution d'énergie, qui est faite en courant triphasé. L'autre extrémité de chacun de ces primaires était connectée à deux phases différentes, choisies de telle sorte que lorsqu'on fermait le manipulateur, prenant ainsi une forte intensité sur une phase, la tension de la phase à laquelle était connecté le transformateur de chauffage montait. Le filament des lampes était ainsi chauffé à 5,75 volts pendant les signaux et à seulement 5 volts pendant les intervalles qui les séparaient.

L'impossibilité de se procurer à temps un certain nombre d'appareils et les délais de livraison décourageants demandés par la plupart des constructeurs ont obligé M. Deloy, pour être prêt à temps, à réaliser un poste qu'il aurait voulu voir beaucoup plus au point. Les condensateurs, en particulier, du fait même de leur construction, laissaient beaucoup à désirer. Le condensateur d'antenne chauffait très sensiblement et des aigrettes se produisaient par instants autour des plaques. Des condensateurs à mica bien construits auraient certainement augmenté de façon très sensible le rendement de l'installation. Un condensateur variable aurait également pu être placé aux bornes de la bobine de grille, mais il n'a pas été possible de s'en procurer un résistant aux tensions élevées qui se produisent en ce point.

Bien d'autres perfectionnements auraient évidemment été désirables, que le manque de temps a empêché de réaliser.

Diagrammes des forces électromotrices mesurées à Meudon pour les émissions de Bordeaux, Nantes et Rome

par M. R. MESNY

Les diagrammes ci-dessous donnent les champs électriques en microvolts par mètre des stations de Bordeaux, Nantes et Rome. Ces éléments ont été mesurés à Meudon par la méthode indiquée au n° 1 de *l'Onde Électrique*. Les résultats obtenus pendant les premiers mois de l'année 1922 sont contenus dans le n° 10 de la même revue.

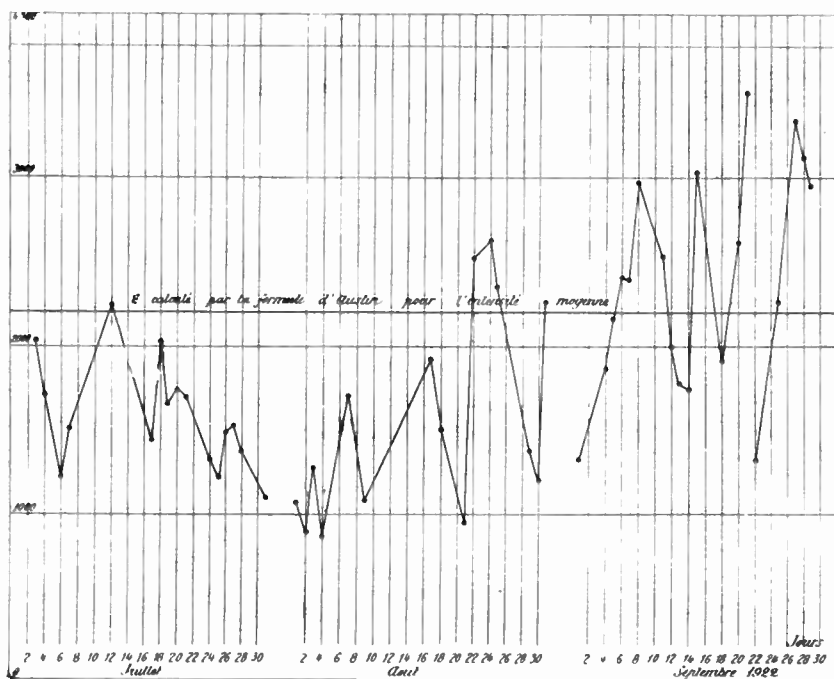


Fig. 1. — Observations journalières de la force électromotrice ε , en microvolts par mètre, produites à Meudon par le poste Lafayette (L.Y.), en juillet, août, septembre 1922.

Intensité moyenne = 480 A. $\lambda = 23400$ m.

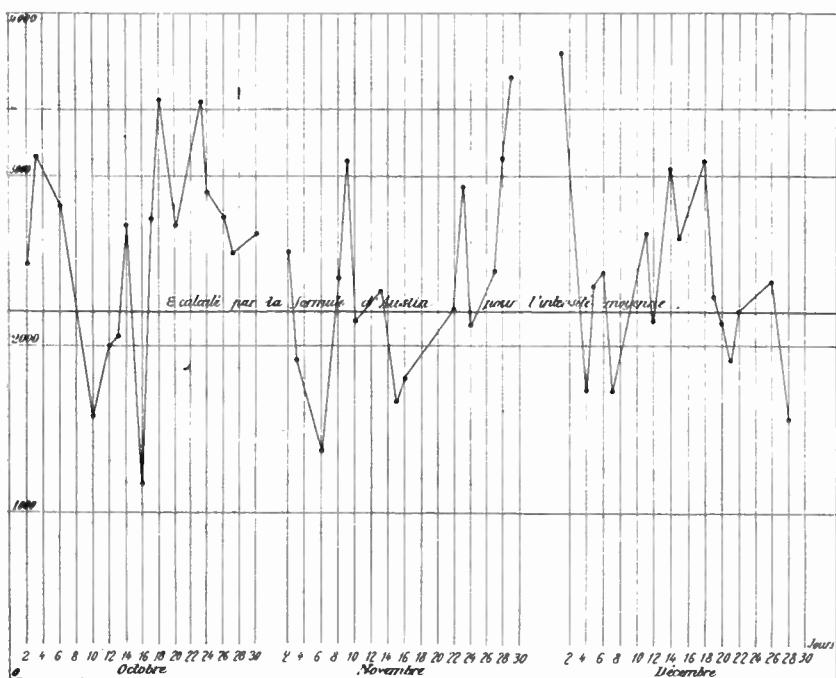


Fig. 2. — Observations journalières de la force électromotrice ε , en microvolts par mètre, produite à Meudon par le poste Lafayette (L.Y), en octobre, novembre, décembre 1922.

Intensité moyenne = 480 A.

$\Delta = 23\ 400\text{ m.}$

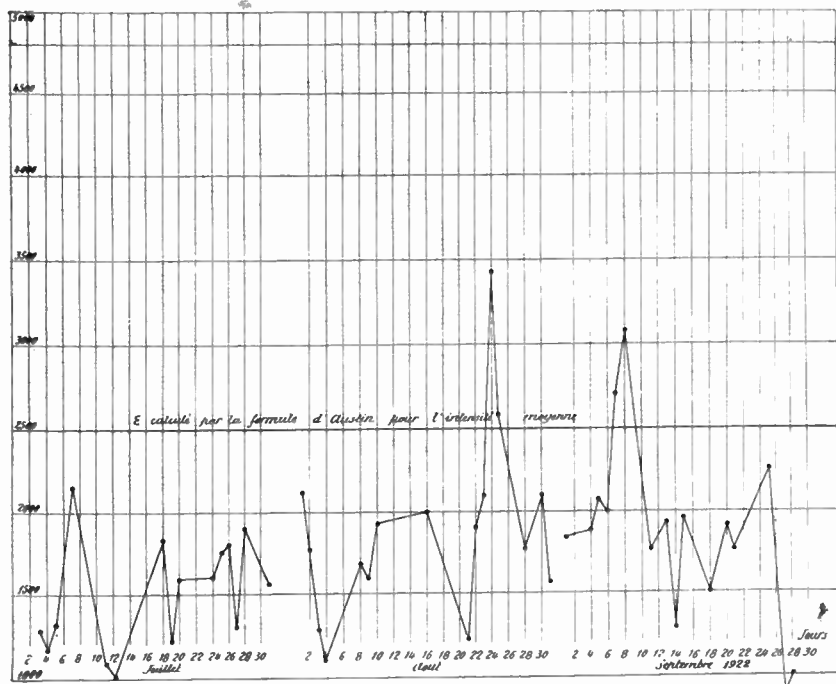


Fig. 3. — Observations journalières de la force électromotrice ε , en microvolts par mètre, produite à Meudon par le poste de Nantes (U.A), en juillet, août, septembre 1922.

Intensité moyenne = 180 A.

$\Delta = 9\ 000\text{ m.}$

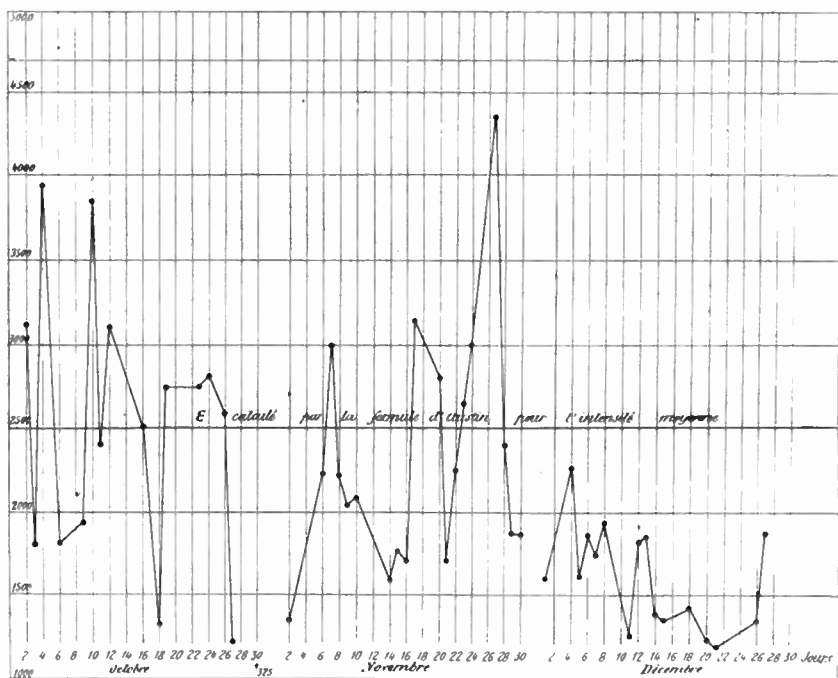


Fig. 4. — Observations journalières de la force électromotrice z , en microvolts par mètre, produite à Meudon par le poste de Nantes (U.A), en octobre, novembre, décembre 1922.

