

L'ONDE ÉLECTRIQUE

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

Honorée d'une subvention de la Confédération des Sociétés
scientifiques françaises à l'aide des fonds alloués par le Parlement



SOMMAIRE

VINOGRADOW

LES DÉTECTEURS GÉNÉRATEURS

J. GUINCHANT

PORTÉE DES ONDES. ACTION DE L'ATMOSPHÈRE

P. LARDRY

ÉTUDE SUR LES IRRÉGULARITÉS
DE PROPAGATION DES ONDES COURTES

P. ANCELME

COMMENT J'AI REÇU OC9

L. DELOY

UN AMATEUR FRANÇAIS EN AMÉRIQUE

Chronique du mois

Informations et Correspondance -- Analyses

Étienne 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

Les correspondants sont priés de rappeler chaque fois le numéro d'inscription porté sur leur carte.

CHANGEMENTS D'ADRESSE : Joindre 0.50 à toute demande.

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 PLAZ, 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.

L'ANNUAIRE DE LA T.S.F.

ÉDITION 1925

est dès maintenant en préparation

Nous recevrons avec reconnaissance toutes les observations et rectifications qui pourraient nous être adressées au sujet de notre première édition et nous ne manquerons pas d'en faire bénéficier notre annuaire 1925.

Étienne CHIRON, éditeur, 40, rue de Seine, PARIS-6^e

LES DÉTECTEURS GÉNÉRATEURS

Par M. VINOGRADOW, ingénieur E. S. E.

De très intéressantes recherches, récemment entreprises par un expérimentateur russe, M. Lossew, ont démontré que le détecteur à cristal, non seulement peut servir de détecteur et de redresseur de courant haute fréquence, mais que, sous certaines conditions, il peut servir également comme générateur d'oscillations entretenues.

Dans l'étude ci-dessous, nous déterminerons les conditions de fonctionnement d'un détecteur générateur et ses applications possibles (1).

Un détecteur, ordinairement, est formé d'une part par une pointe métallique et d'autre part par un cristal approprié. Prenons un cristal de zincite et une pointe métallique, et appliquons une différence de potentiel entre la pointe métallique et le cristal. Nous aurons un certain courant i traversant le point de contact. La surface du contact peut être rendue aussi petite que possible et le contact peut avoir une résistance R considérable. Il est évident que la chute de tension Ri dans ces conditions peut être notable et être en même temps appliquée sur un espace très restreint.

Tracons la caractéristique d'un détecteur à zincite travaillant dans les conditions exposées ci-dessus, en portant en abscisse le courant et en ordonnée la différence de potentiel au contact.

A mesure que le courant i augmente, la différence de potentiel E croît, suivant une ligne à peu près droite (fig. 1). L'écart vers la droite de la partie oi_0 de la courbe par rapport à la ligne droite peut s'expliquer par les décharges électroniques entre la pointe et les parties voisines du cristal. La chute de tension à travers le détecteur augmente jusqu'au point i_0 . Arrivée à ce point, la chute de tension devient suffisante pour provoquer une décharge électronique tellement considérable que la tension à travers le détecteur diminue brusquement. La caractéristique devient tombante et la branche i_0x montre qu'à ce moment le détecteur présente une résistance négative. Les différents points du cristal donnent d'ailleurs des caractéristiques un peu différentes les unes des autres.

Considérant la caractéristique donnée par la figure 1 comme carac-

(1) Les articles originaux de M. Lossew ont été publiés dans la revue russe de T. S. F. : *Télégraphie et téléphonie sans fil*, n° 15, 18, 21, 22.

téristique moyenne, caractéristique-type, cherchons à quelle loi est soumise cette décharge brusque, correspondant à la partie tombante de la caractéristique.

La figure 2 donne l'image agrandie de la pointe et du cristal.

Le schéma électrique correspondant à la figure 2 est donné par la

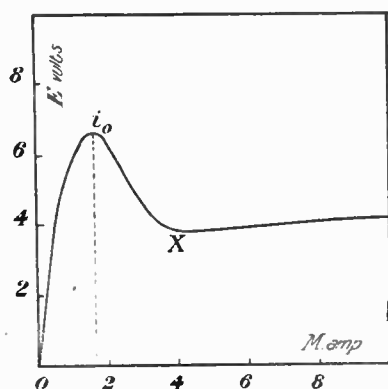


Fig. 1.

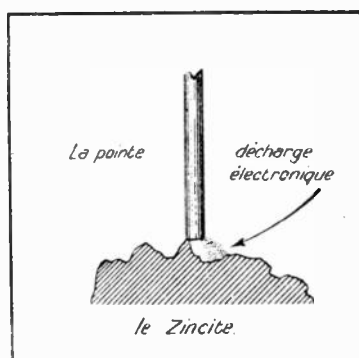


Fig. 2.

figure 3. Ici : r correspond à la résistance de la zincite même ; R donne la résistance du point de contact ; E la tension aux bornes du détecteur ; e , la tension à travers le contact même ; i est le courant travers-

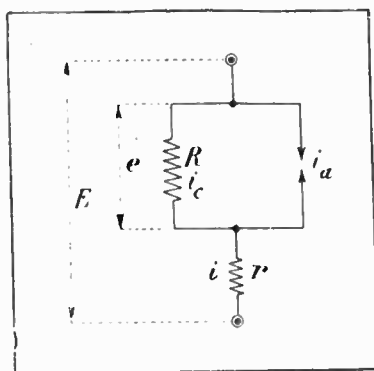


Fig. 3.

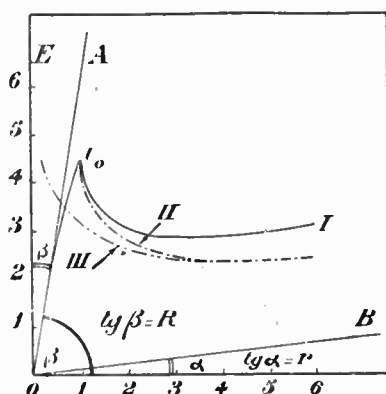


Fig. 4.

sant le détecteur ; i_c le courant dévié par le contact et enfin i_a le courant transporté par la décharge électronique.

Observant le schéma 3, nous voyons que la différence de potentiel e existant sur le contact même, est moindre que la différence de

potentiel E , que nous avons portée en ordonnée sur notre caractéristique. En réalité,

$$(1) \quad e = E - ri$$

La courbe I de la figure 4 représente notre caractéristique-type.

Traçons la droite OB formant l'angle α avec l'axe des abscisses, de telle façon que $\operatorname{tg} \alpha = r$. Cette droite nous donne la chute de tension dans l'épaisseur du cristal pour les différentes valeurs du courant i .

Diminuons les valeurs des ordonnées de la courbe I, de la valeur de la chute de tension dans l'épaisseur du cristal. Soit la courbe II, cette nouvelle courbe. Si la courbe I était la caractéristique du détecteur entier, la courbe II nous donne la chute de tension à travers le contact même en fonction du courant qui le parcourt. Ce courant est la somme de deux courants :

- 1° du courant passant par le contact : i_c ;
- 2° du courant de décharge qui lui est parallèle : i_a .

Mais ce qui nous intéresse, c'est le rapport existant entre la tension e à travers le contact et le courant de décharge i_a provoqué par la dite tension.

Nous avons dit que la courbe I dans la partie montante oi_0 suit sensiblement la loi d'Ohm, en déviant plus ou moins vers la droite dans sa partie supérieure. Il est évident qu'au commencement, quand le courant i est très faible et la chute de tension e minime, les décharges électroniques sont nulles. La chute de tension e est provoquée, à ce moment, par la résistance de contact proprement dite, donc suit la loi rectiligne. C'est seulement plus tard, à mesure que la tension e augmente, que les courants de décharge se forment et font dévier la caractéristique vers la droite, en shuntant en partie la résistance de contact.

Par conséquent, si nous traçons au point O la tangente OA à la partie oi_0 de la courbe I, cette tangente formera avec l'axe des abscisses l'angle β dont la tangente sera égale à la résistance propre du contact R

$$\operatorname{tg} \beta = R$$

La droite OA nous donne le courant qui est dévié par le contact même, pour les diverses valeurs de tension e . Par conséquent, si nous diminuons les abscisses de la courbe II des valeurs des abscisses de la droite OA, nous trouverons une nouvelle courbe III, qui, cette fois, nous donnera la relation cherchée entre la tension e , régnant entre les bornes du contact et le courant de décharge i_a .

En analysant plusieurs courbes analogues, nous constatons que le courant de décharge i_a est lié à la tension e par la relation suivante :

$$(2) \quad e = a + \frac{b}{i_a}$$

où a et b sont des constantes.

Connaissant la loi de décharge, cherchons maintenant l'expression mathématique correspondant à la caractéristique I. Reprenons les notations de la figure 3.

Nous avons

$$(3) \quad i = i_a + \frac{e}{R}$$

d'où d'après (2)

$$(4) \quad i = i_a + \frac{a + \frac{b}{i_a}}{R}$$

ou

$$(5) \quad R i - R i_a = a + \frac{b}{i_a}$$

et enfin

$$R i_a^2 + (a - R i) i_a + b = 0$$

ce qui donne :

$$(6) \quad i_a = \frac{R i - a \pm \sqrt{(a - R i)^2 - 4 R b}}{2 R}$$

mais de (5) et de (2) on tire :

$$R i - R i_a = e$$

d'où

$$(7) \quad e = \frac{R i + a \mp \sqrt{(a - R i)^2 - 4 R b}}{2}$$

D'autre part, l'équation (1) donne :

$$E = e + r i$$

il vient donc :

$$(8) \quad E = \frac{R i + a \pm \sqrt{(a - R i)^2 - 4 R b}}{2} + i r$$

La courbe correspondante à l'expression (8) est tracée sur la figure 5. L'expression (8) donne, comme nous voyons, deux solutions pour chaque valeur du courant i . Mais il est évident que la branche ascendante $i_0 D$ ne peut pas exister en réalité, car, à ce moment, le courant de décharge existe et ramène la tension à la valeur donnée par la branche inférieure de la courbe.

Admettons que nous suivions notre caractéristique en diminuant le courant i . A mesure que le courant s'approche de la valeur i_0 , la résistance négative de l'ensemble devient de plus en plus grande. Il

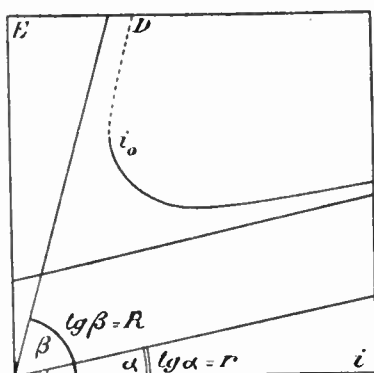


Fig. 5.

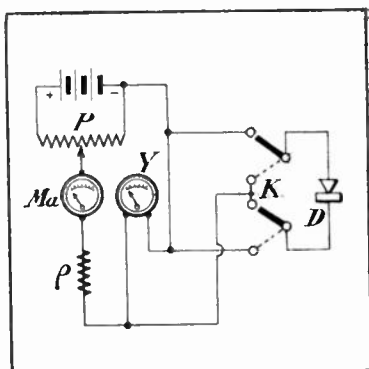


Fig. 6.

est évident que le fonctionnement stable de la décharge ne peut pas dépasser le point où la résistance négative du détecteur devient, en valeur absolue, égale à la résistance positive du circuit d'alimentation.

Donc, si nous voulons faire fonctionner notre détecteur sur un point ayant une grande résistance négative, nous devons insérer dans notre ligne d'alimentation une résistance assez élevée, que nous appelons la « résistance d'équilibre ». Cette résistance est indiquée par ρ sur la figure 6. Cette figure donne le schéma général de l'installation qui a servi pour relever les caractéristiques.

Tous les points de cristal ne donnent pas une caractéristique identique à la caractéristique-type que nous avons étudiée et qui est donnée par la courbe (1) sur la figure 7. Certains points donnent parfois des caractéristiques avec la partie supérieure plus ou moins effacée, comme il est indiqué par la courbe 2 de la même figure. Les points donnant les caractéristiques d'aspect I peuvent être appelés : « bons » ; ceux donnant les caractéristiques d'aspect II sont de « mauvais » points. Ceci posé, expliquons comment fonctionnent les points que nous venons d'appeler bons.

Prenons la caractéristique I de la figure 7. A mesure que nous augmentons le courant i qui passe par le contact, nous augmentons la chute de tension E à travers ce contact, car,

$$E = R i + r i \text{ sensiblement}$$

ou

$$E = (R + r) i$$

r , résistance du cristal même, peut d'ailleurs, dans ce cas, être considérée comme négligeable.

Une légère déviation de la courbe vers la droite par rapport à la ligne OA est, on le sait, provoquée par la dérivation électronique ia en parallèle avec le contact. En réalité, la différence de potentiel E est égale :

$$E = R(i - ia) + ri = (R + r)i - Ri_a$$

Continuons à augmenter le courant i . La différence de potentiel E croît également en suivant la partie montante de la caractéristique. A

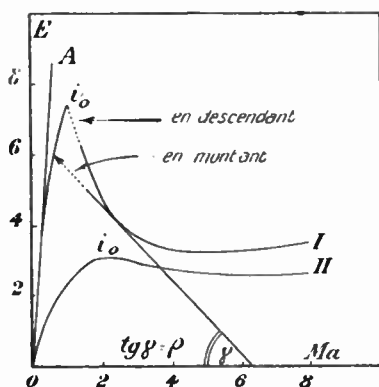


Fig. 7.

