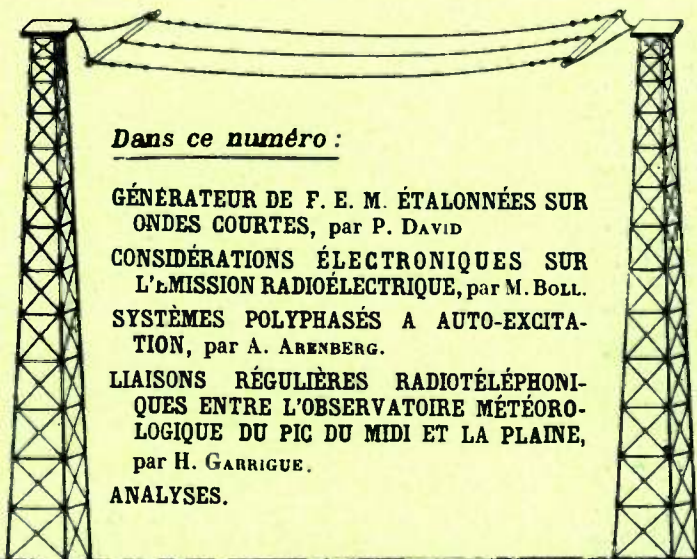


L'ONDE ELECTRIQUE

RADIOÉLECTRICITÉ ET SES APPLICATIONS
SCIENTIFIQUES ET TECHNIQUES

(Télégraphie, Téléphonie, Télévision, etc...)



Dans ce numéro :

GÉNÉRATEUR DE F. E. M. ÉTALONNÉES SUR
ONDES COURTES, par P. DAVID

CONSIDÉRATIONS ÉLECTRONIQUES SUR
L'ÉMISSION RADIOÉLECTRIQUE, par M. BOLL.

SYSTÈMES POLYPHASÉS A AUTO-EXCITA-
TION, par A. ARENBERG.

LIAISONS RÉGULIÈRES RADIOTÉLÉPHONI-
QUES ENTRE L'OBSERVATOIRE MÉTÉORO-
LOGIQUE DU PIC DU MIDI ET LA PLAINE,
par H. GARRIGUE.

ANALYSES.

PUBLIÉ MENSUELLEMENT PAR LA SOCIÉTÉ DES AMIS DE LA T. S. F.

E. CHIRON, Editeur, 40, rue de Seine - PARIS (vr°)

L'ONDE ÉLECTRIQUE

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

ABONNEMENT D'UN AN
France..... 60 fr.
Étranger { tarif faible . 70 fr.
 tarif fort.... 80 fr.

Etienne CHIRON
ÉDITEUR
40, rue de Seine - PARIS
CHEQUES POSTAUX: PARIS 88-22

PRIX
DU NUMÉRO : 6 fr.
Tél. : LITTRÉ 47-49

SOCIÉTÉ DES AMIS DE LA T.S.F.

Adresser la correspondance administrative et technique au

Secrétariat de la S. A. T. S. F.

Bureau 216

26, rue de la Pépinière - PARIS (8^e)

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

CHANGEMENTS D'ADRESSE : Joindre 1 franc par revue à toute demande.

Paiement des cotisations à

M. COLMANT, trésorier

4, rue Alfred, Clamart (Seine)

Compte de chèques postaux n° 697-38

EXTRAIT DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société des Amis de la T. S. F. a pour but :

- 1° De contribuer à l'avancement de la radiotélégraphie théorique et appliquée, ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent ;
- 2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion des questions concernant la radiotélégraphie et tout ce qui s'y rattache.

Elle s'interdit toute ingérence dans les entreprises industrielles ou commerciales quelconques, autres que celles qui concernent son administration propre.

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, — dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, — et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au président une demande écrite appuyée par un membre de la Société ;

2° Être agréé par le Bureau de la Société.

Tout membre titulaire qui aura pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives une subvention annuelle d'au moins 1000 francs, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, auront fait don à la Société, en dehors de leur cotisation, d'une somme de 300 francs au moins, seront inscrits en qualité de donateurs.

Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois les membres résidant à l'étranger doivent verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir le supplément des frais postaux, somme qui sera déterminée par le Bureau.

MONTANTS DES COTISATIONS

Les cotisations annuelles sont ainsi fixées :

Particuliers 50 fr.
Sociétés ou collectivités 200 fr.

Les cotisations peuvent être rachetées moyennant le paiement immédiat de quinze annuités.

La cotisation des membres titulaires âgés de moins de 21 ans, en cours d'études ou de préparation professionnelle, peut, sur leur demande être ramenée à 30 francs

Les membres résidant à l'étranger doivent verser en plus, pour couvrir le supplément de frais postaux, la somme de 15 fr.

Cette somme sera diminuée de moitié si le pays de leur résidence a adhéré à la Convention de Stockholm (se renseigner à la Poste).

L'envoi de la carte de membre tient lieu de reçu de la somme envoyée. En cas de non admission d'un candidat, la somme versée lui est retournée.

GÉNÉRATEUR DE F. E. M. ÉTALONNÉES SUR ONDES COURTES⁽¹⁾

Par **Pierre DAVID**

Docteur ès sciences.

SOMMAIRE. — Description d'un type de « générateur étalonné » fournissant sur toutes ondes de 10 à 100 m., des forces électro-motrices connues, comprises entre le volt et le microvolt.

L'appareil se compose d'un émetteur blindé en cage de Faraday, avec filtres permettant l'alimentation et la manipulation extérieures; et d'un affaiblisseur à nombre variable de « transformateurs sinusoïdaux. »

La décomposition de ces éléments et l'emploi d'une méthode spéciale permettent l'étalonnage direct à partir du « voltmètre amplificateur », considéré comme l'instrument le plus précis aux fréquences de l'ordre de 10^7 .

Discussion de la précision, estimée à 5 o/o environ.

Applications possibles.

L'appareil que j'ai l'honneur de présenter ce soir est un « étalon de force électro-motrice », c'est à-dire un appareil susceptible de fournir entre les longueurs d'onde 10 et 100 m., des f. e. m. connues, de l'ordre de grandeur de celles utilisées à l'entrée des amplificateurs : c'est-à-dire du volt au microvolt, et moins si nécessaire.

En ondes longues et moyennes, le problème a déjà reçu des solutions satisfaisantes (2). Les générateurs étalonnés que l'on emploie sont tous basés sur le même principe commun : (fig. 1).



Fig. 1.

1) Produire sur la fréquence désirée un courant ou une tension susceptible de mesure directe avec un instrument thermique — donc beaucoup plus puissant que ce dont on a besoin.

(1) Conférence faite à la Société des Amis de la T. S. F. le 17 décembre 1930.

(2) Voir Bibliographie à la fin de l'article, en particulier (1), (2), (6), (7), (14), (19), (26).

2) Blinder ce générateur et ne faire arriver au récepteur qu'une très faible fraction connue de son énergie, au moyen d'un « affaiblisseur » convenable.

En général, la mesure initiale se fait avec un couple thermo-électrique : l'affaiblissement se fait soit par une sorte de « potentiomètre » à résistances connues, soit par des transformateurs à induction mutuelle connue : particulièrement commodes sont les transformateurs « sinusoïdaux » de M. Mesny, dans lesquels la mutuelle est proportionnelle au sinus de l'angle de rotation.

Ceci posé, on peut penser qu'il est facile d'étendre la méthode aux ondes plus courtes, par un changement convenable des constantes des circuits.

L'expérience montre que l'entreprise n'est pas aussi simple qu'elle le paraît ; on rencontre, en effet, les sérieuses difficultés que voici :

a) Il est très difficile d'obtenir l'*étanchéité* des cages où sont enfermés le générateur et l'affaiblisseur.

Sans doute la pénétration des ondes à travers le métal continu, est plus faible quand la fréquence augmente ; mais en revanche, l'effet des discontinuités augmente énormément. Des tensions notables, donc des champs extérieurs, se produisent sur la moindre fente, sur le joint le plus soigné. Lorsqu'on fait traverser la paroi de la cage par une pièce de commande, que l'on prenne un isolant, ou que l'on prenne un conducteur mis à la masse, on constate une fuite appréciable.

b) La détermination des constantes des circuits devient impossible avec une précision suffisante. Il s'agirait, en effet, de mesurer avec précision des inductances de l'ordre du microhenry, des résistances inférieures à l'ohm, aux fréquences de 30 mégacycles : problème actuellement insoluble. A supposer que la mesure fût possible, sur chaque élément séparé, le montage dans les cages avec tous les blindages nécessaires, introduirait tellement de capacités parasites que le résultat en serait complètement faussé.

En fait, on observe que la variation de la tension avec la fréquence ne rappelle que de loin celle prévue par le calcul, en attribuant aux éléments les valeurs fixes mesurées.

De même, les mises à la terre sont absolument illusoires sur des ondes aussi courtes et font même en général plus de mal que de bien.

c) Enfin, on rencontre des difficultés nouvelles si l'on exige que l'appareil soit :

transportable et utilisable en voiture (encombrement, poids — impossibilité d'employer les « joints de mercure » préconisés par Smith-Rose, Mesny, Beauvais).

alimentable par batteries extérieures et par le secteur sans aucune batterie à l'intérieur des cages; ce qui est hautement désirable pour une installation de laboratoire appelée à rester de longs intervalles sans surveillance, et à fonctionner ensuite d'urgence;

susceptible d'être modulé ou manipulé extérieurement, ce qui est nécessaire pour certains essais de sensibilité ou de fidélité;

à l'épreuve des fausses manœuvres, ce qui exige une grande simplicité et la suppression de tout organe délicat (notamment des thermocouples et des galvanomètres très sensibles);

d'une vérification facile sans refaire tout l'étalonnage.

Nous espérons que l'appareil présenté ce soir résout d'une manière suffisante toutes ces difficultés.

Je dis « nous » parce que l'appareil est œuvre collective et que mon collaborateur M. Parfait y a une grande part, ayant dépensé dans sa mise au point, longue et ingrate, des trésors de patience.

Je dois également remercier mes camarades, ingénieurs au L.N.R., à la compétence desquels j'ai fait appel à l'occasion sur divers points.

PRINCIPE

Le principe de l'appareil est toujours le même : générateur blindé, suivi d'un affaiblisseur (fig. 2 à 4).

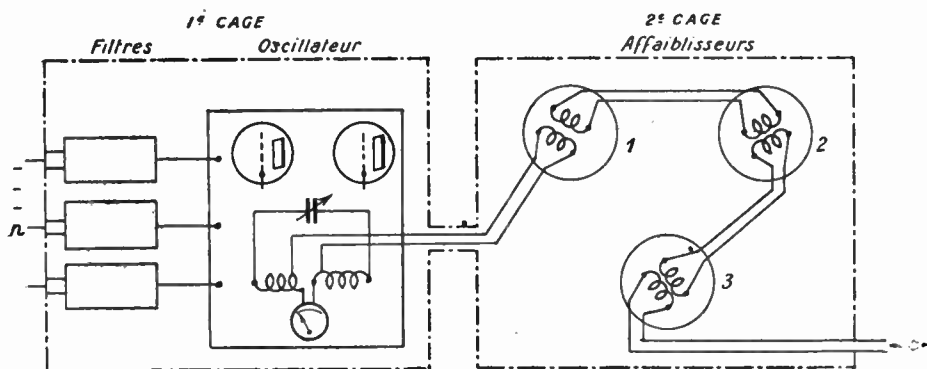


Fig. 2.

Ses particularités résident dans sa construction et dans sa méthode d'étalonnage, que je vais vous exposer successivement.

a) Cages de Faraday.

La première chose à faire était de trouver un blindage suffisamment étanche pour que le champ à l'extérieur soit imperceptible sur les meilleurs récepteurs actuels.

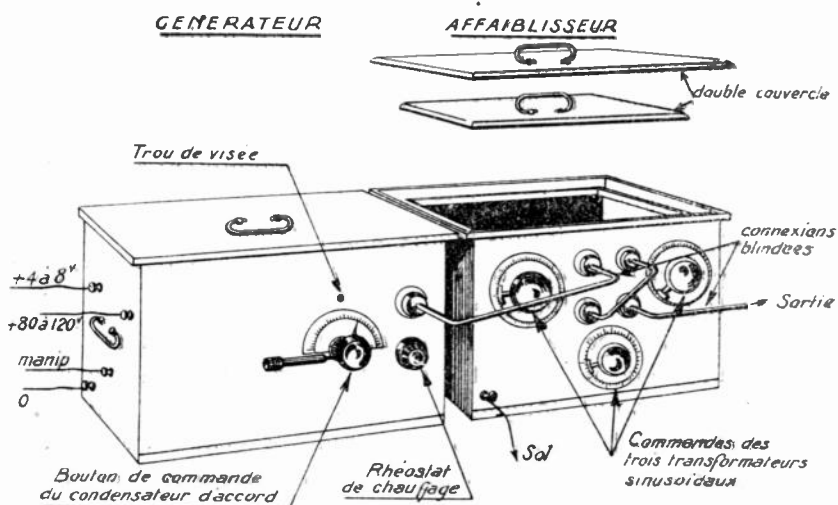


Fig. 3.

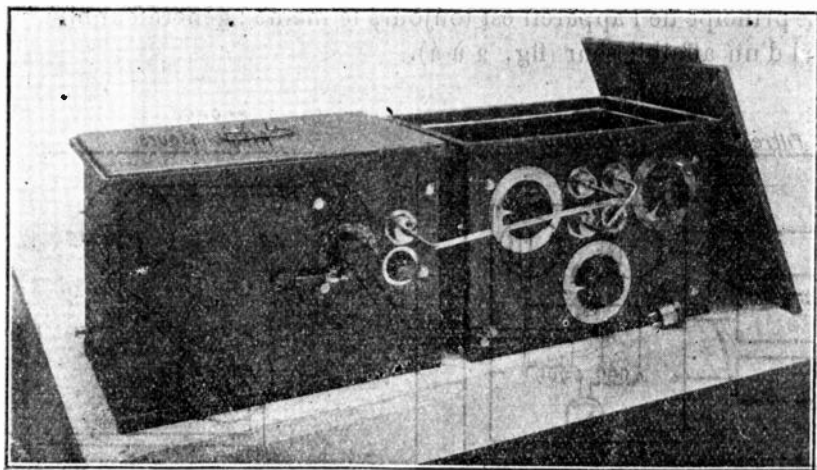


Fig. 4.

Deux points sont délicats : la fermeture ; le passage des commandes à travers la paroi.