Intensité moyenne = 180 A. $\lambda = 9000$ m.

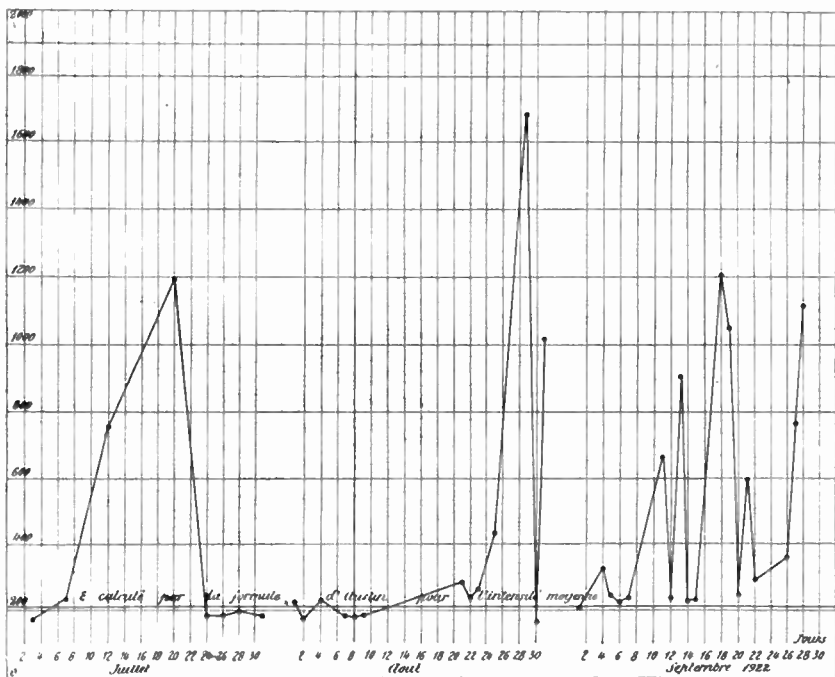


Fig. 5. — Observations journalières de la force électromotrice ϵ , en microvolts par mètre, produite à Meudon par le poste de Rome (I.D.O), en juillet, août, septembre 1922.

Intensité moyenne = 100 A. $\lambda = 10850$ m.

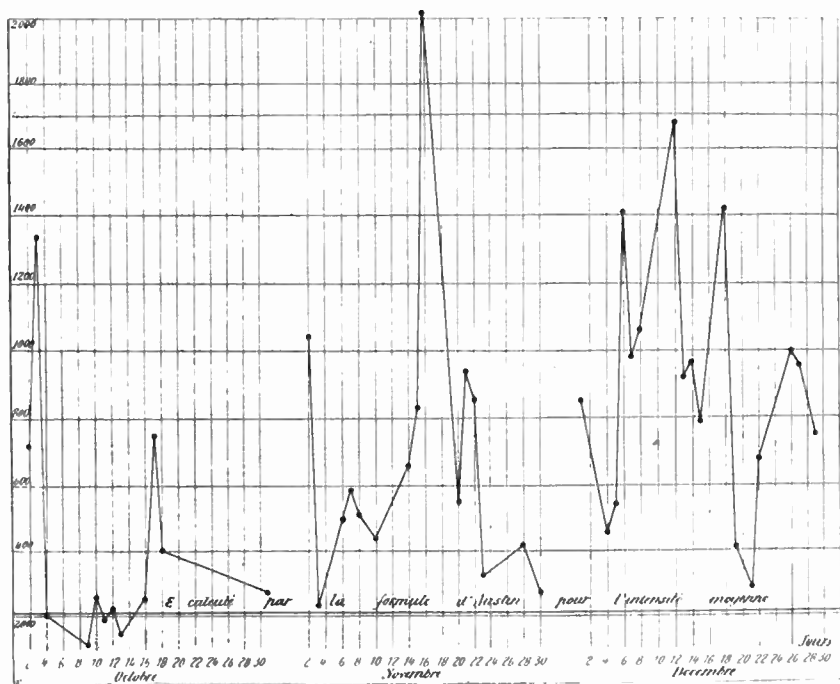


Fig. 6. — Observations journalières de la force électromotrice ϵ , en microvolts par mètre, produite à Meudon par le poste de Rome (IDO), en octobre, novembre, décembre 1922.
 Intensité moyenne = 100 A. $\Lambda = 10850$ m.

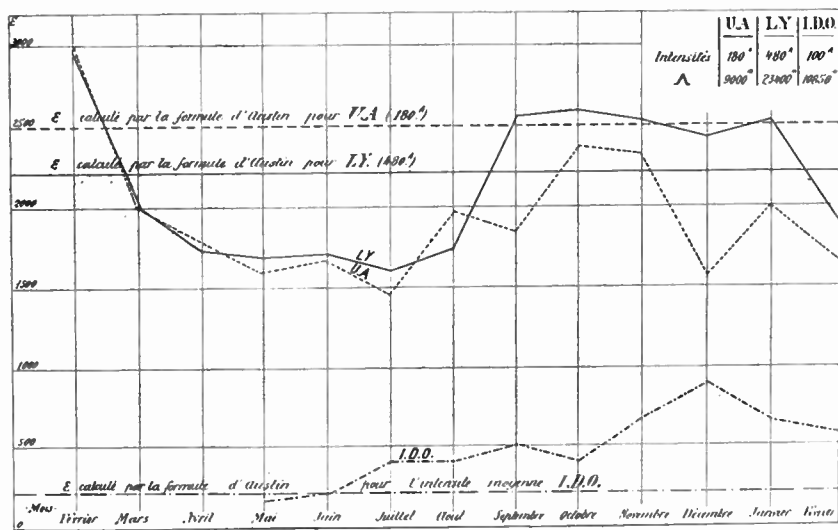


Fig. 7. — Moyennes mensuelles de la force électromotrice ϵ , en microvolts par mètre, produite à Meudon par les postes Lafayette (LY), Nantes (UA) et Rome (IDO). Année 1922.

ANALYSES ET BIBLIOGRAPHIE

ÉMISSION

La pression du vent sur les pylônes; CF. ELWELL, *Electrician*, 26 janvier 1923, p. 88. — L'auteur examine dans quelle mesure l'on peut prévoir les efforts qu'exercera le vent sur les pylônes supports d'antennes. Il montre l'incertitude régnant actuellement sur cette question : dans l'établissement récent de diverses stations françaises, anglaises ou américaines, les chiffres adoptés pour la pression maxima du vent varient entre 15 et 112 livres par pied carré (c'est-à-dire 73 à 550 kg par mètre carré), avec des coefficients de sécurité de 3 ou 4. Ces chiffres conduisent à calculer des charpentes très résistantes et, par suite, onéreuses. L'auteur propose de les réduire, d'abord en tenant compte du fait que le vent est, à la partie inférieure, toujours plus faible qu'au sommet (la moitié dans le cas d'un pylône de 300 m); ensuite en étudiant la répartition des vents dans la région où doit être élevée la station, de manière à pouvoir évaluer plus exactement les efforts maximum qu'ils exerceront.

De la discussion qui a suivi la lecture de cette note devant la *Wireless section of electrical Engineers*, il résulte qu'on ne peut espérer représenter par une formule précise la pression du vent aux différentes altitudes pendant les tempêtes, les mouvements de l'air étant désordonnés et plus ou moins tourbillonnaires. — P. DAVID.

LAMPES

Théorie des tubes à vide, par Georg Joss. *Annales de Physik, Leipzig* n° 23-24 (1922). — L'auteur rappelle d'abord les conditions d'entretien des

oscillations par les lampes à grille, qu'il obtient par la méthode classique du remplacement de la caractéristique,

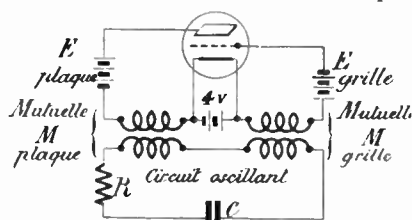


Fig. 1.

au voisinage de l'inflexion [par sa tangente. Il traite en détail le cas typique de l'entretien d'oscillations dans un

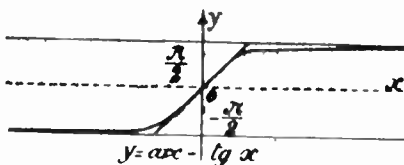


Fig. 2.

secondaire couplé par induction avec la grille et avec la plaque, indiquant rapidement à la fin de son ouvrage la

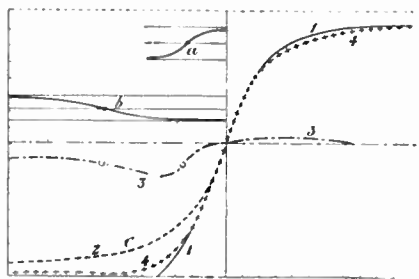


Fig. 3.