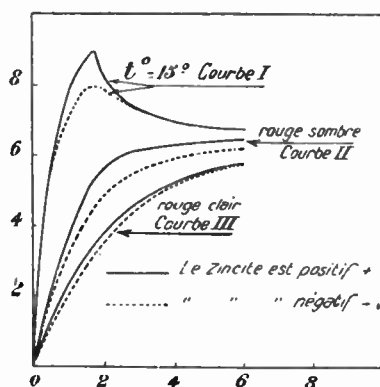


Fig. 8.

un moment donné, cette différence de potentiel devient suffisamment grande pour provoquer la décharge brusque régie par la loi :

$$e = a + \frac{b}{i_a}$$

A ce moment, la tension baisse brusquement et glisse le long de la branche descendante jusqu'à l'endroit où la résistance négative devient égale à la résistance d'équilibre ρ , autrement dit, jusqu'au point où la tangente de l'angle γ [angle que la tangente à la courbe forme avec l'axe des abscisses] devient égale à ρ :

$$\operatorname{tg} \gamma = \rho$$

En procédant dans le sens contraire, c'est-à-dire en diminuant le courant, nous verrons les choses se passer dans le sens inverse.

La décharge brusque s'arrêtera au moment où

$$\operatorname{tg} \gamma = \rho.$$

La valeur de la différence de potentiel va glisser à ce moment le

long de la tangente et va rejoindre la partie montante de la caractéristique pour descendre vers le zéro.

Les mauvais points diffèrent des bons par le fait que la décharge électrique, accompagnant la partie montante, est plus prononcée et se transforme en décharge brusque non instantanément comme dans le cas précédent mais progressivement et sans sauts apparents.

Il est évident que dans ce cas (courbe II, fig. 7) la partie de la courbe avec la résistance négative sera très petite ou même absente. Là est la différence entre les bons et les mauvais points.

Tels points sont bons qui présentent sous certaines conditions une grande résistance négative. Il faudra pour obtenir un fonctionnement satisfaisant avoir à la fois une grande résistance d'équilibre, et un point qui soit bon.

Il est intéressant de signaler que les points « bons » à la température normale de 15° deviennent de plus en plus mauvais à mesure que l'on chauffe l'endroit du contact. Les courbes I, II et III (fig. 8) ont été prises pour le montrer à des températures de plus en plus élevées.

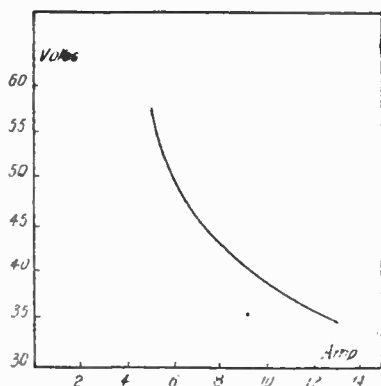


Fig. 9.

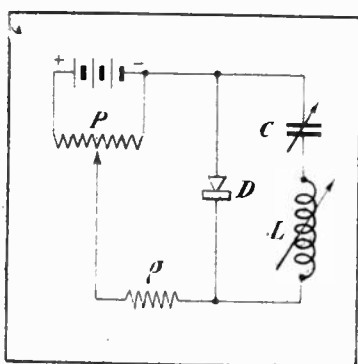


Fig. 10.

En refroidissant le contact on revient aux anciennes conditions de fonctionnement. Par contre, en noyant le contact dans une goutte d'alcool, ou d'essence, on obtient de bonnes caractéristiques avec des points reconnus antérieurement médiocres. Nous pouvons en conclure que la présence d'un milieu ionisé dans les environs du contact, empêche d'avoir une bonne caractéristique, avec une grande résistance négative. Cette ionisation est probablement favorisée quand le zincite est négatif. De fait, les courbes obtenues avec le zincite positif et la

**

pointe négative, sont toujours plus aiguës que les courbes obtenues dans le cas contraire.

Passons maintenant aux montages réalisés par M. Lossew en employant le détecteur à résistance négative qu'il appelle à bon droit le « détecteur générateur ».

La figure 9 donne la caractéristique de l'arc. En comparant cette caractéristique à celles d'un bon point de zincite, nous ne pouvons pas ne pas constater l'analogie qui existe entre ces deux caractéristiques. D'ailleurs la loi régissant notre décharge,

$$e = a + \frac{b}{i_a}$$

est pareille à la loi de décharge de l'arc.

Nous savons que l'arc grâce à sa caractéristique tombante engendre des oscillations entretenues dans un circuit oscillant connecté à ses bornes. Nous avons le droit de supposer que notre cristal de zincite agira de même s'il est amené au point de fonctionnement convenable, disposé sur la partie tombante de la caractéristique.

Le schéma de la figure 10 représente un montage réalisé dans ce but.

Le circuit oscillant est composé par la self L et la capacité C. En réglant le courant de façon à se trouver dans la partie tombante de la caractéristique, nous provoquerons l'apparition d'oscillations entretenues dans le circuit L C.

Une des conditions de fonctionnement stable du système est la nécessité d'avoir la self comparativement grande par rapport à la capacité. L'expérience nous montre que le rapport entre la valeur de la self (en centimètres) et la valeur de la capacité (en centimètres) doit avoir approximativement

$$\frac{L \text{ centimètres}}{C \text{ centimètres}} = \text{approximativement } 5500.$$

Le montage décrit peut servir comme hétérodyne séparée et permet de recevoir des oscillations entretenues sans avoir recours à des lampes ou à des tickers compliqués. Comparé à ces derniers, il a en plus l'avantage de permettre d'obtenir l'amplification due à la réception avec une source locale.

Un montage semblable peut servir également pour l'émission.

Le schéma 11 donne le montage employé par plusieurs amateurs : il a permis de réaliser des communications très stables avec une portée de 0,75 à 1,25 km.

Ce schéma peut être modifié en shuntant le contact générateur par

une capacité. Cette capacité augmente la puissance et la pureté de l'émission. Elle doit être de 1 à 2 millièmes de microfarad pour les ondes moindres que 200 mètres, de 3 à 4 millièmes pour les ondes de 200 à 2 000 mètres. Pour les longueurs d'ondes supérieures cette capacité devient nuisible.

Les longueurs d'ondes réalisées de cette manière s'étendent des fréquences musicales jusqu'aux fréquences correspondant aux ondes de quelques mètres : l'onde de 24 m 3 a par exemple été réalisée. Le schéma du montage employé est donné par la figure 12.

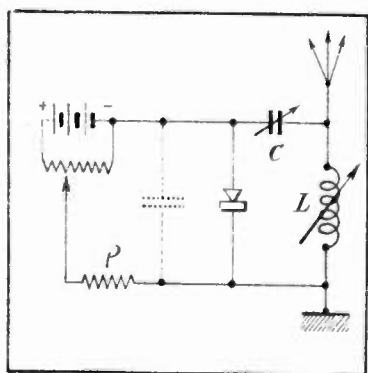


Fig. 11.

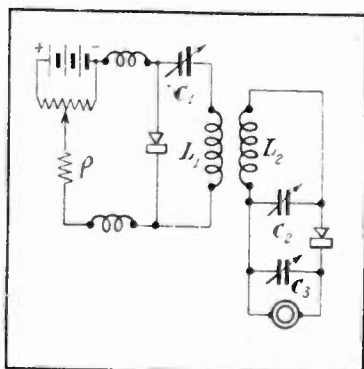


Fig. 12.

La self L_1 et la capacité C_1 forment le circuit oscillant. La self est constituée par une bobine de 5,5 centimètres de pourtour bobinée avec 7 tours de fils de cuivre de 2 millimètres. La capacité C_1 avait la valeur maximum de 0,0003 microfarad. La résistance d'équilibre était de 2300 ohms.

Ce circuit oscillant était couplé avec le deuxième circuit, comprenant la self L_2 et la capacité C_2 . La self était faite de fils de 2 millimètres sur carcasse de 5,5 centimètres de périphérie. Le condensateur C_2 avait une capacité maximum égale à 7 millièmes. D représente le détecteur ordinaire à galène. C_3 la capacité de blocage de 0,3 millième. Le microampèremètre était connecté en série avec le détecteur D.

Le circuit $L_2 C_2$ était préalablement étalonné et servait d'onde-mètre. L'onde la plus courte observée de cette façon a été de 24 m 30. La courbe de résonance était très aiguë. Le courant maximum dans le microampèremètre, au moment de résonance, était égal à 50 microampères.

Le grand inconvénient de l'emploi du détecteur générateur est la difficulté de trouver un bon point générateur. Cette difficulté a été tournée par l'inventeur d'une façon très élégante, en branchant aux bornes du détecteur (fig. 13) un circuit $L_2 C_2$ à la place du circuit

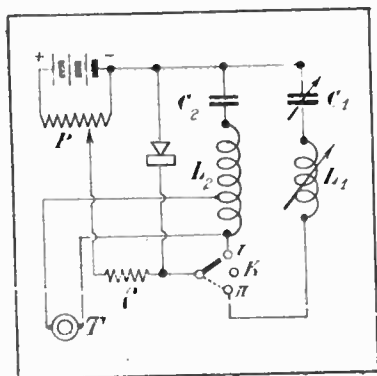


Fig. 13.

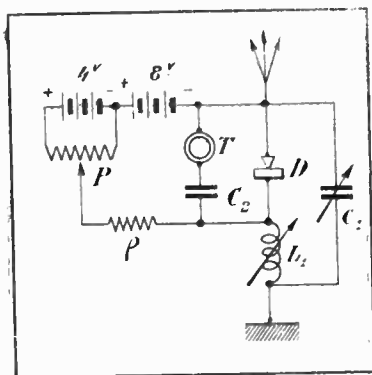


Fig. 14.

d'utilisation $L_1 C_1$. Les valeurs de L_2 et C_2 sont suffisamment grandes pour produire des oscillations d'une fréquence audible. Le téléphone T permet de s'assurer de l'existence des oscillations. Dès que l'on a ainsi trouvé le bon point et que les oscillations ont pris naissance dans le circuit $L_2 C_2$, on le déconnecte par l'intermédiaire du commutateur K et on connecte à sa place le circuit de travail $L_1 C_1$. Il est nécessaire d'éloigner suffisamment l'une de l'autre les bornes I et II du commutateur K afin d'éviter que la lame mobile touche les deux contacts en même temps. L'expérience prouve que, dans le cas contraire, les oscillations peuvent s'arrêter.

Les essais effectués par l'inventeur montrent que les conditions suivantes doivent être réalisées pour avoir la certitude de l'amorçage des oscillations après la commutation :

$$R_2 \geq R_1$$

$$\frac{L_1}{L_2} = \frac{C_1}{C_2}$$

R_1 et R_2 sont les résistances ohmiques de deux circuits.

Il reste bien entendu que la condition

$$\frac{L \text{ centimètres}}{C \text{ centimètres}} = 5500$$

demeure également valable.

Afin de réaliser ce dernier rapport pour tous les réglages, il est utile de lier les réglages de self et de capacité de façon à pouvoir les effectuer simultanément par la même manette.

Nous donnons ci-dessous les valeurs des divers éléments du schéma 13. L'hétérodyne construite d'après ces données permet de réaliser la gamme de longueur d'onde allant de 300 à 10 000 mètres.

$C_1 = 10$ millièmes (maximum) microfarad.

$L_1 = 5$ millihenrys (maximum).

$C_2 = 2$ microfarads.

$L_2 = 100$ millihenrys.

$S = 1000$ ohms.

R du téléphone = 250 ohms.

R de la bobine $L_2 = 50$ ohms.

Des hétérodynes conformes au schéma (fig. 13) sont actuellement construites en série par les laboratoires d'Etat à Nijni-Novgorod. Les appareils sont envoyés dans les stations réceptrices de second ordre où ils permettent de recevoir les messages de Moscou envoyés en entretenues.

Nous avons étudié le détecteur générateur fonctionnant comme

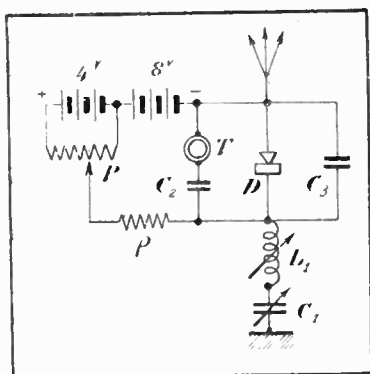


Fig. 15.

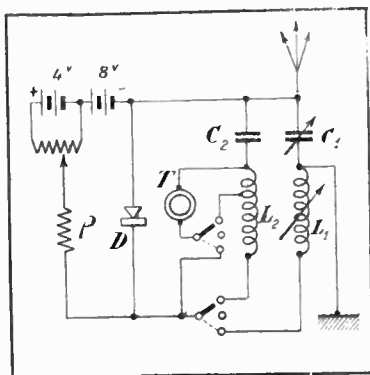


Fig. 16.

hétérodyne émetteur. Nous allons voir maintenant que le détecteur peut également travailler comme récepteur autodyne. La figure 14 nous donne le schéma où le détecteur sert en même temps comme détecteur et comme générateur.

En pratique, en variant la tension aux bornes du détecteur D par le potentiomètre P nous faisons glisser le point de travail le long de la caractéristique. De cette façon nous varions la résistance négative de

notre détecteur. Si nous choisissons cette résistance négative de sorte que sa valeur absolue soit un peu inférieure à la résistance du circuit oscillant, les oscillations entretenues ne pourront pas prendre naissance et le détecteur va servir seulement pour neutraliser la résistance du circuit oscillant. Nous voyons que le fonctionnement du système est absolument analogue à celui d'un récepteur à lampes avec réaction.

Pour les longueurs d'ondes inférieures à 1000 mètres et pour les grandes antennes, il est préférable d'employer le schéma donné par la figure 15.

Il est bon également afin d'augmenter la stabilité de shunter le détecteur par une capacité de 3 à 4 millièmes. Le téléphone dans les deux schémas est un téléphone à faible résistance de 100 à 200 ohms. Pour terminer nous donnons le montage d'un récepteur autodyne, permettant de recevoir les émissions de 200 à 1000 mètres et pourvu d'un circuit oscillant B. F. pour la recherche de point générateur. Les valeurs sont les mêmes que dans l'exemple de l'hétérodyne.