Après de nombreux essais infructueux, voici le dispositif de fermeture adopté (fig. 5) :

Chaque cage est fermée par deux couvercles successifs superposés;

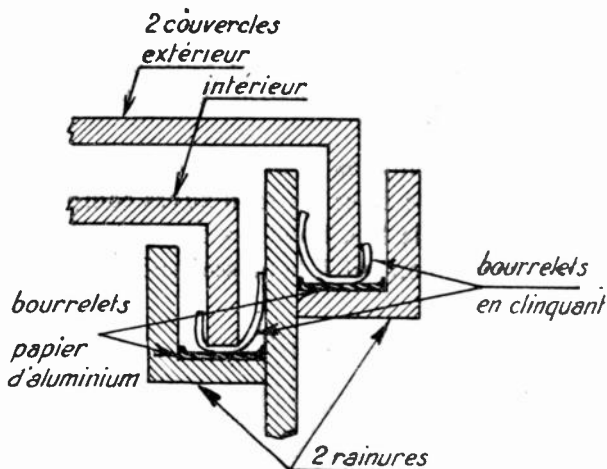


Fig. 5.

Le rebord de chacun s'emboîte dans une rainure avec interposition d'un bourrelet élastique en clinquant.

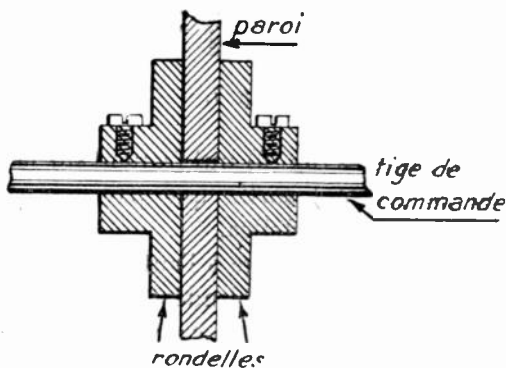


Fig. 6.

Cage, couvercle rainure et bourrelet sont en laiton.

En outre, on dispose au fond de la rainure, un second bourrelet en papier d'aluminium plissé.

Il n'y a aucun dispositif de serrage, de telle sorte que les couvercles s'enlèvent instantanément par simple traction.

Quant à l'étanchéité, elle est, avec *un seul* couvercle, suffisante pour les cas où l'on n'a pas à proximité immédiate de la cage, un récepteur très sensible sur antenne. En ajoutant le *second* couvercle, aucun des récepteurs essayés, même à sa limite extrême de sensibilité, ne peut plus déceler l'émission faite dans la cage.

Si, dans l'avenir, des appareils plus sensibles y parvenaient, on pourrait sans complications excessives, emboîter un couvercle supplémentaire.

Bien entendu, il ne suffit pas de prendre de telles précautions pour le couvercle; toutes les tiges de manœuvre comprennent d'abord une partie isolante, puis à la traversée de la paroi, une partie métallique reliée électriquement à la masse; enfin elles sont pourvues

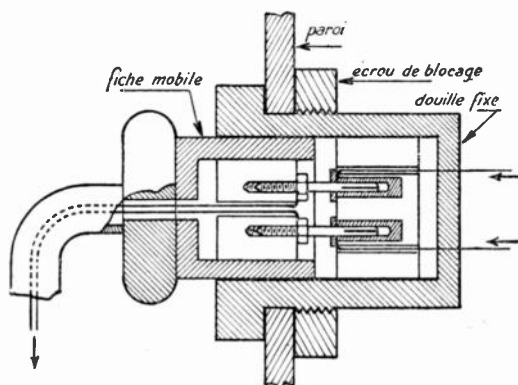


Fig. 7.

de rondelles bien dressées (fig. 6) qui frottent sur la paroi de chaque côté; les ondes ne peuvent sortir que par une « chicane » assez longue en-dessous de ces rondelles.

Enfin, les connexions d'une cage à l'autre ou d'un transformateur à l'autre, se font par connexions blindées, sous tube, avec emboîtement sur une certaine longueur aux extrémités (fig. 7).

Générateur proprement dit.

C'est un montage symétrique à deux lampes, schématisé sur la fig. 8.

La manœuvre du condensateur d'accord C et celle du chauffage Rh se font de l'extérieur.

L'intensité haute fréquence est mesurée par un milliampèremètre

Weston M: on l'observe à travers un petit trou, et une lampe l l'éclaire dès qu'on allume le poste.

La dérivation ab allant à l'affaiblisseur est prise symétriquement sur le circuit même, de part et d'autre du milieu de la bobine; cette disposition est celle qui nous a donné les meilleurs résultats; elle

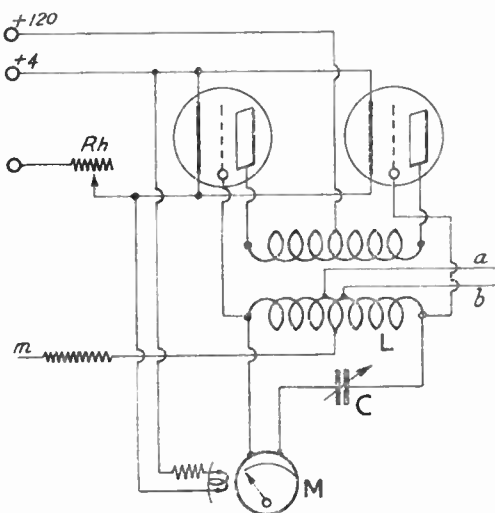


Fig. 8.

supprime tout couplage supplémentaire qui pourrait varier, et assure le maximum de symétrie.

Le retour de grille m se fait à l'extérieur afin de permettre la manipulation.

Filtres.

On peut évidemment alimenter l'émetteur par des batteries incluses dans la cage: mais ces batteries nécessitent un entretien constant, dégagent des vapeurs nuisibles et alourdissent beaucoup; enfin, elles ne résolvent pas la question de la modulation ou de la manipulation de l'extérieur.

Nous avons donc réalisé des filtres permettant d'alimenter le générateur de l'extérieur sans laisser passer en rien la haute fréquence (fig. 9).

Ces filtres sont du type « passe-bas, en II ». Chaque cellule forme un tout blindé (fig. 9): la self-inductance est interchangeable; les capacités extrêmes sont, ou bien d'un type spécial « de révolution »

autour de la connexion centrale, ou bien de type normal, mais sous capot de blindage individuel.

Ces cellules étaient prévues pour pouvoir s'ajouter les unes au bout des autres; en fait, une suffit pour chaque connexion; il faut donc en tout trois cellules pour l'alimentation totale d'une cage.

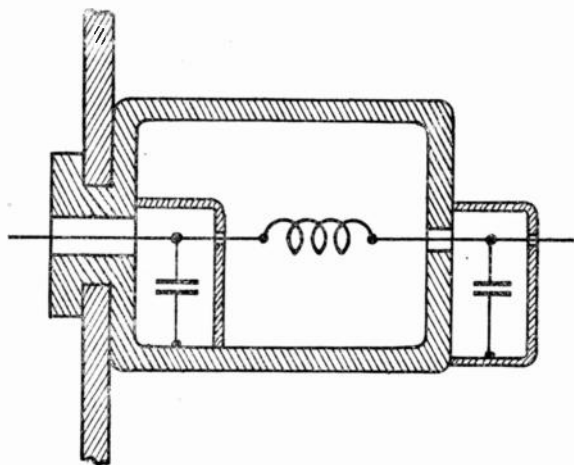


Fig. 9.

Ce nombre pourrait être réduit à deux, en mettant les filaments en série avec une résistance sous la tension de plaque; en fait, nos ensembles existants en ont trois, ce qui permet de commander en plus (en prenant la masse) une manipulation ou une modulation.

Affaiblisseur.

La tension haute fréquence étant ainsi produite, il s'agit maintenant de l'affaiblir.

Pour cela deux procédés : résistances potentiométriques, et inductance mutuelle variable.

Dans notre cas, la première solution était pratiquement impossible. En effet, on doit travailler en ajoutant dans le circuit d'entrée un élément qui le trouble extrêmement peu; comme sa résistance est de l'ordre de l'ohm, si on ajoute une résistance, elle doit être largement inférieure à ce chiffre. Si donc, on veut induire des tensions atteignant au maximum des fractions notables de volt, cela conduit à des courants prohibitifs.

D'autre part, une variation de l'ordre de 10^6 n'est pas facile avec un potentiomètre à haute fréquence.

Nous avons donc conservé l'affaiblisseur par mutuelle variable et les transformateurs sinusoïdaux de M. Mesny (1), en les modifiant et en portant leur nombre à 3, dont on peut utiliser à volonté la totalité ou seulement 1 ou 2.

Dans ces conditions, si l'on emploie un seul transformateur, la f. e. m. induite pour la position d'angle α , est : $A \sin \alpha$.

Si l'on en emploie deux, leurs angles lus étant α et β , la f. e. m. induite au secondaire du dernier est $B \sin \alpha \sin \beta$.

Enfin, si l'on en prend trois successivement, d'angle $\alpha\beta\gamma$, on recueille :

$$C \sin \alpha \sin \beta \sin \gamma.$$

L'étalonnage complet de l'appareil résulte alors simplement de la connaissance des trois coefficients A, B, C ; lesquels sont, d'ailleurs, légèrement variables avec la fréquence.

Nous verrons plus loin comment ceci est utilisé pour les opérations d'étalonnement.

Transformateurs sinusoïdaux.

Ces appareils sont construits de manière à satisfaire aux conditions de M. Mesny ; mais, en outre, il a fallu supprimer l'effet désastreux des capacités parasites, et en employant l'artifice aujourd'hui banal de la « grille écran ».

Nos transformateurs comprennent donc (fig. 10 et 11) :

- a) une bobine extérieure fixe à section carrée ;
- b) un écran, mis à la masse, et composé de quatre parties en carton sur lesquelles on a tendu des fils fins parallèles ;
- c) une bobine intérieure cylindrique et dont les spires sont dans des plans parallèles.

Le tout est enfermé dans un capot individuel, les connexions étant blindées jusqu'aux bobines.

Dans un premier modèle d'affaiblisseur, représenté (fig. 2-4), les trois transformateurs étaient disposés en triangle, avec au centre une plaque de connexions (prises de courant sous écran) permettant d'en prendre 1, 2 ou 3.

(1) Nous rappelons le résultat trouvé par Mesny : Soit A une bobine fixe, B une bobine mobile autour d'un axe O ; pour que leur mutuelle soit proportionnelle à l'angle de rotation à partir de la position de couplage nul, il faut :

- a) que la bobine A ait un plan de symétrie ;
- b) que la bobine B ait la forme d'un solide de révolution autour de l'axe de rotation O ;
- c) que les spires de B soient dans des plans parallèles et équidistants.

Toutefois ce calcul néglige la capacité entre les enroulements des deux bobines. Bibliographie, n° 1).

La longueur des connexions blindées ne permettait pas avec ce modèle d'avoir des résultats réguliers en-dessous de la longueur d'onde 20 m.

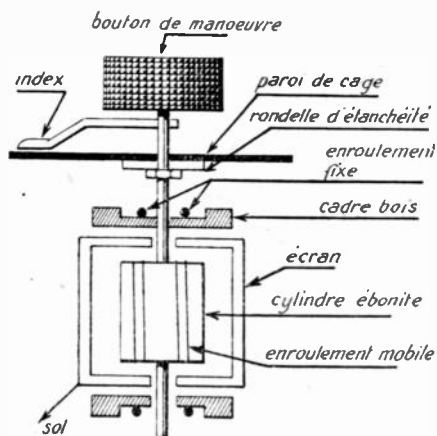


Fig. 10.

Un nouveau modèle, représenté par la fig. 12, permet d'atteindre la longueur d'onde 10 m. : les trois transformateurs sont juxtaposés

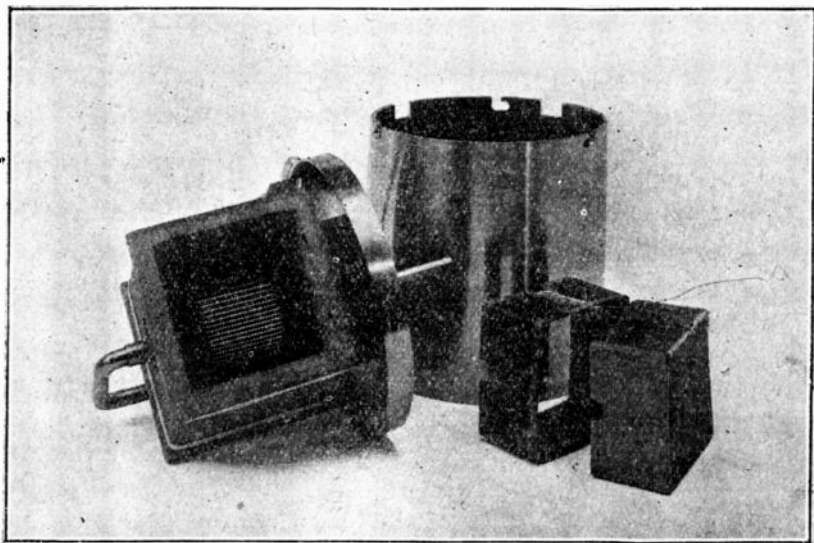


Fig. 11.

dans les compartiments d'une cage beaucoup plus petite ; le changement de connexion se fait en soulevant le couvercle des compartiments.

Dans les deux cas, la variation du couplage se fait de l'extérieur par rotation d'un bouton, qui déplace un index, sur un cadran circulaire gradué en 400 grades.

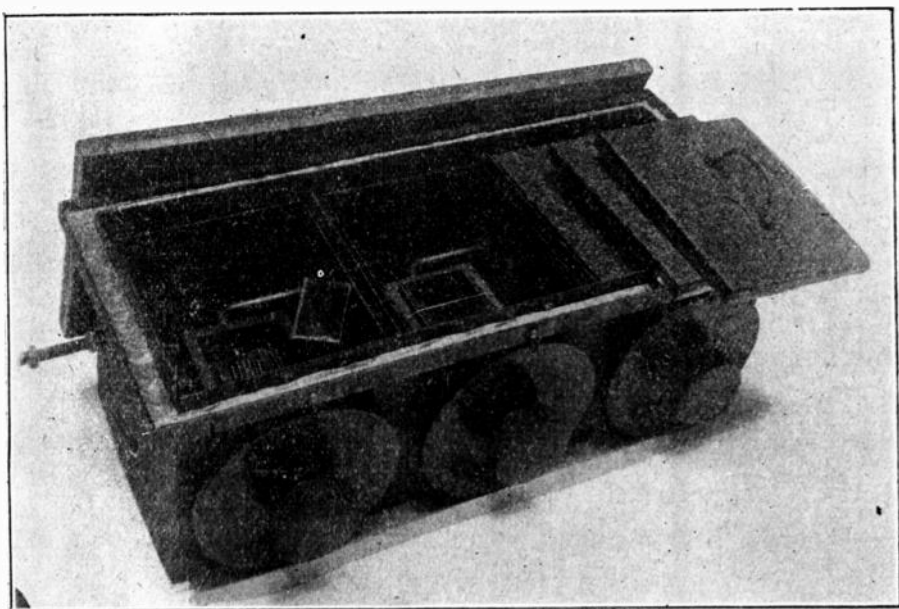


Fig. 12.