- 1 Courbe expérimentale $Y = f(x)$.
- 2 (ou C) $Y = k \text{ arc tg } x$.
- 3 Courbe de l'erreur $Y - y = \varphi(x)$.
- a et b Fonctions arc tg représentant $\varphi(\lambda)$.
- 4 Courbe obtenue en formant $a + b + c$.

mise en équation pour les montages qui en dérivent, ainsi que pour ceux qui utilisent le couplage par capacité.

Abordant ensuite le problème de l'amplitude des oscillations obtenues qu'on détermine en général par des méthodes graphiques utilisant la caractéristique fournie par l'expérience, l'auteur le traite dans toute sa généralité analytiquement, ce qui a l'avantage de relier les résultats aux paramètres de la caractéristique. Pour cela il faut choisir une formule empirique représentant avec une exactitude suffisante la famille des caractéristiques. Une représentation excellente consiste à utiliser la grande ressemblance de la courbe avec la fonction, $y = \arctg x$.

La courbe des écarts pouvant elle-même être très bien représentée par 2 courbes $\arctg$, puisqu'elle possède 2 asymptotes horizontales et 2 points d'inflexion, on peut développer la fonction complète en une somme de 3 $\arctg$, chacune étant définie par l'écart de ses asymptotes et par la pente au point d'inflexion.

La figure ci-contre montre l'ordre de grandeur de l'erreur commise par ce procédé.

Malheureusement les calculs portant sur une telle fonction sont passablement compliqués et il est impossible d'en donner rapidement un aperçu de quelque utilité.

L'auteur discute les résultats obtenus d'abord en faisant abstraction du courant grille supposé négligeable, puis dans le cas des grandes tensions-grille pour lesquelles il devient prépondérant.

L'auteur établit également, par des considérations énergétiques, la loi de variation de l'amplitude en fonction du temps dans la période d'établissement des oscillations. — DUBOIS-RAYMOND.

Sur l'entretien des oscillations électriques par une lampe à trois électrodes ; F. VAN AALST. *Comptes rendus*. — En couplant par induction mutuelle une bobine disposée sur le circuit de grille d'une lampe à trois électrodes et la bobine d'un circuit oscillant self-capacité intercale sur le

circuit de plaque, on entretient des oscillations électriques.

La théorie indique que la condition nécessaire à l'entretien des oscillations s'exprime par l'inégalité

$$R + \frac{L - kM}{C\gamma} < 0.$$

R désignant la résistance du circuit oscillant, L sa self-induction, C sa capacité, M le coefficient d'induction mutuelle des deux bobines, k et γ le facteur d'amplification en volts et la résistance de la lampe.

Lorsque les bobines étant couplées suffisamment pour que cette condition soit très largement satisfaite, on diminue leur induction mutuelle, l'amplitude des oscillations entretenues augmente d'abord, passe par un maximum, puis décroît très vite jusqu'à désamorçage de l'oscillateur.

En disposant sur le circuit oscillant une soudure thermo-électrique sensible, on peut déterminer les positions des deux bobines pour lesquelles les oscillations se désamorcent. L'auteur s'est proposé, afin de vérifier la valeur de la théorie, de comparer la valeur trouvée dans ces conditions à celle que donne la condition limite

$$R + \frac{L - kM}{C\gamma} = 0.$$

Les positions des bobines qui correspondent au désamorçage étant déterminées, on mesure avec un ondemètre, par la méthode de zéro d'Armagnat, le coefficient de self-induction des deux bobines mises en série, d'abord dans le sens pour lequel la self-induction augmente l'induction mutuelle, puis dans le sens pour lequel elle la diminue. La différence des deux valeurs ainsi déterminées est égale à quatre fois le coefficient d'induction mutuelle ; on trouve ainsi :

$$M = 0,41. 10^3 \text{ henry.}$$

Pour comparer cette valeur à celle qu'indique la théorie, on mesure d'autre part à l'ondemètre la self-induction L, la capacité C. La résis-

tance R du circuit comprend la résistance de la bobine, celle de la soudure thermo-électrique, comparées par la méthode de résonance à celle d'un fil fin dont la résistance avait été mesurée au courant continu et la résistance 8,70 ohms d'un fil de constantan de 0 mm 04 de diamètre intercalé dans le circuit.

Les coefficients k et φ étaient déduits du tracé des caractéristiques à tension de plaque constante. Ces caractéristiques déterminaient bien ces coefficients pour les très petites amplitudes des oscillations lors du désamorçage, car le point de fonctionnement de la lampe avait été choisi en réglant la tension de plaque au milieu de la branche ascendante d'une caractéristique. On faisait ce réglage en s'arrangeant en sorte que le courant dans le circuit de plaque soit la moitié du courant de saturation et ne change pas d'intensité moyenne lors de l'amorçage des oscillations.

La longueur d'onde mesurée à l'ondemètre était 5.505 m. La tension de plaque était 86 volts.

Le rapport de la self-induction de la bobine à la capacité du condensateur du circuit oscillant avait été choisi égal à celui pour lequel le courant entretenu peut atteindre la plus grande intensité possible.

Voici les valeurs mesurées des différentes grandeurs nécessaires au calcul de M par la condition d'entretien des oscillations :

$$R = 16,45 \text{ ohms } C = 4,11 \cdot 10^{-3} \mu\text{f.}$$

$$L = 2,07 \cdot 10^{-3} \text{ Henrys, } k = 9,0.$$

$$\varphi = 25500 \text{ ohms.}$$

Ce calcul de M donne $0,42 \cdot 10^{-3}$ henry, la valeur mesurée étant $0,41 \cdot 10^{-3}$ -, on en conclut que pour l'oscillateur en expérience la condition théorique d'amorçage se trouve très bien vérifiée.

La théorie indique que dans les conditions limites qui nous occupent, la valeur de la période était celle que donne la formule de lord Kelvin :

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

Cette conséquence de la théorie se

vérifie avec beaucoup d'exactitude. Sa théorie néglige l'influence du couplage supplémentaire par la capacité des électrodes de la lampe. Nous avons utilisé une lampe du petit modèle de la Radio-militaire.

Pour la fréquence qui correspond à 5 505 m et pour une self de la bobine de grille égale à $7,30 \cdot 10^{-3}$ henry, la capacité de la lampe n'intervient plus que très peu.

Pour des ondes plus courtes ou des selfs de bobines de grille beaucoup plus grandes, elle commence à ne plus être négligeable, car le couplage par la seule capacité de la lampe suffit à entretenir des oscillations, dont la longueur d'onde peut dépasser 1 000 mètres.

Le courant de grille dont la théorie ne tient non plus compte ne modifie pas la condition trouvée. Les expériences précédentes montrent donc que la condition nécessaire d'entretien fournie par la théorie se vérifie parfaitement pour des oscillations dont la longueur d'onde est égale à 5 500 mètres. L'induction mutuelle des deux bobines de l'oscillateur qui correspond non plus à l'amorçage, mais au maximum d'intensité de courant dans le circuit oscillant a été trouvée égale à $0,782 \cdot 10^{-3}$ henry, valeur plus grande que celle qui correspond à la limite d'entretien.

On remarquera que, parmi les relations théoriques qu'il est possible d'obtenir, c'est la condition limite de l'amorçage qui doit se vérifier le plus exactement, car elle correspond à des oscillations d'amplitude très petite dans des conditions de fonctionnement pour lesquelles le courant de plaque peut très exactement être considéré comme une fonction linéaire des tensions de grille et de plaque.

Un voltmètre thermoïonique à lecture directe : MOULIN (E.-B.), *Journ. of Institution Electr. Engin.*, vol. 61, n° 315 (1923), pages 295 à 308. — En principe, la tension alternative est détectée par une lampe triode et le courant continu qui en résulte dans le

circuit-plaque est mesuré au moyen d'un galvanomètre.

Le montage est réalisé d'une manière robuste qui permet d'employer l'appareil comme un voltmètre ordinaire.

Il est facilement transportable, permet des mesures précises entre 0.5 volts et 2 volts, et le galvanomètre est gradué en volts efficaces, l'étalonnage étant exact à toutes les fréquences jusqu'à 3.10^6 . La vérification pour les fréquences supérieures laisse un doute de 2 à 3 pour 100 attribuable peut-être à l'incertitude des mesures faites en haute fréquence avec un thermo-couple comme milliampèremètre.

Deux types de voltmètre de ce genre ont été réalisés : l'un utilise le montage habituel des triodes-déectrices basé sur la courbure de la caractéristique de courant-grille. Il permet d'étudier des f. é. m. alternatives superposées ou non avec des tensions continues.

Le zéro du voltmètre correspond au courant-plaque au repos. Le contrôle de la fidélité du montage est donc facile.