L'intérêt théorique présenté par la découverte de M. Lossew est évident. La découverte ne date que d'hier et il est difficile de prévoir les diverses possibilités qu'elle peut nous promettre.

Nous pouvons déjà prévoir en tout cas l'intérêt commercial des appareils à détecteur générateur. Ils sont appelés à combler l'abîme qui existe actuellement entre les postes à lampes et les récepteurs à galène.

Les récepteurs à détecteur générateur étant presque aussi bon marché que les récepteurs à galène, permettront d'avoir des portées d'écoute considérables et comparables à celles des récepteurs à lampes.

Ces qualités sont suffisantes pour assurer aux appareils de ce type un large et durable succès commercial.

VINOGRADOW.

PORTÉE DES ONDES ACTION DE L'ATMOSPHÈRE

Par M. J. GUINCHANT

Professeur à la Faculté des Sciences de Bordeaux

Il est aujourd'hui banal de proclamer l'impuissance de la théorie à expliquer les longues portées atteintes en radiotélégraphie : le champ à grande distance est, dit-on, des milliers et des millions de fois plus grand que ne l'indique la théorie. On oublie qu'il y a plusieurs théories, dont les résultats ne sont pas les mêmes.

L'une d'elles, la plus ancienne, date de 1898 ; elle est due au physicien français, Blondel. L'antenne, avec son symétrique par rapport au sol, est considérée comme formant un grand oscillateur bipolaire de Hertz et on calcule les champs de cet oscillateur à distance, comme si la terre était plane. M. Blondel justifie physiquement cette hypothèse par la phrase suivante :

« La courbure de la terre intervient, mais elle ne gêne pas la propagation, d'après ce que l'on sait de la propagation des ondes le long des corps conducteurs : les ondes s'infléchissent de manière à suivre la surface. »

La formule qui donne le champ autour d'un oscillateur a été calculée par Hertz : le champ produit par une antenne en un point de la terre sera égal au champ produit par l'oscillateur en un point situé à la même distance dans son plan équatorial (*).

En admettant l'action directrice de la Terre, on pourrait même retrouver l'intensité du champ sans avoir recours à la théorie de Maxwell-Hertz : il suffit d'appliquer une ancienne formule classique (Neumann) donnant le coefficient d'induction mutuelle de deux éléments de circuits. On a remarqué bien des fois que les anciennes théories électriques donnent les mêmes résultats que la théorie de Maxwell, dans la plupart des relations où n'intervient pas la vitesse de propagation.

Le champ magnétique M produit à la distance r par une antenne de hauteur effective h émettant des ondes de longueur d'onde λ avec une intensité efficace I au pied de l'antenne, est d'après la théorie de Hertz-Blondel :

$$M = 0,4 \pi \frac{h I}{\lambda r}$$

(*) Le calcul du champ en assimilant la surface de la terre au plan équatorial n'est probablement plus légitime à distance très grande de la surface.

Une autre formule plus récente (1918) est due au mathématicien anglais Watson. Celui-ci étudie le champ produit par un oscillateur de Hertz, en présence de la sphère terrestre.

Il faudrait étudier le champ produit par un oscillateur de Hertz dont l'une des moitiés est constituée par la sphère terrestre, ce qui n'est peut-être pas le même problème. Mais surtout, les calculs de Watson ne sont pas convaincants; au cours de la démonstration, ils conduisent plusieurs fois à des expressions inextricables, qu'il faut remplacer par d'autres expressions plus simples dont le domaine de validité n'est pas fixé. Un tel procédé est souvent employé en physique; mais les formules déduites de ces simplifications arbitraires ne sont acceptables que si l'expérience confirme les résultats théoriques.

La formule de Watson donne pour le terme principal de la série approchée représentant le champ magnétique :

$$M = \frac{0,2}{0,8633} h I (2\pi)^{\frac{10}{6}} R^{-\frac{5}{6}} \lambda^{-\frac{7}{6}} \frac{1}{\sqrt{\sin \theta}} e^{-1,29 \left(\frac{R}{\lambda}\right)^{\frac{1}{3}} \theta}$$

R étant le rayon terrestre et θ l'angle de la verticale au point d'émission avec la verticale au point de réception.

A côté de ces théories, il existe une formule empirique, due au professeur américain Austin; les mesures U. R. S. I., en cours depuis plus de deux ans, ont apporté une vérification très satisfaisante de cette formule. Peut-être faudrait-il augmenter un peu, doubler, par exemple, les valeurs des champs calculés; mais c'est là une modification peu importante si l'on observe que ces champs varient souvent dans le rapport de 1 à 10 au cours d'une même journée. On ne peut, bien entendu, comparer aux résultats calculés que les moyennes d'observations très nombreuses.

Le professeur Austin a d'abord cherché à déterminer empiriquement des coefficients numériques A et a tels que le courant dans le circuit de réception soit représenté par une expression de la forme :

$$i = A \frac{h I}{\lambda r} e^{-a \frac{r}{\sqrt{\lambda}}}$$

Barkhausen reconnu que le coefficient empirique A est pratiquement celui que fournit la formule Hertz-Blondel en tenant compte de la résistance du circuit. Austin adopte aujourd'hui (voir *Onde Electrique*, 1923, p. 504, E=300 M) la formule empirique :

$$M = 0,4 \pi \frac{h I}{\lambda r} e^{-0,0015 \frac{r}{\sqrt{\lambda}}}$$

Cette formule ne s'applique que dans la propagation sur mer; le champ est notablement plus faible dans la propagation sur terre.

Les champs calculés par la formule Hertz-Blondel sont toujours un peu plus grands que les champs fournis par la formule empirique d'Austin. Au contraire, la formule de Watson donne toujours des champs beaucoup plus petits.

Puisque la formule d'Austin donne des valeurs pratiquement exactes, on doit admettre comme bonne la formule théorique qui se rapproche le plus de la formule empirique. Le tableau ci-dessous donne le rapport de la valeur théorique à la valeur empirique.

Dist. en km.	$B = \frac{\text{valeur Blondel}}{\text{valeur Austin}}$				$W = \frac{\text{valeur Watson}}{\text{valeur Austin}}$ (d'après M. Bouthillon).			
	λ 4.000 m.		λ 8.000 m.		λ 12.000 m.		λ 16.000 m.	
	B	W	B	W	B	W	B	W
1.000	2,1	$\frac{1}{7,1}$	1,7	$\frac{1}{5,3}$	1,5	$\frac{1}{4,3}$	1,4	$\frac{1}{4,5}$
2.000	4,4	$\frac{1}{28}$	2,9	$\frac{1}{14}$	2,4	$\frac{1}{11}$	2,1	$\frac{1}{9}$
3.000	9,5	$\frac{1}{250}$	4,9	$\frac{1}{43}$	3,7	$\frac{1}{29}$	3,1	$\frac{1}{24}$
4.000	20	$\frac{1}{600}$	8,3	$\frac{1}{140}$	5,6	$\frac{1}{81}$	4,5	$\frac{1}{62}$
5.000	42	$\frac{1}{3400}$	14,1	$\frac{1}{470}$	8,7	$\frac{1}{238}$	6,5	$\frac{1}{108}$
6.000	89	$\frac{1}{16700}$	24	$\frac{1}{1070}$	13,4	$\frac{1}{143}$	9,5	$\frac{1}{500}$

On voit immédiatement que la formule Hertz-Blondel (B) donne toujours des valeurs plus exactes que la formule Watson (W). C'est donc la première qui doit être la formule théorique.

Il y a plus. L'onde électromagnétique, comme tout mouvement vibratoire, doit subir une réduction d'intensité en se propageant dans un milieu matériel; nous n'utilisons les ondes que dans une mince coquille constituée par l'atmosphère, milieu hétérogène, où les variations de température, de pression, d'humidité, causent certainement un léger effet de trouble. L'expérience montre d'ailleurs qu'il se produit dans l'atmosphère des déviations et des réflexions pour des causes actuellement hypothétiques : ionisation, changement d'indice ou autres; ces modifications sur le trajet de l'onde entraînent forcément une diminution de l'intensité transmise. En tenant compte de cette réduction certaine, les champs calculés par les formules théoriques précédentes seront diminués : les valeurs de Hertz-Blondel se

rapprocheront ainsi de la valeur réelle, tandis que les valeurs de Watson s'en écarteront davantage.

Il y a plus encore. La réduction progressive d'intensité, que subit l'onde dans sa propagation, obéit à une loi très simple, si l'on peut admettre que les couches successives du milieu réduisent en moyenne dans la même proportion l'intensité de l'onde reçue par elles ($dM = K.M. dr$). Dans ce cas l'intensité M décroît en progression géométrique quand l'épaisseur traversée r croît en progression arithmétique. Cette loi s'exprime algébriquement par la relation :

$$\left(M = \frac{1}{a^r} M_0 \right)$$

M_0 étant l'intensité sans absorption, M l'intensité avec absorption, r la distance, a un facteur qui dépend de la longueur d'onde et de la nature du milieu.

Or, cette loi de la distance est justement celle qui est introduite dans la formule empirique : les valeurs M de la formule d'Austin s'obtiennent en divisant les valeurs M_0 de la formule Hertz-Blondel par un facteur exponentiel a^r , c'est le facteur B qui a été calculé dans le tableau précédent ; il ne diffère notablement de l'unité que pour des distances très grandes, ce qui montre que l'action perturbatrice du milieu de transmission est très faible.

Ainsi la formule Hertz-Blondel est, de toutes les formules théoriques actuelles, celle qui donne les valeurs les plus exactes. Cessons donc de dire que la théorie n'explique pas les longues portées de la télégraphie sans fil. Disons, au contraire, que la théorie, celle de Hertz-Blondel, donne des portées *un peu supérieures* aux portées réelles, mais qui s'y ramènent tout naturellement en tenant compte d'une réduction relativement très faible de l'intensité à travers les milieux matériels où l'onde se propage. La réduction est un peu plus grande sur terre que sur mer par suite d'une perturbation due à la mauvaise conductibilité du sol.

La formule théorique de Watson peut aussi être ramenée à la formule d'Austin en imaginant un phénomène qui augmenterait l'intensité transmise, par exemple une réflexion des ondes sur la haute atmosphère : on peut alors choisir la forme des expressions mathématiques et la valeur numérique des coefficients de façon à retrouver les intensités observées. Ainsi modifiée, la formule de Watson cesse d'être une formule théorique et devient une formule empirique.

J. GUINCHANT.

ETUDE SUR LES IRRÉGULARITÉS DE PROPAGATION DES ONDES COURTES ⁽¹⁾

Par M. P. LARDRY

*Membre du Bureau de Coordination des Observations scientifiques
d'Amateurs (U. R. S. I.)*

La propagation des ondes électromagnétiques est un des gros problèmes actuels qui passionnent les mathématico-physiciens. C'est qu'en effet les lois, en apparence simples, qui régissent l'énergie rayonnante dans un milieu homogène, se compliquent singulièrement lorsqu'il s'agit d'un milieu complexe et d'ondes de même ordre de grandeur que les obstacles disséminés dans ce milieu.

L'étude des grandes ondes se poursuit régulièrement depuis plusieurs années et est susceptible de fournir de précieuses indications sur l'atmosphère. A ma connaissance, l'étude des ondes courtes n'a jamais été entreprise d'une façon systématique et rigoureuse.

Depuis les premières expériences de Marconi, on sait que les petites ondes (j'entends de 200 à 600 mètres) se propagent mieux de nuit que de jour. L'utilisation des ondes entretenues, principalement de la téléphonie, a permis de constater des anomalies très curieuses dans la propagation, anomalies très distinctes selon qu'il s'agit d'ondes entretenues ou d'ondes amorties. Mais là s'arrêtent les observations.

Les Américains ont bien effectué un travail sur les ondes courtes, mais les résultats qu'ils en ont publié ⁽²⁾ sont insuffisants pour permettre de se créer une opinion et surtout pour justifier la conclusion qu'ils en tirent.

La question de l'évanouissement fait actuellement couler beaucoup d'encre. Chaque auteur présente son hypothèse, mais aucun ne donne le compte rendu de la moindre observation, si bien que toute discussion de son travail est impossible.

Depuis le mois de janvier de cette année, je poursuis presque journellement l'étude de la propagation des ondes et c'est l'ensemble des résultats obtenus jusqu'ici que je vais présenter.

⁽¹⁾ Conférence faite à la réunion du 18 juin 1924.

⁽²⁾ *A study of radio signal fading*, Bureau of standards, 25 septembre 1923, *Onde électrique*, avril 1924. Analyses page 12.

*
* *

J'ai choisi jusqu'à présent une unique station d'études, car dans un phénomène aussi complexe que celui de la propagation, il semble plus sûr d'étudier d'abord complètement un cas particulier plutôt que de pêcher au milieu des résultats contradictoires accompagnant la généralité.

La station étudiée est celle des P. T. T. dont le contrôle de l'émission s'effectue facilement grâce à l'extrême bienveillance de son directeur et du personnel et d'autre part, la distance de Paris au Mans (180 kilomètres) étant faible, les conditions météorologiques le long de cette ligne sont plus faciles à connaître avec sécurité.

Les variations de réception étant très rapides ainsi que le montrent les graphiques présentés ultérieurement, il ne faut pas songer faire une mesure d'intensité de champ. Les seules méthodes qui se prêtent à l'étude de la réception sont l'appréciation du coefficient d'audibilité à l'oreille ou au téléphone shunté.