Le modèle de la fig. 4 est pourvu de verniers au 1/10.

ETALONNAGE.

En ondes longues et moyennes, la méthode généralement adoptée consiste à mesurer, en valeur absolue, l'intensité produite dans un circuit, puis à calculer l'affaiblissement de cette intensité par la traversée de certains éléments connus (potentiomètres, résistances, mutuelles inductions, etc.).

Comme je l'ai rappelé ci-dessus, cette méthode est difficilement applicable aux ondes très courtes, parce que les grandeurs électriques des différents circuits sont mal mesurées, très variables avec la fréquence ; par suite, la précision serait insuffisante dans le calcul de l'affaiblissement.

Il a donc paru préférable d'opérer l'étalonnage par une méthode entièrement différente, et purement expérimentale, à partir de la grandeur électrique *la mieux connue* aux fréquences de l'ordre de

107 : grandeur qui nous a paru être la tension (ou la f.e.m.) de l'ordre de grandeur du volt. On sait, en effet, que le « voltmètre amplificateur à lampe », malgré ses imperfections, semble conserver son étalonnage jusqu'à ces fréquences (1) ; Moullin s'en sert pour étudier les thermo-couples. (2) Nous admettons donc que le voltmètre à lampe est susceptible de nous donner « le volt étalon » en haute fréquence ; je ne discuterai pas plus longtemps ici la raison de ce choix ; si, pour une raison quelconque, on préférerait un autre étalon, il suffirait de faire la substitution dans ce qui va suivre et la méthode resterait la même.

Le problème est alors de reproduire à volonté, avec notre générateur, cette tension-repère, et surtout de pouvoir la fractionner à volonté.

Cela revient à connaître, pour une valeur fixe de l'intensité dans le circuit L, C — valeur repérée par le milliampermètre M, mais qui n'a pas besoin d'être connue en grandeur absolue — les coefficients A, B, C, en fonction de la fréquence.

Il est également souhaitable de vérifier l'étalonnage du milliampermètre M, et surtout la loi de variation sinusoïdale de chaque transformateur d'affaiblissement.

Ces trois opérations se font complètement par l'emploi du voltmètre amplificateur seul.

Nous avons réalisé et comparé entre eux plusieurs variantes de voltmètres amplificateurs. Le type finalement adopté comporte deux lampes « à cornes » (pour réduire les capacités parasites, c'est-à-dire le débit de la source), montées symétriquement (de manière à ne créer aucune dissymétrie sur l'arrivée de la tension). Sur les deux grilles sont intercalés deux condensateurs, shuntés par des résistances de quelques mégohms ; la valeur de ces condensateurs est telle qu'on peut la doubler ou la réduire de moitié, sur chaque fréquence, sans modifier la lecture : on peut donc dire qu'elle n'influe pas sur l'étalonnage.

A chaque mesure, ou du moins très souvent, l'appareil est gradué en basse fréquence par comparaison avec les voltmètres étalons du L. N. R.

On peut donc admettre qu'il permet de mesurer les tensions comprises, approximativement entre le volt et le dixième de volt, avec toute la précision actuellement réalisable.

(1) Plusieurs vérifications ont été faites ; par exemple P. DAVID, *On'de Electrique*, août 1928, p. 351-354.

(2) Voir bibliographie, nos 4, 15, 22.

Ceci posé voici la marche des opérations :

Tout d'abord la prise *ab* qui alimente l'affaiblisseur, est faite de telle manière, que pour la déviation maximum de l'ampèremètre M, la tension à la sortie d'un seul transformateur sinusoïdal, au maximum de couplage (c'est-à-dire le coefficient A), soit de l'ordre du volt. En branchant à la suite du transformateur, le voltmètre-amplificateur étalonné, on peut donc la mesurer avec précision et obtenir directement le coefficient A.

Puis, réduisant progressivement l'intensité dans la cage, on compare les indications du milliampèremètre M et celles du voltmètre-amplificateur, ce qui permet d'étalonner le premier.

Remettant l'intensité initiale, on va maintenant tourner le transformateur sinusoïdal, et lire au voltmètre-amplificateur la tension $E_1, E_2, E_3, \dots$ pour différents angles $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots$. On fera la courbe des valeurs

$$\frac{E_1}{\sin \alpha_1} = \frac{E_2}{\sin \alpha_2} = \frac{E_3}{\sin \alpha_3} \dots = A$$

qui doivent être identiques, et on vérifiera ainsi la précision de la variation sinusoïdale. Cette opération sera répétée dans les quatre quadrants et pour tous les transformateurs.

Il reste à déterminer les coefficients B et C relatifs à l'emploi de deux et trois transformateurs ou, ce qui revient au même, leur rapport au coefficient A désormais connu.

Or, le rapport B/A n'est pas tellement petit que l'on ne puisse le mesurer directement au voltmètre-amplificateur, en mettant à la suite deux transformateurs au maximum de couplage (et, au besoin, en forçant un peu l'intensité dans la cage).

On peut aussi remplacer le voltmètre-amplificateur par un récepteur plus sensible, et noter l'angle α_u donnant avec un seul transformateur la même déviation, d'où :

$$B = A \sin \alpha_u.$$

On peut encore mesurer au thermo-couple (puisqu'il ne s'agit plus de valeurs absolues) le rapport des intensités au primaire et au secondaire d'un transformateur intercalé dans une chaîne.

Toutes ces variantes donnent des résultats concordants.

On opère de même avec les deux transformateurs n^{os} 2 et 3, pour déterminer le rapport C/B; une vérification est fournie en mesurant la même tension, soit avec deux transformateurs, soit avec trois; si (α_2, β_2) , sont les angles lus dans le premier cas. $(\gamma_3, \beta_3, \gamma_3)$ ceux lus dans le second, on doit avoir :

$$B \cdot \sin \alpha_2 \cdot \sin \beta_2 = C \cdot \sin \alpha_3 \cdot \sin \beta_3 \cdot \sin \gamma_3.$$

Plus généralement d'ailleurs, un des grands mérites de l'appareil est la facilité des vérifications : au cours d'une mesure, on reprend le même point avec des angles différents aux transformateurs, et le produit des sinus doit rester constant. Toute variation de ce produit traduit un dérangement ou une erreur, de même que tout « déplacement du zéro » c'est-à-dire de la position de couplage nul, traduit une « fuite » ou un défaut d'étanchéité. En service courant, on s'aperçoit ainsi forcément des accidents, et l'on ne peut guère effectuer des séries de mesures fausses.

PRÉCISION

Il est évident que la précision dépend du nombre de transformateurs employés, et de la limite inférieure des angles que l'on consent à lire, sur chaque transformateur.

Par exemple, en acceptant les angles depuis 10 grades, l'erreur de lecture avec vernier au 1/10 est inappréciable. Chaque transformateur permet alors une variation dans le rapport de 1 à $(1/\sin 10^\circ) = 6,4$. Pour passer de un à deux transformateurs, on peut faire varier l'intensité, et par suite le rapport A/B peut être pris deux ou trois fois plus grand : par exemple en le prenant égal à 18, de même que B/C, on obtient les gammes suivantes :

un seul transformateur : de 1 volt à 56 millivolts (1);

deux : de 56 millivolts à 1.4 millivolt;

trois : de 3,1 millivolts à 16 microvolts.

En acceptant de lire les angles jusqu'à 5 grades, ce qui est encore très raisonnable, et de baisser l'intensité dans la cage, on peut mesurer facilement le microvolt ou même une fraction de microvolt. Pour des essais de récepteurs de haute sensibilité, nous avons même ajouté un quatrième transformateur.

Avec cette méthode, il ne semble donc pas s'introduire d'erreur supérieure à 1 ou 2 o/o, si l'on admet que la variation de la mutuelle dans les transformateurs *est parfaitement sinusoïdale*. On m'a fait tout de suite l'objection : elle ne l'est pas...! Sans doute : mais la méthode de vérification individuelle indiquée tout à l'heure montre que l'erreur résultante ne dépasse pas, non plus, 1 à 2 o/o pour chaque bobine. La figure 13 montre les variations du rapport $E_i \sin \alpha_i$ pour six transformateurs pris au hasard dans une fabrication de série.

En admettant que toutes ces erreurs viennent à s'ajouter, on voit

(1) En diminuant l'intensité dans la cage.

que sur la grandeur absolue des tensions produites, leur maximum est de l'ordre de 10 o/o ; encore est-il infiniment probable que dans la plupart des cas on ne dépasse pas 5 o/o. La précision est naturellement encore meilleure quand il ne s'agit que de comparer en valeur relative, deux tensions du même ordre.

Je mentionnerai enfin deux vérifications supplémentaires de l'exactitude de la méthode.

Un ensemble construit suivant les mêmes principes pour ondes moyennes, a été comparé avec les appareils installés pour la mesure

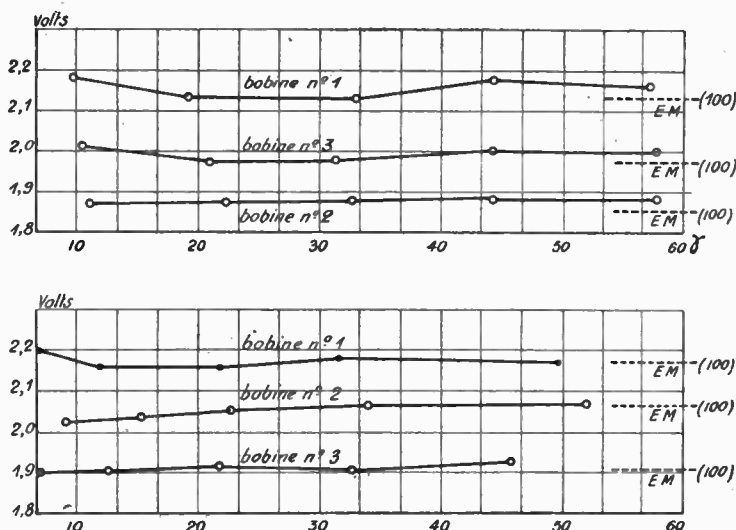


Fig. 13.

du rayonnement, par M. Mesny, à l'Observatoire de Meudon, depuis 1921 (Bibl. n° 1). La concordance a été trouvée à 2 o/o près.

Sur ondes courtes mêmes, (80 m.), le générateur a été utilisé pour évaluer le champ produit, à une distance connue, par un émetteur mettant une intensité connue dans une antenne de hauteur connue. Voici les résultats :

Distance	F. e. m. dans l'antenne réceptrice :	
	calculée à partir de l'émission (1)	mesurée avec le générateur étalonné :
128 m.	1075 μ V	1120 μ V
248 m.	558	555
368 m.	375	382

La précision semble donc très satisfaisante.

(1) En admettant que le sol est parfait conducteur.

APPLICATIONS.

La plupart des applications du « générateur étalonné » sont trop évidentes pour qu'il soit nécessaire d'y insister. Je me contente de les énumérer :

a) *Mesures de sensibilité et d'amplification.* — Détermination de la

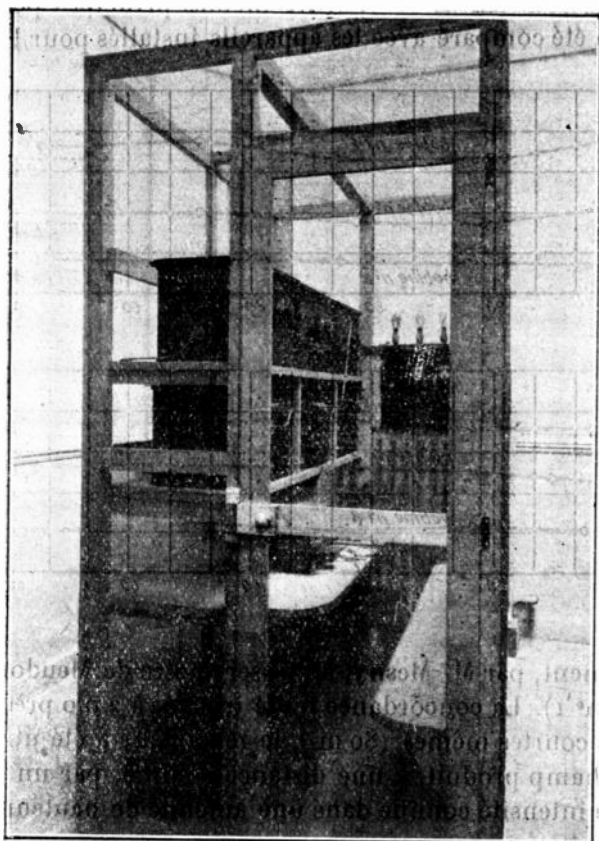


Fig. 14.

f. e. m. minimum nécessaire pour actionner un récepteur, soit en permettant la lecture au son, soit en produisant à la sortie une variation donnée ;

Mesure de l'amplification effective d'un étage, en refaisant la mesure ci-dessus après suppression de cet étage.

b) *Mesures de sélectivité.* — Détermination de la f. e. m. néces-

saire, soit sur la longueur d'onde d'accord, soit avec des écarts donnés de chaque côté.

c) *Mesures de rayonnement*, en associant le générateur à un récepteur quelconque pourvu d'appareil de mesure.

Par suite, études sur le rayonnement des antennes, sur la propagation, etc. (Un modèle primitif de notre générateur a déjà été utilisé par M. Galle pour les observations durant l'éclipse de mai 1929 à Poulo-Condore; voir bibl., n° 21).

Je me propose de vous communiquer ultérieurement quelques résultats obtenus dans ces divers domaines d'applications.

Enfin, non seulement ce type de générateur a été construit pour ondes courtes (10-100 m.), mais encore ses avantages ont paru suffisants pour être étendus aux ondes plus longues. Avec quelques modifications de détails, deux autres modèles ont été réalisés pour les gammes 100-2500 m. et 2500-16000 m. La figure 14 montre un groupe de ces trois modèles, installé au Laboratoire National de Radio-Electricité d'une façon permanente, en vue de tous essais sur les récepteurs qui lui sont soumis. D'autres sont ou vont être utilisés par les P. T. T., la Marine et l'Aéronautique.

