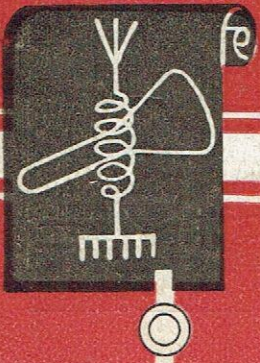
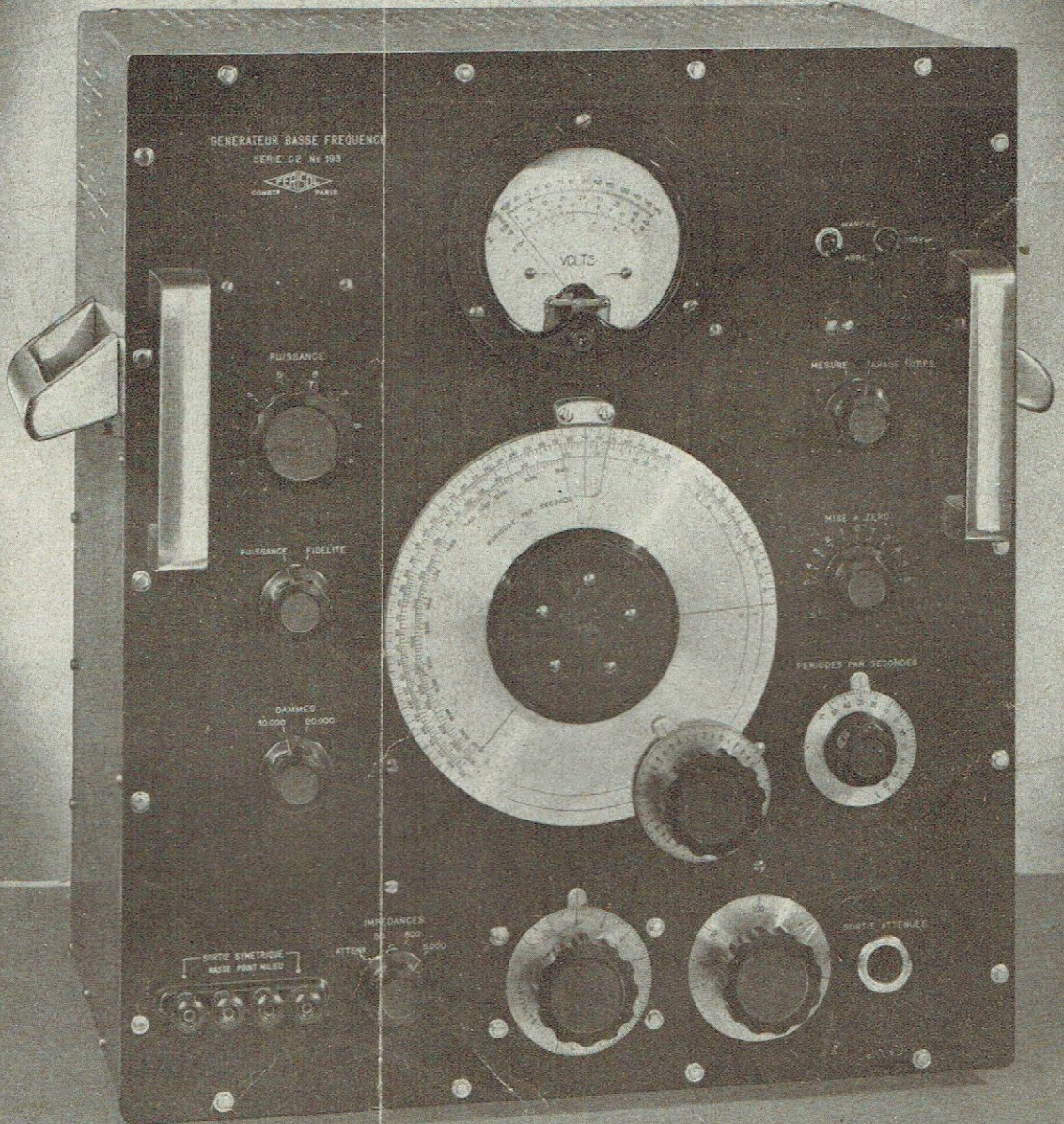


Revue mensuelle : 20 fr.

Mai 1944

la radio française

Radiodiffusion
Télévision
Electronique
Organisation
professionnelle



6 IMPASSE
LE MIERRE
PARIS XIX^e

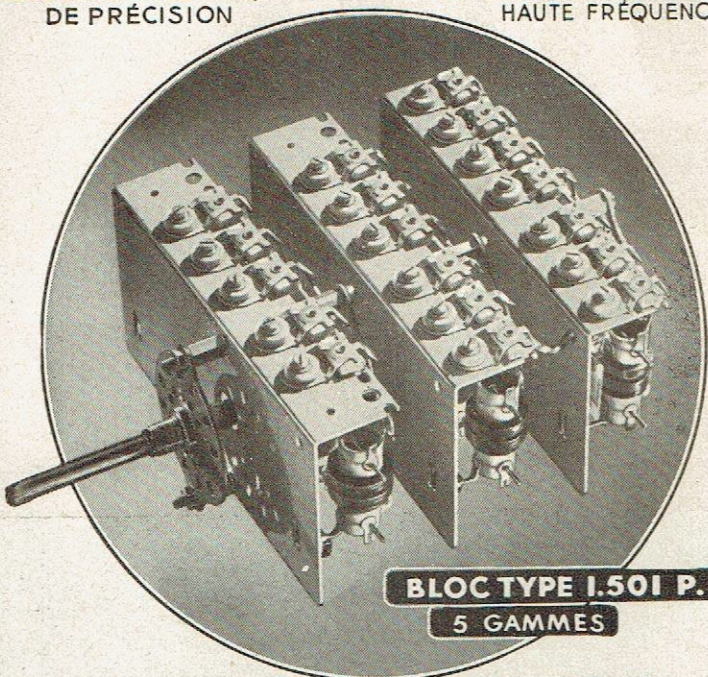
LES ATELIERS

ARTEX

TÉLÉPHONE
NORD 12.22

ÉLECTRO-MÉCANIQUE
DE PRÉCISION

CONSTRUCTION DE MATÉRIEL
HAUTE FRÉQUENCE



BLOC TYPE 1.50I P.A.
5 GAMMES

BLOC TYPE 40I
4 GAMMES

BLOC TYPE 30I
3 GAMMES
O.C. - P.O. - G.O.

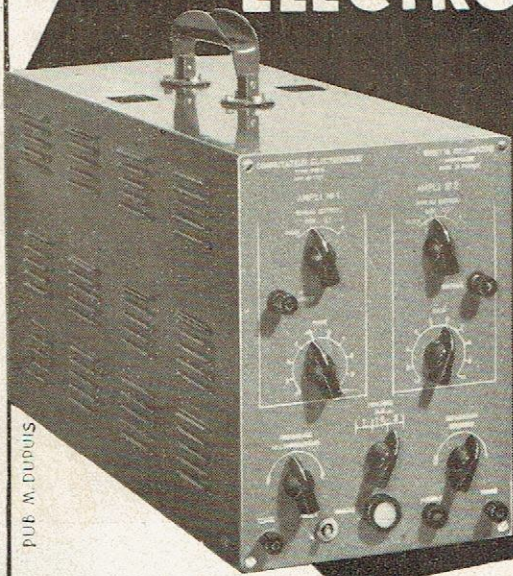
1^{re} Gamme O.C. : 12-50 à 21-60
2^e Gamme O.C. : 21* à 51*

1 Gamme P.O. - 1 Gamme G.O.

Ces deux types de blocs sont étudiés et réalisés comme notre bloc ci-contre : Type 1.50I

*La plus grande régularité de fabrication
pour la plus grande régularité de rendement*

COMMUTATEUR ELECTRONIQUE



PUB. M. DUPUIS

c'est

**LE COMPLÉMENT INDISPENSABLE
DE L'OSCILLOGRAPHÉ CATHODIQUE**

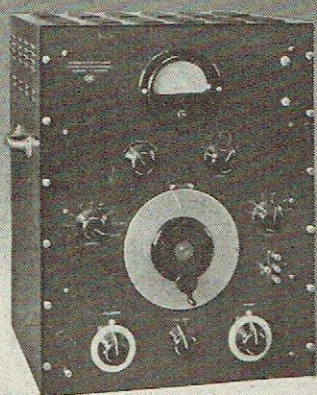
RIBET & DESJARDINS

SARL 600.000 FR.

13, Rue Périer. MONTROUGE. Tél. ALÉ. 24-40. 41



Appareils de Mesures



GÉNÉRATEUR D.F.
TYPE G.B.12 B.

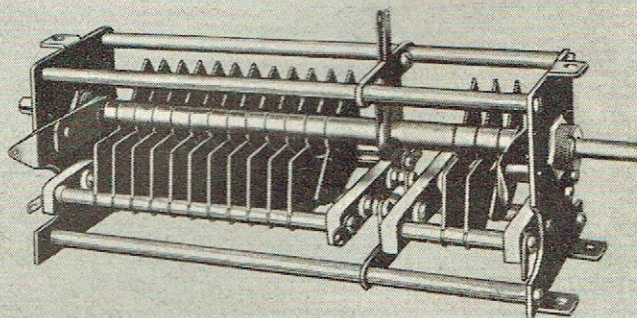
CONSTRUCTIONS RADIOPHONIQUES DU CENTRE

Siège A. M. BEALEM, CAPITAL 3.000.000 FR.
SIEGE SOCIAL, DIRECTION et USINES 19, RUE DAGUERRE, TEL. 39-77

STÉTIENNE

REPRÉSENTANT A PARIS : S.C.O.M. 41, RUE D'ARTOIS, TEL BALZAC 24 49

ELVECO Professionnel



70 RUE DE STRASBOURG

VINCENNES

Tel : DAU. 33.60 (4 lignes groupées)

MATÉRIEL RADIOÉLECTRIQUE
PROFESSIONNEL



RADIOGUIDAGE
 •
ÉMETTEURS RÉCEPTEURS
 DE TOUTES PUISSANCES POUR
RADIODIFFUSION
AÉRONAUTIQUE
COLONIES - MARINE
 •
FOURS A HAUTE FRÉQUENCE
APPAREILS DE MESURE

SOCIÉTÉ INDUSTRIELLE DES PROCÉDÉS LOTH
 11, RUE EDOUARD NORTIER - NEUILLY-SUR-SEINE • MAILLOT 77-71 & 74

PUBLI. COIRAT

a

ssurez-vous,
 pour l'après-guerre,
 la représentation d'une
 marque de qualité
 ayant fait ses preuves

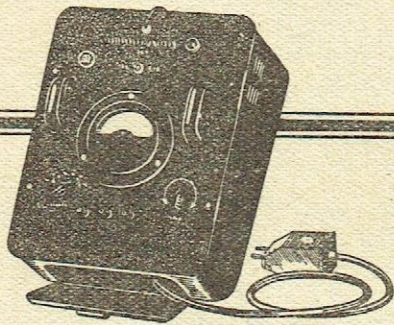
LEMOUZY.

LA MARQUE FRANÇAISE DE HAUTE QUALITÉ

est spécialisé depuis 28 ans
 uniquement en T. S. F.
 C'est la meilleure garantie.

LEMOUZY

63, Rue de Charenton - Paris-XII^e
 DIDEROT 07-74 & 75



VOLTMÈTRE-AMPLIFICATEUR

TYPE 3

MESURE DES TENSIONS ALTERNATIVES
 H.F. & B.F. DE 0,01 A 150 V.

SIX GAMMES DE SENSIBILITÉS

INDICATIONS LINÉAIRES A 1% PRÈS
 DANS L'INTERVALLE 25 Hz - 100 MHz
 (Certificat du Laboratoire National de Radio-
 électricité du 22 Juillet 1943)

RÉGULATION PAR FER - HYDROGÈNE & CONTRE - RÉACTION

Le plus sensible des V. - A.