L'appréciation à l'oreille a pour elle l'avantage de la simplicité, mais elle est imprécise et surtout a l'inconvénient de très mal repré-

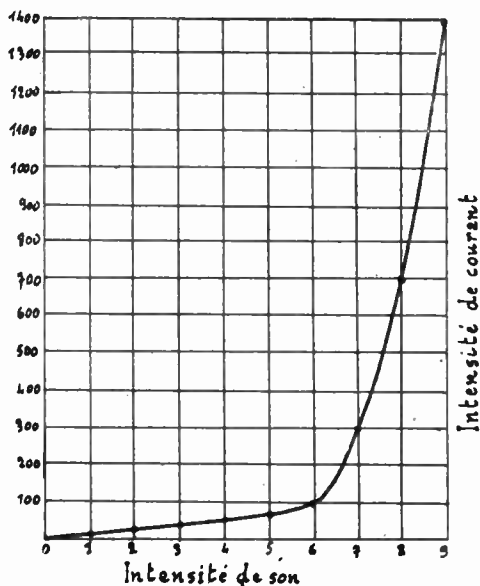


Fig. 1.

senter les variations d'intensité. Les intensités des sons rendus par le téléphone (évaluées selon l'échelle habituelle de 0 à 9) ne sont pas proportionnelles à l'amplitude du courant (fig. 1).

Voici à titre d'exemple (fig. 2) deux courbes permettant de comparer les variations de l'intensité de courant à celles de l'intensité du son perçu; leurs formes sont différentes.

A ce point de vue, le téléphone shunté donne une représentation

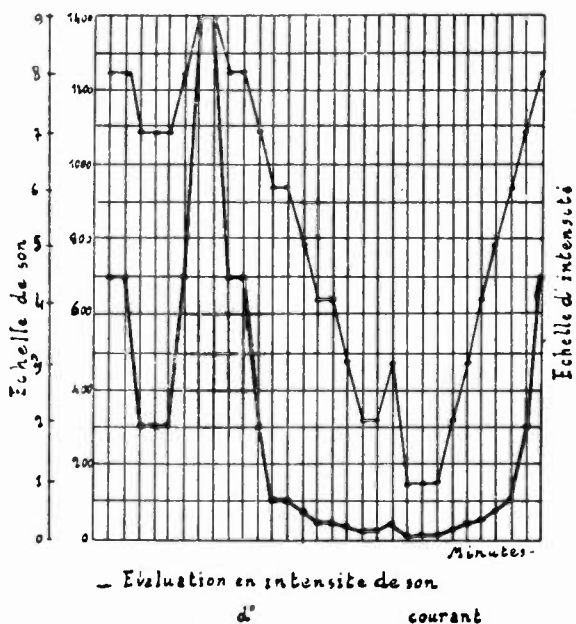


Fig. 2.

plus conforme à la réalité. Voici rapidement la discussion de son emploi :

i_0 étant l'intensité minimum nécessaire pour impressionner un téléphone d'impédance Z (fig. 3), on shunte par une résistance r réglée juste à la limite d'audibilité. A l'extinction, on a entre le courant i_0 et le courant total I , la relation :

$$I = \frac{Z + r}{r} i_0 = A i_0.$$

Le coefficient A appelé *facteur d'audibilité* signifie que l'intensité dans le circuit de réception est A fois plus grande que celle nécessaire à la production du son minimum perceptible.

Cette méthode, qui est une méthode de zéro, est beaucoup plus

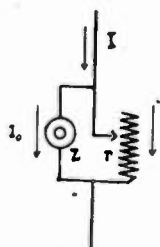


Fig. 3.

précise que celle de l'appréciation à l'oreille, en prenant certaines précautions cependant.

La fonction A est hyperbolique (fig. 4); à de petites variations du

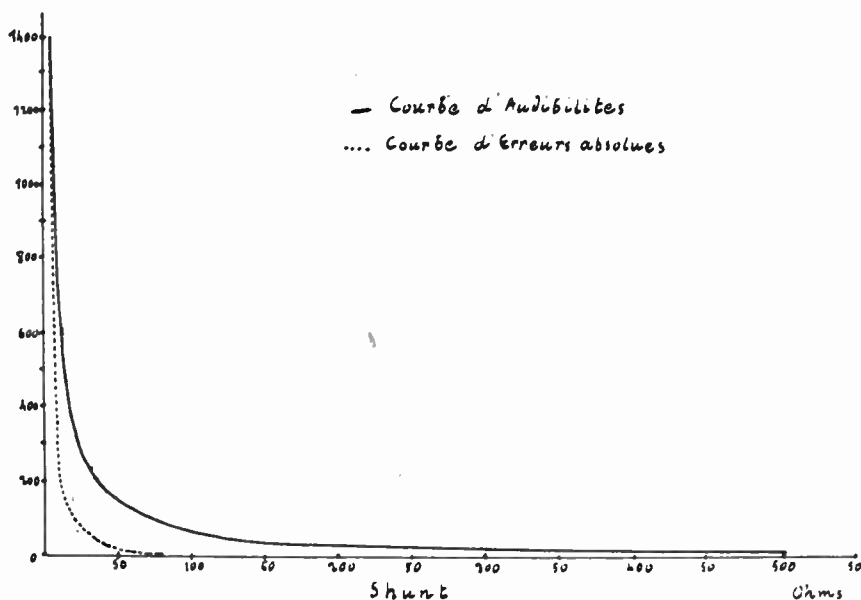


Fig. 4.

shunt, soit par défaut d'étalonnage, soit par irrégularité de l'oreille, correspondent de grandes variations d'audibilité pour r petite ou au contraire insensibles pour r grande.

La courbe d'erreurs absolues d'audibilité pour une erreur absolue constante commise sur le shunt (extinction à un plot près) présente aussi des variations très rapides pour les petites valeurs de r car :

$$dA = \frac{Z}{r^2} \quad dr = \frac{K}{r^2}$$

On voit par là que le procédé consistant à disposer le shunt à variations par plots, de 5 en 5 ohms par exemple, est franchement mauvais pour les fortes intensités.

La cause la plus fréquente d'erreur dans les grandes intensités est la variation de sensibilité de l'oreille, qui en effet apprécie très mal une extinction suivant brusquement un son puissant. C'est pourquoi il est recommandable, dans la méthode du téléphone shunté, de manœuvrer le shunt de façon à se tenir toujours juste à la limite

d'audibilité. Comme cela l'oreille ne se fatigue pas et se maintient dans un état de même sensibilité.

Un bon procédé à ce point de vue consiste à faire varier en progression arithmétique non plus la résistance du shunt, mais l'audibilité. On calcule r par la formule (fig. 5) :

$$r = \frac{Z}{A - 1}$$

L'erreur commise sur A est alors constante pour une extinction

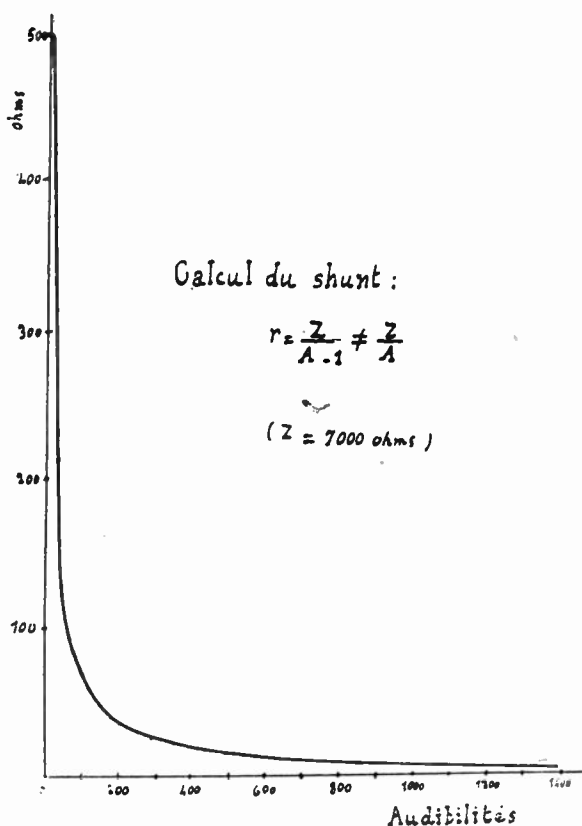


Fig. 5.

appréciée à un plot près. L'appareil est d'une très belle précision mais de réalisation pratique plus délicate que le premier

Jusqu'ici, j'ai supposé l'impédance Z de l'écouteur constante; en réalité elle varie avec la hauteur du son et l'intensité du courant. La

dernière cause n'a qu'une minime importance puisqu'on opère toujours à l'extinction. La première conduit à une erreur :

$$dA = \frac{dZ}{r}$$

qui prend de l'importance pour de faibles valeurs du shunt. C'est pourquoi il est recommandable de n'effectuer des mesures que sur la télégraphie ou en téléphonie sur des conférences, à l'exclusion de la musique, du chant ou de la déclamation.

Comment et où placer le téléphone shunté? Le plus sûr est évidemment de l'intercaler dans le circuit de plaque de la dernière lampe par l'intermédiaire d'un transformateur. Cependant, je préfère le mettre directement dans le circuit plaque. Il faut pour cela régler la dernière lampe de façon que son amplification reste constante dans de larges limites de tension plaque. On y arrive par un choix convenable des transformateurs de basse fréquence. Le choix de ces derniers doit être aussi guidé par la considération que la variation de résistance du circuit plaque ne doit pas modifier l'accord des circuits oscillants, ce qui se produit fréquemment.

Je m'excuse de ce long exposé préliminaire, mais il était, je crois, nécessaire pour que les résultats que je vais maintenant présenter n'aient qu'une prise restreinte à la critique.

*
**

Pour être sûr de ce que l'on fait, la réception doit s'effectuer avec le minimum de lampes, de condensateurs et de bobinages. Le récepteur idéal est la galène; malheureusement, son peu de sélectivité la fait rejeter dès qu'il y a obligation d'y ajouter de la basse fréquence. Mes essais sont effectués sur une détectrice à réaction suivie d'une basse fréquence. Des appareils de contrôle sur toutes les sources et circuits-plaque permettent de s'assurer de la constance du récepteur. Avant chaque mesure, un émetteur local donne la possibilité de vérifier que la puissance de réception est restée la même depuis l'expérience précédente.

Bien que la réaction soit maintenue très loin de son point d'accrochage, par précaution j'ai vérifié sa non-intervention dans les variations de réception en marchant de temps en temps sur un L^3 (3 H F à fer, une D sans réaction, 2 B F par retour dans les H F); l'amplification de cet appareil est équivalente à celle du précédent système. La non-sélectivité du L^3 met aussi à l'abri des variations possibles de longueur d'onde à l'émission; les résultats obtenus sont identiques sur les deux appareils.

*
* *

De jour, à 200 kilomètres de Paris, la réception des P. T. T. est plutôt faible et varie en général peu. Il a été imprimé bien souvent que les réceptions de jour sont parfaitement constantes. Je l'ai cru moi-même un moment; mais certains graphiques montrent qu'il peut y avoir de jour des variations profondes, même des affaiblissements, analogues à ceux du régime de nuit, mais sans aller jusqu'à l'extinction.

Ce qu'il y a de curieux, c'est la différence selon la saison. La puissance des P. T. T. est sensiblement constante et cependant les récep-

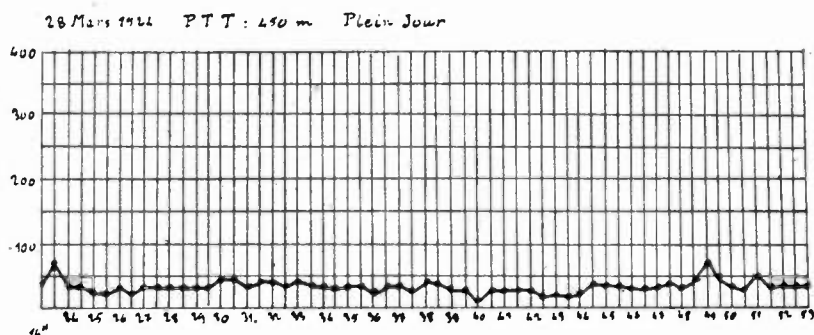


Fig. 6.

tions du mois de mars (fig. 6) ont nécessité 2 B F, celles du mois d'avril 1 B F et celles de mai (fig. 7) donnent une réception relativement puissante.

Je dirai pour être complet que mon antenne (1) (fig. 8) est au pied

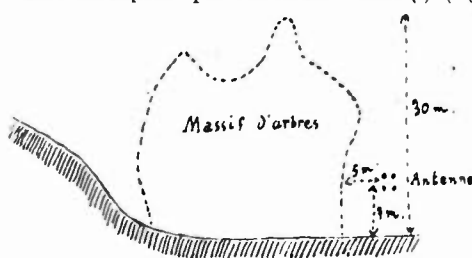


Fig.

d'une colline, parallèle à la ligne de faite et à un épais rideau d'arbres qui la domine du côté de Paris. Or, depuis trois ans, je constate qu'en

(1) Voir *Onde Électrique*, t. II, p. 137.

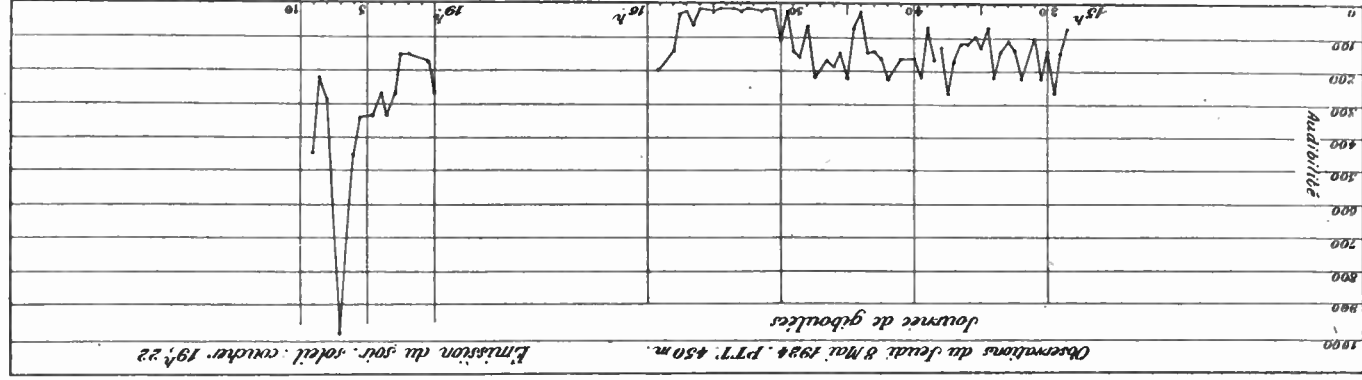


Fig. 7.