L'autre type repose sur l'emploi de la courbure de la caractéristique du courant-plaque. L'idée originale est d'avoir supprimé la batterie d'anode pour éviter d'avoir à compenser un notable courant-plaque statique. Une batterie de 6 volts est uniquement employée. Elle fournit 3.6 volts au filament, abaisse la tension-grille de 1.6 volts, grâce à un rhéostat en série dans lequel vient aboutir la liaison avec la grille, tandis que la borne + est reliée à la plaque par l'intermédiaire d'un galvanomètre unipivot et d'une résistance de 30 000 Ω qui atténue la variation de sensibilité pour les f. e. m. alternatives d'amplitudes croissantes.

D'après l'auteur, ces appareils seraient fidèles, l'étalonnage subsistant aussi longtemps que la lampe. Leur emploi en haute fréquence est d'une commodité précieuse pour les mesures d'intensité, de résistance, de très petites selfs ou de mutuelles, etc...

MESURES

Montages à « pont » pour déterminer la résistance d'une self ou d'un condensateur ; H. V. HIGGITT. *The Electrician*, 2 février 1923. — La méthode comporte l'emploi de deux ponts en courant alternatif.

Le premier (fig. 1) étant réglé à la

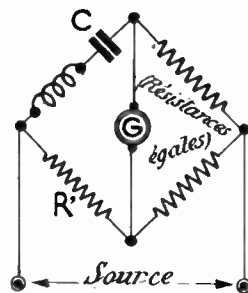


Fig. 1.

résonance, donne, en appelant R_L la résistance de la self et R_C celle du condensateur.

$$R_L + R_C = R' \quad (1)$$

Le second (fig. 2) donnerait, si la résistance R_C du condensateur était

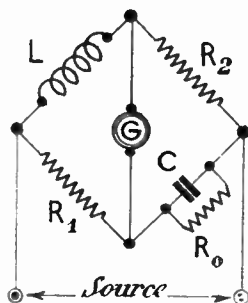


Fig. 2.

nulle, une certaine « résistance apparente » de la self :

$$R'' = \frac{R_1 R_2}{R_0} \quad (2)$$

En fait, R_C n'étant pas nul, mais petit devant $\frac{1}{C\omega}$, on peut négliger R_C

devant $\left(\frac{1}{C}\right)^2$ et on obtient facilement le résultat suivant :

$$R_1 = R'' + R_1 R_2 C^2 \omega^2 R_c \quad (3)$$

Or, la condition d'équilibre du pont donne :

$$\frac{L_1}{R_2} = \frac{R_1}{1/C}$$

D'autre part, puisqu'il y a résonance :

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

Il en résulte que $R_1 R_2 C^2 \omega^2 = 1$, et l'équation (3) devient :

$$R_2 = R'' + R_c$$

La comparaison de cette équation et de l'équation (1) donne les valeurs cherchées

$$R_c = \frac{R' + R''}{2} \quad R_c = \frac{R' - R''}{2}$$

en fonction de R' , connu, et de R'' , donné par l'équation (2).

Il va sans dire que la fréquence doit être constante et égale dans les deux montages. Aucune indication n'est fournie sur la précision de la méthode. — DAVID.

Sur la mesure des coefficients de self-induction en H. F. : V. YOSTALO, *Comptes-rendus*. — Le coefficient de self-induction à H. F. d'une bobine de self ne peut pas être calculé avec précision.

Il est modifié par l'effet pelliculaire, par la localisation du courant dans les parties du fil les plus voisines de l'axe de la bobine. D'autre part, la capacité propre d'une bobine provoque une augmentation apparente de son inductance. Ces effets sont d'autant moins importants que la section du fil est moindre ou la fréquence moins basse. Lorsque la fréquence devient voisine de la fréquence de résonance de la bobine, le courant ne conserve plus une intensité constante le long du fil et il en résulte encore une modification apparente de la self-induction.

L'auteur s'est proposé d'étudier, aux fréquences utilisées en radiotélégraphie, la self-induction de bobines de

différentes formes, d'en déduire ensuite les limites d'application de la formule de Thomson lors du calcul des longueurs d'onde des circuits oscillants et de montrer que l'usage de l'électromètre, employé autrefois par Bjerknes pour l'étude de résonateur de Hertz, permet des mesures faciles et précises en H. F.

La bobine à étudier est relié à un condensateur, constituant ainsi un circuit oscillant; on le couple en couplage très lâche avec un oscillateur à lampes. La tension aux bornes de la bobine est mesurée avec un électromètre de Bjerknes à très faible capacité et le courant au milieu de la bobine avec un thermo-élément fer-constantan.

On mesure la longueur d'onde avec un ondemètre Armagnat, par la méthode de zéro, et la résistance de la bobine par la méthode habituelle de résonance et l'adjonction d'une résistance ohmique connue. Connaissant l'intensité du courant, la différence de potentiel entre les extrémités de la bobine et la résistance de celle-ci, on en déduit l'inductance.

La capacité de l'électromètre est d'environ 1 cm. 5. La graduation en volts de l'électromètre se fait facilement en tension constante.

L'étalonnage en courant continu d'un thermo-élément dont la soudure est traversée par le courant à mesurer est, au contraire, difficile à cause de l'effet Peltier. Afin de rendre possible cet étalonnage, on utilise la disposition suivante : le courant à mesurer passe dans un fil de constantan qu'il chauffe, ce fil est relié en son milieu par un court fil de cuivre à la soudure fer-constantan. Le courant à mesurer ne passant pas par la soudure, la déviation du galvanomètre dépend uniquement de la quantité de chaleur dégagée dans le fil et devient indépendante du sens du courant. La résistance du fil chaud se mesure sans difficultés. La courbe de graduation du milliampère-mètre ainsi construit est exactement parabolique.

La précision obtenue dans les mesures d'inductance est d'environ 0,25

p. 100 et, dans les cas les plus défavorables, au moins 0.5 p. 100. Voici quelques valeurs des inductances mesurées :

Bobine I. — Longueur de l'axe, 66 cm 3; diamètre, 12 cm 7; nombre des spires, 1 400; diamètre du fil, 0 mm 4; onde propre de la bobine, $\lambda_0 = 860$ m.

λ m. 25 000 20 000 15 000 12 500
10 000 7 500 5 000 2 500.

L cm 42,50 42,50 42,79 43,05 42,80
41,80 37,60 31,20 10^6 .

Bobine II. — Longueur de l'axe 50 cm; section carrée, 23 cm $\times$ 23 cm; nombre des spires, 160; diamètre du fil, 1 mm 8; onde propre de la bobine, $\lambda_0 = 286$ m.

λ m 10 000 8 000 6 000 4 000 2 000
1 500 1 000 750.

L cm 2,92 2,92 2,93 2,94 2,95
2,93 2,91 2,88 10^6 .

Bobine III. — Cadre 58 cm $\times$ 58 cm; longueur de l'axe, 5 cm; nombre des spires, 80; diamètre du fil, 0 mm 45; onde propre, $\lambda_0 = 812$ m.

λ m. 12 000 10 000 8 000 6 000
4 000 2 000 1 500 1 000.

L cm 8,80 8,80 8,81 8,82 8,79
8,69 8,50 7,81 10^6 .

Bobine IV. — Longueur de l'axe, 27 cm; diamètre intérieur, 13 cm; nombre des spires, 250, en deux couches de fil, bobine à faible capacité progressant simultanément sur les deux couches; diamètre du fil, 1 mm 8; onde propre $\lambda_0 = 450$ m.

λ m 12 500 10 000 7 500 5 000
2 500 1 500 1 000 750.

L cm 3,81 3,81 3,81 3,82 3,92
4,16 4,55 5,10 10^6 .

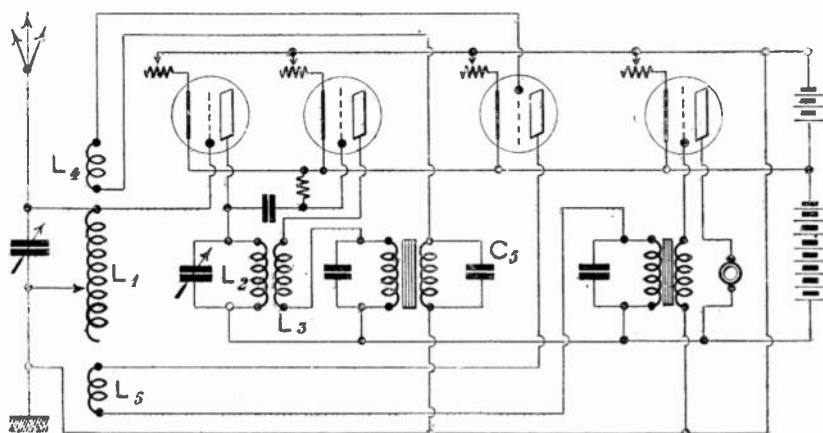
La self-induction varie peu lorsqu'on augmente la fréquence pour les bobines à une couche, surtout quand la bobine n'est pas très longue par rapport à son diamètre. Les bobines à deux couches montrent, au contraire, une forte augmentation apparente de la self-induction quand la longueur d'onde diminue.

En désignant par λ' la longueur d'onde pour laquelle la formule de Thomson est valable avec une précision de 1 pour 100, on trouve :

Bobine	I	II	III	IV
$\frac{\lambda'}{\lambda_0}$	8	2,5	2,2	8

L'électromètre de Bjerknes, constitué par une aiguille d'aluminium suspendue par un fil de quartz entre deux plaques, a l'avantage de conserver exactement en H. F. la graduation faite à différence de potentiel constante. Lors des mesures en H. F. on ne mesure habituellement que des intensités de courant : l'emploi de l'électromètre, sensible à quelques volts, avec la soudure thermo-électrique, peut souvent augmenter la facilité et la précision des mesures.