SOCIÉTÉ INDUSTRIELLE RADIOÉLECTRIQUE
S.A.R.L. AU CAPITAL DE 640.000 FRANCS

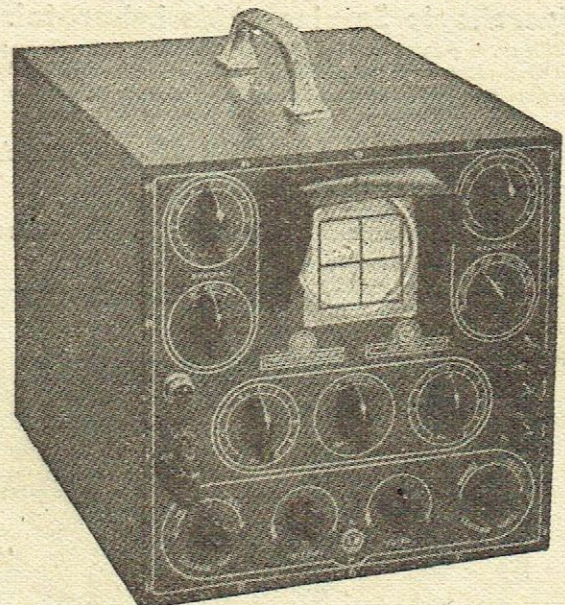
SIÈGE SOCIAL :
 22^e, Bou' de la Bastille
 PARIS-XII^e
 TÉL. : DOR. 69-90, 69-91

USINES A :
 BLÉNEAU (Yonne)
 et BRIOUDE (H^e-Loire)



Pub. RAY

OSCILLOSCOPE
MOD. 81.C



DE L'INDUSTRIELLE DES TÉLÉPHONES

DISPONIBLE

AU MATÉRIEL SIMPLEX

4, Rue de la Bourse -- Paris (2^e)

*

**DE GROSSES POSSIBILITÉS
POUR L'AVENIR**

VOUS SONT OFFERTES PAR L'UNE
DES MARQUES LES PLUS ANCIENNES

dont la devise reste toujours :

QUALITÉ d'ABORD

DOCUMENTEZ-VOUS DÈS À PRÉSENT



ETS ORA

96, rue des Entrepreneurs, PARIS, XV. Tel: Vau. 93-10 (3 lignes groupées)
USINE: 66 à 72, rue Marceau, MONTREUIL. (Seine)

PUB. RAPPY

ETS MUSSETTA

3, RUE NAU MARSEILLE TÉL. G. 32-54

MESURES

Un grand choix parmi les plus grandes marques

GUERPILLON & C^{ie}
INDUSTRIELLE DES TÉLÉPHONES
LABORATOIRES CIMEL
LABORATOIRE ÉLECTRO-ACOUSTIQUE
LA PRÉCISION ÉLECTRIQUE
OUTILLAGE R. B. V.
SUPERSONIC

- **Appareils de Service et de Laboratoire.**
Contrôleurs. — Générateurs HF et BF. — Q-mètres. — Oscillographes. — Tubes Cathodiques. — Ponts, d'impédances. — Ohm-Capacimètres. — Distorsiomètres. — Voltmètres à Lampes. — Amplis de Mesures.
- **LABORATOIRE MODERNE** pour l'Etude des Applications de l'Electronique dans l'Industrie.
- Etudes sur Maquettes. — Vérification et Etalonnage d'Appareils de Mesures.

Sécurité d'abord!

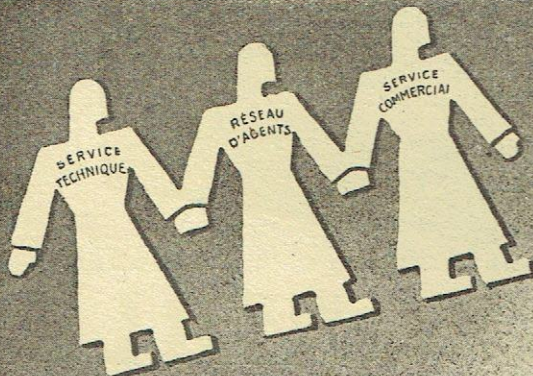
*Un simple numéro
sur votre carnet et vos
économies sont sauvées!*

En cas de sinistre, les BONS DU TRÉSOR et les BONS D'ÉPARGNE **sauvent** vos économies.

En cas de destruction de ces titres, si vous avez pris la précaution de noter leurs numéros, votre capital n'est pas perdu. Vous recevrez un titre de rente qui vous permettra, dans un certain délai, de retrouver votre avoir.

Tous renseignements complémentaires aux guichets de vente : Perceptions, Bureaux de Poste, Banques, Notaires, etc...

TE 5

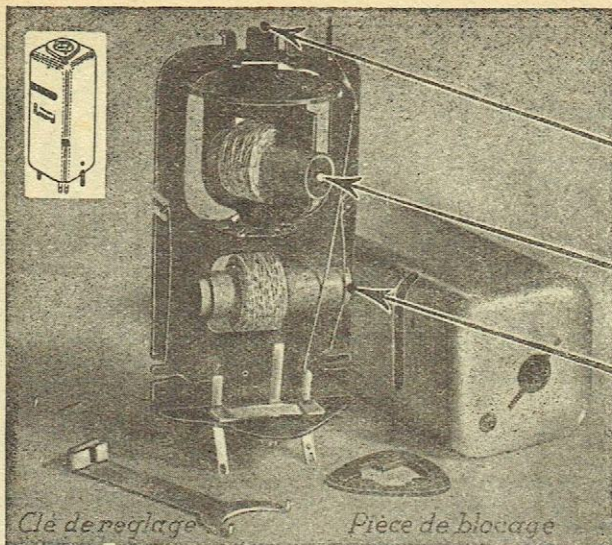


★ AMPLIFICATEURS
★ TELEVISION

*Un esprit d'équipe incomparable
caractérise la grande famille*

Sonora
RADIO

5, Rue de la Mairie, PUTEAUX — Tél : LON. 08-33 - LON 21-60



TRANSFOS MOYENNE FRÉQUENCE A COUPLAGE AJUSTABLE

Leurs 3 Réglages compensent toutes les tolérances

1 ACCORD DU SECONDAIRE
Tolérance sur capacités de câblage, lampes etc..

2 ACCORD DU PRIMAIRE
Tolérance sur capacités de câblage, lampes etc..

3 AJUSTAGE DU COUPLAGE
Tolérance sur capacités de couplage, réactions, et amortissements sur le chassis

Clé de réglage

Pièce de blocage

Bobinages
Renard

70, RUE AMELOT - PARIS (XI^e)
TÉL: ROQ 20-17

PUBL. RAPPY

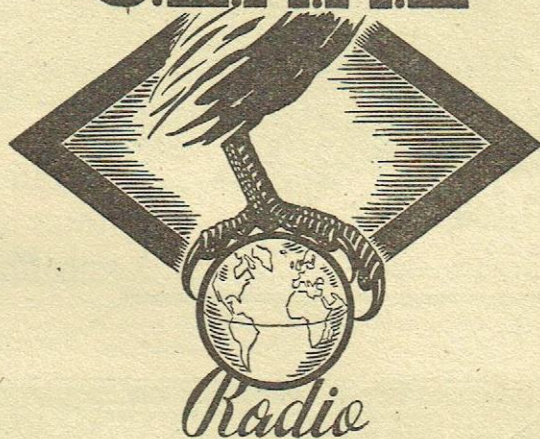
*La plus haute
qualité
caractérise
les récepteurs*

TELECO

175, rue de Flandres
PARIS - 19^e

Les revendeurs des Postes

SERRE



sont assurés de

**VENDRE
APRÈS GUERRE**

ET DE MAINTENIR UNE SÉRIEUSE
AVANCE SUR LA CONCURRENCE

A. BLANCHY 35, rue du Pré-Saint-Gervais
PANTIN (Seine)

Téléphone : NORD 92-16

• Quelques agences encore disponibles, nous consulter. •

Pub. RAPPY

DIX ANS D'EXPÉRIENCE DANS LA

TELEVISION

TELLE EST LA GARANTIE DES ÉTABLISSEMENTS :

LA MODULATION

CONSTRUCTEURS DES RÉCEPTEURS D'IMAGES.



LA MODULATION
S.A.R.L. AU CAPITAL DE 400.000 FRF
43, RUE DU ROCHER — PARIS — Tél. LAB. 09-64

F. GUERPILLON & C^{IE}

64, av. Aristide-Briand, MONTROUGE (Seine) - Tél. : ALE 29-85, 86
Ancienne route d'ORLÉANS A 200 m. de la Porte d'ORLÉANS

APPAREILS DE MESURES ÉLECTRIQUES INDUSTRIEL
DE TABLEAUX DE CONTRÔLE ET DE LABORATOIRES

5 TYPES DE CONTRÔLEURS
UNIVERSELS :

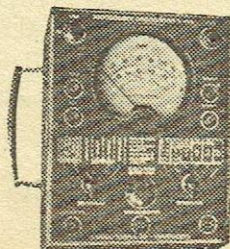
13 K, 1333, 333, GM, 432

MULTIMÈTRE Z 41, 1 à 75 sensibilités
échelle de 100 %

ADAPTATEUR CR

pour mesure des capacités et résistances avec 13 K

Notices et tarifs franco sur demande



VISSEAUX

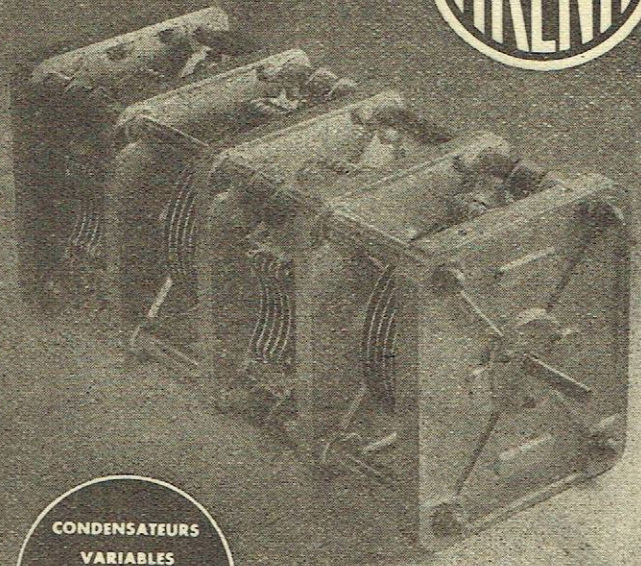
la lampe de France



CONTINUE
A RÉPARTIR
AU MIEUX SES
DISPONIBILITÉS
MENSUELLES
ACTUELLEMENT
TRÈS RÉDUITES
AUX
DÉPANNÉURS ET
REVENDEURS
AGRÉÉS

Siège Social:
38 QUAI PIERRE SCIZE
Usines:
22 RUE BERJON. LYON

Retournez
nous vos
emballages.



CONDENSATEURS
VARIABLES
POUR
APPLICATIONS
PROFESSIONNELLES

ATELIERS RENE HALFTERMEYER

35, Avenue Faidherbe - MONTREUIL (Seine) - AVR 28-90

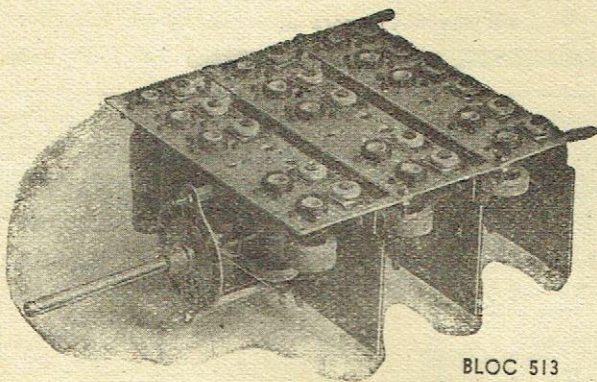
SECURIT

BOUGAULT & POGU S.A.R.L. PARIS

SIÈGE SOCIAL ET USINE • BUREAUX ET VENTE
10, Avenue du Petit-Parc, VINCENNES (Seine)
Tél. : DAUmesnil 39-77 et 78

MATÉRIEL RADIO-ÉLECTRICITÉ
CIRCUIT MAGNÉTIQUE EN FER HF

Toutes études pour matériel professionnel



BLOC 513

BLOCS HF

507	Petit modèle . . .	3 gammes
509	Modèle Standard . .	»
510	Grand modèle . .	»
511	Modèle à poussoirs . .	»
512	Grand modèle . .	5 gammes
513	» » avec HF	»

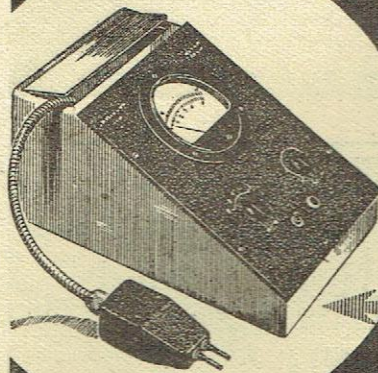
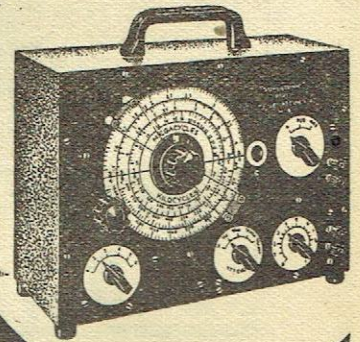
MF

207-209	à ajustables	Encomb. 35 x 35
TRI-MR3	noyaux régl.	» 44 x 44
SVTRI-MR3	—	» (sélect. variab.)
TRI3-MR23-MR33	—	(Hte musical.)
SVTRI3	—	(sélect. variab.)

PUBL. RAPPY

GÉNÉRATEUR H.F. A-43

DE 30 Mcs A 100 Kcs
EN 6 GAMMES
MODULATION A 400 PER.
ATTENUATEUR EFFICACE
CADRAN
EXTREMEMENT LISIBLE



VOLTMÈTRE ÉLECTRONIQUE C.43

TENSION ALTERNATIVE
JUSQU'À 150 VOLTS
TENSION CONTINUE
JUSQU'À 1500 VOLTS
IMPÉDANCE D'ENTRÉE
10 MEGOHMS

CONSTRUCTION EXTREMEMENT SOIGNÉE
LIVRAISON RAPIDE

Représentant pour le Sud-Est:
L RIGAIL, 2 Rue Roland Garros, CANNES

Agent pour le Sud-Ouest:
RADIO-BORDEAUX, 3 r. Buffier Dubouge, BORDEAUX

SUPERSONIC  34 Rue de FLANDRE
PARIS. NOR: 79-64

PUBL. RAPPY

LE NUMÉRO 20 frs

ABONNEMENTS :

FRANCE 200 frs

ÉTRANGER 276 frs

Prix spécial pour les pays ayant accepté l'échange du tarif postal réduit . . 258 frs

CH. POST. : PARIS 75-45

Chaque demande de changement d'adresse doit être accompagnée de 2 francs en timbres-poste.

la radio française

Rédacteur en Chef : Marc CHAUVIERRE

ÉDITEUR  PARIS (6^e)

REVUE MENSUELLE

RADIODIFFUSION

TÉLÉVISION

ÉLECTRONIQUE

ORGANISATION

PROFESSIONNELLE

Rédaction (Tél. : DANTON 01-60) - 92, RUE BONAPARTE, 92 - Administr. (Tél. : DANTON 99-15)

NUMÉRO 5

SOMMAIRE

MAI 1944

Couverture :

Nouveau générateur basse fréquence "Férisol". Plage couverte de 10 à 20.000 p/s. Puissance utile : 3 watts. Atténuateur de 1 à 500.000 microvolts. Distorsion : 0,5 %.