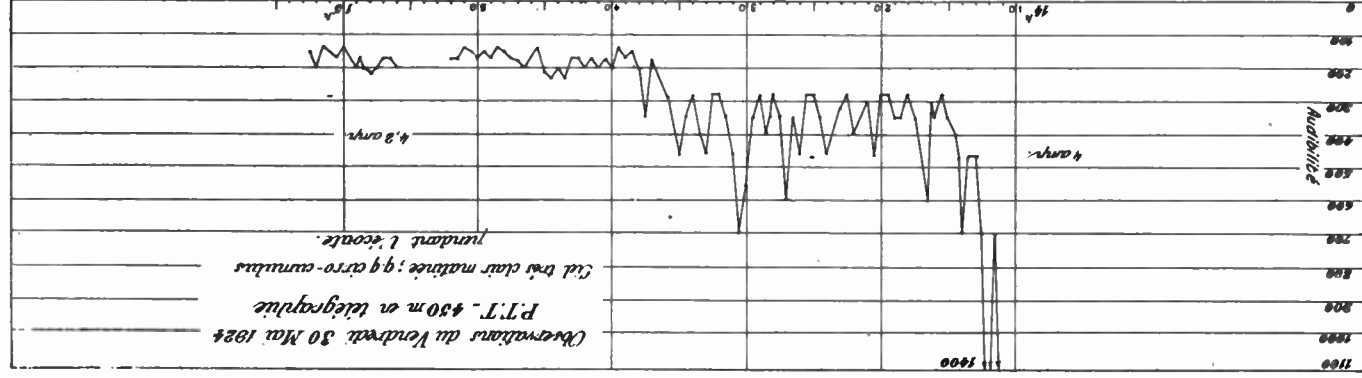


Fig. 9.

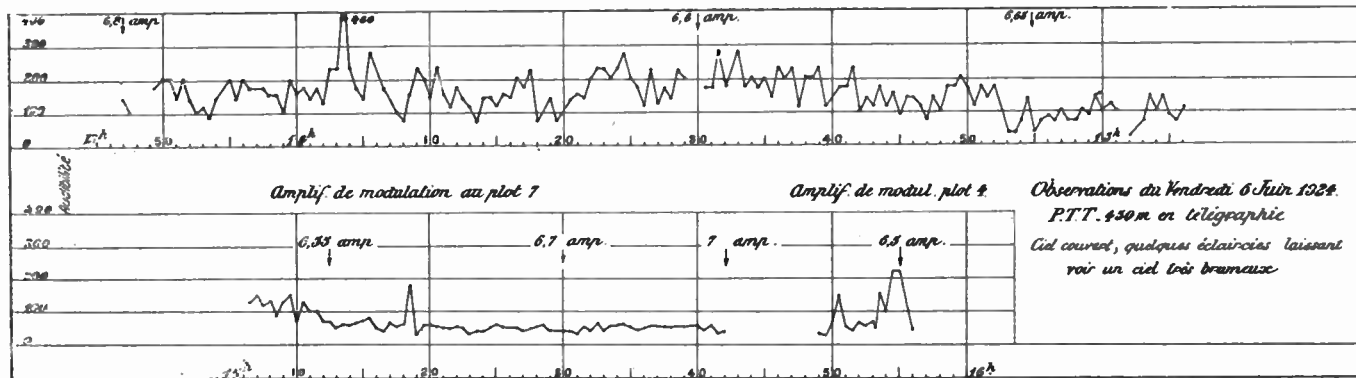


Fig. 13.

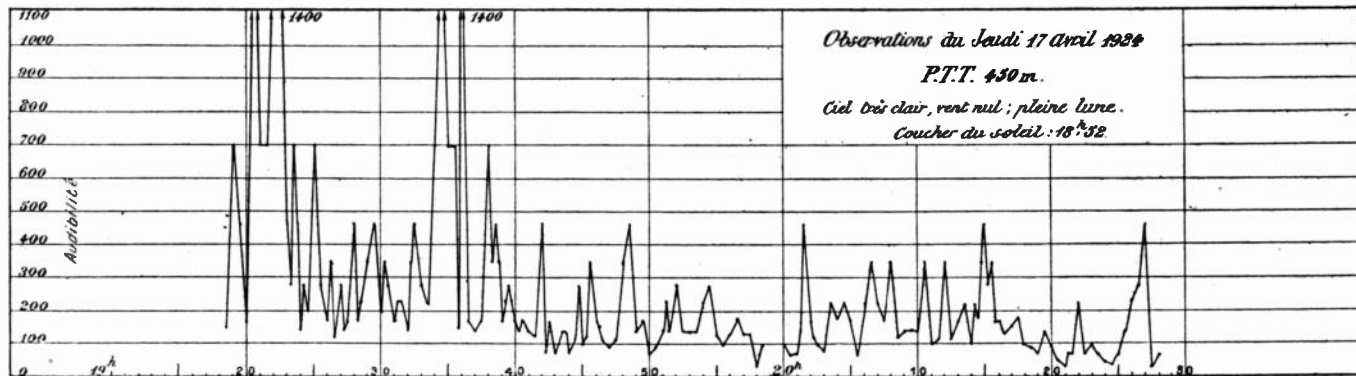


Fig. 14.

été et de jour les réceptions d'F L (2600 mètres) et de Radiola (1780 mètres) sont nettement supérieures en puissance à celles de nuit. En hiver, il y a équivalence.

Il semble aussi y avoir une influence horaire, montrée par les observations des 30 mai et 6 juin (fig. 9 et 10). La réception puissante à 14 heures baisse à partir de 14 h 30 pour devenir relativement faible vers 16 heures. Nous verrons sur les courbes de nuit que la baisse s'accroît encore jusqu'au coucher du soleil. Dans ces conditions, la faiblesse relative des mois d'hiver avec remontée lente au printemps peuvent s'expliquer très bien, les réceptions de 16 heures étant effectuées d'abord au coucher du soleil puis de plus en plus avant son coucher. Il sera intéressant, l'hiver prochain, de vérifier si par hasard le maximum de jour n'a pas lieu vers midi ou avant.

Autre remarque avant de quitter les observations de jour. L'intensité normale de la station des P. T. T. est de 6 à 7 ampères. Accidentellement, le 30 mai, l'intensité n'atteint que 4 ampères; la réception est beaucoup plus puissante que le 6 juin où l'intensité monte à 7 ampères. Cette remarque semble d'ailleurs générale; chaque fois que la station signale une émission puissante, la réception est faible au Mans. Cela confirmerait l'affirmation de beaucoup d'amateurs qu'au maximum d'intensité ne correspond pas du tout le maximum de rayonnement.

*
* *

Passons au régime de nuit. Là les variations sont formidables. En valeurs absolues du moins, car si l'on trace sur les graphiques les intensités moyennes I_m , on trouve que l'écart relatif :

$$\frac{I_n - I_m}{I_m}$$

est de 3 au maximum (correspondant au point $I_n = 1400$). Or, c'est précisément le même écart relatif que l'on obtient de jour. Vu sous cet aspect, le problème est tout différent de celui que l'on pose ordinairement. Au lieu de dire, comme on le répète constamment : les variations sont plus puissantes de nuit que de jour, il faut dire : le régime de nuit est identique au régime de jour, mais les intensités et par suite leurs variations s'y trouvent multipliées par un facteur n probablement fonction de la distance. Ce résultat est très important pour la discussion des hypothèses par lesquelles on tente d'expliquer la propagation des ondes. Une seule difficulté subsiste; pourquoi de nuit y a-t-il des extinctions et pas de jour? Cependant les graphiques

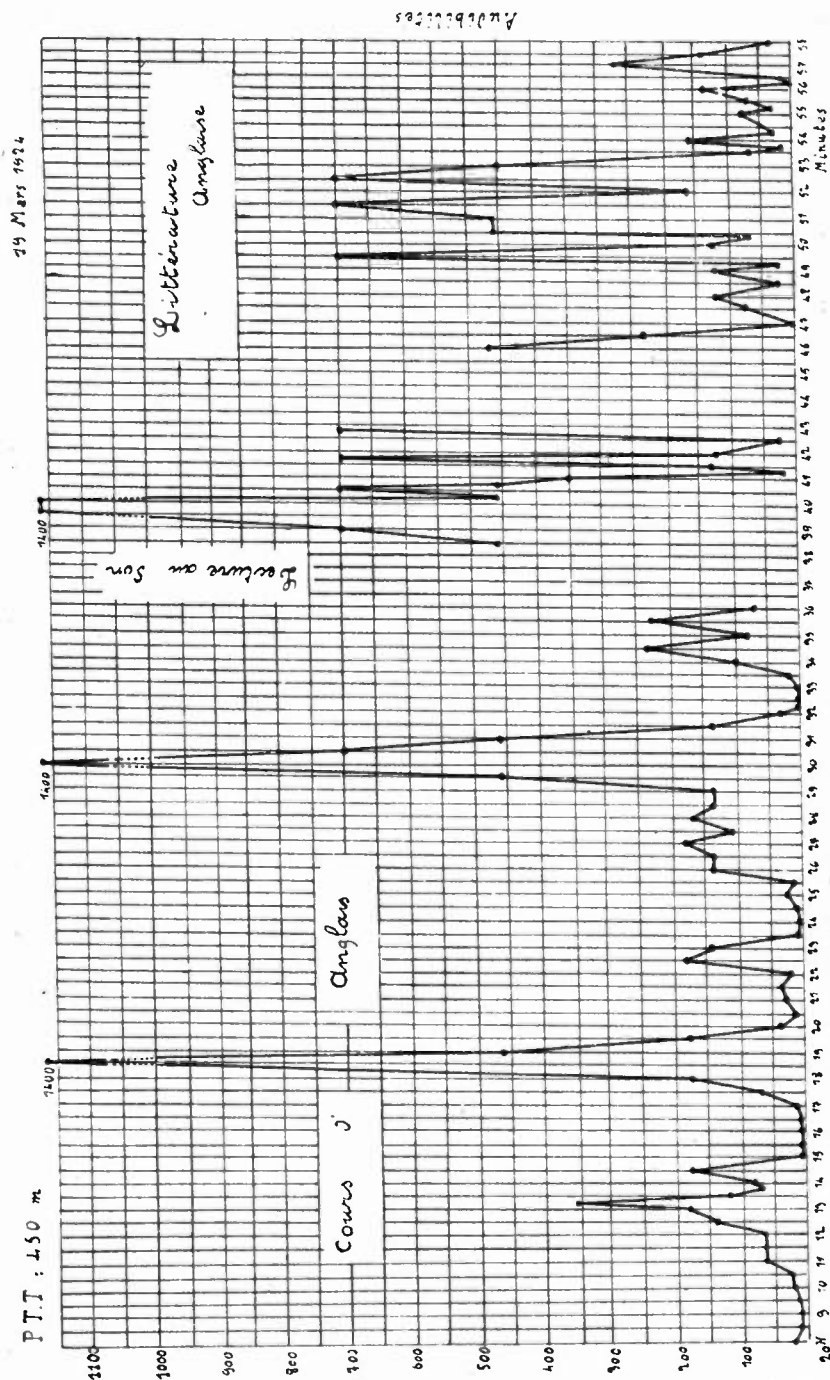


Fig. 11.

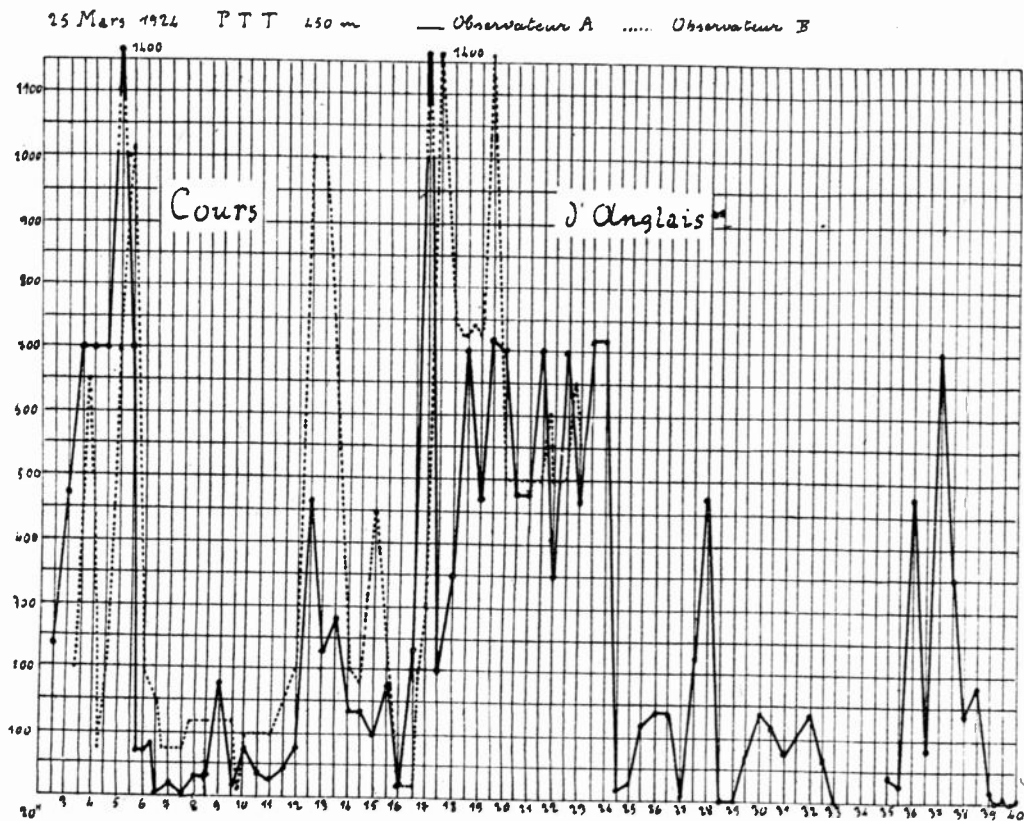


Fig. 12.