Réception par double réaction;
Modern Wireless, avril 1923, p. 205. —
L'avantage que peut donner à la récep-



tion, l'emploi de deux réactions indépendantes, a déjà été indiqué aux lecteurs de *l'Onde Électrique* par M. Durbar (n° de janvier 1923). La difficulté est d'établir deux réactions réellement indépendantes, sans produire d'accrochages intempestifs.

Cette difficulté est élégamment résolue par M. J. Scott-Taggart. Il produit une première réaction sur la self L_2 du premier circuit-plaque, au moyen de la self L_3 placée dans le deuxième circuit-plaque. En outre, une deuxième réaction est produite dans la self d'antenne, par les selfs L_4 et L_5 , intercalées respectivement dans les circuits-plaque et grille de la première lampe basse fréquence; des condensateurs C_5 et C_6 rendent possible l'entretien d'oscillations haute fréquence par cette lampe, indépendamment de son rôle comme amplificatrice.

La première réaction permet d'introduire une résistance négative dans le circuit accordé placé sur la première plaque; la seconde permet l'introduction d'une résistance négative dans le circuit d'antenne. Ces deux réactions sont évidemment indépendantes, et permettent d'augmenter l'amplification et la syntonie dans des proportions sensibles. La stabilité du réglage serait, paraît-il, parfaite. — DAVID.

Maurice Guéritot.

On nous annonce la mort de M. Maurice Guéritot, survenue le 30 avril 1923, au retour d'une mission faite à Toulon, pour organiser et suivre d'intéressants essais de télémechanique au compte de la Marine de guerre.

M. Guéritot, qui n'était âgé que de trente-sept ans, s'était fait un nom dans cette branche de la technique radiotélégraphique et avait obtenu de très beaux résultats dès 1918 en faisant évoluer en rade de Toulon une vedette actionnée à distance par télégraphie sans fil malgré les brouillages intenses causés par les cuirassés qui émettaient à proximité immédiate. Mais l'activité de M. Guéritot ne s'était pas portée sur la seule télémechanique, et la radiotélé-

graphie française fait une très grande perte en la personne de ce jeune savant qui joignait à une technicité très avisée un sens des réalisations et une curiosité d'esprit qui lui a permis d'obtenir les plus intéressants résultats dans les domaines les plus variés.

Né en décembre 1885, élève de l'Institut Electrotechnique de Nancy, Institut qui l'avait admis bien qu'il n'eut aucun diplôme secondaire, M. Guéritot devait, après un court passage dans l'enseignement primaire supérieur, entrer tout d'abord dans cette Université, dont il força en quelque sorte les portes, passant en très peu de temps sa licence ès sciences et préparant une thèse de doctorat que la guerre seule l'empêcha de soutenir. Il fit comme préparateur, puis comme chef de travaux, de très belles études sur le magnétisme et la chaleur spécifique des gaz. Plusieurs communications à l'Académie des sciences sanctionnèrent les recherches faites à cette époque (1911-1914).

En 1914, M. Guéritot partit comme sergent au 8^e génie et fit toute la guerre, d'abord comme sous-officier, puis comme sous-lieutenant radiotélégraphiste. Il passa la première année de la guerre au front dans le détachement télégraphique du 1^{er} corps, puis les ressources multiples de son esprit inventif firent augurer qu'il rendrait dans un établissement de recherches des services plus étendus que dans la zone des armées. Il fut donc envoyé à l'Établissement central du matériel de la Télégraphie militaire où il se spécialisa dans la radiotélégraphie aérienne, alors à ses débuts. Il imagina et mit au point plusieurs émetteurs pour avions et fit d'intéressantes études sur les antennes des aéronefs. C'est là qu'en 1918, le colonel Ferrié lui demanda de consacrer son activité à la télémechanique qui devait l'occuper jusqu'à ses derniers jours.

Démobilisé, M. Guéritot entra à la maison Gaumont. Là, les problèmes les plus divers lui furent posés, et il les résolut avec un égal bonheur. Nous citerons les principaux travaux menés à bonne fin par lui à cette

époque. Leur diversité montre combien variées étaient les ressources de son esprit et combien générale sa technicité. Le télécompas à fer doux, le dispositif antiroulis pour les navires, le haut-parleur qui a fait l'objet d'une communication récente à l'Académie des sciences, la réalisation de grosses lampes à 3 électrodes occupent simultanément son activité, en même temps que bien d'autres problèmes de détail et sans qu'il négligeât les dispositifs de télé mécanique dont la mise au point et le perfectionnement continuaient à le passionner.

Il s'agissait, dans le télécompas à fer doux, de remplacer la boussole dont l'aiguille peut être influencée par des masses métalliques à proximité, par un dispositif sensible à champ tournant, pouvant être installé n'importe où, loin de toute cause perturbatrice. Un dispositif récepteur électriquement relié au télécompas et placé à proximité du pilote répétait à ce dernier les indications de l'appareil sans aucune perturbation due à la présence de masses métalliques locales.

Le dispositif antiroulis n'a pas été réalisé dans la pratique. Il consiste à prendre appui sur la mer par des surfaces ou des hélices placées latéralement et dont la position et le mouvement sont automatiquement commandés d'après la position du navire par des relais ou des moteurs actionnés électriquement.

Le haut-parleur Guéritot a donné d'excellents résultats. Il consiste essentiellement en un cône de matière molle placé dans l'entrefer d'un puissant électro-aimant et sur lequel est enroulé le fil dans lequel passe le courant téléphonique à amplifier. Ce fil épouse la forme du cône. Quand l'électro-aimant est actionné et qu'un courant variable passe dans le fil enroulé sur le cône, tout le dispositif vibre. Le cône, support étant en matière molle n'a pas de période propre, et le son se trouve amplifié dans de très bonnes conditions. L'air en vibration est amené à un cornet par des canaux qui sont creusés dans le noyau de l'électro-aimant et le son se répand ainsi dans la salle.

Enfin, M. Guéritot a su construire et mettre au point une lampe à 3 électrodes du type dit Neuvron d'une puissance de 500 watts environ et dont les résultats ont été très satisfaisants.

Pendant qu'il mettait au point à la maison Gaumont toutes ces inventions de types si différents, M. Guéritot continuait à étudier la réalisation de la télé mécanique, il travaillait pour la Marine, la télégraphie militaire et l'Aéronautique. Il établissait pour cette dernière un dispositif de signalisation à distance entre avion en vol directement dérivé de ses études de télé mécanique.

Les travaux qu'il avait réalisés pour la Marine et dont un article de *l'Onde* a donné le détail lui avaient valu la croix de la Légion d'honneur.

M. Guéritot était devenu récemment ingénieur conseil de la Compagnie des Lampes et continuait à travailler pour le compte de la Marine et de l'Aéronautique; dans sa dernière mission à Toulon, il avait obtenu d'excellents résultats pour la conduite par télégraphie sans fil à distance d'un torpilleur de plus de 100 mètres de longueur.

La valeur morale de M. Guéritot ne le cédait en rien à ses qualités techniques. Il aimait voir naître autour de lui des vocations scientifiques et les difficultés dont il avait souffert au début de sa trop courte carrière le portaient à soutenir, sans aucun esprit de rivalité, les jeunes gens qui lui semblaient appelés à suivre la même voie que lui.

La mort prématurée de M. Guéritot prive la technique française d'un chercheur de premier ordre et d'un réalisateur ingénieux et habile. Il savait traduire en dispositifs très étudiés et remarquablement réalisés les innombrables idées qui mûrissaient dans son esprit. Il joignait à une culture générale profonde une habileté manuelle, une ingéniosité toute spéciale. Bien des appareils intéressants seraient certainement sortis de ses mains sans cette fin brutale qui a éteint à jamais cette intelligence si ouverte et si pratique et dont le pays pouvait encore beaucoup attendre.

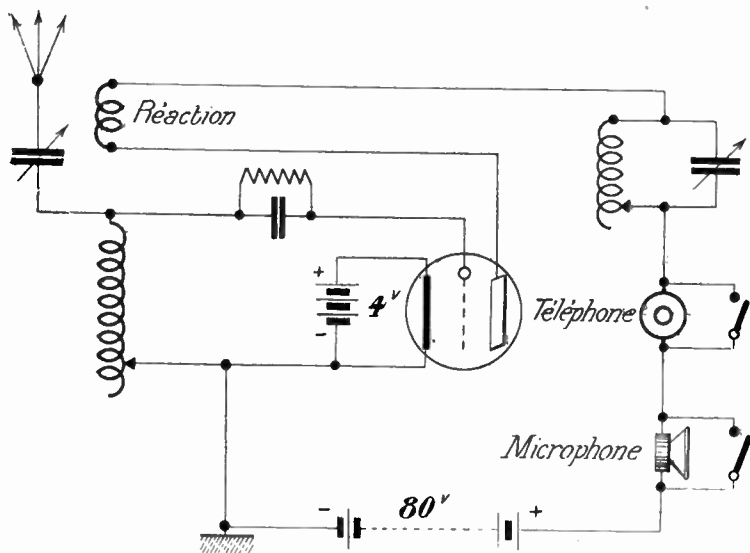
MONTAGES ET TOURS DE MAIN

Amateurs qui voulez éblouir vos parents et amis, faites cette amusante expérience. — Les postes émetteurs de téléphonie sans fil ne sont pas encore très nombreux et chacun d'eux n'émet qu'à des heures déterminées. Aussi arrive-t-il bien souvent quand vous voulez faire entendre à quelque visiteur un petit air par sans fil que votre poste reste muet

sonne à édifier à votre récepteur situé un peu plus loin et vous la voyez enthousiasmée.