BIBLIOGRAPHIE

- 1 — Mesures de rayonnement, R. Mesny, *Onde Electrique*, 1, janvier 1922, 54-61.
2. — Mesure de champ radioélectrique, G. Anders, *El. Nachr. Techn.*, 12, 2, 1925.
3. — Système potentiométrique pour la mesure des tensions de l'ordre du microvolt à haute fréquence, A.-G. Jensen, *Phys. Rev.*, 26, juillet 1925.
4. — The Theory et practice of radio frequency measurements, 1926, Moullin, p. 30-38 et p. 46.
5. — Méthode pour produire et mesurer de très faibles courants à haute fréquence, W. Van B. Roberts, *Journ. Frank. Inst*, 201, mars 1926, 301-310.
6. — Appareil portatif pour la mesure du champ aux fréquence de radiodiffusion, A.-G. Jensen, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, 14, juin 1926, 333-344.
7. — Mesures d'intensité de signaux, E.-H. Ullrich, *El. Comm.* 5, juillet 1926, 22-25.
8. — Système de mesure des champs radioélectriques utilisable jusqu'à des fréquences de 40 mégacycles, H.-T. Friis, E. Bruce, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, 14, août 1926, 507-519.
9. — Le voltmètre thermionique, W.-B. Medlam, V.-A. Oswald, *Ex. Wir.*, octobre-novembre 1926, 589 et 664.
10. — Mesures sur les amplificateurs H. F., Smith-Rose, H.-A. Thomas, *Wir. World.*, 20, 1927, 131-135, 171-177, 199-202, 237-239.
11. — Mesures d'amplification en haute fréquence, S. Harris, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, 15, juillet 1927, 641-648.
12. — Contribution à l'étude des mesures sur les récepteurs, E. Klotz, *Telef. Ztg.*, 8, 45-46, p. 54-64.

13. — Appareils pour mesures d'amplification, F. Gabriel, *Zs. Hfr. Techn.*, 30, 1927, 93-100, 123-126.
 14. — Méthode de mesure du champ, C.-R. Englund, H.-B. Friis, *Transact., Am. Inst. El. Eng.*, 46, 1927, 492-497.
 15. — Voltmètre thermionique à 2 sensibilités, C.-M. Jansky, C.-B. Feldman, *Journ. Am. Inst. El. Eng.*, 47, février 1928, 126-132.
 16. — Méthode précise pour l'essai des récepteurs, A.-F. Van Dyck, E.-T. Dickey, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, 16, novembre 1928, 1507-1531.
 17. — Mesure de tension alternative à l'entrée des amplificateurs, M. von Ardenne, *Zs. Hfr. Techn.*, 32, décembre 1928, 199-202.
 18. — Appareil transportable pour la mesure du champ électrique en très haute fréquence, J. Hollingworth, R. Naismith, *Proc. Wir. Sect. Inst. El. Eng.*, 4, septembre 1929, 140-151.
 19. — Méthode pour la mesure du rendement global des radio-récepteurs, H.-A. Thomas, *Proc. Wir. Sect. Ind. El. Eng.*, 5, juin 1930, 81-101.
 20. — Potentiomètre à haute fréquence, W. Macalpine, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, 18, juillet 1930, 1144-1154.
 21. — Observations pendant l'éclipse du 9 mai 1929, J. Galle, *Onde Electrique*, juillet 1930, 313-314.
 22. — Progrès du voltmètre thermionique, Moullin, *Journ. Inst. El. Eng.*, 68, 404, août 1930, 1039-1051.
 23. — Nouveau dispositif pour la mesure du champ, M. von Ardenne, *El. Nachr. Techn.* 7, 11 novembre 1930, 434-443.
 24. — Mesure d'intensité du champ sur ondes courtes, Leithauser, *El. Nachr. Techn.*, 7, décembre 1930, 502-504.
 25. — Construction des affaiblisseurs, W.-F. Lanterman, *Electronics*, février 1931, 508-509.
 26. — Construction des générateurs étalonnés de signaux H. F., J.-R. Bird, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, 19, mars 1931, 438-451.
-

CONSIDÉRATIONS ÉLECTRONIQUES SUR L'ÉMISSION RADIOÉLECTRIQUE

par Marcel BOLL

SOMMAIRE. — La notion « microscopique » d'*électron oscillant* remplace fort avantageusement la considération classique du doublet; elle permet de calculer aisément les champs (électrique et magnétique) à toute distance d'un émetteur (ou d'un primaire), ainsi que sa résistance de rayonnement. L'émission radio-électrique à la distance critique est le cas intermédiaire entre l'émission lointaine et le fonctionnement du transformateur statique.

En conformité avec une tradition séculaire qui est plutôt une routine, et bien que le courant électrique dans le vide soit justement conçu comme un entraînement d'électrons, le courant électrique dans le cuivre (d'une antenne ou du primaire d'un transformateur) n'est assimilé à... rien du tout : on le tient pour une chose familière, qui se comprend sans plus de détail.

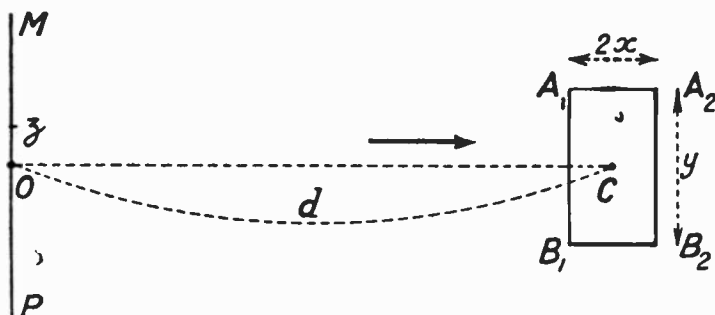
Et cependant le mécanisme du courant dans les métaux apporte quelques clartés, quelques intéressantes simplifications et surtout une meilleure compréhension des phénomènes : combien de radio-électriciens ne croient ils pas que, dans une antenne vibrante, les électrons oscillants la parcourent de bout en bout (!), tandis qu'en fait, ces oscillations ont une amplitude fort minime (1). Pour aujourd'hui, les considérations électroniques vont nous permettre de préciser quelques points, souvent mal connus, de l'émission radioélectrique (expression mathématique des champs, action différente sur un cadre et sur une antenne, résistance de rayonnement, analogies et différences entre le rayonnement hertzien et l'induction électromagnétique statique).

Force électromotrice appliquée à un cadre par suite de l'oscillation d'un électron dans un autre circuit.

Considérons un fil métallique vertical MOP et, dans ce fil, un électron O qui exécute au voisinage d'un noyau atomique des vibrations d'élongation z , d'amplitude a et de fréquence f .

(1) Certains électriciens se figurent même que la vitesse d'entraînement des électrons est de 300.000 km par sec (!), alors que son ordre de grandeur est le cm par sec. Quant à l'amplitude, elle est au maximum de quelques millimètres pour les très fortes densités de courant (alternatif) qui traversent les lampes à incandescence. En ce qui concerne les nouvelles théories de la conduction métallique, on pourra se reporter à notre article de la *Revue Générale des Sciences*, mai 1931.

A une distance d du point O suivant l'horizontale se trouve le centre C d'un cadre rectangulaire $A_1B_1A_2B_2$, de côtés horizontaux $2x$ et de côtés verticaux y . Nous supposons que, quelle que soit la distance d , les longueurs $2x$ et y sont très petites vis-à-vis d'elle.



Pour simplifier, nous mettrons sous la forme suivante l'élongation, la vitesse et l'accélération de l'électron au voisinage du point O :

$$\left\{ \begin{array}{l} z = -a \sin 2\pi f \left(t + \frac{d}{c} \right) \\ v = -2\pi f a \cos 2\pi f \left(t + \frac{d}{c} \right) \\ \gamma = + 4\pi^2 f^2 a \sin 2\pi f \left(t + \frac{d}{c} \right). \end{array} \right.$$

Il est facile de démontrer qu'en C le champ électrique est vertical et qu'il se compose de trois termes (1) :

$$\left. \begin{array}{l} a) + \frac{e}{d^3} a \sin 2\pi f t \\ b) + \frac{e}{cd^2} 2\pi f a \cos 2\pi f t \\ c) + \frac{e}{c^2 d} 4\pi^2 f^2 a \sin 2\pi f t = \mathcal{E}^* \end{array} \right\} = \mathcal{E}$$

Il est facile de démontrer (à partir des équations de Maxwell, ce que nous ne ferons pas, pour conserver à ces remarques un caractère très élémentaire) que, dans le calcul de la f.é.m. provoquée dans un *cadre fermé* (2), seul le dernier terme $\mathcal{E}^*$ (que nous appellerons champ électrique de Maxwell) donne une contribution non nulle (3). Cette dyssymétrie entre le champ électrique utile $\mathcal{E}^*$ et le

(1) $c = 3.10^{10}$ C.G.S. est la vitesse de la lumière; $e = 4,77.10^{-10}$ est la charge de l'électron en unités C.G.S.E.S.

(2) Ce ne serait plus le cas pour un circuit *ouvert* (antenne).

(3) Cela provient de ce que $\mathcal{E}$ dérive d'un potentiel et que, *par cela même*

champ magnétique utile est quelque peu paradoxale *a priori* ; nous vérifierons directement qu'il en est bien ainsi.

Nous noterons le champ magnétique $\mathcal{H} + \mathcal{H}^*$ (exprimé en gauss), car il se compose de deux termes (tous deux horizontaux et perpendiculaires au plan du cadre), le champ de Laplace :

$$\alpha) \quad + \frac{e}{cd^2} 2\pi f a \cos 2\pi f t = \mathcal{H}$$

et le champ de Maxwell :

$$\beta) \quad + \frac{e}{c^2 d} 4\pi^2 f^2 a \sin 2\pi f t = \mathcal{H}^*$$

Ceci posé, deux moyens s'offrent à nous pour calculer la f.é.m. E (en unités C.G.S.E.S.) appliquée au cadre $A_1 B_1 B_2 A_2$:

1° L'application de la *loi de l'induction* :

$$E = - \frac{2xy}{c} \frac{d}{dt} (\mathcal{H} + \mathcal{H}^*),$$

ce qui donne immédiatement :

$$E = + \frac{2xy}{c} \frac{e}{cd^2} 4\pi^2 f^2 a \sin 2\pi f t - \frac{2xy}{c} \frac{e}{c^2 d} 8\pi^3 f^3 a \cos 2\pi f t.$$

2° *Le calcul direct* :

$$E = (\mathcal{E}_1^* - \mathcal{E}_2^*)y.$$

en désignant par $\mathcal{E}_1^*$ le champ électrique utile en $A_1 B_1$:

$$\mathcal{E}_1^* = \frac{e}{c^2(d-x)} 4\pi^2 f^2 a \sin 2\pi f \left(t - \frac{x}{c}\right),$$

et par $\mathcal{E}_2^*$ le champ électrique utile en $A_2 B_2$:

$$\mathcal{E}_2^* = \frac{e}{c^2(d+x)} 4\pi^2 f^2 a \sin 2\pi f \left(t + \frac{x}{c}\right);$$

des transformations trigonométriques immédiates redonnent exactement la valeur précédente obtenue pour E.

Nous poserons

$$E = E_s \sin 2\pi f t + E_\varphi \cos 2\pi f t,$$

avec

$$\begin{cases} E_s = + \frac{2xy}{c} \frac{e}{cd^2} 4\pi^2 f^2 a, \\ E_\varphi = - \frac{2xy}{c} \frac{e}{c^2 d} 8\pi^3 f^3 a. \end{cases}$$

le travail de $\mathcal{E}$ le long d'un circuit fermé (c'est-à-dire la f.é.m.) est nul. Seul le terme $\mathcal{E}^*$ est « utile ».

Le premier terme disparaîtrait si on négligeait x vis-à-vis de d dans les dénominateurs de $\mathcal{E}_1^*$ et de $\mathcal{E}_2^*$. Il provient donc de ce que $\mathcal{E}^*$ n'a pas la même valeur le long des deux côtés A_1B_1 et A_2B_2 du cadre : E_d est le *terme de distance* dans la f.é.m. appliquée (il est dû au champ magnétique $\mathcal{H}$ de Laplace).

Le second terme disparaîtrait si on annulait x dans les arguments des sinus qui entrent dans les expressions de $\mathcal{E}_1^*$ et de $\mathcal{E}_2^*$. Il provient donc de ce que le champ exige un certain temps pour parcourir la distance $2x$ (avec la vitesse c) : E_φ est le *terme de phase* dans la f.é.m. appliquée (il est dû au champ magnétique $\mathcal{H}^*$ de Maxwell).

Ainsi se résoud clairement le paradoxe que nous signalions tout à l'heure.

Discussion. — On désigne parfois sous le nom de *distance critique* la distance D pour laquelle les deux champs magnétiques ont même amplitude

$$\partial\mathcal{C}_0 = \mathcal{H}^*.$$

ou encore par laquelle la f.é.m. est due, par moitié, au terme de distance et au terme de phase :

$$E_d = E_\varphi ;$$

on en tire immédiatement :

$$D = \frac{c}{2\pi f} = \frac{\lambda}{2\pi}$$

f (en cycles)	30.000.000	1.000 000	200 000	50
λ (en mètres)	10	300	1 500	6.000.000
D (en mètres)	1,6	48	240	950.000

1° Emissions radioélectriques lointaines :

$$d \gg \frac{c}{\pi f} \quad \partial\mathcal{C}_0 \gg \mathcal{H}^* \quad E_\varphi \gg E_d,$$

et de plus les termes a) et b) du champ électrique sont tout à fait négligeables vis-à-vis de $\mathcal{E}^*$.

Il y a à proprement parler une onde électromagnétique :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathcal{E}^* = \frac{e}{c^2 d} 4\pi^2 f^2 a \sin 2\pi f t \\ \partial\mathcal{C}^* = \frac{e}{c^2 d} 4\pi^2 f^2 a \sin 2\pi f t, \end{array} \right.$$

avec les deux champs en phase, variant comme l'inverse de la distance ; chacun de ces champs correspond à la même densité de l'énergie

$$\left. \begin{aligned} \frac{\mathcal{E}^2}{8\pi} \left(\frac{\text{ergs}}{\text{cm}^3} \right) \\ \frac{\mathcal{H}^2}{8\pi} \left(\frac{\text{ergs}}{\text{cm}^3} \right) \end{aligned} \right\}$$

transportée par l'onde. Le terme de phase E_z subsiste seul : tout se passe comme si les côtés verticaux du cadre étaient à la même distance de l'électron oscillant, c'est-à-dire comme si les champs électriques $\mathcal{E}^*$, et $\mathcal{E}^2$ avaient la même amplitude (en présentant néanmoins une différence de phase $\frac{4\pi x}{c}$).

2° Transformateurs statiques.