Ce graphique est prolongé par le graphique ci-après.

25 Mars 1913 P.T.T. L50

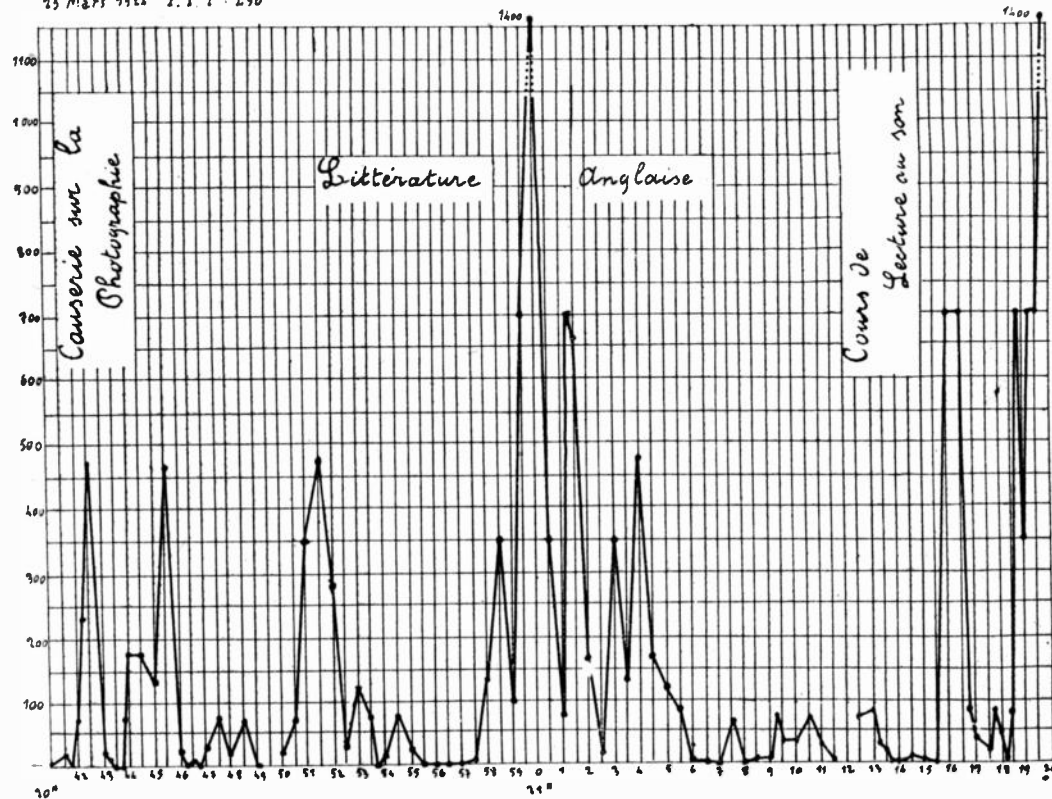


Fig. 13.

Ce graphique est la prolongement du précédent.

de mai qui débutent avec le soleil sur la ligne Paris-le Mans accusent un régime de jour avec extinctions très fréquentes. La difficulté par suite s'aplanit, nous verrons comment plus loin.

Le mois de mars est caractérisé par ces grandes pointes qui encadrent des évanouissements (fig. 11, 12 et 13). Tous les jours on trouve cette allure générale qui donne l'impression d'oscillations périodiques. Toutefois, il existe des oscillations très rapides telles celles des 19 et 25 mars, mais elles sont assez rares.

Avril présente les mêmes caractéristiques, mais elles s'estompent et finissent par disparaître pour laisser place à des oscillations désordonnées (fig. 14). On remarquera que le 24 avril (fig. 15), le début a lieu sur un affaiblissement très net; c'est que ce jour-là l'émission a commencé peu après le coucher du soleil; il faisait donc encore jour.

En mai (fig. 16), l'effet d'affaiblissement au coucher du soleil est de plus en plus visible. Il faut remarquer qu'à ce moment l'intensité de réception est bien inférieure à celle de l'après-midi, ce qui corrobore mon affirmation première qu'il doit y avoir un maximum de jour et

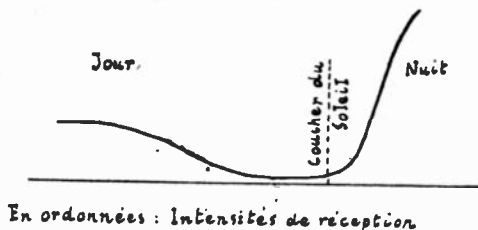


Fig. 17.

un maximum de nuit, ce dernier quelques minutes après le coucher du soleil (émetteur et récepteur étant sensiblement sur le même méridien) (fig. 17).

J'ai trouvé cependant des irrégularités pendant le mois de mai (fig. 18). Elles semblaient s'expliquer très bien. Un poste allemand de téléphonie a travaillé irrégulièrement pendant ce mois sur 450 ou 460 mètres; j'ai cru qu'il faisait alors office d'hétérodyne s'ajoutant à la réaction et chacun sait que dans ces conditions la réception devient extrêmement puissante.

La gêne a été très utile, car, ainsi qu'il est facile de le voir, toutes les intensités se trouvent multipliées (les écarts relatifs étant sensiblement les mêmes sans ou avec gêne) et à aucun moment on ne trouve de phénomène d'interférence. D'ailleurs je crois pouvoir affirmer que les interférences entre postes sont extrêmement rares et ne peuvent être invoquées pour expliquer les variations. S'il y en avait, on consta-

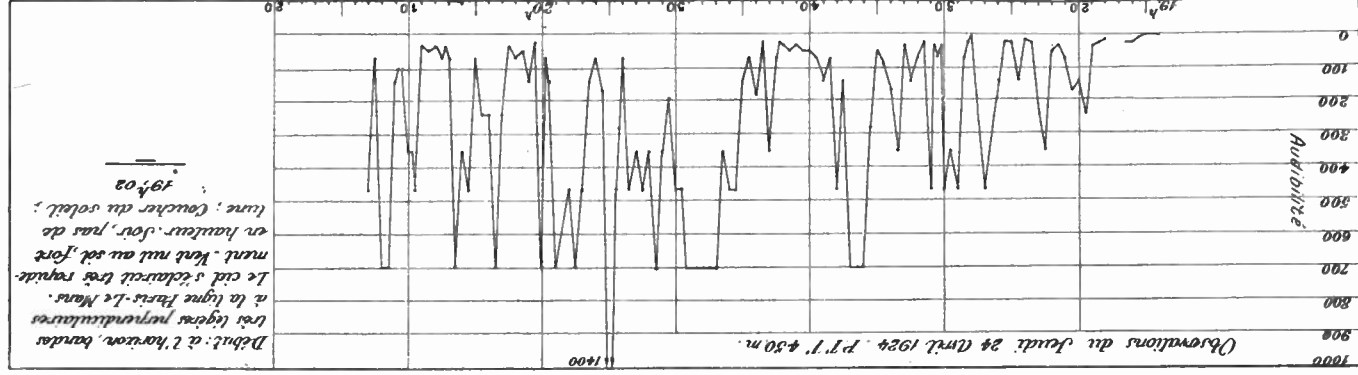


Fig. 15.

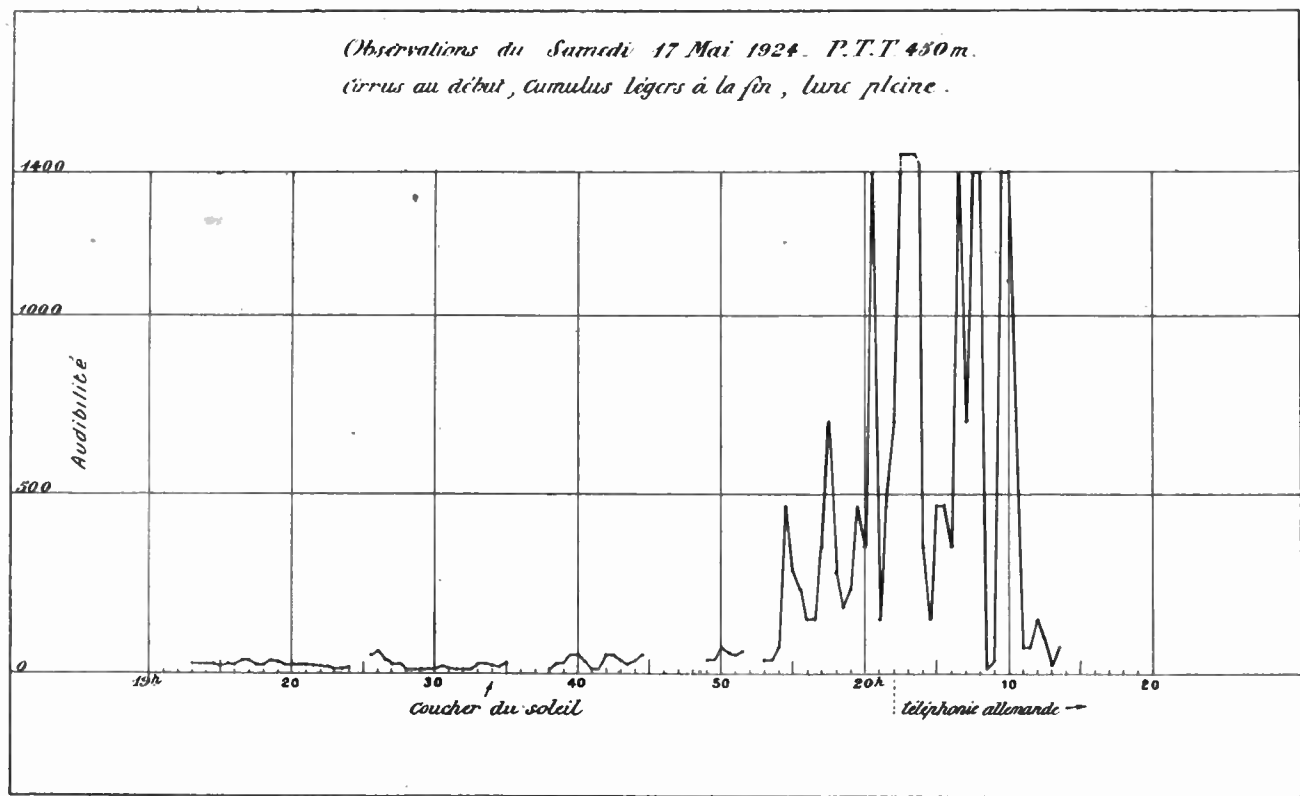


Fig. 16.

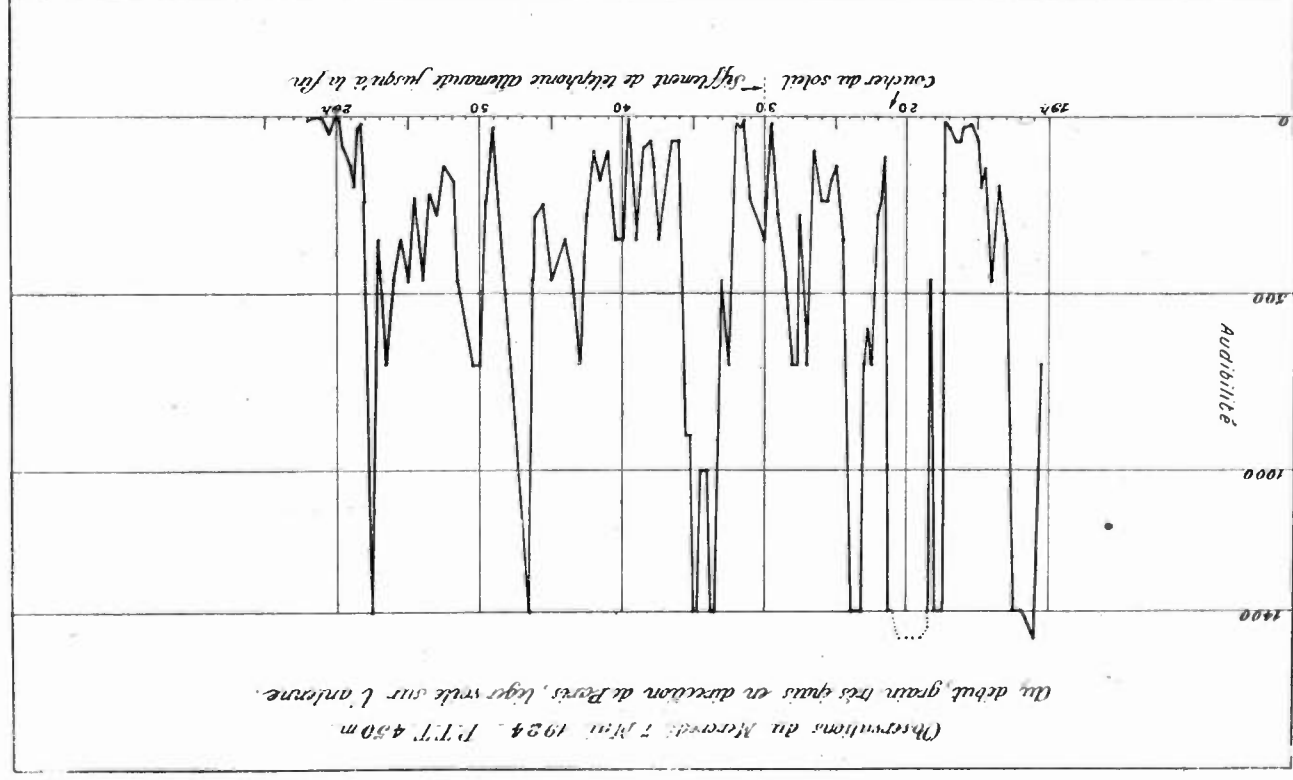


Fig. 18

terait l'existence de battements; or, je n'ai jamais pu en mettre en évidence.