400 ou 800, par Marc Chauvierre.

Une nouvelle conception des atténuateurs aperiodiques pour H. F., par A. Nissen, des Etablissements Cartex.

Générateurs de signaux rectangulaires, par P. Michel.

Dipôles et quadripôles, par L. Boé.

Modulation en phase et modulation en fréquence, adapté de l'allemand par C. Poitrat, d'après "Radio-Mentor".

La Société Industrielle des Procédés Loth.

Liste de brevets radio récents.

Bibliographie.

Informations.

Petites annonces.

La reproduction sans autorisation des articles et des illustrations de la Radio Française est interdite.

400 OU 800

DANS un précédent numéro de la « Radio Française », j'ai résumé très brièvement les standards de télévision utilisés dans les différents pays en 1939. Depuis cette date, comme je l'ai indiqué, la plupart des grands laboratoires ont travaillé la question et il est évident que lorsque les conditions d'exploitation redeviendront normales, on se trouvera en présence d'une quantité d'améliorations et de solutions nouvelles qui poseront un problème de la plus haute importance.

Tout d'abord un problème de principe : doit-on ou ne doit-on pas changer les standards actuellement en usage ? Ensuite, si l'on répond à cette question par l'affirmative, quel standard adopter ?

Je n'ai pas la prétention, en quelques lignes, de traiter un tel sujet, d'autant plus que pour le traiter totalement il faudrait être en possession de tous les éléments du problème, c'est-à-dire savoir exactement ce qui a été fait dans les laboratoires mondiaux. Ce qui n'est malheureusement pas le cas !

On peut toutefois jeter les bases de la discussion, même en se limitant à la télévision française.

En faveur du maintien du standard actuel, il y a plusieurs arguments, en particulier, on possède de celui-ci une certaine expérience et, d'autre part, il existe un certain nombre de récepteurs qui seront rendus inutilisables par un changement de standard.

Pour l'abandon de ce standard, les mêmes arguments peuvent être retournés, d'abord l'expérience du standard actuel montre que certains points laissent à désirer et, d'autre part, s'il existe des postes récepteurs, ceux-ci sont relativement en si petit nombre que leur dévalorisation a peu d'importance devant l'intérêt de doter le pays d'un système de radiodiffusion visuelle impeccable, d'autant plus que lorsque des milliers de récepteurs seront en service, un changement de standard deviendrait presque impossible.

Quelle solution adopter ? Encore une fois, nous ne possédons pas tous les éléments du problème pour parler en connaissance de cause. Cependant, supposons que l'on décide de changer de standard, lequel choisir ? L'examen de cette question nous permettra peut-être de nous faire une opinion plus juste sur l'intérêt de changer ou de ne pas changer de système.

Pour ma part, le problème du standard doit être envisagé

sous deux angles totalement différents : d'une part, le problème de la linéature ; d'autre part, le problème du synchronisme. Ce sont les deux éléments de discussion indépendants qui doivent être envisagés séparément.

Voyons d'abord la linéature : Ce n'est un secret pour personne que la plupart des grands laboratoires travaillent actuellement entre 800 et 1 200 lignes et que l'Amérique, qui travaillait à 441 lignes en 1939, a adopté depuis le standard de 563 lignes.

Il semble donc au premier abord que la définition de l'image ait fait de tels progrès qu'il serait regrettable de ne pas améliorer la linéature. Cela est évident, au laboratoire, mais en est-il de même en exploitation ? Je suis peut-être un esprit rétrograde, mais, fort de l'expérience que je possède sur la question, je ne craindrai pas de dire non !...

D'abord on a coutume de dire que la définition actuelle correspond à 441 lignes. Cela est vrai théoriquement, mais faux optiquement. Je veux dire par là que la définition subjective de l'image telle qu'elle se présente sur l'écran d'un bon récepteur courant est bien inférieure à celle de l'image à 441 lignes... au laboratoire. Pratiquement, elle équivaut à 200 lignes. Pourquoi cela ? Parce que dans l'état actuel des choses, la bande passante des récepteurs et surtout des émetteurs est insuffisante. 441 lignes cela fait environ 3 mc 5 ; l'émetteur de la tour Eiffel ne les passe pas, à plus forte raison 800 lignes, qui représentent du 12 mc de bande passante. Quel est l'émetteur de 10 à 20 KW qui admettrait cette bande passante ?

Adopter pour la télévision des longueurs d'ondes de l'ordre de 2 ou 3 mètres ? Soit. Mais la propagation ? Nous n'avons aucune documentation sur l'exploitation commerciale de la radiodiffusion sur ces longueurs d'ondes,

Il faut, en télévision, que la définition horizontale soit au moins égale à la définition verticale, sinon l'augmentation du nombre de lignes ne présente aucun intérêt. Pour ma part, je suis beaucoup plus impressionné lorsqu'un technicien me dit : « Venez voir sur l'écran de mon récepteur, on peut lire la mire numéro..., etc. »

En résumé, soyons circonspects dans le choix de la linéature, et il importe avant tout de tenir compte des conditions réelles d'exploitation : bande passante de l'émetteur, facilité de réalisation des récepteurs, etc.

L'augmentation de la linéarité requiert donc de la prudence, et le problème de l'émetteur y est intimement lié.

★

En revanche, il est une autre question qu'il faut reconsidérer : c'est celle des méthodes de synchronisme.

Dussé-je me répéter, j'insisterai encore une fois sur le fait qu'une mauvaise image stable sera toujours préférable à une image bonne mais instable.

Or, les résultats obtenus avec les systèmes actuels (indépendamment de toute question de linéarité) laissent à penser que ce problème est plus grave que celui de la définition.

Nous sommes mal renseignés sur ce qu'on a fait à l'étranger dans cet ordre d'idées. En France, quelques solutions nouvelles sont à l'étude. Nos lecteurs connaissent celle proposée par Aschenbrenner et qui a été longuement exposée dans notre journal (signal d'image modulé en amplitude, dent de scie de balayage modulé en fréquence). Toutefois, un examen approfondi de la question montre qu'il ne faut pas fonder trop d'espoirs sur cette méthode. En effet, certains techniciens font, à juste titre, remarquer que les bandes latérales dues aux deux modulations simultanées interfèrent, rendant toute réception correcte impossible.

D'autre part, on peut aussi observer que dans la technique actuelle du récepteur, l'amplification de la dent de scie de ligne à une fréquence de l'ordre de 10.000 à la seconde a un rendement déplorable et que la génération de la dent de scie dans l'étage même de balayage est infiniment plus économique. Il ne semble donc pas qu'il y ait lieu d'insister dans cette voie.

La solution DeFrance (modulation en fréquence d'un top

d'image) n'est pas sujette à l'observation précédente et elle semble résoudre indiscutablement le problème de l'interlignage correct. Quoi qu'il en soit, bien des choses restent à faire dans cet ordre d'idées.

D'autres suggestions ont d'ailleurs été faites, comme celle d'utiliser une porteuse indépendante pour le signal de synchronisme avec séparation complète du synchronisme d'image et du synchronisme ligne. Cette solution paraît compliquée, mais il semble qu'elle assurerait une sécurité de fonctionnement que la plupart des récepteurs ne possèdent pas encore.

D'autre part, on peut aussi observer qu'elle simplifierait le problème des retransmissions en télévision. En effet, les camions de reportage doivent comporter un générateur de signaux de synchronisme dont l'appareillage à lui seul est plus compliqué que le groupe d'amplificateurs de modulation de télévision : l'émission sur une porteuse des signaux de synchronisme pourrait être reçue par le camion de reportages et servirait à synchroniser des appareils de prise de vue.

On peut aussi suggérer de combiner les signaux de synchronisme avec la modulation de son, ce qui n'offre pas de difficultés pour la ligne, mais qui nécessite une transposition de fréquence pour l'image, transposition qui complique le récepteur.

On peut varier presque à l'infini les solutions possibles de l'émission de télévision de demain : faut-il s'en tenir au standard actuel, faut-il tout changer, et, dans ce cas, quelles solutions adopter ? Autant de problèmes qui se poseront inévitablement dans un temps que je souhaite proche, mais auxquels il est bien difficile de répondre aujourd'hui.

Tout laisse à croire cependant que le standard de 1939 a vécu.

Une nouvelle conception des atténuateurs aperiodiques pour H F

par A. NISSEN, des Etablissements Cartex

S'il est relativement facile d'assurer une atténuation progressive pour des gammes de rapports très étendues, leur étalonnage cesse d'être précis aux fréquences élevées. Lorsque celles-ci dépassent 10 MHz, rares sont les appareils où l'expression « sortie étalonnée » continue à garder un sens. Dans l'étude ci-dessous, l'auteur analyse les raisons de ce phénomène et préconise des remèdes que ses réalisations industrielles ont révélés extrêmement efficaces.

Pourquoi le rapport d'atténuation est une fonction de la fréquence ?

Les atténuateurs ou affaiblisseurs servent à prélever d'une source de tension une fraction connue et plus ou moins grande de sa tension. On appelle rapport d'atténuation A le quotient de la tension d'entrée E à la tension de sortie e ($A = E/e$).

Les atténuateurs sont notamment utilisés dans les générateurs B F et H F où ils servent à doser la tension de sortie dans des limites assez larges, la valeur de A pouvant atteindre 10^6 , par exemple, pour permettre de couvrir la gamme allant de $1 \mu V$ à $1 V$. Dans les cas les plus simples (hétérodynes de service), ils sont constitués par un ensemble de deux potentiomètres en cascade. Il est alors très difficile d'étalonner les valeurs exactes de A et pareil étalonnage cesse d'être valable aux fréquences élevées, puisque les capacités et les self-inductions des potentiomètres rendent leurs impédances fonctions de la fréquence des tensions.

Dans les générateurs de conception plus sérieuse, les atténuateurs sont constitués par des séries de cellules en π ou en T, précédées d'un potentiomètre. Ce dernier sert à assurer la variation progressive de la tension, alors qu'un commutateur permettant de passer d'une cellule à l'autre en assure la variation dans un rapport constant que l'on choisit généralement égal à 1 : 10.

Pour que le rapport A demeure constant pour toutes les fréquences, il faut que les impédances entrant dans la composition de l'atténuateur soient elles-mêmes indépendantes de la fréquence. C'est la raison pour laquelle on doit renoncer à l'emploi des inductances ou des capacités dont la valeur varie en fonction de la fréquence. De plus, dans un atténuateur à inductances, les capacités parasites des différentes cellules, en s'associant aux self-inductions, forment des circuits résonnants dont l'absorption peut gravement fausser le rapport d'atténuation sur des bandes de fréquences juxta les fréquences de résonance ou leurs harmoniques. Il en est de même dans le cas des atténuateurs à capacités où les self-inductions parasites des connexions, en s'associant aux capacités, donnent également lieu à des circuits accor-

dés dont l'influence néfaste se manifeste autour de leurs fréquences de résonance.

On est donc conduit à n'utiliser, pour la constitution des atténuateurs, que les résistances ohmiques pures. Or, de telles résistances n'existent que dans les traités de physique. En réalité, toute résistance dite ohmique comporte également une certaine self-induction et une certaine capacité. Et aussi faibles qu'elles soient, en s'associant à celles des connexions et du commutateur, elles suffisent pour perturber le fonctionnement des atténuateurs aux fréquences élevées. Au lieu d'avoir une valeur constante, A devient une fonction de la fréquence.

Si l'on examine de plus près un atténuateur en π , tel que celui représenté dans la figure 1, on notera que l'action des self-inductions parasites L_s en série avec les résistances série R_s ne présente

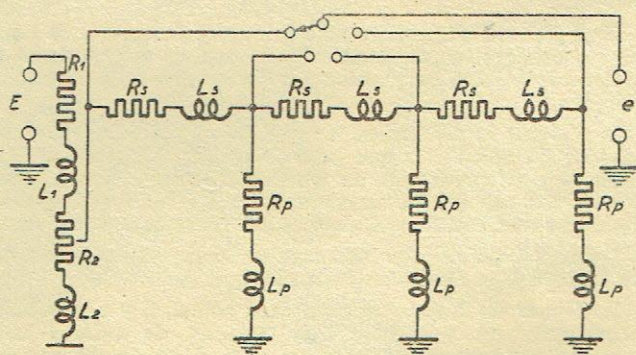


FIG. 1

aucun inconvénient. En effet, l'impédance de sortie étant généralement très faible (quelques ohms ou quelques dizaines d'ohms), les résistances R_s ont des valeurs élevées, en sorte que les inductances ωL_s sont en comparaison très faibles, même aux valeurs les plus élevées de ω . Mais il n'en va plus de même en ce qui concerne les self-inductions parasites L_p en série avec les résistances parallèles R_p qui, elles, ont des valeurs relativement faibles. L'effet de ces self-inductions se manifeste donc de plus en plus avec l'accroissement de la fréquence. Le même phénomène a également lieu dans le potentiomètre où l'action des self-inductions parasites modifie le rapport des impédances en fonction de la fréquence.