Mais je vous entends d'ici : « Un émetteur ? Vous n'y songez pas, il y a longtemps que j'en aurais un, mais cela revient horriblement cher ? »

Bien sûr, si vous voulez vous faire entendre en Amérique. Mais d'une pièce à une autre ou à quelque dis-



faute d'émission. Vous recherchez alors des postes en télégraphie, mais votre monsieur, s'il n'est pas initié, n'est pas du tout étonné. Il contemple d'un air songeur votre installation et il pense s'il ne vous le dit : « Quoi, il faut tout cela pour entendre ces petits cris d'oiseaux ?... » Votre effet est manqué !

Construisez donc vous-même un émetteur et vous ne serez jamais à court d'émission, vous trouverez bien quelqu'un chez vous qui jouera devant votre microphone un morceau de musique ou qui récitera une fable de La Fontaine. Vous emmenez alors la per-

tance, un tout petit émetteur vous suffit.

Regardez plutôt ce schéma que nous communique M. Plot.

C'est une lampe ordinaire de réception chauffée sous 4 volts et dont la plaque est alimentée par une batterie de piles de 80 volts. Cette lampe est montée comme une lampe autodyne avec les deux particularités suivantes : dans le circuit de plaque se trouvent une self shuntée par un condensateur variable et un microphone en série avec le téléphone et la bobine de réaction. Un dispositif d'interrupteurs permet de court-circuiter séparément

le microphone et le téléphone. Le circuit oscillant se compose d'une self branchée entre grille et filament et du système antenne terre coupé par une capacité en série.

Voici la marche à suivre indiquée par M. Plot pour faire fonctionner ce système. On couple d'abord fortement la réaction pour obtenir l'accrochage d'oscillations dans le circuit oscillant, le microphone étant court-circuité, on entend très nettement au casque un « top » indice de l'accrochage et qui est dû à la variation du courant moyen de plaque. On supprime alors le court-circuit du microphone et l'on parle en écoutant au casque. Quand on a obtenu une bonne modulation, on court-circuite le casque, et l'émetteur est en ordre de marche.

Il semble du reste que le circuit oscillant intercalé dans la plaque ne soit pas indispensable et que l'ordre et le nombre des opérations de la mise en route ne soient pas absolus. Théoriquement, rien ne s'oppose au bon fonctionnement du système avec un circuit de plaque comprenant simplement réaction, microphone et téléphone, sans qu'il soit nécessaire de court-circuiter ces derniers.

Voici les données constructives :

Self d'antenne. — Self à curseur de 50 m/m de diamètre, 150 spires jointives en fil 6/10.

Réaction. — Self de 45 m/m de diamètre, 80 spires jointives en fil de 4 10.

Self du circuit plaque. — Self à curseur de 50 m/m de diamètre et de 250 spires jointives 6 10. La longueur d'onde était d'environ 300 mètres et, à 1 500 mètres d'un pareil poste d'émission avec une lampe autodyne suivie d'une basse fréquence, la réception était nette et assez forte.

A 6 kilomètres, avec deux lampes H. F. à résonance et deux lampes B. F., la réception était encore très nette.

Il faut remarquer que les mêmes essais sur 1 500 et 2 000 mètres de longueur d'onde n'ont donné aucun résultat.

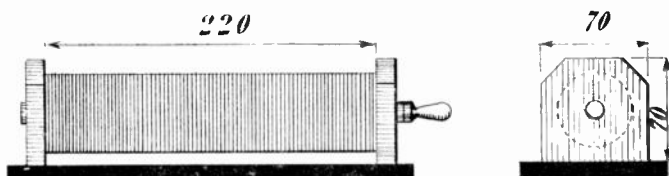
Construction d'une self à fer variable de $1/10$ de Henry pour circuit à résonance musicale.

Dans un montage antiparasite que nous avons donné dans le numéro précédent, nous avons conseillé l'emploi de circuits accordés sur une fréquence musicale. Nous avons dit que ces circuits pouvaient être constitués par un condensateur de $5/10$ de microfarad et par une self de $1/10$ de henry.

Voici comment on peut construire pratiquement une telle self.

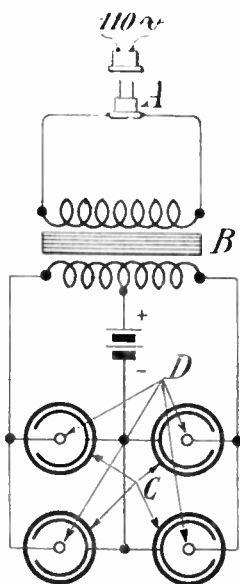
On fabrique une monture en bois analogue à celle qu'indique la figure. Entre les deux joues, on fixe un tube de fibre de 36 m/m de diamètre extérieur, sur lequel on bobine 6 couches de fil 10/10, deux couches coton, en spires jointives. Il est bon de passer de la gomme laque entre chaque couche. A l'intérieur du tube peut coulisser un second tube de diamètre légèrement inférieur, mais plus long de 2 ou 3 centimètres. Dans ce dernier, on loge le noyau de fer constitué par un ensemble de brins de fils de fer recuit de 5/10 soigneusement vernis. Une poignée en bois fixée à une extrémité de ce tube permet d'en commander facilement le déplacement, l'autre extrémité étant fermée par une rondelle de fibre ou de bois.

Il faut remarquer qu'une pareille self associée à un condensateur pourra



servir de bouchon sélectif dans d'autres cas que celui qui nous a amené à la décrire, par exemple pour arrêter l'onde de compensation des postes à arc, ou pour atténuer dans de larges limites l'action fâcheuse des parasites.

Pourquoi envier votre ami qui a chez lui le courant continu, quand l'alternatif vous permet une grosse économie ? — Si vous n'êtes pas satisfaits des résultats que vous avez obtenus jusqu'ici, essayez ceci : Pour la charge des accumulateurs de 4 volts, faites le montage indiqué par la figure ci-dessous et vous redresserez les deux alternances.



Voici le matériel qu'il vous faut pour obtenir un courant de charge d'environ 2 ampères avec une consommation au compteur d'environ 0,9 Hw.

A. Prise de courant.

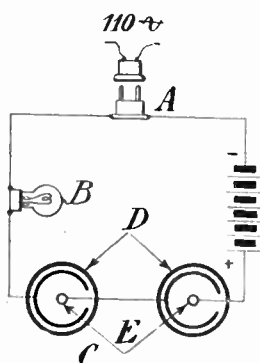
B. Transformateur abaisseur 110/24 avec prise médiane au secondaire permettant d'avoir deux fois 12 volts.

C. Feuilles de fer blanc de 150 × 300 mm.

D. Bâtons d'aluminium de 170 × 80 × 20 mm.

Il y a dans cette soupape une perte anormale (0,5 hw), provenant sans nul doute de l'électrode de fortune et de l'électrolyte employés. M. Poulain, de Bose-Roger (Eure), nous signale, en effet, avec un montage exactement semblable, mais avec un électrode de plomb (80/200 mm) et phosphate d'ammonium à 20%, une consommation au compteur de 0,3 hw-heure seulement. La perte dans la soupape n'est plus que de 5 w. Ce dernier montage se recommande donc de lui-même à ceux qui pourront l'employer.

Pour les accumulateurs de 80 volts, voici le montage qu'il vous faut adopter :



et voici le matériel qui vous est nécessaire :

A. Prise de courant.

B. Lampe à filament métallique de 16 à 25 bougies suivant la capacité de la batterie (1,5 AH à 2,5 AH).

C. Godets de 50 × 40 mm contenant une solution de bicarbonate de soude.

D. Feuilles de fer blanc de 60 × 120 mm tapissant la paroi intérieure du vase.

E. Fils d'aluminium de 4 mm de diamètre et de 70 mm de hauteur.

Sa consommation est presque nulle.

(M. Ritz, à Annecy.)