Cependant, des observations ultérieures me portent, dans ces irrégularités, à incriminer plutôt la propagation qu'un poste parasite.

(A suivre.)

P. LARDRY.

COMMENT J'AI REÇU OC9

Par M. le Capitaine ANCELME

Ancien élève de l'École Polytechnique.

De nombreux essais successifs m'ont permis à 60 kilomètres de Paris de recevoir OC9, malheureusement de façon fort irrégulière.

Le premier montage qui m'a permis de recevoir son piaillage caractéristique est celui indiqué par M. Malgouzu avec l'ampli 3 *ter* et la plaque de rétroaction.

J'ai utilisé un circuit accordé de la forme ci-dessous. Sa liaison avec l'ampli 3 *ter* H F se fait par un condensateur de $\frac{5}{100\,000}$ à la borne grille et par simple attache du fil de connexion, dont on conserve l'isolant, à la borne filament toujours par l'intermédiaire d'un con-

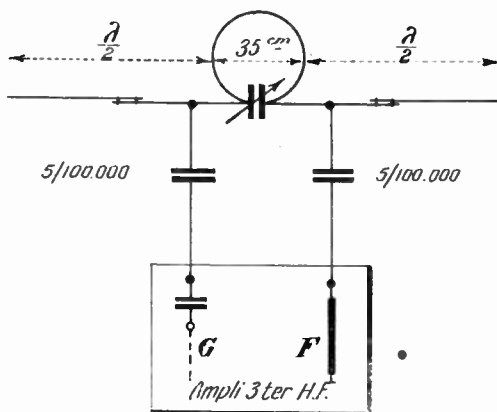


Fig. 1.

densateur de même dimension (fig. 1) (on obtient ainsi une liaison par un condensateur extrêmement petit mais suffisant pour transmettre les variations de potentiel).

Les condensateurs de l'hétérodyne et du circuit de réception sont à variation de diélectrique pour terminer le réglage par interposition d'une lampe mince et étroite de mica (voir ci-dessous). On obtient ainsi une grande facilité de réglage.

Désirant perfectionner la réception et pousser plus loin l'étude

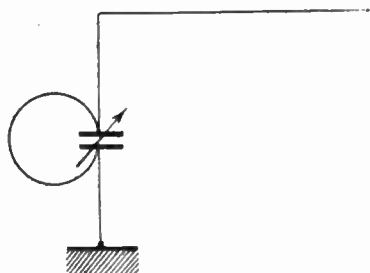


Fig. 2.

des petites ondes en m'inspirant de l'article de M. Malgouzou, j'ai essayé de monter un poste de réception par superréaction (9 mètres).

Ayant une deuxième hétérodyne qui me servait à régler mon poste de réception, je m'en suis servi comme circuit secondaire de réception

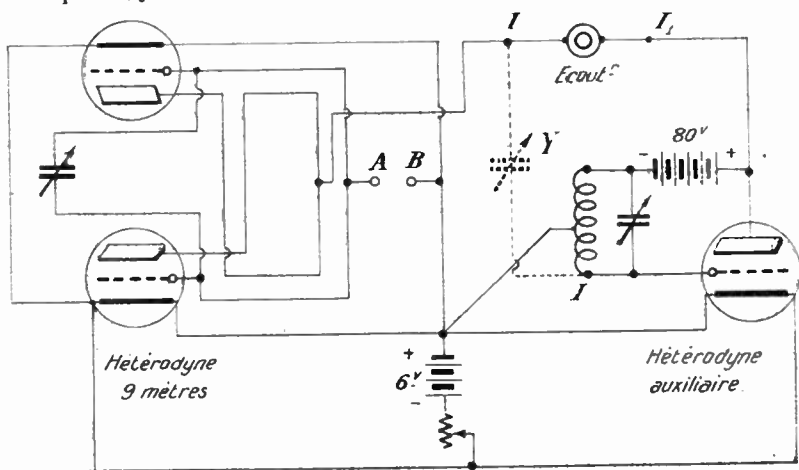


Fig. 3.

et c'est à lui que j'ai adjoint le dispositif de réaction à fréquence d'ailleurs quelconque schématisé plus loin (fig. 3).

Une antenne unifilaire de 40 mètres, pratiquement quelconque, est reliée à la terre par l'intermédiaire d'une boucle de 30 centimètres de diamètre et un condensateur variable en parallèle. Elle forme le circuit primaire de réception du poste (fig. 2).

La distance optima des deux circuits paraît être de l'ordre de 20 à 30 centimètres.

Le dispositif de réception se composera donc uniquement de trois lampes, les deux premières pour l'onde de 9 mètres, la troisième alimentant l'hétérodyne auxiliaire qui a été pris d'un modèle différent de celui en général préconisé.

Si on laisse le point milieu A du circuit grille de l'hétérodyne 9 mètres en l'air, on reçoit les ondes en soufflé, ainsi que la téléphonie obtenue par la simple insertion d'un microphone ordinaire dans le fil joignant le circuit grille au pôle + de l'hétérodyne d'émission.

Si au contraire on réunit A B par une résistance presque quelconque, entre 100 et 100 000 ohms, on reçoit les signaux entretenus. J'ai obtenu une très grande amplification de réception en réunissant le point I au point J ou au point J₁ aux bornes des écouteurs par un condensateur variable de $\frac{5}{10\,000}$. C'est avec ce montage que j'ai pu ces derniers temps recevoir moins irrégulièrement les signaux de Paris.

Dans les essais préliminaires que j'ai faits, j'ai pu avec un simple hétérodyne de 9 mètres à l'émission, recevoir sous bois la télégraphie à plus de 600 mètres et la téléphonie à plus de 300 mètres d'une façon très distincte.

L'hétérodyne auxiliaire fonctionne sur des fréquences normales quelconques (30 000 périodes à 100 000 périodes), mais le condensateur Y qu'on peut intercaler doit alors être réglé de façon très précise pour chaque période employée.

Tels sont les montages essayés avec un certain succès. Je le signale à ceux qui s'intéressent toujours aux ondes très courtes. Il leur permettra, j'espère, de recevoir, avec plus de suite et de sécurité, le premier poste puissant et stable conçu pratiquement avec des ondes aussi courtes.

Condensateur à diélectrique variable. — Le réglage des petites ondes est délicat à cause des très faibles variations de capacité que nécessite le réglage et ceci, déjà très sensible pour les ondes de 100 et 200 mètres, devient un problème autrement pénible pour les ondes de 9 mètres. On peut très aisément obtenir une variation aussi lente qu'on le veut pour un condensateur en utilisant une variation de diélectrique. Une simple plaque de mica aussi mince et étroite qu'on le désire est glissée entre les armatures du condensateur et produit une variation très souple tout en ne donnant qu'un amortissement insensible. Il faut évidemment agir à distance avec un

manche isolant pour éviter l'approche de la main et les effets de capacité du corps de l'opérateur.

Un modèle très simple à construire est le suivant, qui m'a donné d'excellents résultats d'abord comme appoint pour les ondes de la gamme 100—200, puis pour le réglage des 9 mètres.

Sur une plaque d'ébonite est fixée une plaque métallique de 5 centimètres sur 6 centimètres qui est l'une des armatures du condensateur; l'autre armature de mêmes dimensions glisse dans des rainures à un millimètre environ de la plaque fixe et est déplacée à l'aide d'un manche isolant d'une vingtaine de centimètres.

Entre les deux armatures on fera glisser une plaque de mica

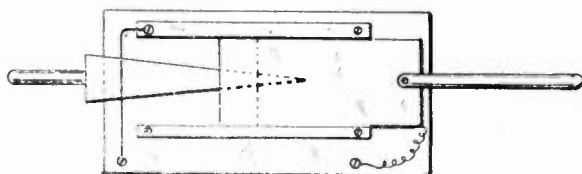


Fig. 4.

mince ayant la forme d'un triangle (fig. 4) et déplacé toujours à l'aide d'un manche isolant de même longueur que précédemment.

L'on augmente la capacité lorsqu'on introduit la lame de mica.

Dans le condensateur basé sur le même principe et réalisé par M. Malgouzou pour l'hétérodyne des 9 mètres (fig. 5), les deux

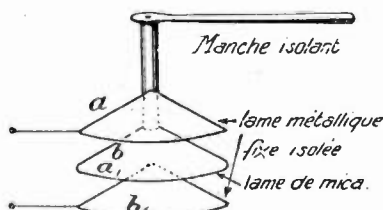


Fig. 5.

plaques sont fixes, et choisies pour que la rotation d'une lame de mica donne la gamme voulue, 9 mètres à 9 m 50 pour une rotation de 180° de la lame diélectrique qui est fixée à la place de l'armature mobile.

Ces dispositions simples permettront à ceux qui désirent prendre OC9 de régler d'une façon beaucoup plus simple et sûre leur appareil de réception.

P. ANCELME.

UN AMATEUR FRANÇAIS EN AMÉRIQUE (1)

Par M. Léon DELOY, 8 A B.

(Suite.)

Après ces quelques jours de séjour à New-York je me rendis à Hartford (Connecticut), en passant par Orleans (Massachusetts). A Orleans, j'eus l'occasion de visiter en compagnie de MM. Deschamps et Davis, des Français de Saint-Pierre, la station de câble de la French Cable Company. Deux câbles atterrissent à Orleans, l'un venant de Saint-Pierre et l'autre directement de Brest. Le service est extrêmement rapide, c'est ainsi que je vis arriver un message de Londres qui avait été déposé par l'expéditeur trois minutes plus tôt. Les télégrammes s'inscrivent sur bande au moyen du siphon-recorder; bien que le code employé soit le code Morse usuel, il faut un certain temps pour arriver à lire couramment ces bandes; en effet, les « points » et les « traits » sont de même longueur et se reconnaissent simplement à ce qu'ils sont inscrits au-dessus ou au-dessous de la ligne tracée par le siphon au repos; de plus, là aussi il y a les « parasites » qui brouillent beaucoup les messages. Les excellents opérateurs qui font ce service lisent pourtant ces bandes avec la plus grande facilité et retransmettent les messages immédiatement par fil spécial au bureau de la compagnie à New-York d'où ils sont distribués aux destinataires, soit par téléphone, soit par messagers. Lorsque la manipulation n'est pas automatique elle se fait au moyen de deux manipulateurs placés côte à côte et dont chacun envoie le courant dans un sens différent dans le câble; l'un des manipulateurs sert à transmettre les points et l'autre les traits; on manipule en posant l'index sur l'un des manipulateurs et le médium sur l'autre; on arrive assez facilement à transmettre ainsi, mais pour travailler à grande vitesse il ne faut pas faire les traits plus longs que les points et cette habitude est difficile à prendre lorsqu'on est familier avec la manipulation ordinaire.

Dès mon arrivée à Hartford, je me rendis à l'American Radio Relay League dont les bureaux sont situés dans Main Street. Personne n'était au courant de ce voyage et j'eus le plaisir de faire une véritable surprise aux amis qui ne m'attendaient pas! Après les exclamations inévitables et les chaleureux shake-hands que l'on échange lorsque l'on ne s'est pas vu depuis quatre ans, les premières

(1) Voir *Onde électrique*, novembre 1923 et mars 1924.

paroles de ces Messieurs de la « League » furent pour me demander si j'irais à Chicago pour la « Convention ». J'y étais bien décidé, car cette réunion qui devait rassembler des amateurs de tous les points des États-Unis et du Canada m'intéressait vivement. Aussitôt ma réponse formulée je vis Schnell (« Traffic Manager » de la « League » et un de mes vieux amis du Navy Department) rédiger une douzaine de télégrammes et les expédier aux quatre coins de l'Amérique ! Il paraît que la présence de French 8 A B devait faire sensation à la « Convention » et il ne fallait pas perdre un instant pour la faire connaître partout !

Les trois jours que dura mon séjour à Hartford passèrent très vite : longues conversations avec les principaux administrateurs de la « League » : MM. Schnell, « Traffic Manager », Warner, secrétaire général, et Kruse, rédacteur technique de « Q S T » ; quelques promenades en ville et aux environs et enfin le soir longues heures de vraie T. S. F. amateur au poste 1 A W.