Prendre le taureau par les cornes...

Les inconvénients des atténuateurs classiques que nous venons d'analyser sont loin d'appartenir au domaine de la théorie, telle qu'elle est établie par les coupeurs de cheveux en quatre. Nous nous y sommes heurtés de la façon la plus réelle et la plus pénible, lors de l'établissement du prototype du générateur universel 930

Cartex. Celui-ci couvrant en HF la gamme allant de 50 kHz à 50 MHz et ayant un A maximum égal à 5,10⁶, il fallait, par un moyen efficace, mettre l'atténuation à l'abri de l'influence de la fréquence.

Comme il est impossible d'éliminer les self-inductions parasites du potentiomètre, des résistances et des connexions, nous avons pris le taureau par les cornes et établi un atténuateur qui a été rendu apériodique, en tenant compte de leur existence. Il a suffi, à cet effet, de rendre constant le rapport L/R dans toutes les branches de l'atténuateur où la présence des self-inductions a une action nuisible, pratiquement dans ses branches parallèles. Il a donc fallu introduire en série avec les résistances R_p des enroulements de faible self-induction L_p, de telle manière que partout le rapport L/R ait la même valeur que nous avons fixée à 0,007 μH/Ω.

Ainsi, dans le schéma de la figure 1, L_p signifie désormais la self-induction totale de chaque branche parallèle comprenant aussi bien la self-induction parasite que celle de l'enroulement

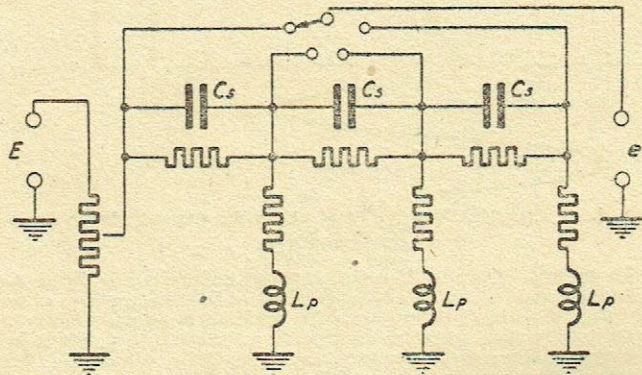


FIG. 2

introduit pour la compléter à la valeur voulue. Quant aux self-inductions L₁ et L₂ des parties correspondantes du potentiomètre, il s'agit là des self-inductions réparties qui varient selon la position du curseur. Il est cependant facile de démontrer qu'elles n'exercent aucune influence nuisible, l'atténuation des tensions demeurant indépendante de la fréquence. En effet, la tension E appliquée à l'entrée du potentiomètre est égale à

$$E = i(j\omega L_1 + R_1 + j\omega L_2 + R_2)$$

où i est l'intensité du courant dans le potentiomètre. La tension V apparaissant entre le curseur et la masse (tension de sortie) sera égale à

$$V = i(j\omega L_2 + R_2)$$

Le rapport des deux tensions est donc

$$\frac{E}{V} = \frac{i(j\omega L_1 + R_1 + j\omega L_2 + R_2)}{i(j\omega L_2 + R_2)} = \frac{j\omega L_1 + R_1}{j\omega L_2 + R_2} + 1$$

$$= \frac{R_1 \left(j\omega \frac{L_1}{R_1} + 1 \right)}{R_2 \left(j\omega \frac{L_2}{R_2} + 1 \right)} + 1$$

Or, par définition,

$$\frac{L}{R} \text{ const. D'où } \frac{L_1}{R_1} = \frac{L_2}{R_2}$$

Donc

$$\frac{E}{V} = \frac{R_1}{R_2} + 1$$

Nous constatons ainsi que le rapport d'atténuation du potentiomètre est indépendant de la fréquence. Et il en est de même pour toutes les autres branches de l'atténuateur dont les impédances varient dans la même proportion avec la fréquence.

Bien entendu, il convient de rendre les self-inductions suffisamment faibles par rapport aux résistances ohmiques correspondantes pour que les surtensions $Q = \omega L/R$ restent dans le domaine où les circuits demeurent apériodiques, c'est-à-dire où

$$R > 2\sqrt{\frac{L}{C}}$$

pour toute l'étendue de la gamme couverte et en tenant compte des capacités réparties.

Et les capacités parasites ?

Si l'effet des self-inductions s'avère particulièrement nuisible là où les résistances sont relativement faibles, c'est-à-dire dans les branches parallèles, les capacités parasites se manifestent par contre de la façon la plus néfaste dans les branches à résistance ohmique élevée, c'est-à-dire dans les branches série. Ici encore, dans l'impossibilité où l'on se trouve de les éliminer complètement, on peut prendre le taureau par les cornes et assurer l'apé-

riodicité du rapport d'atténuation en uniformisant l'action des capacités. Il suffit pour cela que dans toutes les branches du circuit le rapport des résistances ohmiques aux capacités soit constant. Pour qu'il en soit ainsi, il suffit de rendre constant le produit RC.

La figure 2 représente le schéma pratique auquel on aboutit. L'introduction des capacités additionnelles C et des self-inductions additionnelles L_p permet de constituer un atténuateur dont le fonctionnement est soustrait à l'action de la fréquence des tensions à affaiblir.

Interactions électriques et magnétiques

En plus de la présence de réactances parasites, une autre cause est susceptible de perturber le fonctionnement de l'atténuateur en fonction de la fréquence. C'est l'interaction magnétique et électrique des différentes cellules du filtre. Il faut en effet tenir compte du fait qu'entre les extrémités de l'atténuateur il peut exister des rapports de potentiels de l'ordre de 10⁶. On est donc conduit, pour supprimer l'interaction entre des points présentant une pareille différence de potentiel, à disposer les différentes cellules dans des compartiments soigneusement blindés et à utiliser des commutateurs spécialement conçus à cet effet. Tout cela entraîne des difficultés de réalisation, tant d'ordre mécanique qu'électrique, sans qu'on parvienne à éliminer radicalement l'interaction des champs magnétiques et électriques.

Dans l'atténuateur du générateur universel *Cartex*, nous sommes parvenus à résoudre ce problème en adoptant un mode de commutation qui, tout en s'écartant de celui habituellement employé, permet par contre d'utiliser un contacteur rotatif à galettes du type standard. Comme l'indique la figure 3, ces galettes sont réunies deux par deux dans des compartiments séparés les uns des autres par des blindages magnétiques. Au cas où le nombre de cellules est pair, le nombre de galettes attribué aux cellules est impair, en sorte que l'un des compartiments blindés ne contient qu'une seule galette.

Notons qu'il n'y a pas grand inconvénient à inclure dans le même compartiment les éléments de deux cellules consécutives, car au cas où le rapport d'atténuation que chacune d'elles procure est de 1 : 10, les différences de potentiel sont un rapport de 1 : 100 dans les limites du même compartiment, ce qui ne détermine qu'une interaction tout à fait négligeable lorsque les éléments sont disposés d'une façon judicieuse.

L'interaction des capacités est évitée du fait que tous les contacts inutilisés de chacune des galettes I, II, III, IV et V sont constamment reliés à la masse, alors que seuls les contacts actifs sont amenés à la galette K, placée sur le même axe que toutes les autres. De cette manière, dans toute position donnée du commutateur, tous les contacts sont mis à la masse, sauf un, justement celui sur lequel est branché le curseur de la galette K. En résumé, les actions magnétiques se trouvent supprimées par le blindage et les actions électriques par le système particulier adopté pour la commutation.

Les résultats pratiques

En appliquant l'ensemble des dispositions décrites ci-dessus (1) à l'atténuateur qui équipe le générateur universel 930 *Cartex*, nous sommes parvenus à assurer une constance du rapport d'atténuation sur une très large gamme de fréquences.

Les tensions de sortie pouvant être réglées d'une façon continue entre 0,2 μV et 1 V, la précision de l'atténuateur est de ± 5 % entre 50 kHz et 6 MHz ; ± 10 % entre 6 MHz et 20 MHz ; ± 15 % entre 20 MHz et 50 MHz. Si l'on compare ces chiffres avec les performances des générateurs les plus réputés de fabrication étrangère, on constate combien s'avèrent efficaces, surtout dans le domaine des fréquences élevées, les dispositions que nous avons adoptées dans le nôtre.

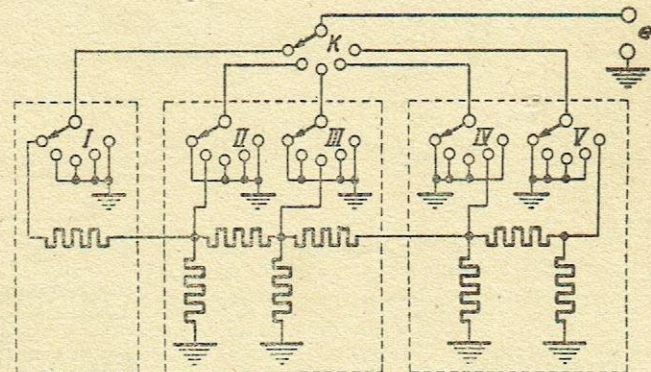


FIG. 3

Ajoutons que d'autres dispositions prises pour supprimer le rayonnement de la HF pour toute la gamme de fréquences contribuent pour leur part à assurer la constance de l'atténuation.

(1) Ces dispositions sont couvertes par un brevet *Cartex*.

GÉNÉRATEURS DE SIGNAUX RECTANGULAIRES

par PAUL MICHEL

On a souvent besoin de disposer d'une source de signaux rectangulaires, en particulier chaque fois que l'on désire contrôler périodiquement un phénomène dans des conditions telles que le signal qui déclenche le phénomène n'influence pas celui-ci. La forme en créneaux des impulsions assure justement la constance de la tension de contrôle pendant la durée du phénomène. A partir d'une impulsion sinusoïdale quelconque, on peut facilement

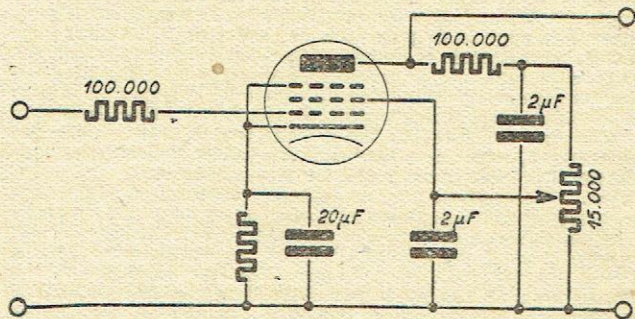


Fig. 1. — Schéma de principe permettant d'obtenir des signaux rectangulaires à partir d'une tension sinusoïdale.

obtenir une tension sensiblement rectangulaire en utilisant le schéma simple de la figure 1.

Une pentode est polarisée négativement et le circuit-grille comporte une résistance série de valeur élevée.

Quand l'impulsion appliquée à la grille dépasse le zéro, le courant

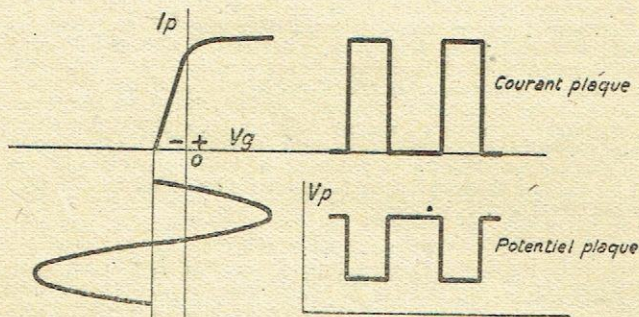


Fig. 2. — Caractéristique I_p/V_g et allure des courant et potentiel plaque obtenus avec le montage de la figure 1.

grille passant à travers la résistance élevée polarise la lampe et donne à la caractéristique I_p/V_g l'allure indiquée par la figure 2, correspondant aux formes sensiblement rectangulaires du courant et du potentiel plaque également représentés.

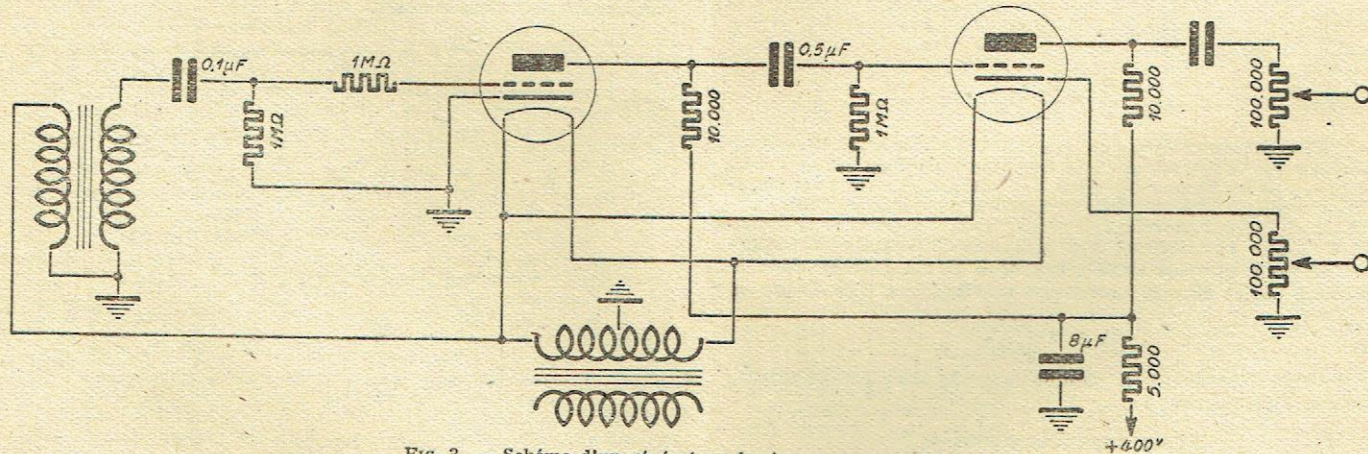


Fig. 3. — Schéma d'un générateur de signaux rectangulaires.