Des montages simples dérivant du Reinartz qu'il serait intéressant de comparer. — M. l'abbé Lemaire, professeur de mathématiques au petit séminaire de Château-giron (Ille-et-Vilaine), nous écrit :

« Dans le numéro 15 de *l'Onde Électrique*, M. Lardry dit à la fin de son article, page 152, qu'il serait intéressant de vérifier s'il n'est pas possible de recevoir avec résonance des petites ondes sur grande antenne. Je crois utile de vous signaler que j'ai réussi à le faire d'une façon courante depuis plusieurs mois à l'aide de montages simples dérivant du dispositif Reinartz. Ces montages semblent donner des résultats d'autant meilleurs que l'antenne est plus longue, et permettent de descendre facilement au-dessous de 200 m. L'antenne sert uniquement de collecteur d'ondes et les spires du circuit antenne-terre forment le circuit primaire d'un auto-transformateur genre Oudin, dont le secondaire seulement est accordé sur la longueur d'onde à recevoir. Il est nécessaire, pour le bon fonctionnement de ces montages, que la longueur d'onde du circuit antenne-terre soit notablement supérieure à celle du circuit secondaire (1 600 m et 300 m par exemple), et que le rapport de transformation soit convenable (de 2 à 4 environ). Outre l'avantage de permettre la réception des petites ondes sur antenne longue, ces dispo-

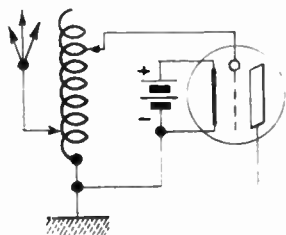


Fig. 1.

sitifs présentent la particularité de réduire l'intensité des parasites, car ceux-ci, faisant vibrer l'antenne sur sa longueur d'onde propre, excitent très peu le circuit secondaire, accordé

pour une fréquence beaucoup plus élevée.

« Voici ces montages : Le montage n° 1 ressemble à s'y méprendre à l'Oudin ordinaire, mais, contrairement à ce dernier, c'est le circuit antenne-terre qui est apériodique pour la longueur d'onde reçue. Le circuit secondaire est formé par la self des spires entre A et B et la capacité — 4 grille. Cette capacité, bien que très faible, suffit à donner une longueur d'onde bien déterminée au circuit secondaire.

« Le montage 1 bis ne diffère du

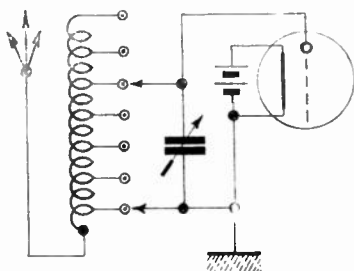


Fig. 1 bis.

premier que par la position de la connexion à l'antenne, qui a été répartie en dehors des spires A, B. Ces deux formes de montage peuvent être réalisées à l'aide d'une simple bobine Oudin d'une centaine de spires, ou un peu plus. La réception est bonne, mais le dispositif est assez délicat à manier et il est parfois difficile d'éviter les accrochages intempêtes.

« Le second montage dérive directement du Reinartz.

« Il peut être employé avec une bobine à plots. L'accord exact se fait à l'aide du condensateur variable, qui se trouve en parallèle sur la capacité — 4 grille.

« Le réglage en est beaucoup plus facile et le rendement est très bon.

« Dans le troisième de ces montages, le condensateur variable, au lieu d'être en parallèle sur la self, est en série avec elle, mais alors, pour que la grille ne soit pas « en l'air », il

faut le shunter par une grande résistance de quelques mégohms. Il faut de plus que la capacité de ce conden-

sateur soit faible : 2.10000 environ, et que sa capacité résiduelle soit très petite, conditions nécessitées par la petitesse de la capacité -- 4 grille. La forme de ce montage qui m'a donné les meilleurs résultats est la suivante :

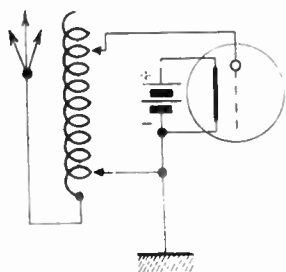


Fig. 2.

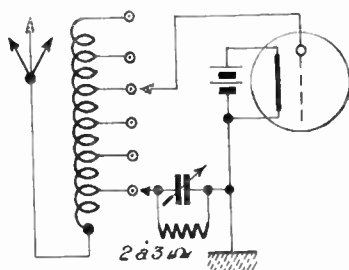


Fig. 3.

sateur soit faible : 2.10000 environ, et que sa capacité résiduelle soit très petite, conditions nécessitées par la petitesse de la capacité -- 4 grille. La forme de ce montage qui m'a donné les meilleurs résultats est la suivante :

« Ces divers montages, tous basés sur le même principe, peuvent être variés de bien des façons, et peuvent donner lieu à des essais comparatifs intéressants. Si on les emploie avec une seule lampe H. F., il semble neces-

fais suivre d'un étage à résonance, d'après le schéma dit en « lampe de couplage ». Il est alors toujours utile d'avoir une réaction accordée, mais cela n'est nullement indispensable. Voici le schéma avec deux lampes :

« Pour éviter autant que possible la « reradiation », je couple la réaction avec le circuit de résonance.

« On peut évidemment faire suivre ces deux étages H. F. d'étages B. F. à transformateurs ou à résistances.

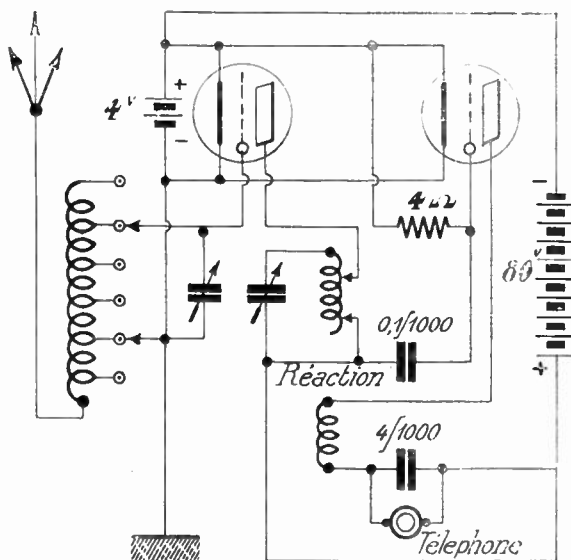


Fig. 4.

vient vite important sauf pour les ondes très courtes.

Voici une idée qui nous est venue d'Amérique et qui permet de réaliser à peu de frais un variomètre peu encombrant.

Vous savez de longue date, comment se bobine une self en fond de panier, eh bien ! il suffit de bobiner deux fonds de panier d'un genre un peu spécial.

On découpe dans du carton assez ri-

deuxième cercle 22 spires, mais en prenant bien soin de les enrouler en sens inverse.

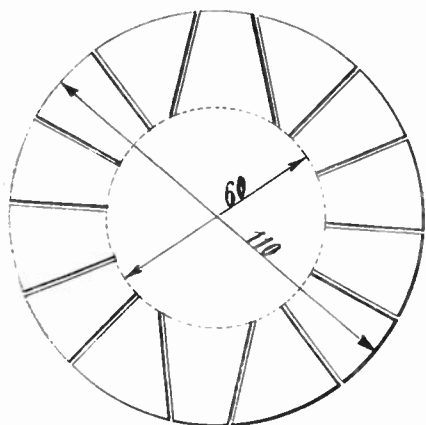


Fig. 1.

gide, deux surfaces rondes de 110 mm de diamètre, et l'on découpe 14 encoches disposées comme l'indique la figure. On bobine alors sur chaque

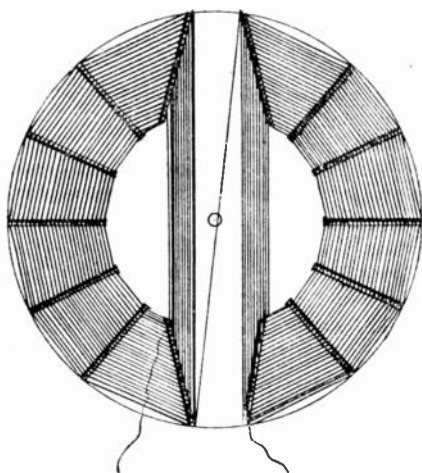


Fig. 2.

La figure ci-dessous montre clairement que l'induction mutuelle entre les parties 1 et 3 et les parties 2 et 4 est positive. Mais pour peu que nous fassions tourner l'un des doubles fonds de panier de 180° vers la droite, tout est changé. 2 est venu en face de 3 et 1 en face de 4 et l'induction mutuelle entre 2 et 3 et entre 1 et 4 est négative.

Vous concevez, n'est-ce pas, que vous obteniez ainsi une grande variation de la valeur de votre self résultante.

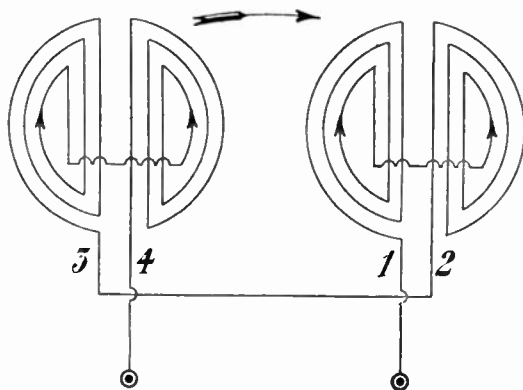


Fig. 3.

Pour installer le système de rotation, chacun peut donner libre cours à son imagination, utilisant ce qu'il peut posséder de mieux approprié.

Voici, par exemple, une solution entre mille. Sur une petite planchette de bois de 140 ± 140 mm, on fixe une broche femelle de tube à vide, en ayant pris

trémite supérieure est rendue solidaire d'un bouton de commande.

Une distance maxima de 10 mm doit séparer les deux fonds de panier.

Les deux connexions qui suivent le mouvement de rotation doivent être faites en fil très souple.