C'est le cas exactement opposé :

$$d \ll \frac{c}{2\pi f} \quad \mathcal{H}_0 \gg \mathcal{H}^*, \quad E_z \gg E_z^*,$$

(la distance d qui sépare le primaire du secondaire est *extrêmement* faible vis-à-vis des 6.000 km de longueur d'onde des courants industriels). Le champ magnétique, qui se réduit au champ de Laplace (en 1 : a^2)

$$\mathcal{H} = \frac{e}{cd^2} 2\pi/a \cos 2\pi ft,$$

est en quadrature-avance sur le champ électrique utile (en 1 : d) :

$$\mathcal{E}^* = \frac{e}{c^2 d} 4\pi^2 / a \sin 2\pi ft.$$

Il n'y a pas d'onde électromagnétique ($\mathcal{E}^*$, $\mathcal{H}^*$), puisque le champ magnétique de Maxwell n'a que des effets *tout à fait* négligeables. En d'autres termes, le terme de distance E_z subsiste seul : tout se passe comme si le déphasage entre $\mathcal{E}^*$, et $\mathcal{E}^2$ était nul, c'est-à-dire comme si les champs se propageaient avec une *vitesse infinie*.

Puissance rayonnée par une antenne ; résistance de rayonnement.

Les considérations électroniques permettent de retrouver immédiatement, dans le cas le plus simple, la *résistance de rayonnement* d'une antenne.

D'après une formule classique de la théorie électronique, la puissance rayonnée par *un seul* électron (sous forme d'ondes électromagnétiques) est égale à :

$$\frac{2e^2\gamma^2}{3c^3} \frac{\text{ergs}}{\text{sec}}, \quad \text{soit à} \quad \frac{2e^2\gamma^2}{3c^3 10^7} \text{ watts.}$$

Dans un fil de longueur L et de section s , il y a ksL électrons, qui émettent une puissance :

$$p = k^2 s^2 L^2 \frac{2e^2\gamma^2}{3c^3 10^7} \text{ (watts),}$$

dont la valeur maximum est :

$$P_0 = k^2 s^2 L^2 \frac{2e^2}{3c^3 10^7} 16\pi^{1/4} a^2 \text{ (watts).}$$

D'autre part, l'intensité instantanée a pour valeur .

$$i = kesv(\text{C. G S E. S.}) = \frac{1}{3 \cdot 10^9} k^2 sv \text{ (ampères)}$$

et l'intensité maximum :

$$I_0 = \frac{1}{3 \cdot 10^9} kes 2\pi fa.$$

D'après la définition de la résistance de rayonnement, on a :

$$R^* = \frac{P_0}{I_0^2} = k^2 s^2 L^2 \frac{2e^2}{3c^3 10^7} 16\pi^{1/4} a^2 \frac{9 \cdot 10^{18}}{k^2 e^2 s^2 \frac{1}{4} \pi^2 f^2 a^2} \text{ (ohms),}$$

ce qui, après des simplifications immédiates, redonne la formule classique :

$$R^* = 80 \pi^2 \left(\frac{L}{\lambda} \right)^2 \text{ (ohms).}$$

Fonctionnement comparé du transformateur.

Nous choisirons, pour simplifier, un rapport de transformation égal à un. Le champ magnétique se réduit à :

$$\mathcal{H} = \frac{e}{d^2} \frac{v}{c};$$

un seul électron induit une f.é.m. égale à (1) :

$$- \frac{S'}{c} \frac{d\mathcal{H}}{dt} = - \frac{S'e}{c^2 d^2} \gamma (\text{C. G S E. S.})$$

d'où, pour les ksL électrons :

$$E' = - 300 ksL \frac{S'e}{c^2 d^2} \gamma \text{ (volts).}$$

(1) Les grandeurs relatives au circuit secondaire sont accentuées. C'est la surface du secondaire.

1° *Fonctionnement à vide.*

La valeur instantanée du courant primaire est :

$$i = \frac{1}{3 \cdot 10^9} k e s v \text{ (ampères),}$$

d'où, pour la puissance instantanée transmise :

$$p = E i = E' i = \frac{1}{10^7} \frac{k^2 s^2 L S' e^2}{c^2 d^2} v \gamma \text{ (watts).}$$

Pour évaluer la puissance moyenne P (au bout d'une période $\frac{1}{f}$), on intégrera :

$$\int_0^{\frac{1}{f}} \cos 2\pi f t \sin 2\pi f t \, dt = 0.$$

A vide, le transformateur ne dissipe pas de puissance à l'extérieur du circuit primaire (1); cela tient à ce que le champ de Maxwell $\mathcal{H}^*$ est négligeable à côté du champ de Laplace $\mathcal{H}$.

2° *Fonctionnement en charge.*

Nous supposons que l'impédance du secondaire se réduit pratiquement à sa résistance ohmique R' :

$$E' = R' i'.$$

On peut définir une « résistance de transmission » (2) :

$$R^* = \frac{E_0 I_n}{I_0^2} = \frac{E'_0 I'_0}{I_0^2} = \frac{E'^2_0}{I_0^2 R'}$$

où on remplacera

$$\left\{ \begin{array}{l} E_0 \text{ par } + 300 \, ksL \frac{S'e}{c^2 d^2} 4\pi^2 f^2 a \\ I_0 \text{ par } \frac{1}{3 \cdot 10^9} k e s 2\pi f a. \end{array} \right.$$

On voit alors que, toutes choses égales d'ailleurs, la résistance de transmission est d'autant plus grande que la résistance ohmique R' du circuit secondaire est *plus faible* (Pour $R' = \infty$, on a évidemment $R^* = 0$, et $P = 0$ comme en 1°).

(1) Plus exactement, la résistance de rayonnement est infime, car λ est considérable.

(2) Analogue à la résistance de rayonnement d'une antenne. C'est grâce à cet artifice de l'introduction d'une résistance ohmique R' , que la puissance p n'est plus en $v\gamma$, mais en γ^2 , comme pour l'antenne.

En résumé :

a) Le fonctionnement du transformateur présente certaines analogies avec la réception radioélectrique *sur cadre*. En particulier, dans les deux cas, le seul champ électrique utile est le champ de Maxwell, qui varie *en raison inverse de la distance*.

b) Le cas *intermédiaire* entre le transformateur et l'émission lointaine se trouve réalisé dans la réception à la *distance critique*, c'est-à-dire à une distance égale à la longueur d'onde divisée par 2π .

c) Mais la disparité des fréquences (entre l'émission radioélectrique et le transformateur) entraîne cette conséquence *pratique* : alors que l'antenne rayonne toujours de l'énergie (quelle que soit la résistance totale des récepteurs), le primaire ne transmet d'énergie au secondaire que si la résistance de celui-ci est *suffisamment faible*.

d) Terminons par une remarque encore peu connue (1) : il y a *deux sortes d'inductions électromagnétiques* : l'induction *dynamique* (produite par le *mouvement* de conducteurs dans des champ magnétiques) et l'induction *statique* (produite) par un courant *variable* dans un circuit fixe). Et, il y a somme toute plus d'analogie entre le fonctionnement d'un transformateur (induction statique) et une communication radioélectrique (rayonnement hertzien) et qu'entre le fonctionnement d'un transformateur (induction statique) et celui d'une dynamo (induction dynamique).

Marcel BOLL.

(1) Qui n'a été formulée, à notre connaissance, qu'une seule fois en dehors de nous (A. Defretin, *Cours d'électricité industrielle*, tome I, p. 10, Hermann, 1929).

SYSTÈMES POLYPHASÉS A AUTO-EXCITATION⁽¹⁾

par A. ARENBERG,

Agrégé de l'Université de Moscou,

ingénieur de l'Institut Electrotechnique de l'U. R. S. S., à Moscou.

SOMMAIRE. — En combinant plusieurs oscillateurs ordinaires à une lampe, on peut obtenir des montages produisant des courants polyphasés. La fréquence fondamentale ne circule pas dans les fils d'alimentation; sous ce rapport, ces montages ont donc les mêmes avantages que le montage « push-pull ». Le régime oscillatoire dépend peu des asymétries de la charge des différentes phases.

La facilité d'obtenir des courants polyphasés à haute fréquence et la stabilité de leur fréquence rend leur emploi intéressant dans différents domaines de la radio-technique, en particulier dans la liaison par ondes ultra-courtes.

Les circuits d'alimentation sont traversés par des courants intenses de fréquence $qn\omega$ (n étant le nombre de phases, ω la fréquence fondamentale et $q = 1, 2, 3, \dots$). De là une nouvelle méthode de stabilisation des ondes ultra-courtes: il suffit d'appliquer à la grille d'un oscillateur neutrodyné une tension prise dans les fils d'alimentation d'un émetteur n -phasé dont la fréquence fondamentale est suffisamment basse pour être stabilisée par quartz.

La production de champs magnétiques tournants de haute fréquence permet la réalisation de nombreuses expériences physiques.

Dans le plus simple des générateurs à lampes polyphasés, des impédances relient chaque lampe au point neutre du schéma et aux lampes voisines. De tels montages peuvent à leur tour être connectés entre eux et former des systèmes plus compliqués.

Dans le cas d'un montage du type le plus général, chaque lampe est connectée par des impédances avec le point neutre du schéma et avec toutes les autres lampes. On peut réaliser des dispositions symétriques des éléments du générateur où les champs magnétiques engendrés par les différents éléments sont tous situés dans le même plan, de même que des dispositions où ces champs agissent dans des plans différents. Dans ce dernier cas, l'orientation des circuits oscillants dans l'espace, rappelle celle des axes d'un cristal.

Le montage proposé par R. Mesny (2), peut être considéré comme le prototype des générateurs à lampes polyphasés: comme il n'utilise

(1) Travail présenté au 1^{er} Congrès de Physique de l'U. R. S. S. à Odessa le 22 août 1930.

(2) R. Mesny, *L'Onde électrique*, p. 23., 1925.

en tout que trois lampes, dans ce schéma chaque lampe est reliée à la fois avec les lampes voisines et avec toutes les lampes du système.

Dans l'article présent nous donnons la théorie des générateurs à lampes polyphasés avec couplage inductif pour le cas où chaque lampe est reliée d'une part au point neutre du schéma et d'autre part soit seulement aux lampes voisines, soit à toutes les lampes du montage.

Fréquence et conditions d'amorçage.

Le générateur à couplage inductif que nous venons d'examiner comprend n éléments semblables, identiques à celui de la fig. 1, dont les selfs-plaque sont connectées en étoile.

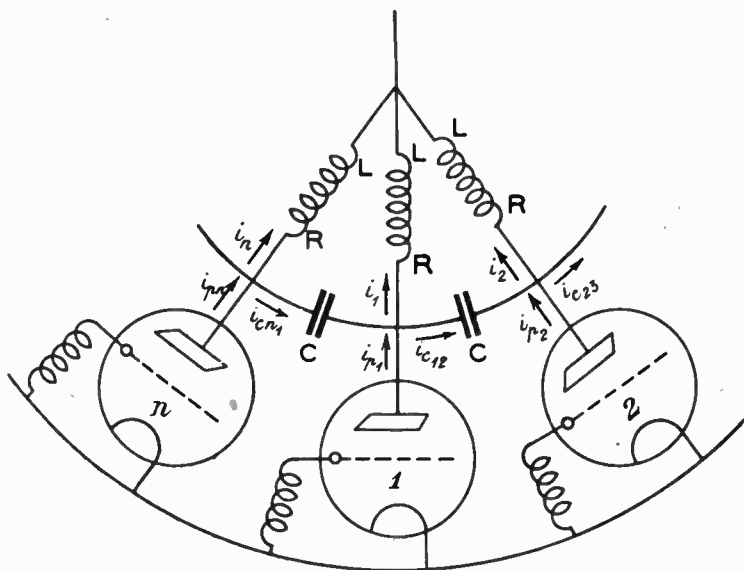


Fig. 1.

Admettons que les coefficients d'induction mutuelle entre les selfs plaque de tous les éléments sont égaux entre eux (1); dans ce cas chaque cellule, en tenant compte du sens de l'enroulement, est caractérisée par le système d'équations :

(1) En pratique dans les montages de ce genre pour $n > 3$ on doit introduire des coefficients de self-induction différents, ce qui rend les calculs très compliqués; pour simplifier, dans ces cas on suppose $M = 0$.

$$e_{P1} = Ri_1 + Li_1' - M(i_2' + \dots + i_n'), \quad (1)$$

$$e_{g1} = M_g i_1', \quad (2)$$

$$i_{P1} = i_2 + i_{c12} - i_{cn1}, \quad (3)$$

$$i^{P1} = Se_{g1} - \frac{e_{P1}}{R_i}. \quad (4)$$

En outre, l'équation :

$$e_{P1} - e_{P2} = \frac{1}{C} \int i_{c12} dt, \quad (5)$$

relie les cellules voisines.

Après quelques transformations, nous arrivons au système d'équations suivant :

$$C \left[(L + M)(2i_1' - i_2' - i_n') + R(2i_1' - i_2' - i_n') \right] + \left(\frac{L}{R_i} - SM_g \right) i_1' - \frac{M}{R_i} (i_2' + \dots + i_n') + \left(1 + \frac{R}{R_i} \right) i_1 = 0. \quad (6)$$

les autres équations peuvent être écrites au moyen d'une permutation circulaire.

Les solutions particulières du système d'équations (6) sont de la forme :

$$i_k = J_k e^{\lambda t}, \quad (7)$$

où J_k est l'amplitude complexe du courant.

Pour déterminer les valeurs des fréquences et les conditions d'amorçage des oscillations, il faut substituer cette solution dans les équations (6). Nous obtenons n équations homogènes à n inconnues : leur condition de simultanéité (égalité à zéro du déterminant) permet de calculer les fréquences possibles et leurs conditions d'existence. Nous avons effectué ce calcul pour $n = 3$ (1). Pour n supérieur à 3, les calculs deviennent inextricables.

Pour discuter le cas le plus important pour nous d'un régime stationnaire, nous ajoutons membre à membre les équations du système (6) :

$$\mathcal{C}_1(i_1' + \dots + i_n') + \mathcal{C}_0(i_1 + \dots + i_n) = 0. \quad (8)$$

ou $\mathcal{C}_1$ et $\mathcal{C}_0$ s'expriment par les constantes électriques du schéma.

Cette équation nous donne pour la somme des courants en régime stationnaire ($t = \infty$) :

$$i_1 + \dots + i_n = 0; \quad (9)$$

(1) A. Arenberg, *Bulletin de l'Electrotechnique* (en russe) 1930, n° 12.

ce qui montre qu'aucun courant de haute fréquence ne circule dans les fils d'alimentation.

Il est facile de montrer que dans le cas d'un montage symétrique, pourvu que les conditions (9) soient remplies, il doit y avoir entre deux courants voisins une différence de phase de $\frac{2\pi}{n}$; nous avons donc réellement affaire à un système de courants polyphasés.