Nous examinerons à présent un montage complet basé sur le même principe (fig. 3).

Il consiste en un amplificateur à résistances à deux étages. Les crêtes positives et négatives de l'onde sinusoïdale d'attaque sont coupées.

L'onde rectangulaire de sortie peut être obtenue dans le circuit cathodique ou dans le circuit anodique du dernier étage.

Le signal sinusoïdal à 50 pps appliqué à la grille de la première lampe a une amplitude de 150 volts efficaces environ.

Cette tension est obtenue à partir de la source de chauffage au moyen d'un transformateur élévateur (transformateur de haut-parleur de rapport 50 environ).

La grille de la première lampe est actionnée au-delà du blocage dans les crêtes négatives et devient positive dans les crêtes positives.

Le courant grille qui apparaît fait tomber l'impédance d'entrée qui devient petite comparée avec la résistance de 1 mégohm en série dans la grille.

Cette résistance et l'impédance d'entrée agissent alors comme un diviseur de potentiel et une très petite fraction de la tension positive appliquée apparaît entre grille et cathode.

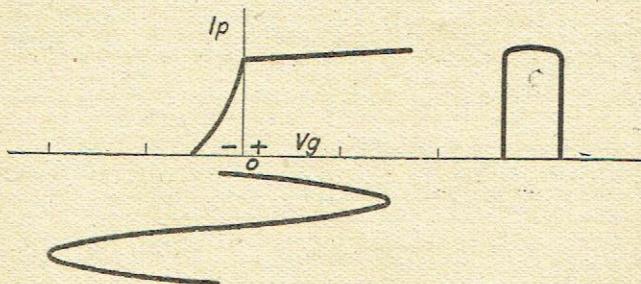


Fig. 4. — Caractéristique I_p/V_g et allure du courant plaque de la première lampe.

La caractéristique I_p/V_g résultante est donnée par la figure 4.

Le condensateur grille se charge pendant la crête positive et se décharge dans la résistance de grille pendant la pointe négative.

La polarisation négative résultante est constante pendant la pointe négative, car la constante de temps de la décharge (1/10 de seconde) est grande, comparée à la durée de la pointe négative.

Pour une tension sinusoïdale de 100 volts d'amplitude appliquée à la grille, le courant plaque a l'allure indiquée sur la figure.

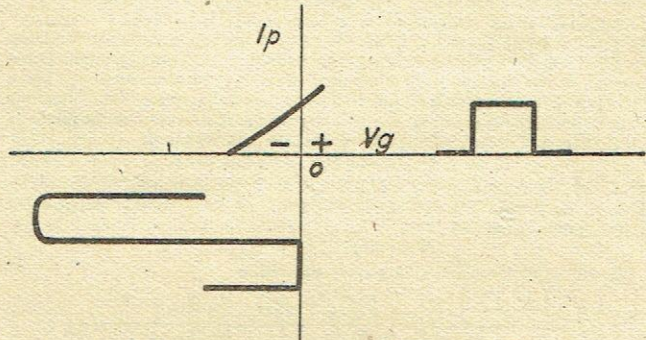


Fig. 5. — Allure du potentiel grille et courant plaque de la deuxième lampe.

L'amplitude de tension correspondante (170 volts) est appliquée à la grille de la deuxième lampe. Les sommets seulement des pointes positives d'excitation déterminent un courant plaque (voir fig. 5).

essentiellement égale en amplitude à la pointe positive, de sorte que finalement le potentiel grille ne dépasse que de très peu le zéro.

La tension de sortie prélevée sur le circuit de cathode correspond à une source de faible impédance et faible tension ; sur le circuit d'anode on a affaire à une source de haute impédance et forte tension.

de temps sera choisie de façon à obtenir la durée d'impulsion désirable.

On pourra faire varier la résistance ou la capacité à volonté (il est commode de réaliser C_5 par plusieurs capacités échelonnées entre 100 et 10.000 pF par exemple).

La tension d'impulsion recueillie dans le circuit plaque de la lampe III peut atteindre quelques dizaines de volts.

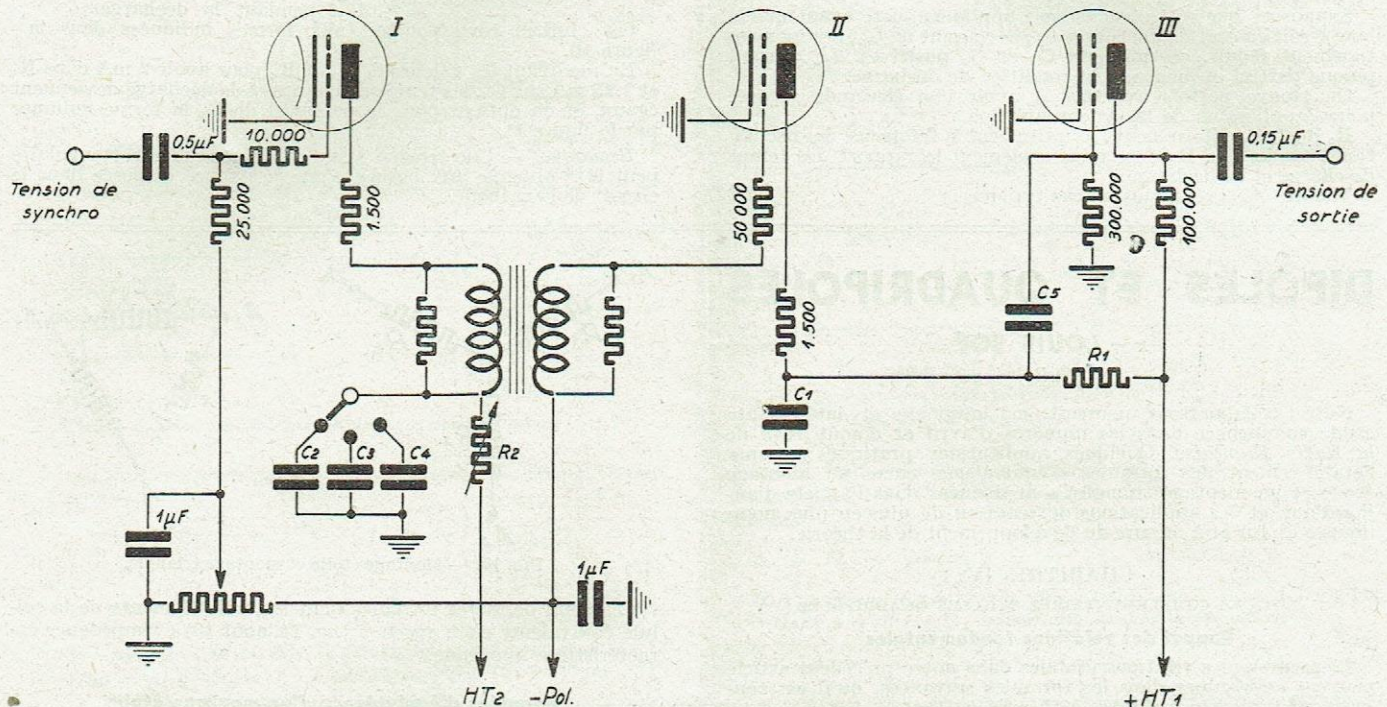


Fig. 6. — Schéma d'un générateur de signaux rectangulaires à thyratrons.

Un autre montage à thyratrons est décrit maintenant. Le schéma de principe en est donné par la figure 6. Le montage utilise deux thyratrons I et II.

Le thyatron II est connecté à un circuit habituel de relaxation constitué par la capacité C_1 et la résistance R_1 , mais ce thyatron ne peut s'amorcer et, par conséquent, C_1 ne peut se décharger qu'autant que la grille, qui est normalement polarisée au-delà du blocage, se trouve déblocquée.

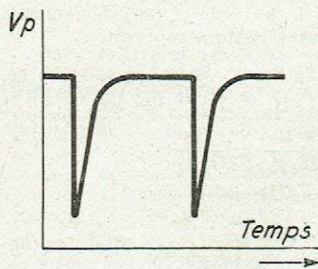


Fig. 7.

Allure de la tension aux bornes de la capacité C_1 du thyatron II.

L'allure de la tension aux bornes de C_1 est indiquée par la figure 7. Le thyatron I peut être synchronisé sur le secteur par prélève-

ment d'une légère tension alternative (sur le circuit de chauffage par exemple).

C'est le thyatron I, monté de façon classique, qui fournit l'impulsion de déblocage (C_2 , C_3 , C_4 et R_2 sont les éléments de réglage de la fréquence).

La fréquence de I impose la cadence de reproduction du phénomène de charge et de décharge du condensateur C_1 de II.

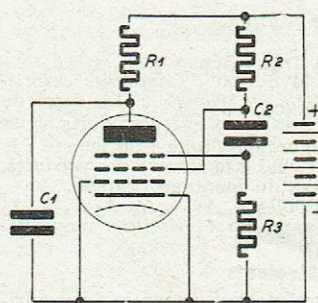


Fig. 8. — Schéma de principe d'un générateur de signaux rectangulaires ou en dents de scie.

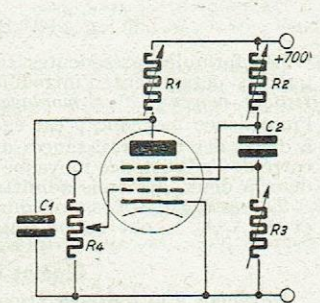


Fig. 9. — Schéma de réalisation du générateur de la figure 6.

Nous indiquerons encore un autre système producteur de signaux rectangulaires capable en outre de développer des oscillations en dents de scie.

Étude du fonctionnement (fig. 8).

Supposons, au début, que la tension aux bornes de C_1 est nulle et que G_2 est polarisée négativement, de sorte que tout le courant passe de la cathode à G_2 .

C_1 va se charger à travers R_1 et le potentiel de l'anode devient de plus en plus positif.

À un certain moment, l'anode récolte des électrons au détriment du courant de G_2 , de sorte que le potentiel de G_2 augmente.

Comme G_2 est couplée, par la capacité C_2 , avec G_3 , le potentiel de G_3 augmente positivement, ce qui augmente la proportion du courant cathodique prise par la plaque. Cet effet est cumulatif, et au bout d'un temps très court, un nouvel équilibre s'établit dans

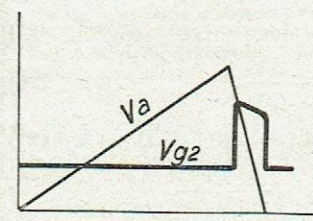


Fig. 10. — Allure des potentiels écran et plaque dans le cas d'une dent de scie.

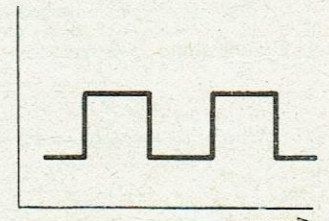


Fig. 11. — Allure du potentiel d'écran dans le cas de signaux rectangulaires.

lequel C_1 est déchargée à travers la lampe, et G_2 devient moins positive à cause du courant grille qui y circule.

La tension sur G_2 est à nouveau constante, mais à une nouvelle valeur d'équilibre.

Une fois C_1 déchargée, le courant d'anode diminue, et une plus grande proportion du courant électronique arrive à G_2 qui devient moins positive, ce qui rend G_2 négative, et G_2 à son tour réduit le courant d'anode, et ainsi de suite, jusqu'à se retrouver dans les conditions initiales.

On a donc un circuit dans lequel le potentiel d'anode croît et décroît alternativement (d'une manière linéaire si R_1 est un organe à courant constant) et en même temps la tension sur G_2 saute entre deux valeurs d'équilibre.

Circuit utilisé en pratique (pour les fréquences de l'ordre de 100 pps).

Le schéma est celui de la figure 9.

$R_1 = 0,2$ à 2 mégohms ;

$R_2 = 0,05$ à $0,5$ mégohms
 $R_3 = 0$ à $0,25$ mégohms ;
 $R_1 = 0,05$ mégohms ;
 $C_1 = 0,1$ μ F ;
 $C_2 = 1$ μ F.

On peut appliquer une pulsation négative de synchronisation au point S.

Supposons que cette tension soit appliquée juste avant que la lampe soit en état de décharger C_1 ; le courant de G_2 sera momentanément réduit, ce qui rend G_2 et G_3 positives. Le courant partira et amorcera la condition de décharge.

On trouve parfois avantage à avoir une électrode séparée pour l'application de la synchronisation.