Nous nous réunissions là deux ou trois : souvent Schnell, Warner et moi. M. Maxim, président de la « League » et propriétaire de 1 A W, était malheureusement absent. Son poste est fort connu en Amérique. Il eut longtemps un puissant émetteur à étincelles ; ce poste d'un kilowatt s'était fait entendre à des distances considérables, mais il avait été remplacé avant mon arrivée par un poste à lampes : deux lampes de 250 watts chauffées en alternatif 60 périodes et dont les plaques sont alimentées également par alternatif redressé par des soupapes électrolytiques. L'antenne en prisme est inductivement couplée aux circuits oscillants. Tous les appareils d'émission sont dans la cave tandis que l'opérateur, installé dans le salon, a devant lui une superbe boîte de réception Zenith, un manipulateur et un commutateur « transmission-réception ». Tout cela fonctionne à merveille et est très beau, trop beau même à mon goût ; c'est le principal défaut que j'ai trouvé à beaucoup de postes d'amateur en Amérique. Il me semble que je me lasserais vite d'un poste où je n'ai sous la main aucune partie de mes circuits d'émission et où ceux de réception sont inaccessibles dans un beau meuble d'où seules quelques manettes de réglages sortent. Cette tendance des amateurs américains à avoir des postes d'une apparence et d'un fonctionnement analogues à ceux de postes commerciaux surprend au premier abord, mais elle s'explique, en partie au moins, par la réglementation de la T. S. F. amateur en Amérique. Tandis que nous sommes tenus à ne nous servir de nos postes émetteurs que pour faire des « essais ou expériences », les amateurs américains peuvent échanger tout le

trafic qu'ils veulent pourvu que ce trafic ne soit pas payant, il existe donc naturellement à côté de « l'amateur expérimentateur », « l'amateur opérateur » qui se donne comme but d'échanger le plus grand nombre de messages possible dans le moins de temps possible, son poste sera donc avant tout d'un fonctionnement parfaitement régulier et sûr, il sera capable de passer de transmission à réception dans un minimum de temps et il pourra être employé pendant de longues périodes sans fatigue excessive d'aucun organe. Chaque mois « QST » cite à l'ordre du jour l'amateur qui, au cours du mois précédent, a échangé le plus de trafic; c'est ainsi que dans le numéro de mai nous voyons que 8ZD a échangé en un mois 2855 messages et que l'opérateur qui y a assuré le plus souvent le service pendant ce mois a maigri de dix kilogrammes!

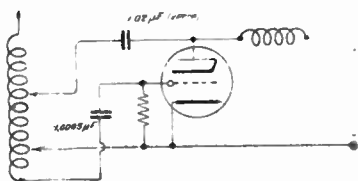
Nous arrivions généralement à 1 A W, un peu après 22 heures et là, en bavardant et en fumant des cigarettes, nous attendions non sans impatience que la pendule sonne la demie; car de 20 h à 22 h 30, les amateurs américains n'ont pas le droit de transmettre. Pendant ces deux heures et demie, seules les innombrables téléphonies remplissent l'air, aussi nous allumons bien rarement les petites « lampes merveilleuses » avant que cette période de restriction ne soit finie car pour de « vieux amateurs » les points et les traits de l'alphabet Morse sont infiniment plus intéressants que tous les concerts radio-phonés. Après 22 h 30, une à une les petites voix s'éveillent et le brouillage devient bientôt intense aux environs de 200 mètres. Bien que les postes à étincelles aient presque entièrement disparu, les postes à lampes sont si nombreux que le brouillage dans cette zone est tout à fait comparable à celui que l'on entend sur 600 mètres dans une mer très fréquentée comme la Manche, par exemple.

L'un de mes tout premiers correspondants lorsque j'étais à 1 A W fut 8ZZ. Ceux de mes lecteurs qui reçoivent « QST » le connaissent certainement. 8ZZ, Mr. Darr, habite Detroit (Michigan) et est l'auteur de la plupart des dessins qui paraissent dans « QST ». Après avoir fait connaissance avec lui par T. S. F. j'entrais en communication avec 3ZO, le célèbre poste de Mr. Bale Jr, qui a été surnommé le Paradis de la T. S. F. et que j'ai eu le plaisir de visiter plus tard à Parkesburg, près de Philadelphie; ensuite ce furent 3ZS puis 9A A W à Chicago.

Un soir, chez Schnell, j'eus le plaisir de faire la connaissance de Mr. John Reinartz, l'inventeur des montages de réception et d'émission qui l'ont rendu célèbre dans le monde entier. Amateur enthousiaste, il ne cesse de parler du sujet qui lui est cher et il expose ses

idées avec tant de clarté que c'est toujours un plaisir nouveau que de l'écouter. Après une longue discussion sur la résistance des antennes où il exprima l'opinion que le meilleur fil d'antenne était du fil plein et d'un diamètre relativement faible : six dixièmes de millimètre, par exemple, il en vint à parler de son « coil Transmitter ». C'est un dispositif d'émission qu'il a imaginé et qu'il s'efforçait de développer pour que l'on puisse de nouveau autoriser les émissions d'amateurs pendant les heures de « broadcasting », car ce dispositif produit une émission dirigée qui cause un minimum de brouillage.

L'appareil consiste en une bobine d'une vingtaine de centimètres de longueur et de huit centimètres de diamètre couverte d'une couche de fil n° 24 D. C. C. Une extrémité de cette bobine est reliée à la grille d'une lampe d'émission ; quelques tours plus loin sur la bobine



« Coil Transmitter » de M. Reinartz.

arrive une connexion venant du filament et plus loin encore une connexion venant de la plaque. C'est, somme toute, un montage d'émission ordinaire à une seule bobine où l'antenne est remplacée par le bout mort de cette bobine et où la terre est supprimée. Pour que le fonctionnement soit bon il faut, paraît-il, que des effluves se produisent à l'extrémité libre de la bobine.

La bobine étant couchée horizontalement sur une table, le maximum de portée serait dans la direction de l'axe de la bobine et cette portée serait comparable à celle d'un poste travaillant sur antenne.

Après quelques jours ainsi passés à Hartford, je partis en compagnie de Schnell pour Chicago, où nous arrivâmes le 9 septembre.

L. DELOY.

CHRONIQUE DU MOIS

3^e EXPOSITION-CONCOURS DE T. S. F. ANNEXÉE AU CONCOURS LÉPINE

Comme nous l'avons annoncé précédemment, l'Exposition-Concours de T. S. F. s'est tenue au Champ de Mars pour la troisième année. Nous aurons l'occasion de revenir sur ce sujet et nous donnerons le mois prochain un compte rendu des nouveautés intéressantes présentées par l'Exposition.

L'ESPERANTO COMME LANGUE INTERNATIONALE AUXILIAIRE

M. le docteur Corret, Président de « l'Internacia Radio Asocio », nous écrit pour appeler notre attention sur la décision que vient de prendre l'American Radio Relay League, en adoptant officiellement l'Esperanto comme langue internationale et en en recommandant l'adoption à l'Union Internationale des Amateurs de T. S. F., actuellement en cours d'organisation.

Il nous signale un article du *Q. S. T.*, dont nos lecteurs trouveront aux « Informations » la traduction in extenso, où l'American Radio Relay League (qui groupe plus de 15 000 amateurs faisant de l'émission) déclare se conformer entièrement au vœu émis par le III^e Congrès Mondial de l'Union des Associations Internationales, ainsi conçu :

« Constatant la nécessité de plus en plus grande d'une langue internationale auxiliaire, le Congrès Mondial de l'Union des Associations Internationales émet le vœu que tous ceux qui reconnaissent cette nécessité se rallient à l'important mouvement dont est l'objet l'Esperanto pour la réalisation de ce grand progrès, en ajournant toutes améliorations qui seraient jugées nécessaires jusqu'au moment où la Langue Internationale sera officiellement adoptée par les gouvernements. »

Il ne semble pas douteux, conclut le docteur Corret, que la T. S. F., et en particulier la radiotéléphonie, ne doive faire sentir de plus en plus la nécessité de l'adoption d'une langue internationale auxiliaire.

INFORMATIONS & CORRESPONDANCE

L'American Radio Relay League adopte l'Esperanto. — L'American Radio Relay League vient de décider, après avoir durant deux ans examiné l'état de la question, de se prononcer en faveur de l'Esperanto comme langue internationale auxiliaire dans les conditions ci-après exprimées, et elle en recommande l'usage à tous ses sociétaires.

La question de savoir s'il est nécessaire d'adopter une langue internationale auxiliaire pour la radio est intimement reliée au problème plus général qui envisage la création d'une langue internationale répondant à tous les besoins, problème qui a déjà passionné de nombreux esprits, et non des moins brillants, dans les générations antérieures. L'ARRL était restée longtemps, vis-à-vis de ce problème, dans l'expectative, attendant, en quelque sorte, devant la compétition de langages qui se proposaient, un peu comme l'acheteur examine les différentes façons de réaliser l'objet qu'il désire, en vue du meilleur choix. Mais en étudiant la question plus profondément, elle s'est aperçue que son attitude pouvait avoir une grande influence sur le succès total du mouvement en faveur d'une langue internationale auxiliaire.

Certes les quelques amateurs qui se sont trouvés entraînés à des communications internationales par T. S. F. pourraient facilement apprendre et maîtriser une certaine langue internationale qui ferait leur affaire; mais, disons-le sans crainte, la plupart ne regarderont pas leur activité dans le domaine de la T. S. F. comme suffisamment importante pour justifier cet effort; telle est la nature humaine. Et cependant c'est là pour eux une nécessité, comme pour tout le monde. Nous sommes ainsi faits, que nous ne ferons aucun effort jusqu'au jour où quelque grande organisation mondiale, patronnée par les gouvernements, s'occupera de cette question primor-

diale et la mettra en application. Eh bien voilà justement le but que l'ARRL se propose: démontrer par la pratique de quel immense avantage serait l'adoption d'une langue internationale auxiliaire, de telle façon que l'attention des gouvernements s'en trouvera éveillée, et qu'il en résultera qu'un jour la langue internationale auxiliaire fera partie de l'éducation normale au même titre que la langue maternelle, comme étant d'une égale nécessité. Il faudra alors l'étudier, entraînés par le progrès que nous serons. L'action des amateurs de T. S. F. peut donc contribuer puissamment à cette évolution souhaitable.

S'il en est ainsi, il devient du devoir de chacun d'aider au progrès, et faire autrement, c'est vouloir retarder le jour où, ce progrès réalisé, chacun de nous profitera de ses bienfaits.

C'est dans cet état d'esprit que les dirigeants de l'ARRL ont fini par considérer le problème. La principale langue auxiliaire, qui compte le plus grand nombre d'adhérents, est l'Esperanto. C'est, en vérité, une langue pratique, vivante, possédant une littérature étendue et des centaines de milliers d'usagers répandus sur toute la surface du monde. D'autres langages sont en compétition, pour la plupart dérivés de l'Esperanto et se présentant comme des améliorations ou des réformes. Il y a dans ces autres langues d'excellentes choses, mais il apparaît que le moment n'est pas venu de discuter des améliorations possibles, alors que le succès de l'idée de base est surtout lié à l'approbation des gouvernements. C'est perdre son temps que de se lancer actuellement dans des controverses. Plus tard des améliorations ou des changements pourront être envisagés. Mais aujourd'hui, ergoter ainsi ne fait que retarder le succès.

Les dirigeants de l'ARRL ne regardent pas l'Esperanto comme parfait, ni ne considèrent cette langue comme

devant être sans conteste la langue internationale auxiliaire.

Toutefois la position prééminente qu'elle détient actuellement, et le fait important qu'elle est parlée, à elle seule, par plus d'adeptes que l'ensemble des autres langues proposées, ont incité l'ARRL à l'adopter. Faire autrement serait provoquer de nouvelles désunions et de nouveaux délais dans l'application.

En adoptant et propageant l'Esperanto, l'ARRL ne considère pas cette langue comme étant parvenue à sa forme définitive, même, comme devant nécessairement supplanter les autres et l'ARRL est prête à se plier, à cet égard, aux décisions que pourrait prendre une assemblée internationale autorisée. L'ARRL croit qu'il est essentiel au succès de tenter l'expérience en grand, après quoi il sera temps de songer aux améliorations. Elle pense que ses membres doivent essayer l'Esperanto parce que l'Esperanto entrera vraisemblablement pour une part importante dans la langue future, si même il n'en constitue pas l'ossature.

L'ARRL a fait part de son projet à toutes les sociétés d'amateurs du monde, et toutes, pour des raisons analogues, ont opiné pour l'Esperanto. Les correspondants des amateurs américains seront donc dans le même état d'esprit qu'eux-mêmes et disposés aux mêmes efforts.

Des Sociétés espérantistes existent dans toutes les villes importantes des Etats-Unis où l'enseignement est organisé et des livres édités. L'Esperanto est une langue très simple qui peut s'apprendre en peu de temps. Nous recommandons de la façon la plus instante à tous nos membres de se mettre à l'étude dès qu'ils le pourront.

Des listes de livres bon marché, et tous renseignements peuvent être obtenus en écrivant à l'Esperanto Association of North America, 507, Pierce Building, Copley Square, Boston, 17, Massachusetts.

(Extrait du numéro de septembre 1924 de Q. S. T.)

Réception d'un amateur français en Amérique sur 44 mètres de longueur d'onde.

M. Pierre Louis (8 BF) nous signale, dans une lettre du 21 août, les résultats suivants qu'il a obtenus.

Poste d'émission. 130 watts alimentation. 43 à 44 m de longueur d'onde. Montage symétrique. Grande antenne de 185 m de longueur d'onde propre non accordée. Télégraphie et téléphonie.

Réceptions obtenues :

De jour et de nuit sans antenne, souvent sans terre, sur la simple bobine d'accord du poste de réception, et en haut-parleur avec une ou deux lampes BF après détection : toute la France (Côtes-du-Nord, Calvados, Basses-Pyrénées, Gironde) à Haarlem (Hollande), Lausanne (Suisse), Lund (Suède), Holyhead et Londres.

Sur antenne de 4 m à Casablanca.

Sur antenne normale, de nuit, en télégraphie seulement :

A Philadelphie et Fall River (E. U.). Réception à 1 m du casque sur une détectrice et une BF.

M. Louis est à juste titre fier de ces derniers records, dont nous le félicitons vivement.

Petite annonce

Poste 4 lampes à résonance 275-5000 mètres. Montage Pierre Louis. Parfait état et plombé, 900 fr. M. R. Létourmy, 75, rue de la Gare, Orléans.