D'après ce qui précède, nous pouvons transcrire les équations (6) sous la forme :

$$4C(L + M) \sin^2 \frac{\pi}{n} \cdot i_i'' + (4CR \sin^2 \frac{\pi}{n} + \frac{L + M}{R_i} - SM_y) i_i' + \left(1 + \frac{R}{R_i}\right) i_i = 0. \quad (6')$$

Chacune de ces n équations caractérise un générateur à une lampe

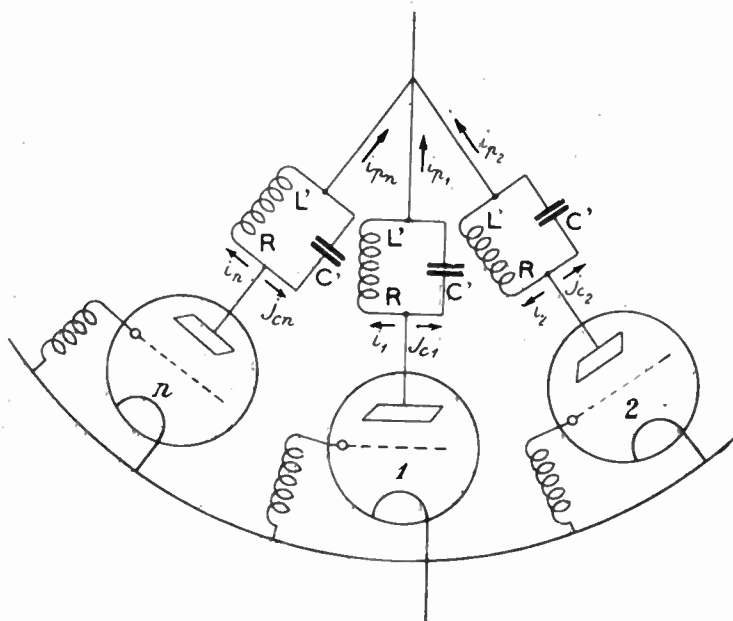


Fig. 2.

équivalent à une des cellules du générateur à lampes polyphasé (fig. 2).

En résolvant ces équations nous obtenons pour chacune des cellules du générateur la valeur limite du coefficient d'induction mutuelle pour laquelle l'amorçage des oscillations est encore possible :

$$M_{ij} = \frac{4CR \sin^2 \frac{\pi}{n}}{S} + (L + M)D, \quad (10)$$

ainsi que le carré de la pulsation :

$$\omega^2 = \frac{1 + \frac{R}{R_i}}{4C(L + M) \sin^2 \frac{\pi}{n}}. \quad (11)$$

La condition d'amorçage se déduit de l'expression (10) :

$$K = \frac{4CR \sin^2 \frac{\pi}{n}}{S(L + M)} + D. \quad (12)$$

par suite, la valeur de l'impédance de plaque apparente équivalente pour chaque lampe du schéma polyphasé :

$$Z_p = \frac{L + M}{4CR \sin^2 \frac{\pi}{n}} \quad (13)$$

Ainsi, nous voyons qu'un certain temps après l'amorçage du générateur (V. éq. 9), un courant continu s'établit dans les fils d'alimentation. Quant à la loi de variation des amplitudes des courants parcourant le circuit oscillant, elle dépend des données électriques du système. Il est évident que les raisonnements précédents ne rendent pas compte des courants apériodiques qui se produisent pendant l'établissement du régime oscillatoire.

Il y a lieu de noter que dans le cas d'un schéma idéalement symétrique des oscillations stables ne pourraient avoir lieu, mais en pratique, au commencement, il y a toujours quelque asymétrie, l'amplitude des oscillations commence par augmenter, le sens de rotation du flux magnétique dépendant de la valeur du couplage de grille dans chaque cellule et entre les cellules voisines. Dans le cas étudié, nous avons supposé que le couplage de grille existait seulement à l'intérieur de chaque cellule : par conséquent, les deux sens de rotation du flux magnétique sont également probables (en pratique cela n'a pas d'importance).

Phases, amplitudes, puissances.

En régime stationnaire, le courant circulant dans la bobine de la première cellule du circuit oscillant est égal à :

$$i_1 = \mathcal{I}_1 e^{j\omega t}. \quad (14)$$

Les tensions sur les bobines du circuit oscillant sont données par l'équation (1) :

$$e_{P_1} = \mathcal{E}_{P_1} e^{j(\omega t + \varphi)}, \quad (15)$$

$$\text{où } \mathcal{E}_{P_1} = \mathcal{I}_1 \sqrt{R^2 + \omega^2(L + M)^2} \quad \text{et} \quad \operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega(L + M)}{R}.$$

Les tensions de grille d'après (2) :

$$e_{g_1} = \mathcal{E}_{g_1} e^{j(\omega t + \frac{\pi}{2})}, \quad (16)$$

$$\text{où } \mathcal{E}_{g_1} = \mathcal{I}_1 \omega M_g$$

Les courants parcourant les capacités (5) :

$$i_{c_{12}} = \mathcal{I}_{c_1} e^{j(\omega t + \frac{\pi}{n} + \varphi)}, \quad (17)$$

$$\text{où } \mathcal{I}_{c_1} = 2\omega C \mathcal{E}_{P_1} \sin \frac{\pi}{n}.$$

Les différences entre les courants parcourant les capacités des éléments voisins :

$$i_{c_{12}} - i_{c_{n1}} = \mathcal{I}_{c_1} e^{j(\omega t + \frac{\pi}{2} + \varphi)}, \quad (18)$$

$$\text{où } \mathcal{I}_{c_1} = 4\omega C \mathcal{E}_{P_1} \sin^2 \frac{\pi}{n},$$

Les courants de plaque, d'après (4) :

$$i_{P_1} = \mathcal{I}_{P_1} e^{j(\omega t + \frac{\pi}{2} + \psi)}, \quad (19)$$

$$\text{où } \mathcal{I}_{P_1} = S \sqrt{\mathcal{E}_{g_1}^2 + D^2 \mathcal{E}_{P_1}^2 - 2\mathcal{E}_{g_1} \mathcal{E}_{P_1} D \sin \varphi},$$

$$\text{et } \operatorname{tg} \psi = \frac{\mathcal{E}_{P_1} \cos \varphi}{SR \mathcal{E}_{g_1} - \mathcal{E}_{P_1} \sin \varphi}.$$

Les amplitudes complexes des grandeurs homologues des autres cellules du générateur sont données par la relation :

$$\bar{\alpha}_k = \alpha_1 e^{j \frac{2\pi}{n} (k-1)}, \quad (20)$$

où α_1 est réel.

Le diagramme polaire correspondant aux valeurs que nous venons de déterminer peut être considéré comme le résultat de la superposition des diagrammes de n générateurs à une lampe, connectés comme le montre la fig. 2, et dont chacun est équivalent à une des cellules du générateur polyphasé. Cette combinaison de générateurs doit satisfaire à l'équation (9).

La puissance moyenne développée dans le circuit oscillant du générateur à lampes polyphasé :

$$W = n \frac{\mathcal{E}_p \mathcal{E}_p}{2} \cos \psi = n \frac{\mathcal{E}_p}{2} \cos \varphi. \quad (21)$$

La puissance fournie par le générateur de courant continu :

$$W_0 = n I_p E_p \quad (22)$$

Le rendement du système est donc :

$$\tau = \frac{\mathcal{E}_p \cos \varphi}{2 I_p E_p}. \quad (23)$$

Calcul des générateurs à lampes polyphasés.

Les expressions que nous venons d'obtenir montrent que les générateurs à une lampe équivalents aux cellules du schéma, doivent être considérés comme composés des mêmes lampes et de circuits oscillants caractérisés par les grandeurs :

$$C' = 4C \sin^2 \frac{\pi}{n}, \quad L' = L + M \quad \text{et} \quad R' = R. \quad (24)$$

De cette façon, pour déterminer les conditions du régime optimum d'un générateur polyphasé, il faut d'abord calculer de la façon habituelle un générateur à une lampe, puis il faut se représenter le générateur polyphasé comme caractérisé par les grandeurs :

$$C = \frac{C'}{4 \sin^2 \frac{\pi}{n}}, \quad L = L' - M \quad \text{et} \quad R = R'. \quad (25) \quad (1)$$

La fig. 3 montre la valeur que doit prendre le rapport $\frac{C'}{C}$ pour que le régime du générateur polyphasé reste constant, indépendamment du nombre des phases.

En ce qui concerne la valeur des coefficients d'induction mutuelle nécessaires, comme nous l'avons déjà indiqué, dans le cas de notre schéma on peut, pour plus de simplicité, évaluer M à 0, pourvu que le nombre de phases soit supérieur à 3 :

Le circuit oscillant d'un générateur polyphasé peut être considéré

(1) Ces valeurs peuvent être déterminées approximativement (données : ω , Z_p et R) à l'aide des formules :

$$C = \frac{1}{4\omega \sqrt{Z_p R} \sin^2 \frac{\pi}{n}} \quad \text{et} \quad L = \frac{1}{\omega} \sqrt{Z_p R} - M.$$

comme la superposition d'une étoile n -phasée formée d'inductances et de résistances, et d'un polygone n -phasé de capacités (fig. 1).

Les contours oscillants de la combinaison équivalente de générateurs à une lampe peuvent être considérés comme la superposition d'une étoile n -phasée formée d'inductances et de résistances et d'une étoile n -phasée de capacités (fig. 2).

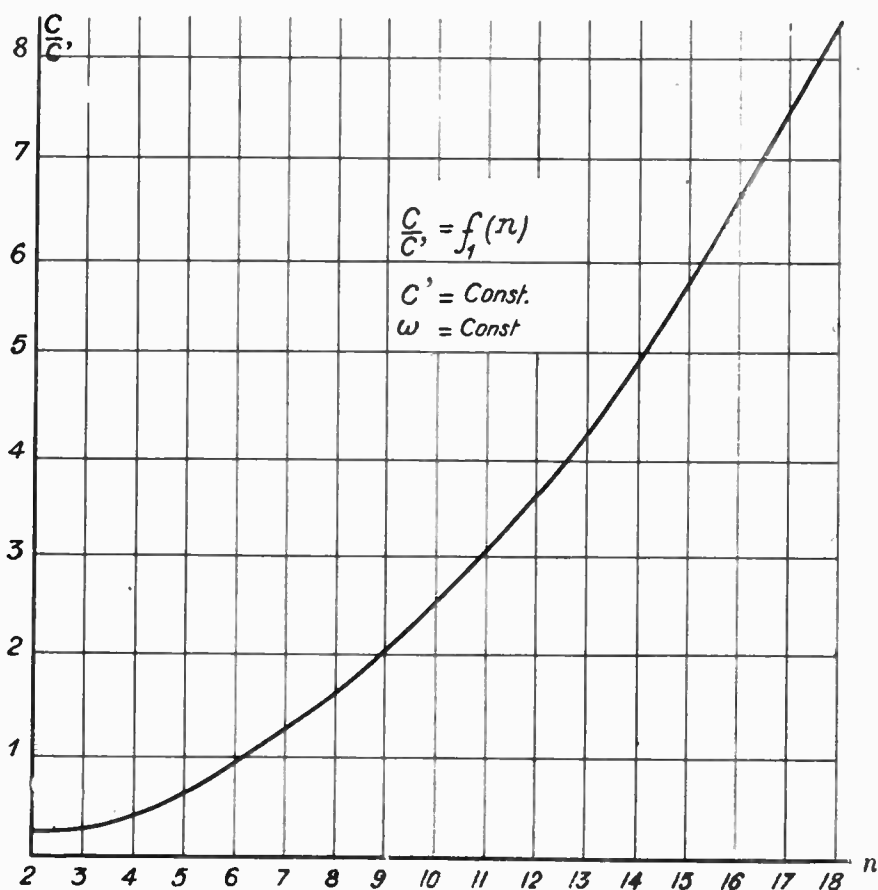


Fig. 3.

A ce point de vue, les expressions (25) pour les capacités ne sont pas autre chose que les conditions de transformation de l'étoile composée des capacités c' en polygone composé de capacités c .

Si nous composons un générateur polyphasé avec les mêmes capacités qu'un générateur à une lampe, la fréquence d'un tel générateur, comme le montre l'expression (11), variera avec le nombre de

phases dans le rapport

$$\frac{\omega}{\omega'} = \frac{1}{2 \sin \frac{\pi}{n}} \quad (26)$$

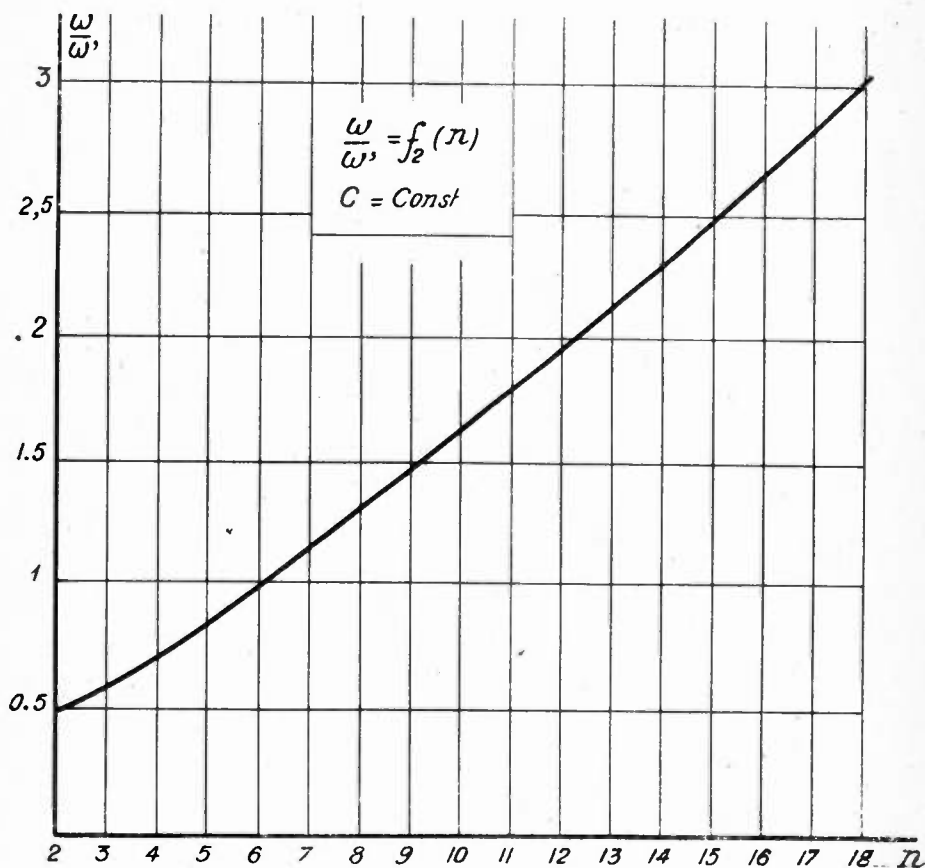


Fig. 4.

Cette variation est montrée sur la fig. 4 (d'où on voit la diminution du rendement).

Cas particulier.