R_1, R_2, C_1, C_2 déterminent l'amplitude et la fréquence des oscillations, tandis que R_3 détermine seulement le rapport des temps de charge et de décharge.

Valeurs observées dans un cas typique :

Courant moyen dans $R_1 = 0,5$ mA ;

Courant moyen dans $G_2 = 1,5$ mA.

Rapport $\frac{\text{temps de charge}}{\text{temps de décharge}} = 8,3$.

Tension sur l'anode = 0 à 52 volts (dents de scie) ;

Tension sur $G_2 = 21$ à 48 volts (rectangulaires) ;

Tension sur $G_3 = -6$ pendant la charge ;

= + 17,5 pendant la décharge.

Ces chiffres correspondent aux formes indiquées dans la figure 10.

En modifiant les valeurs de R_1 et R_2 pour avoir 2 mA dans R_1 et 1,25 mA sur G_2 , les temps de charge et de décharge deviennent égaux, et on obtient pour le potentiel de G_2 la forme indiquée par la figure 11.

Remarque. — Une tension ayant une forme plus rectangulaire peut être obtenue aux bornes d'une résistance disposée dans le circuit de la cathode.

DIPÔLES ET QUADRIPOLES

par LOUIS BOÉ

(Suite)

Notre collaborateur poursuit son originale et intéressante étude commencée dans les numéros d'avril et d'août 1943 de la *Radio Française*. Quelques applications pratiques (comme l'établissement des formules d'équivalence entre un montage étoile et un montage triangle) sont données dans l'article d'aujourd'hui, et ces applications deviendront de plus en plus nombreuses au fur et à mesure du développement de la théorie.

CHAPITRE IV

NOTIONS COMPLÉMENTAIRES SUR LES QUADRIPOLES

Rappel des relations fondamentales

L'ensemble des relations établies dans notre précédent article peuvent se résumer dans les formules suivantes, qu'il est toujours utile d'avoir présentes à l'esprit :

$$\frac{\rho_o}{\rho'o} = \frac{\rho c}{\rho'c} = \frac{\rho k}{\rho'k} = \frac{\alpha}{\alpha'} \quad (19)$$

$$\frac{\rho c}{\rho_o} = \frac{\rho'c}{\rho'o} = 1 - \alpha \alpha' \quad (1) \quad (20)$$

$$\rho m = \alpha \rho'o = \alpha' \rho_o \quad (21)$$

$$\rho t = \frac{\rho c}{\alpha} = \frac{\rho'c}{\alpha'} \quad (18)$$

$$\frac{\rho t}{\rho m} = \frac{1}{\alpha \alpha'} - 1 \quad (23)$$

$$\rho^2 = \rho k \rho'k = \sqrt{\rho_o \rho c \rho'o \rho'c} = \rho_o \rho'c = \rho c \rho'o = \rho t \rho m \quad (24)$$

$$\rho^2 = \rho_o \rho'o - \rho^2 m \quad (25)$$

$$\frac{1}{\rho^2} = \frac{1}{\rho c \rho'c} - \frac{1}{\rho^2 t} \quad (2) \quad (26)$$

$$\rho_1 = \rho_o (1 - \alpha^2) \quad \rho'_1 = \rho'o (1 - \alpha'^2) \quad (27)$$

$$\rho_2 = \frac{\rho c}{1 - \alpha} \quad \rho'_2 = \frac{\rho'c}{1 - \alpha'}$$

On tire aussi, à partir de (19) et (20) :

$$\alpha = \sqrt{\frac{\rho_o - \rho c}{\rho'o}} \quad \alpha' = \sqrt{\frac{\rho'o - \rho'c}{\rho_o}} \quad (33)$$

et à partir de (24) et (27)

$$\rho^2 = \rho_1 \rho'_2 = \rho_2 \rho'_1$$

D'autre part, il est facile de déduire des relations (25) (26) et (27), les formules suivantes :

$$\rho_1 \rho'_1 + \rho_1 \rho m + \rho m \rho'_1 = \rho^2 \quad (35)$$

$$\frac{1}{\rho_2 \rho'_2} + \frac{1}{\rho_2 \rho t} + \frac{1}{\rho t \rho'_2} = \frac{1}{\rho^2} \quad (36)$$

(1) Les deux formules précédant, page 164 (août 1943), la formule (19) doivent être rectifiées de la façon suivante :

$$\rho c = \rho_o (1 - \alpha \alpha')$$

$$\rho'c = \rho'o (1 - \alpha \alpha')$$

(2) Ce qu'on peut aussi écrire, comme il a été fait page 165:

$$g^2 = g_o g'c - g^2 t$$

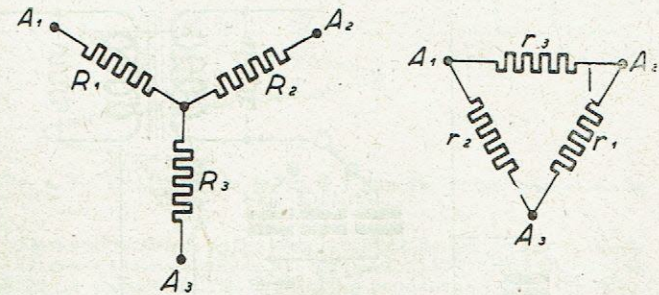


Fig. 15. — Montage étoile et montage triangle.

Ces deux dernières formules lient les trois éléments de la cellule équivalente en π ou en T (fig. 14, août 43) à l'impédance caractéristique moyenne.

Formules d'équivalence d'un montage étoile et d'un montage triangle

Considérons les montages étoile et triangle de la figure 15 et cherchons les relations devant exister entre les diverses résistances pour que ces deux montages soient équivalents.

Nous pouvons assimiler le montage $A_1 A_2 A_3$ à un quadripôle ayant comme bornes d'entrée $A_1 A_3$ et comme bornes de sortie $A_2 A_3$.

Dans ces conditions, les formules (34) (35) et (36) deviennent, si nous appelons ρ l'impédance caractéristique moyenne :

$$\rho_2 = R_1 r_1 = R_2 r_2 = R_3 r_3 \quad (37)$$

$$\rho^2 = R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1$$

$$\frac{1}{\rho_2} = \frac{1}{r_1 r_2} + \frac{1}{r_2 r_3} + \frac{1}{r_3 r_1}$$

On en déduit immédiatement :

$$R_1 = \frac{\rho_2}{r_1} = \frac{r_2 r_3}{r_1 + r_2 + r_3} \quad (38)$$

et R_2, R_3 par permutation

Inversement, on obtient :

$$r_1 = \frac{\rho^2}{R_1} = \frac{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1}{R_1} \quad (39)$$

et r_2, r_3 par permutation.

Les formules précédentes sont très intéressantes en ce sens qu'elles permettent d'introduire la notion d'impédance caractéristique moyenne d'un montage étoile ou triangle : Le carré de l'impédance moyenne ρ est égal à la somme de produits, deux à deux, des trois résistances du montage étoile ; ou encore : le carré de l'admittance moyenne est égal à la somme des produits, deux à deux, des trois admittances du montage triangle.

Th. corollaire. — Les trois quadripôles $A_1 A_3/A_2 A_3, A_1 A_2/A_3 A_2$ et $A_2 A_1/A_3 A_1$ ont même impédance caractéristique moyenne.

Dipôles équivalents

Revenons à la représentation schématique générale du quadripôle (fig. 13). Des équations (29) et (30), on déduit les relations suivantes qui peuvent d'ailleurs être établies directement à partir de la théorie des dipôles (cf. chap. I) :

$$z U' = U + (-1) \rho c \quad (40)$$

$$z' U = U' + 1 \rho' c$$

Vu des bornes $A' B'$, un quadripôle peut être considéré comme un dipôle actif de f. c. m. $z' U$ et de résistance interne $\rho' c$ (fig. 16 a).

SOC^{TE} DE L'OUTILLAGE
13, Passage des Tourelles, PARIS, XX^e
TEL: MÈN. 79.30

R.B.V

TUBES A VIDE

- TUBES CATHODIQUES POUR OSCILLOGRAPHES DE MESURE, TÉLÉVISION, APPAREILS D'ÉTUDE DES PHÉNOMÈNES TRANSITOIRES
- ICONOSCOPES, MULTIPLICATEURS D'ÉLECTRONS

OSCILLOGRAPHES

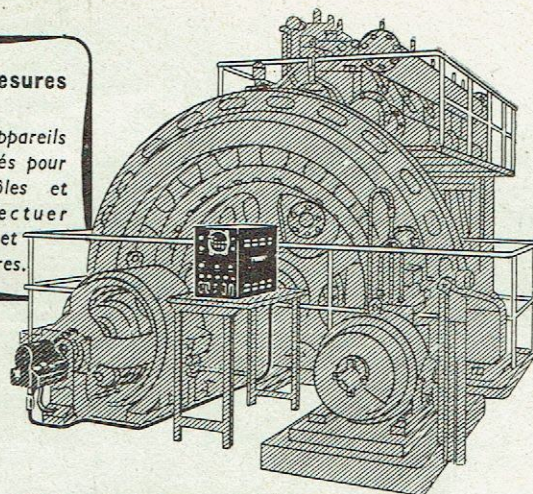
- OSCILLOGRAPHES CATHODIQUES DE MESURE POUR: RADIO-DÉPANNÉURS ET PROFESSIONNELS SPÉCIAUX POUR ÉTUDE DES PHÉNOMÈNES TRANSITOIRES
- TOUS APPAREILS UTILISANT LES TUBES CATHODIQUES

CARTE PROF^{ILLU} N° 972

Appareils de mesures

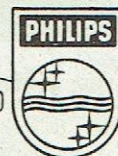
Il existe des appareils PHILIPS appropriés pour tous les contrôles et mesures à effectuer dans l'industrie et dans les laboratoires.

Giorgi



PHILIPS

De **multiples** activités dans tous les domaines de l'Électronique moderne mais **une seule** qualité ont fait la réputation de



SA PHILIPS, ÉCLAIRAGE et RADIO

50, AVENUE MONTAIGNE, PARIS, 8^e

HARMONIC RADIO

VOLTMÈTRE - OHMMÈTRE A LAMPES



10 mégohms par VOLT

Mesure de tensions continues jusqu'à 1.000 V

Mesure de résistances de 1 ohm à 20 mégohms

Alimentation stabilisée :

Indépendance totale du secteur
de 90 à 130 V

Etablissements P. BOUYER

Bureaux et Ateliers :

98-100, faubourg Toulousain, 98-100 - MONTAUBAN (T.-&-G.)

LES LABORATOIRES IR RADIOÉLECTRIQUES

APPAREILS DE MESURES

PUTEAUX 22 Rue de l'Oasis
CLERMONT-FERRAND 3 Av. Barbier-Daubrée

LA SOCIÉTÉ INDU

C'est au siège social que nous avons pu joindre les deux grands animateurs de cette firme, MM. Claude Bourgonnier et Clément Harel, qui ont bien voulu nous donner quelques précisions sur les moyens de production dont dispose la S. I. P. L., moyens qui la placent au premier rang des spécialistes dans cette technique.

M. Harel nous donne tout d'abord un aperçu du chemin parcouru par la société depuis sa fondation en nous présentant des photographies des Laboratoires de Vaux-sur-Seine, créés en 1921, et des

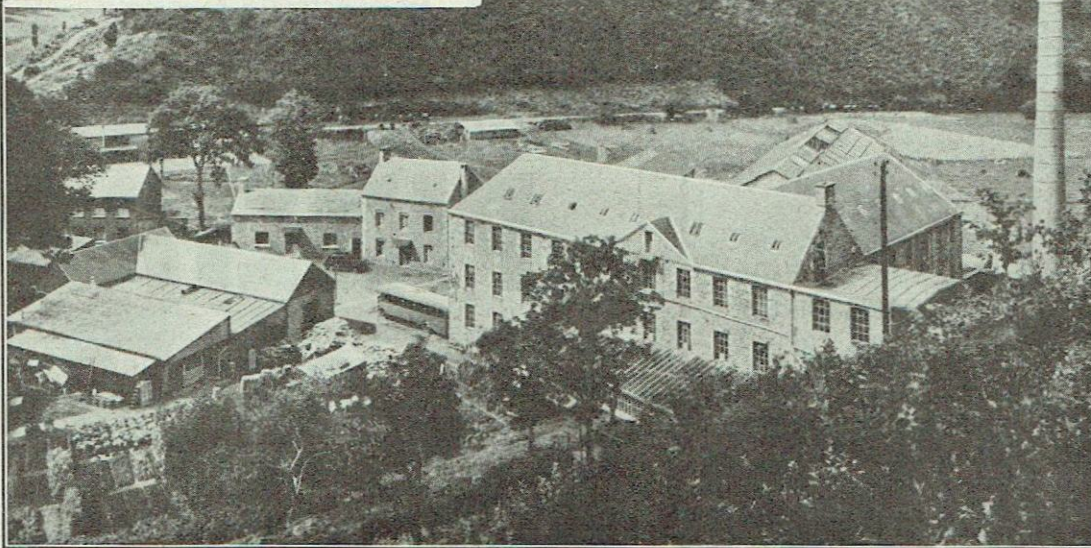
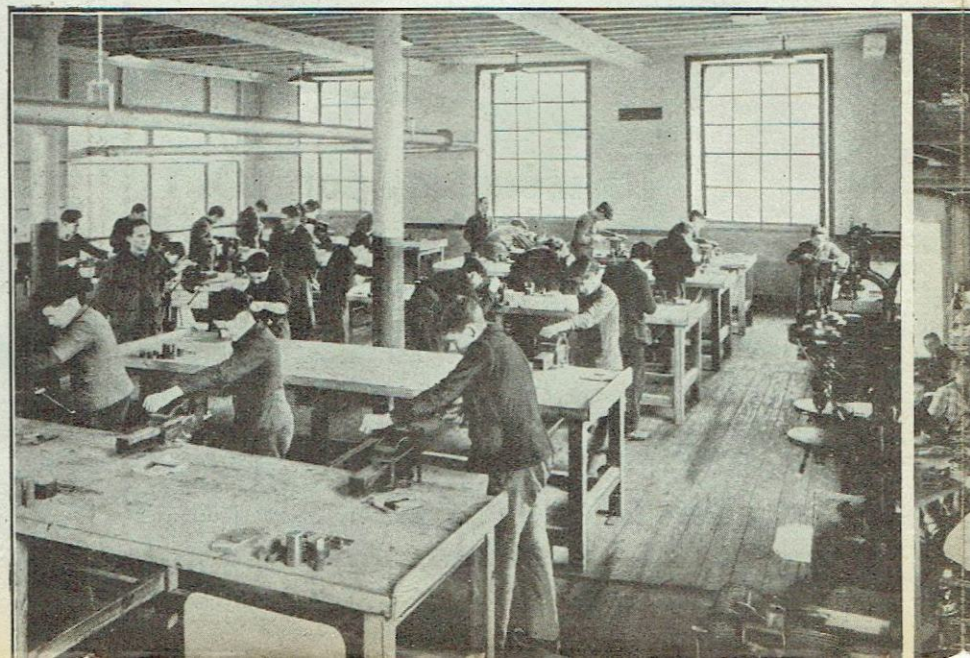
usines actuelles d'Athis-de-l'Orne. Effectivement, le chemin parcouru est énorme...