Un variomètre construit avec les va-

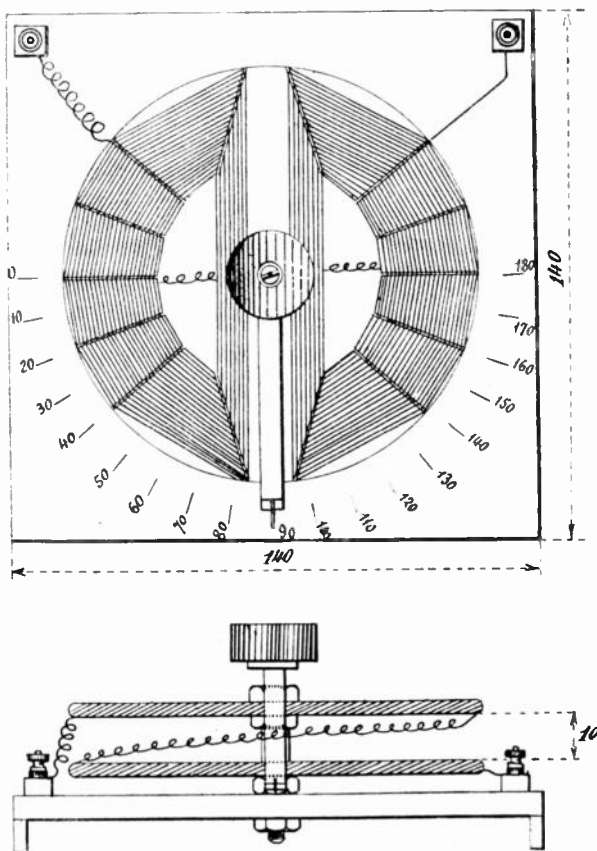


Fig. 4.

soin de serrer le premier fond de panier entre la base de cette broche et un écrou pour ne pas faire reposer les spires sur le bois.

Le second fond de panier est fixé d'une manière identique sur une broche femelle de tube à vide, dont l'ex-

leurs que nous venons de donner, branché aux bornes d'un condensateur de 0,0005 m. couvre la gamme 375-650 m, il convient donc particulièrement bien pour la réception du poste des P.T.T. Son usage est particulièrement commode dans les amplificateurs à résonance.

CORRESPONDANCE & AVIS

A. T. à Tournai. — Le présent numéro contient un article de M. Deloy où vous trouverez tous les renseignements et schémas du montage que vous désirez.

Deuxième Exposition-concours de télégraphie sans fil.

La deuxième exposition-concours de télégraphie sans fil organisée par l'Association des Petits Fabricants et Inventeurs français aura lieu à Paris au Champ-de-Mars du 24 août au 1^{er} octobre. Le succès de cette manifestation l'année dernière fait présager l'intérêt que présentera la deuxième exposition-concours, dont le règlement est étudié à la fois pour permettre au constructeur de faire valoir la qualité de sa production et à l'acheteur de trouver facilement les moyens de se guider dans le choix d'un bon appareil. Tous renseignements utiles peuvent dès à présent être obtenus sur demande adressée à l'Association des Petits Fabricants et Inventeurs français, 151, rue du Temple, à Paris.

Cours public d'enseignement de la radiotélégraphie.

Pour répondre aux nombreuses demandes qui lui ont été faites, la Société des Amis de la T. S. F. a décidé d'organiser, avec l'assentiment du Conservatoire des Arts et Métiers, une deuxième série de travaux pratiques complémentaires de l'enseignement de la radiotélégraphie. Cette deuxième série a commencé en mai; les cours et travaux continuent à être suivis par un auditoire nombreux. La réalisation de notre programme d'éducation se poursuit ainsi avec un succès dont nous sommes fiers et heureux.

EXAMEN D'APTITUDE à l'emploi de radiotélégraphiste de bord.

La date de la prochaine session d'examen pour l'obtention du certificat d'aptitude à l'emploi de radiotélégraphiste de bord est fixée au 12 juin à St-Nazaire (Hôtel des Postes).

La session de Marseille est fixée au 10 juillet prochain; les dossiers devront parvenir au Service de la Télégraphie sans fil avant le 1^{er} juillet.

Pour la fondation d'un prix de télégraphie sans fil.

Parmi les multiples prix que décerne annuellement l'Institut, il est au moins surprenant de constater qu'il n'en existe aucun qui vise la télégraphie sans fil. C'est pourquoi, en présence des progrès inouïs réalisés depuis deux ou trois ans, n'était-il point de toute équité de créer, au profit des savants spécialisés dans l'étude et les applications des ondes hertziennes, une fondation grâce à laquelle l'Académie des Sciences pourrait enfin aider ou récompenser chaque année les plus méritants d'entre eux.

C'est ce qu'a pensé notre confrère *Je sais tout*, en organisant le 7 juin prochain, à 20 h. 30, au Trocadéro, une grande fête de la télégraphie sans fil française sous le haut patronage de MM. Léon Bérard, Paul Laffont, Émile Picard et de la Société des Amis de la T. S. F.

Après une conférence de M. Daniel Berthelot, accompagnée d'un film inédit sur les merveilles de la télégraphie sans fil, le public aura la primeur des applications les plus récentes et les plus curieuses de Télégraphie et Téléphonie sans fil, de Télémécanique et de Télévision.

À tous les lecteurs de cette revue qui, mieux que tous autres, apprécient l'utilité et l'agrément de la télégraphie sans fil et qui souhaitent son développement continu, nous adressons un pressant appel, car le bénéfice de la fête du Trocadéro est destiné entièrement à la fondation académique que chacun d'eux appelait de ses vœux, c'est-à-dire à une œuvre intéressante entre toutes.

Voici le prix des places :

Loges réservées : 1.000 fr., 800 fr., 600 fr., 400 francs.

Fauteuils d'orchestre : 15 francs.

Balcon 1^{re} série : 12 francs.

— 2^e série : 6 francs.

Tribune : 3 francs.

Location ouverte au Trocadéro, à la revue *Je sais tout*, 10, avenue des Champs-Élysées, et dans les agences théâtrales.

PETITES ANNONCES

A vendre d'occasion, superbe poste d'émission marque « Poste Red », puissance 250 watts-plaque, avec tous ses organes d'accord, de réglage, de mesure, selfs de chocs, etc., ainsi que cinq grosses lampes à cornes de 50 watts chacune, un amplificateur de modulation à trois lampes de réception et un microphone ultra-sensible monté sur fice. Le tout renfermé dans un superbe meuble. Prix à discuter : 5.500 fr.

* *

Importateur anglais demande représentation exclusive pour l'Angleterre, casques téléphoniques (Radio sans fil), haut-parleurs et autres accessoires. Adresser détails complets avec offres, à E.-A. Constans, 31, Amphill Square, Londres N. W. 1 (Angleterre).

LES NOUVEAUTÉS

Un nouveau transformateur, haute fréquence, à rapport variable

Un nouveau transformateur vient d'être breveté qui a l'avantage de permettre la réception des différentes longueurs d'onde actuellement employées en ne changeant qu'une partie du transformateur, selon le collecteur d'ondes utilisé.

En effet, le primaire et le secondaire forment chacun un tout — une petite galette — et il devient très facile, selon les moyens dont on dispose, de choisir le nombre de tours qui convient le mieux à chaque poste, tant pour le primaire que pour le secondaire, de façon à obtenir le maximum de rendement par un rapport approprié. Le rapport peut varier de 2 à 6.

Un transporteur haute fréquence est donc constitué par deux galettes accolées ensemble. Le primaire doit être choisi suivant la longueur d'onde désirée, et l'on peut compter un tour de fil pour 2 mètres de longueur d'onde.

Ainsi, pour 450 mètres de longueur d'onde, on choisira le primaire de 200 ou 300 tours; le secondaire pourra avoir 500, 750 ou 1.000 tours.

NOUVEAUTÉ

SENSATIONNELLE

TRANSFORMATEURS HAUTE FRÉQUENCE

à rapport variable

Un transformateur est constitué par

2 galettes accolées

et ne coûte que **10 francs**



Les galettes sont établies ainsi :

Galette	50 tours en fil.	40/100
—	75 —	40/100
—	100 —	40/100
—	150 —	35/100
—	200 —	30/100
—	300 —	30/100
—	400 —	20/100
—	500 —	20/100
—	750 —	15/100
—	1 000 —	12/100

Chaque galette : 5 francs

Franco poste, recommandé : 5 fr. 75

Ces galettes, d'un rendement supérieur, sont construites par la maison Ferrix, avec du fil « Pival », ce qui dispense de tous autres éloges.

A ce prix, chacun peut maintenant profiter des réels avantages de la haute fréquence à transformateur, et faire varier, comme il lui plait, le rapport de celui-ci.

Pour le primaire, compter un tour pour 2 mètres de longueur d'onde.

RADIO-AMATEURS

46, rue Saint-

PARIS

Gobelins 63-22



Marque



André-des-Arts

Chèques postaux

Paris 67-27



déposée

Haut Parleur
"PIVAL"
 de **Haute Sensibilité**
Modèle & Marque déposés
Brevets Français S.G.D.G
& Etrangers

T.S.F.

Reproduction fidèle, sans déformation
 de la voix, du chant,
 de la musique instrumentale

Imp. & Edition D. Picard

Construit en grande série

PAR LES

Anciens Établissements Edmond PICARD

Construction formellement garantie

BUREAUX ET DÉPOT POUR LA VENTE EN GROS

53, rue Orfila, PARIS (Tél. Roquette 21-21)