Pour $n = 1$, l'équation (6) prend la forme :

$$\left(\frac{L + M}{R_i} - SM_g \right) \ddot{x}_1 + \left(1 + \frac{R}{R_i} \right) \dot{x}_1 = 0. \quad (27)$$

Evidemment, dans ce cas l'amorçage est impossible : en effet, pour

un générateur polyphasé ce cas n'a aucun sens, car il n'y a pas de circuit oscillant (fig. 5a).

Pour $n = 2$, nous avons :

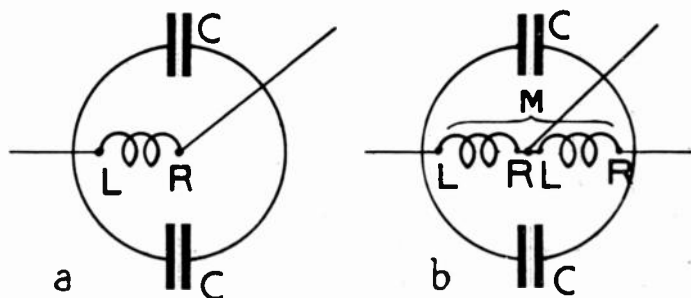


Fig. 5.

$$4C(L + M)i_1'' + \left(4CR + \frac{L + M}{R_i} - SM_g\right)i_1' + \left(1 + \frac{R}{R_i}\right)i_1 = 0. \quad (28)$$

Le coefficient $4C$ trouve son explication dans la forme du circuit oscillant du générateur à lampes polyphasé, qui, dans le cas actuel,

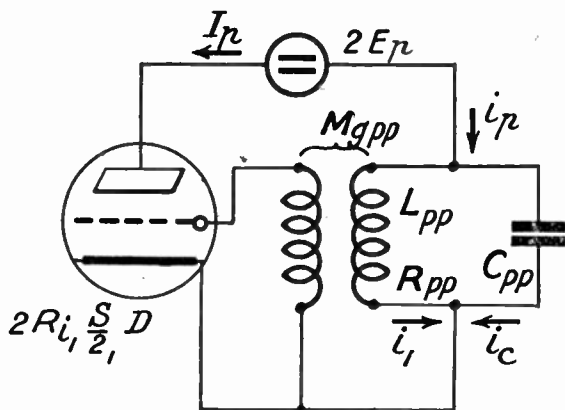


Fig. 6.

fonctionne comme un générateur push-pull (fig. 5b). En posant : $C_{pp} = 2C$, $L_{pp} = 2(L + M)$, $R_{pp} = 2R$ et $M_{pp} = 2M$, nous arrivons à l'équation habituelle pour un montage push-pull :

$$C_{pp}L_{pp}Li_1'' + \left(C_{pp}R_{pp} + \frac{L_{pp}}{2R_i} - \frac{SM_{pp}}{2}\right)i_1' + \left(1 + \frac{R_{pp}}{2R_i}\right)i_1 = 0. \quad (28')$$

(1) A. Arenberg, *Bulletin de l'Electrotechnique*, (en russe), n° 12, 1930.

$$nC(L + M)i_1' + \left(nCR + \frac{L + M}{R_i} - SM_g\right)i_1' + \left(1 + \frac{R}{R_i}\right)i_1 = 0. \quad (32)$$

Le calcul des phases, des amplitudes et des tensions montre qu'un tel générateur peut être assimilé à n générateurs à une lampe, satisfaisant chacun à l'équation (9) et dont les paramètres ont les valeurs :

$$C' = nC, \quad L' = L + M \quad \text{et} \quad R' = R. \quad (33)$$

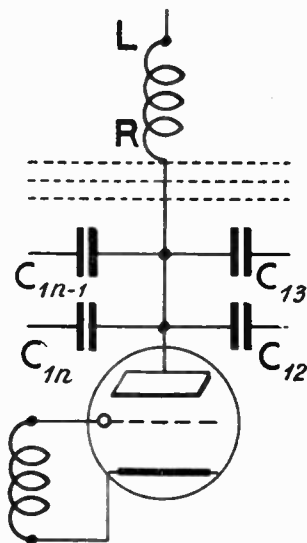


Fig. 7.

Si $n = 3$, l'équation (32) coïncide avec l'équation (29) parce que ce cas correspond également aux deux schémas (V. l'introduction).

Comme nous l'avons déjà indiqué, les circuits des générateurs polyphasés de ce genre peuvent avoir la forme de corps géométriques, une disposition symétrique des cellules n'étant possible que sous forme de polyèdres réguliers.

Le nombre des lampes d'un tel montage dépend du nombre des sommets du polyèdre régulier en question.

Nombre des sommets	Nombre d'arêtes en chaque sommet
4	3
6	3
8	4
12	3
20	5

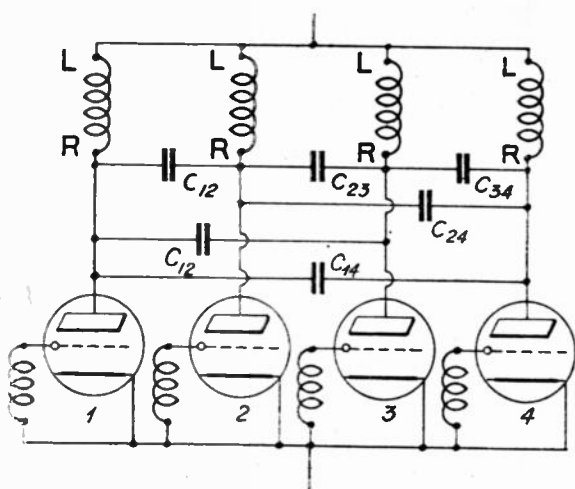


Fig. 8.

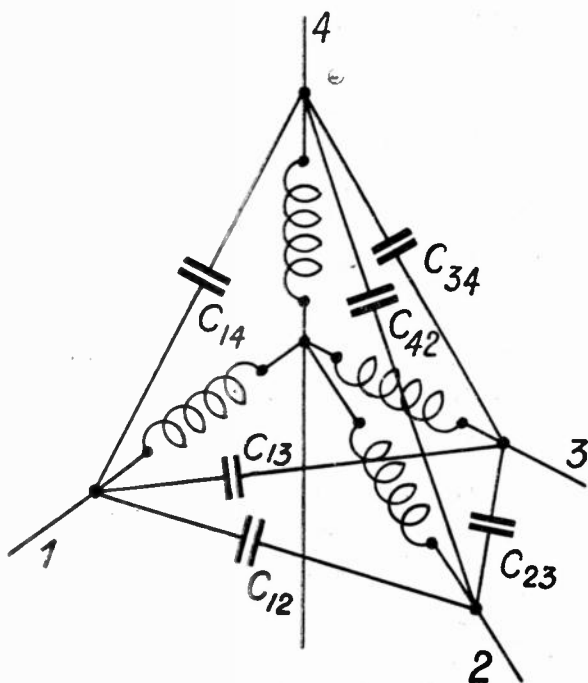


Fig. 9.

Le montage spatial le plus simple est le schéma à quatre phases (fig. 8).

La figure 9 donne une vue en perspective du montage en tétraèdre.

Lorsque le nombre des lampes est supérieur à quatre, le montage des systèmes dans l'espace peut encore être effectué par un procédé intermédiaire entre les deux procédés déjà étudiés. Selon cette dernière méthode, chacune des lampes du circuit est connectée avec le point neutre du schéma et avec un certain nombre d'autres lampes, égal au nombre d'arêtes se rencontrant en chaque sommet du polyèdre (V. le tableau).

Tous les raisonnements concernant les phases restent en vigueur; en outre, le champ magnétique reste également plan; la direction du plan contenant le vecteur magnétique dépend de l'ordre dans lequel sont disposés les éléments du schéma.

Oscillations non-sinuïdales.

Les courants de plaque de tous les schémas symétriques peuvent avoir une forme analogue à celle montrée sur la fig. 10.

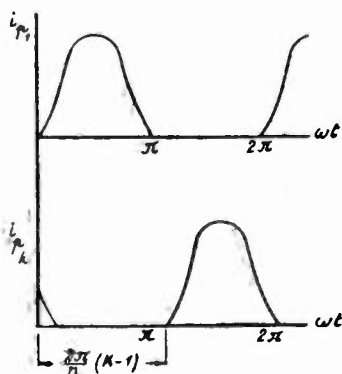


Fig. 10.

Le courant de plaque de chaque lampe peut être développé en série de Fourier :

$$i_{p_k} = f \left[\omega t + \frac{2\pi}{n}(K-1) \right] = I_0 + I_1 \cos \left[\omega t + \varphi_1 + \frac{2\pi}{n}(K-1) \right] \\ \dots + I_s \cos \left[s\omega t + \varphi_s + \frac{2\pi}{n}(K-1) \right] + \dots \quad (34)$$

En faisant la somme de ces séries, nous voyons que le courant dans les fils d'alimentation.

$$i_{p_{\Sigma}} = nI_0 + \sum_{s=1}^{s=\infty} \sum_{k=1}^{k=n} I_s \cos \left[S\omega t + \varphi_s + \frac{2\pi}{n} (K-1) \right]. \quad (35)$$

En effectuant la sommation par rapport à n , nous obtenons pour l'amplitude de l'harmonique S :

$$\left| I_{s_{\Sigma}} \right| = \left| I_s \frac{\sin S\pi}{\sin \frac{S\pi}{n}} \right|. \quad (36)$$

Comme S est entier, cette expression ne peut s'annuler que si $S = qn$, ou $q = 1, 2, 3, \dots$.

En levant l'indétermination qui se présente dans ce cas, il vient:

$$\left| I_{s_{\Sigma}} \right| = \begin{cases} 0 & \text{si } S \neq qn, \\ nI_s & \text{si } S = qn. \end{cases} \quad (37)$$

De cette façon les seuls membres du développement qui subsistent sont la composante constante totale du courant et les harmoniques dont l'ordre est un multiple du nombre des phases; leurs amplitudes sont les sommes des amplitudes des harmoniques de même ordre circulant dans les différentes parties du générateur.

Le fait que les amplitudes des harmoniques d'ordre qn , circulant dans les différents éléments s'ajoutent les unes aux autres, trouve une illustration géométrique évidente. Les harmoniques de même ordre circulant dans deux éléments voisins ont un décalage de

$\frac{2\pi}{n}$ et comme ce dernier contient un nombre entier de périodes de toutes les harmoniques du courant réellement existantes, les valeurs instantanées des harmoniques correspondantes parcourant les différents circuits sont toujours égales entre elles, d'où il suit que l'amplitude résultante de ces harmoniques est toujours égale à la somme de leurs amplitudes et la phase reste constante.

L'expression définitive du courant circulant dans les fils d'alimentation prend la forme:

$$i_{p_{\Sigma}} = nI_0 + n \sum_{q=1}^{q=\infty} I_{qn} \cos (qn\omega t + \varphi_{qn}). \quad (38)$$

Cette expression montre que dans le cas d'oscillations non sinusoïdales, la fréquence fondamentale ne circule pas dans les fils d'alimentation, et par conséquent tous les raisonnements se rapportant au cas des oscillations sinusoïdales restent applicables.

Il est intéressant, en outre, de remarquer, que comme avec l'augmentation du nombre de phases l'ordre des harmoniques qn

circulant dans les fils d'alimentation augmente aussi de plus en plus, le rapport de leurs amplitudes à celle de la composante constante du courant diminue et le courant se rapproche ainsi de plus en plus d'un courant continu.

En ce qui concerne le courant de grille total, nous voyons, par analogie, que la composante constante de ce courant est devenue n fois plus grande. Ce résultat nous montre que dans les cas où le potentiel constant de grille indispensable dans les schémas polyphasés s'obtient grâce à une résistance de grille, celle-ci doit être n fois plus petite que dans le cas d'un générateur à une lampe.

Conclusion.

Les montages polyphasés peuvent être également construits avec des circuits dont les inductances sont connectées entre elles en forme de polygones. Toutefois, ces schémas sont plus difficiles à effectuer, car ils nécessitent l'emploi de bobines de choc dans les circuits de plaque.

La possibilité d'obtenir commodément des courants polyphasés de haute fréquence, l'insensibilité de ces générateurs aux variations de capacités — résultat de l'absence de la fréquence fondamentale dans les fils d'alimentation. — la stabilité du régime et l'augmentation de la puissance rendent ces générateurs utiles dans différents domaines de la physique et de la radiotechnique, surtout dans les expériences avec des ondes très courtes.

L'émission d'un système d'antennes symétriques formant un système plan et alimenté par un courant polyphasé, nous donne un tableau intéressant de champs électro-magnétiques, dépendant de la position du point considéré par rapport au système d'émission.

L'alimentation d'un système d'antennes de ce genre peut être effectuée au moyen de feeders polyphasés.

La présence dans les fils d'alimentation d'harmoniques élevées intenses dont l'ordre est un multiple du nombre des phases, nous donne un procédé de stabilisation des ondes très courtes consistant à appliquer à la grille du générateur neutrodyné des ondes très courtes, la fréquence du courant circulant dans les fils d'alimentation du générateur polyphasé, produisant des ondes plus longues et stabilisées par le quartz.

En conclusion, je veux exprimer ma reconnaissance à M. le professeur Vvedensky, à qui je dois maintes indications précieuses.

A. ARENBERG.

LES LIAISONS RÉGULIÈRES RADIOTÉLÉPHONIQUES ENTRE L'OBSERVATOIRE MÉTÉOROLOGIQUE DU PIC DU MIDI ⁽¹⁾ ET LA PLAINE

par H. GARRIGUE

SOMMAIRE. — Dans cette note, l'auteur expose les difficultés rencontrées pour l'établissement d'une liaison régulière, entre le Pic du Midi et la Plaine.

Finalement, l'appareil de réception utilisé est un poste à superréaction de la Radiotélégraphie Militaire, fonctionnant sur 6 m. 50 et sur lequel les parasites locaux, très violents naturels et artificiels (groupe alternateur émission) et les orages, n'ont aucune action gênante. L'émission est effectuée sur 80 m, car sur 6 m. 50, on n'obtient aucun résultat régulier, à cause de l'absorption considérable causée par la neige.

Dans tous les cas, on met à profit les propriétés diélectriques de la neige en utilisant comme antenne, des fils posés sur elle: le vent et le verglas n'ont ainsi aucune action sur ces antennes. L'ensemble des fils émission et réception est protégé électrostatiquement.

I. — Les anciennes installations de T.S.F. à l'observatoire du Pic du Midi comportaient une antenne de 50 mètres de long, à 25 mètres au-dessus des terrasses. J'ai étudié durant l'année 1930, les possibilités d'utilisation d'un tel dispositif.

L'avantage d'une antenne d'aussi grandes dimensions est de pouvoir émettre efficacement dans la bande de radiodiffusion, soit vers 300 mètres. C'est ainsi que j'ai été entendu en téléphonie, très puissamment, avec 20 watts environ dissipés dans l'antenne, à Bordeaux, Genève, Casablanca, en Espagne, etc... (longueur d'onde 277 mètres). Mais cet avantage est le seul: un tel dispositif ne peut pas permettre la réalisation d'une communication régulière avec la Plaine, indépendamment des conditions météorologiques.