Les usines d'Athis-de-l'Orne occupent une surface de 15.000 m² et groupent actuellement près d'un millier de collaborateurs. L'équipement industriel dont disposent ces usines, organisées suivant les principes les plus modernes, permet une production de qualité exceptionnelle.

L'une des caractéristiques des usines S. I. P. L. réside dans le fait que cette firme a adopté comme principe de se suffire à elle-même.

— C'est ainsi, nous dit M. Harel, que le visiteur qui s'attendait à trouver uniquement des ateliers de montages et d'essais radioélectriques s'étonne de découvrir toute une série d'installations industrielles qui paraissent absolument

Un atelier de formation professionnelle.



Vue générale d'une des usines d'Athis de l'Orne (1941).

LA documentation de notre journal sur l'activité des constructeurs de matériel radioélectrique professionnel serait incomplète si nous omettions de citer l'effort considérable de la Société Industrielle des Procédés Loth, qui occupe dans ce domaine l'une des premières places.

Fondée en 1921, la Société Industrielle des Procédés Loth avait, à ses débuts, porté son principal effort sur l'étude des problèmes posés par la sécurité de la navigation maritime et aérienne.

Chacun sait que cette technique a fait depuis des progrès étonnants grâce aux efforts de nombreux chercheurs, tant français qu'étrangers. La Société Industrielle des Procédés Loth peut s'enorgueillir de la contribution qu'elle a apportée à ces recherches.

A l'origine, cette société groupait quelques spécialistes autour de l'ingénieur William Loth. Le labeur acharné de cette équipe assura le succès et encouragea les dirigeants à persévérer dans la voie suivie et à réaliser la construction d'appareils de radioguidage.

Les usines d'Athis-de-l'Orne, près de Flers, furent ensuite créées en 1937 et le siège social transféré à Neuilly-sur-Seine.

S'assurant la collaboration de techniciens éminents et de spécialistes réputés, la S. I. P. L. étendit son activité à tous les domaines embrassés par la technique radioélectrique.

Les premiers Laboratoires de la S.I.P.L. à Vaux sur Seine 1921



INDUSTRIELLE DES PROCÉDÉS LOTH

étrangères au genre de matériel sortant des usines. En répondant immédiatement aux besoins de l'usine, ces installations permettent des réalisations homogènes très difficiles à obtenir dans les circonstances actuelles.

M. Bourgonnier nous rappelle ensuite que le succès d'une entreprise industrielle réside dans son laboratoire. C'est en partant de cet axiome qu'il a fait des Laboratoires S. I. P. L. la clef de voûte de toute l'entreprise.

Les moyens dont disposent les services techniques sont importants, car tout en devenant une grande entreprise industrielle cette société tient à garder le rôle de pionnier de la technique radioélectrique qu'elle s'était assigné à ses débuts.

Quelles seront, demain, les activités de la société? Il est évidemment prématuré d'en parler puisque de nombreuses conditions économiques et techniques ne permettent pas, dès à présent, d'étudier et d'établir des prototypes considérés comme définitifs.

Mais pour favoriser la reprise de l'activité normale nous pouvons dire que la Société ne néglige aucun effort tant sur le plan social que sur le plan technique.

Ses œuvres sociales multiples assurent à son personnel des conditions de travail favorables à l'esprit d'équipe.

Sur le plan technique, un centre de formation et de perfectionnement professionnels a été créé; une centaine d'apprentis et 300 collaborateurs de tous grades profitent de l'enseignement qui leur est donné par une vingtaine de professeurs spécialisés. C'est là, à notre connaissance, le centre privé le plus important de formation professionnelle dans l'industrie de la radio.

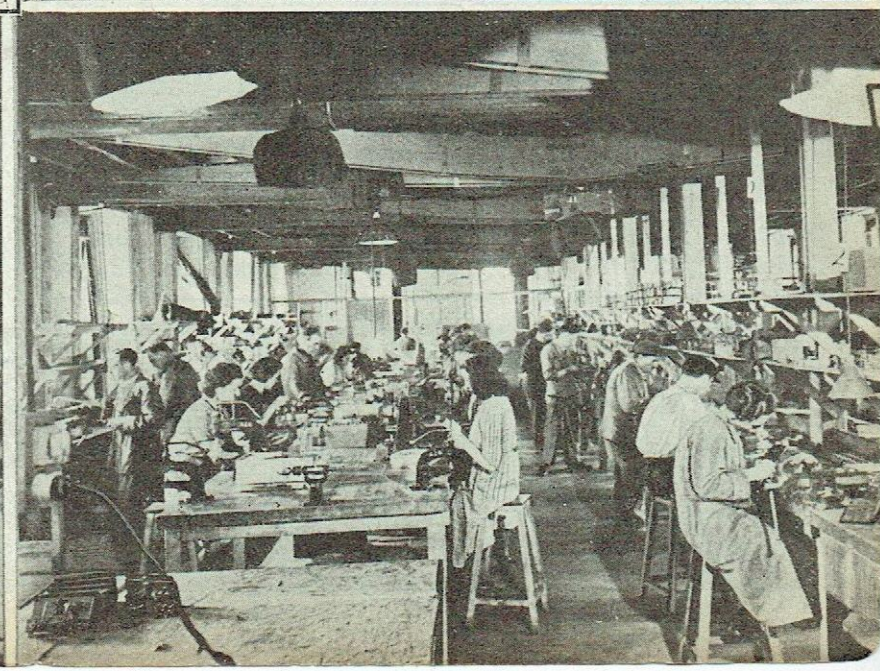
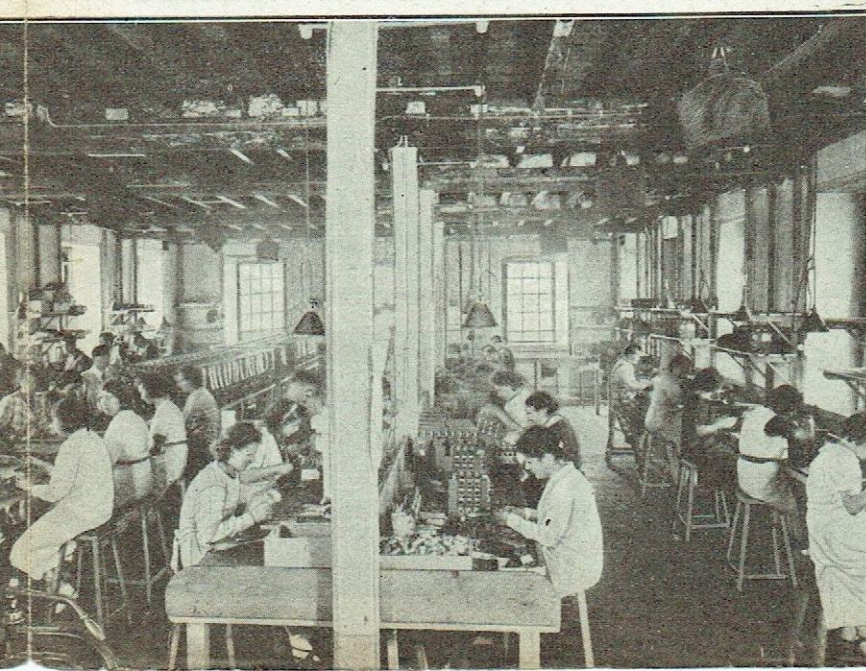
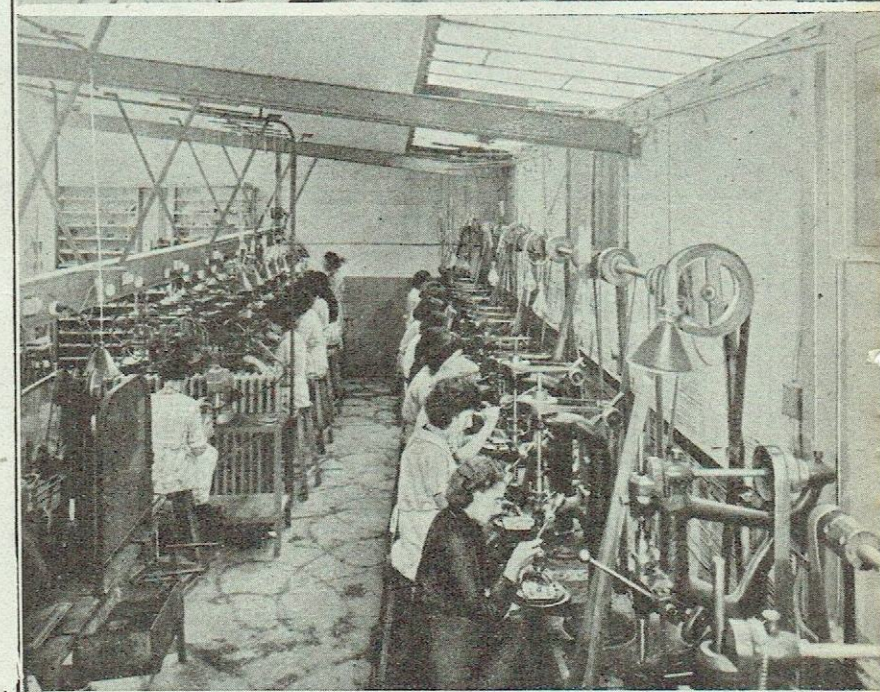
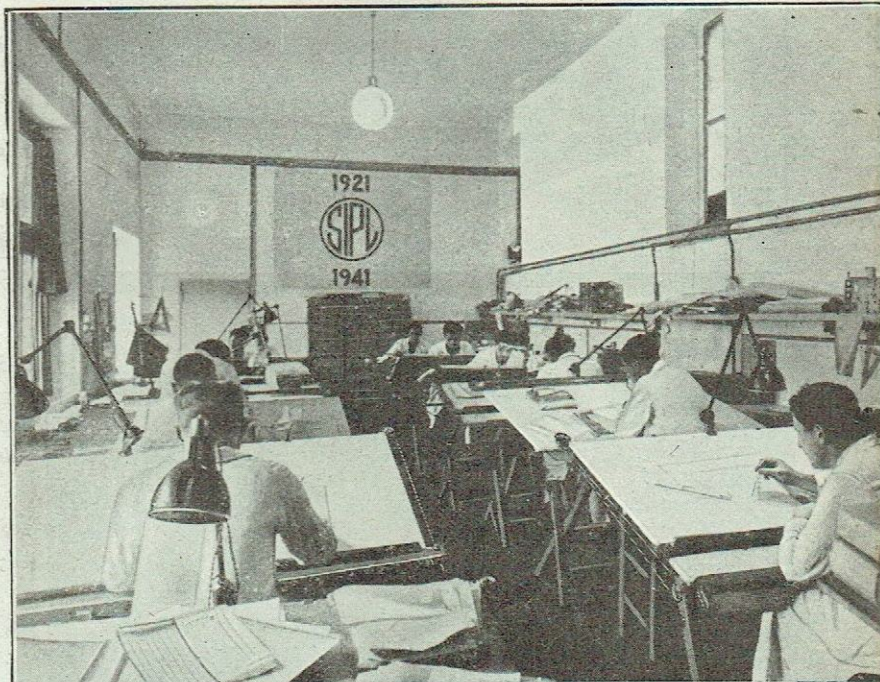
La qualité, critérium de la fabrication française, est ainsi assurée à cette Société.

Nous nous sommes bornés, dans cet exposé, à présenter la Société Industrielle des Procédés Loth sans donner à nos lecteurs aucune précision sur ses fabrications; nous serons donc amenés à consacrer à cette Société un nouvel article dans un de nos prochains numéros.