II. — Voici pour quelles raisons:

1° Aucun dispositif d'antenne de cette dimension, même tendue à quelques mètres (2) au-dessus du niveau de la neige n'a pu

(1) Altitude 2877 mètres.

(2) Le 11 mai 1930 à 09.00 h, j'ai réussi à mesurer à l'anémomètre à main la vitesse moyenne en 100 secondes d'une rafale au sommet d'un des pylônes de 25 mètres qui supporte l'antenne: cette vitesse dépassait 35 m/sec. L'opération (ascension, mesure, descente) dura 15 minutes environ: le verglas était formé sur mes vêtements en une couche de quelques millimètres. — Le 31 décembre

résister aux formations de verglas (1) ni aux ouragans (1), si fréquents d'octobre à juin.

2° L'antenne isolée prend, par rapport au sol, durant les tourmentes de neige, des potentiels d'équilibre pouvant dépasser 50.000 volts(2). Si l'on dispose entre la base de la descente d'antenne et une prise de terre, un milliampèremètre, on constate le passage d'un courant continu allant jusqu'à 2 milliampères : cet écoulement d'électricité, dû aux phénomènes d'influence et d'électrification, a été observé, le 11 mars 1930 pendant plus de 24 heures consécutives.

Dans ces conditions, la réception est rigoureusement impossible, et l'émission, à cause de l'inefficacité des prises de terre, devient très dangereuse pour l'opérateur et les appareils.

III. — Je me suis occupé durant l'hiver 1931 à résoudre ces deux questions :

A. — Etablir un système de transmission indépendant des conditions météorologiques.

B. — Effectuer une liaison duplex en téléphonie, également indépendante des conditions atmosphériques, avec l'observatoire de Bagnères-de-Bigorre.

Dans cette tâche, j'ai été considérablement aidé par M. Dauzère, directeur et le Service de la Radiotélégraphie Militaire, par M. Cuinier, constructeur à Paris, qui a mis gracieusement à ma disposition son appareillage électrique « Silex », par les établissements Fotos-Grammont. — Pour les périlleuses installations des câbles aériens, pour les travaux de terrassement, pour le réglage de la modulation, j'ai trouvé un aide dévoué : M. U. Brau, homme de service à l'observatoire.

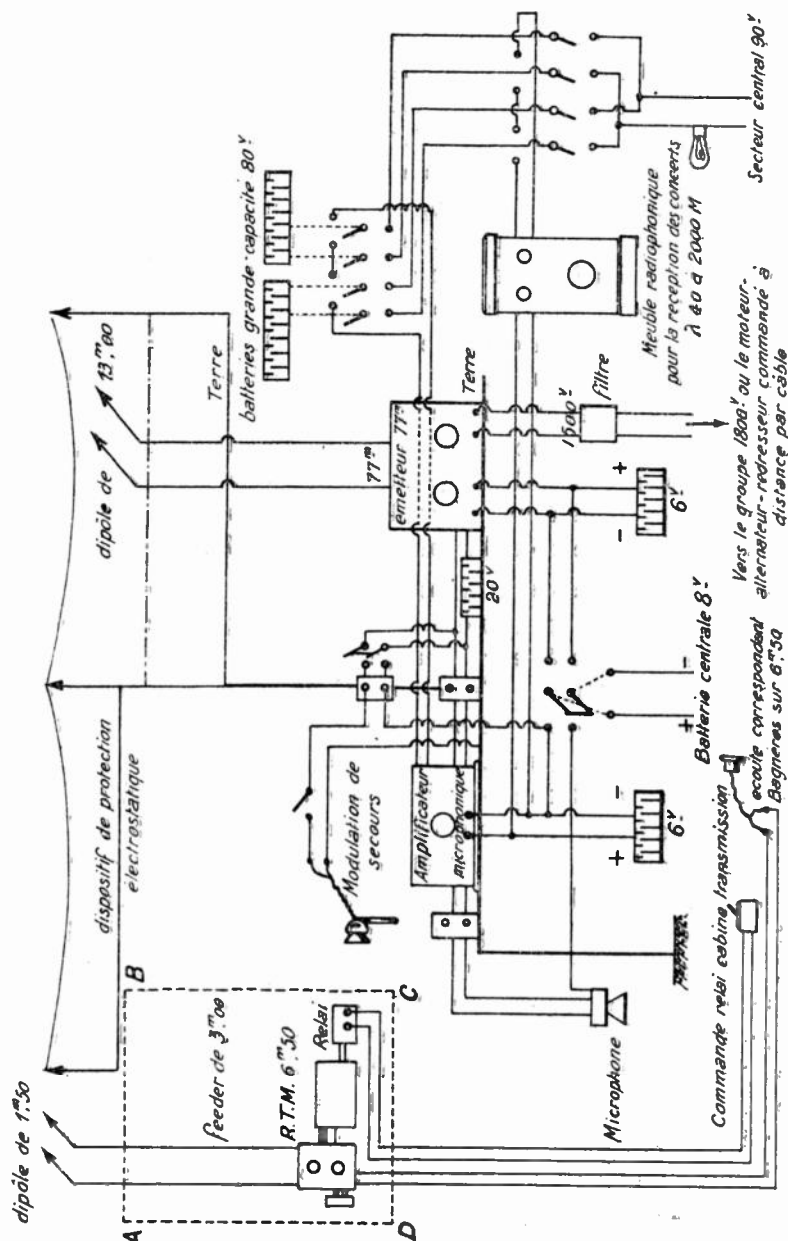
Mes collaborateurs émetteurs étaient M. Dort (SRP ; MF.) à Bagnères-de-Bigorre, M. P. Lionne (SLF) à Landrecies (Nord) et la station S.H.P. de Deauville (Bretagne).

IV. — A. — Sur les terrasses de l'observatoire, du mois de décembre au mois de juin, la neige et la glace s'accumulent sur une hauteur variant de 4 à 6 mètres ; j'ai mis à profit les propriétés diélectriques de cette couche pour établir un dispositif d'antennes sur lesquelles ni le verglas ni le vent, n'aient aucune action. Après

1930, je mesure de la même façon à 1 m. environ au-dessus de la neige, une vitesse moyenne de 38 mètres-secondes.

(1) Les cylindres de verglas formés sur les câbles atteignent 1 m. 50 de diamètre.

(2) Cette valeur dépend aussi de l'isolement de l'antenne.



Installation émission et réception à la station M4.

La protection électrostatique est réalisée par des pylônes de 25 mètres de haut, entre lesquels on a tendu un câble d'acier. Les dipôles émission et réception sont constitués par des fils lumière enfouis dans la neige à une profondeur variant de 0 à 1 m. 50 ; la hauteur de la neige au-dessus du sol est de 5 mètres environ. L'encadrement ABCD représente la cabine de réception creusée sous la neige ; elle permet la liaison duplex avec Bagnères (récepteur de la Radiotélégraphie Militaire sur 6 m. 50).

divers essais, j'ai utilisé deux brins de fil lumière isolé enfouis horizontalement dans la neige à une profondeur variant de quelques centimètres à 1 m. 50. Ces deux brins sont posés de part et d'autre de l'entrée de poste situé sur le faite du toit (1) et dirigés E.W.

Deux faits limitaient le choix de la longueur d'onde : d'une part l'absorption par la neige, de plus en plus marquée pour les petites longueurs d'onde ; d'autre part l'espace restreint où je devais placer les antennes : j'ai adopté la gamme 70-80 m. Les deux brins de fil lumière isolé, constituant le dipôle émission, ont chacun une longueur de 13 mètres. L'ensemble est protégé électrostatiquement par un câble d'acier tendu entre les deux pylônes métalliques de 25 mètres de haut, réunis à la terre (2).

J'ai construit un appareil dont la lampe émettrice, une E. Fotos, fonctionnant sous 1500 volts peut mettre 20 watts dans les antennes. J'ai construit également un microphone (3) et un amplificateur permettant d'obtenir une modulation très correcte (4).

B. — Le même dispositif d'émission est utilisé pour la liaison Duplex ; la station de Bagnères-de-Bigorre reçoit l'émission sur une petite antenne intérieure et appareil à trois lampes ; cette station me répond en utilisant l'émetteur E. 25 de la Radiotélégraphie Militaire, muni de deux lampes réceptrices ordinaires alimentées sous 160 volts ; la longueur d'onde est de 6 m. 50 ; l'antenne, extérieure, est quelconque ; elle fonctionne en désaccordé. Je reçois cette émission sur l'appareil super-réaction de la R.T. Militaire. J'ai étudié, au moyen de cet appareil muni de deux brins de 1 m. 50 jouant le rôle de collecteur, et placé à l'extérieur, l'ombre portée de l'émission de Bagnères par la crête Nord du Pic du Midi (5). C'est à la limite de cette ombre, à 50 mètres de la cabine d'émission, que j'ai disposé la cabine de réception. J'ai creusé sous la neige un abri de 1 m. 50 de haut sur 2×2 mètres ; la hauteur de neige verglassée qui recouvre cet abri atteint 1 mètre ; l'ensemble a été consolidé par de l'eau répandue sur les parois ; le toit est traversé par un feeder de deux conducteurs de 3 mètres de long aboutissant d'une part, à l'intérieur de la cabine, au poste de récep-

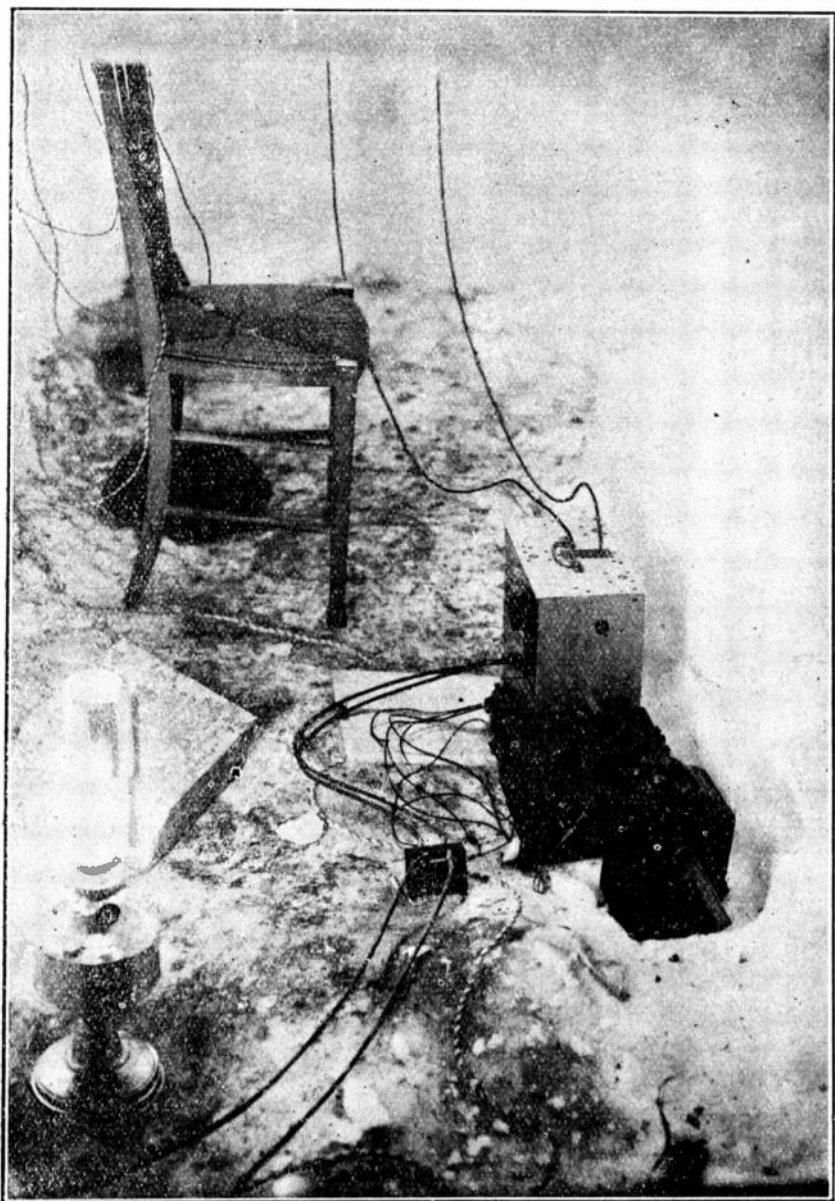
(1) Le faite est à 5,50 mètres au-dessus des terrasses ; il se trouve donc sensiblement de niveau avec la surface de la neige.

(2) La prise de terre est réalisée par un ensemble de câbles descendant jusqu'au lac d'Oncet, à 700 mètres environ au-dessous de l'observatoire.

(3) La membrane du microphone est constituée par du taffetas chirurgical ; la partie active, par du graphite pulvérisé

(4) Résultats des 8, 9, 13, 16, 20, 23 janvier 1931, communiqués par 8LF.

(5) Bagnères de Bigorre est au Nord du Pic du Midi.



Photographie représentant la cabine de réception creusée sous la neige; on voit le feeder partant de l'appareil à superréaction. La cabine est éclairée par une lampe à essence.

tion ; d'autre part, à la surface extérieure, à un dipôle de deux brins horizontaux de 1 m. 50 chacun, enfouis dans le verglas. Un système de transformateur, de relais, et de deux lignes souterraines relie cette cabine à celle d'émission, d'où l'on peut, seul, mettre en marche, régler, surveiller l'émission, écouter et transmettre.

V. — *Résultats obtenus.* — 1° Parmi les liaisons bilatérales avec 8LF et 8HP (1), qui fonctionnent le mardi et le vendredi de chaque semaine avec une régularité absolue, je relève :

Le 13 janvier tourmente de neige ; décharges atmosphériques ; liaison correcte ;

Le 20 janvier 20 cm de neige sur les antennes ; aigrettes sur toutes les parties métalliques extérieures ; liaison de 21 h. 30 à 22 h. 45, mais réception difficile.

Le 17 février 1 m. 10 de neige sur les antennes ; liaison trilatérale (8HP et 8LF).

2° Le 28 février, je reçois Bagnères-de-Bigorre en haut-parleur, sur 6 m. 50. Compréhensibilité totale, malgré de violentes décharges orageuses qui n'ont aucun effet sur le récepteur à Super-Réaction.

Le 2 mars, causerie en duplex (77 mètres — 6 m. 50), — tourmente de neige.

Les jours suivants, liaisons duplex très régulières malgré les conditions atmosphériques souvent très défavorables.

Hubert GARRIGUE.

(1) Les émissions de 8LF et 8HP étaient reçues sur les antennes servant à émission, et un appareil à lampe écran.