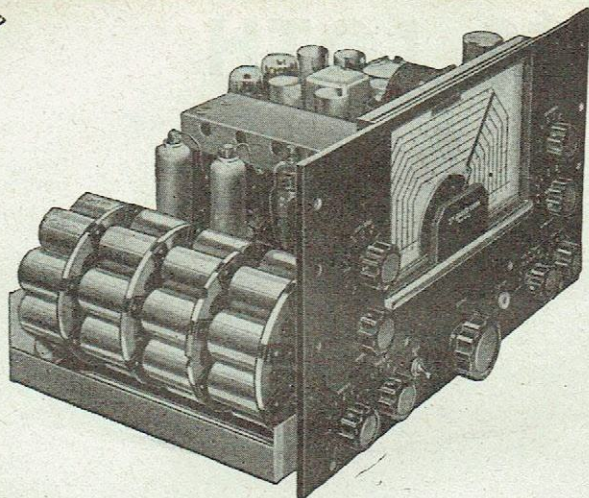
Un atelier de câblage.

Ci-dessous, de haut en bas :

Un bureau de dessin. — Un atelier de perçage des matières isolantes. — Un atelier d'ajustage.



SLOC



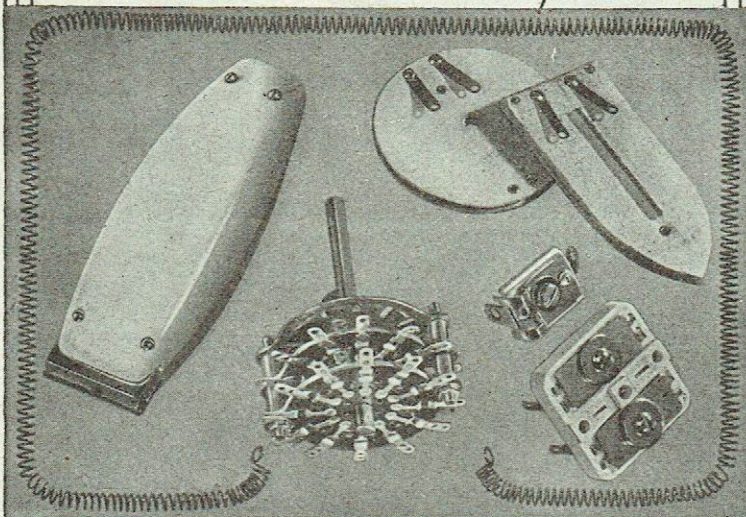
LE RÉCEPTEUR - PROFESSIONNEL 116 - C X - A DE LA SOCIÉTÉ RADIO-LYON

- Huit gammes d'ondes couvrant (sans trous) les fréquences de 250 - 30.500 Kcs.
- Deux étages amplificateurs de H.F. accordés (gain réel à partir de 30 M.H.).
- Bloc de contacteur à barillet.
- Filtre stabilisé par quartz piézo-électrique.
- Limiteur de crêtes.
- Amplificateur V.C.A.

RADIO-LYON - 148, R. OBERKAMPF - PARIS, XI^e

1670

C.I.M.E. améliore sans cesse ses fabrications



**Calorifères
Electriques**

960 et 1280 watts
110-210 volts

Ajustables
(tous modèles)

Stéatit
et Bakélite

**Résistances
Electriques**

CHAUFFANTES
(tous modèles)

**Commutateurs
rotatifs**

nouveau modèle
perfectionné

**Les Rasoirs
Electriques**

"ALGO"
(marque déposée)

**Mécanique
de Précision**

DÉCOUPAGE - TOURNAGE
FRAISAGE au 100^e de mm

S.A.R.L.
C^e 1.000.000

C.I.M.E.

17, RUE DES PRUNIER, PARIS XX^e

TÉL.
MÉN. 90-56
ET LA SUITE

SADIR

Radiodiffusion

S13

4D

SADIR-CARPENTIER DÉPT RADIO S.A. AU CAPITAL DE 20.000.000 DE FR.

101, BOULEVARD MURAT * PARIS

TÉL. AUT. 81-25 - JAS. 57-80

R.C. SEINE 282.150 B

"RADIOSTELLA"

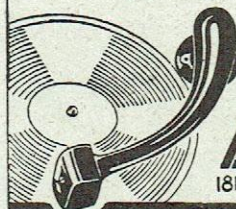
S. A. R. L. 180.000 frs

**ÉTUDE DE TOUS TRANSFORMATEURS
APPAREILS DE MESURE POUR TÉLÉCOMMUNICATIONS**

51 bis, rue Piat
PARIS (XX^e)

Téléphone :
MENilmontant 92-72

LE PICK-UP  DE QUALITÉ



*Plus fidèle qu'un Dynamique
Plus puissant qu'un Magnétique*
B^{te} France et Etranger

A. CHARLIN

181^{bis} R^{te} de Châtillon, MONTROUGE - ALÉ 44-00



INDUSTRIE
Ecrivez-nous

VOTRE AVENIR EST DANS L'ÉLECTRICITÉ

Cours le
JOUR le SOIR

Cours par
CORRESPONDANCE

ÉCOLE CENTRALE DE T-S-F

12 rue de la Lune PARIS 2^e Telephone Central 78-87

Annexe : 8, Rue Porte de France à Vichy (Allier)



ADMINISTRATIONS
Ecrivez-nous

PUBLICITÉS - RÉUNIES

Vu des bornes A B, un quadripôle peut être considéré comme un dipôle actif de f.e.m. $\alpha U'$ et de résistance interne ζ_0 (fig. 16 b). On peut remplacer, on le sait, les générateurs à tension constante par des générateurs à courant constant I et I' ; ce sont les courants de court-circuit correspondant aux tensions U et U' et satisfaisant donc aux relations :

$$\begin{aligned} \alpha' U &= I' \zeta' \\ \alpha U &= I \zeta \end{aligned} \quad (41)$$

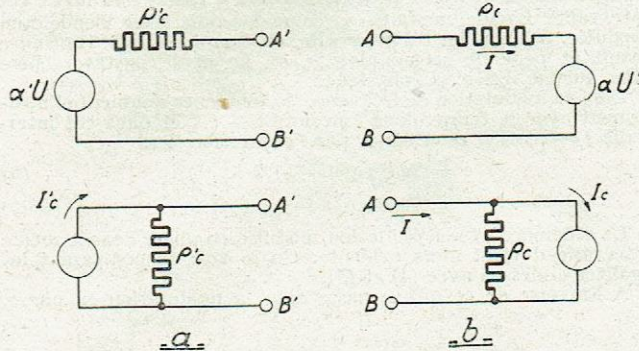


Fig. 16. — Dipôles équivalents établis à partir des tensions U et U' .

Autres dipôles équivalents. — Des relations (28) on peut tirer les formules :

$$\begin{aligned} -\alpha' I' &= -I + \frac{U}{\zeta_0} \\ \alpha I &= I' + \frac{U'}{\zeta'_0} \end{aligned} \quad (42)$$

Vu des bornes A' B' ou AB, le quadripôle peut aussi être considéré comme un générateur à courant constant ($-\alpha' I'$ ou αI),

de résistance interne ζ_0 ou ζ'_0 ou comme un générateur de f.e.m. ($-\alpha' I' \zeta_0$) ou ($\alpha I \zeta'_0$) (cf. fig. 17).

N. B. I. — Les dipôles des figures 16 et 17 sont différents. Les premiers ont été établis à partir des tensions U et U' , les autres à partir des courants I et I' . Il ne s'agit donc pas de les identifier et d'écrire, par exemple, que le courant I' du dipôle A' B' de la figure 16 est égal au courant de court-circuit αI du dipôle A' B' de la figure 17. (Il importe donc de faire remarquer que les for-

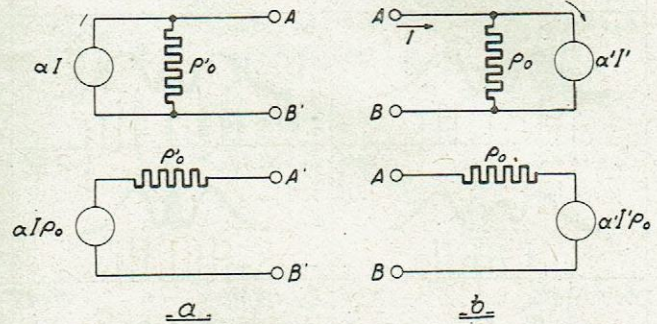


Fig. 17. — Dipôles équivalents établis à partir des courants I et I' . (Montage a, il faut lire $\alpha I \zeta'_0$ et non $\alpha I \zeta_0$)

mules 22 donnent seulement les valeurs particulières que prennent les courants I et I' lorsque l'entrée ou la sortie est en court-circuit).

$$N. B. II. — \text{Posons } I_0 = \frac{U}{\zeta_0}$$

I_0 représente le courant à vide absorbé par le quadripôle pour une tension d'entrée U ; la formule 42 peut alors s'écrire :

$$I = \alpha' I' + I_0 \quad (43)$$

(A suivre.)

MODULATION EN PHASE et modulation en fréquence

Adapté de l'allemand par C. POITRAT, d'après Radio-Mentor

Dans la littérature déjà importante consacrée à la modulation en fréquence, on trouve parfois exprimée cette réflexion que la différence entre celle-ci et la modulation en phase ne serait, à proprement parler, que spéculative. En fait, ces deux types de modulation sont réellement différents. C'est ce qui va être montré dans ce qui suit, au moyen de raisonnements simples.

Nous considérons tout d'abord une onde porteuse modulée par une fréquence sinusoïdale unique. L'expression de l'oscillation modulée en phase est alors :

$$e = A \sin(\omega t + m \sin pt) \quad (1)$$

A est une constante qui est l'amplitude de l'oscillation ;

$\omega = 2\pi f$ est la pulsation de la porteuse ;

$p = 2\pi f_1$, est celle de la modulation ;

$m = k_1 \varphi$ est l'indice de modulation, il exprime la quantité dont glisse la phase φ avec le facteur k_1 et l'amplitude de la modulation.

Pour une oscillation modulée en fréquence, on obtient de même :

$$e = A \sin(\omega t + M \sin pt)$$

avec les mêmes désignations que ci-dessus. La modulation en phase est par conséquent identique à la modulation en fréquence si $m = M$.

Mais dans la modulation de fréquence l'indice de modulation M est directement proportionnel à la course de la fréquence, et la fréquence varie avec l'amplitude du signal modulant avec un facteur k_2 , soit donc :

$$M = k_2 f = \frac{\omega}{2\pi} k_2 \quad (2)$$

En outre, M varie de façon inversement proportionnelle à $\frac{p}{c}$. Les égalités 1 et 2 peuvent être représentées de la façon suivante :

$$\begin{aligned} e &= A \sin(\omega t + x \sin pt) \\ &= A \sum J_n(x) \sin(\omega + np)t \end{aligned} \quad (3)$$

(1) Nous ne sommes pas d'accord avec l'auteur au sujet de cette équation. Dans une modulation en fréquence, la fréquence instantanée est $\omega + \Delta\omega \cos pt$, $\Delta\omega$ étant la course de la fréquence, il s'ensuit qu'on doit avoir $e = A \sin\left(\omega t + \frac{\Delta\omega}{p} \sin pt\right)$ $M = \frac{\Delta\omega}{p}$, on ne voit pas apparaître de terme proportionnel à ω . (Note du traducteur.)

Dans cette relation x tient la place de m dans la modulation en phase et de M dans la modulation en fréquence.

Si on développe le second membre de l'équation (3), on obtient un groupe de fréquences latérales qui sont disposées symétriquement par rapport à la porteuse et qui sont séparées de celle-ci par un multiple de la fréquence de modulation. La valeur absolue d'une quelconque des fréquences latérales plus élevée que la porteuse est égale à celle de la fréquence latérale de la bande inférieure qui lui correspond.

Si on fait maintenant $m = M = x$, aucun moyen ne permet de déterminer le système de modulation qui a engendré ces fréquences latérales. Il semble résulter de ces considérations que les modulations en phase et en fréquence ne sont que deux expressions différentes d'une même chose.

Qu'en est-il en réalité ?

Supposons une intensité de modulation choisie de telle sorte que la course de fréquence soit de ± 60 kHz dans le cas de la modulation en fréquence. Si la fréquence de modulation est de 15 kHz, on a

$$M = \frac{60}{15} = 4$$

Dans le cas de la modulation de phase, on choisira d'autre part la modulation de façon à avoir

$$m = 4$$

Nous placerons ensuite l'un à côté de l'autre les spectres de ces deux genres de modulation. Dans la première ligne de la figure 1, on a représenté les spectres pour $m = M = 4$. Ces spectres sont identiques, ou se trouvent dans le cas particulier mentionné plus haut.

Faisons maintenant diminuer la fréquence de modulation pour les deux systèmes et réduisons-les successivement à 14-12-10-6-5-4 et finalement 3 kHz. Dans la modulation en phase, m reste constant (à savoir $m = 4$), s'il est réglé pour un taux de modulation donné. Il est indépendant de la fréquence de modulation. Il s'ensuit que les fréquences latérales sont en nombre constant. La meilleure façon de se rendre compte de la façon dont varient les fréquences latérales consiste à placer sur le spectre une courbe enveloppe de celles-ci. Nous voyons alors que dans le cas précédent, toutes les courbes enveloppes se ressemblent, mais sont de plus en plus comprimées lorsque la fréquence baisse. Ce qui fait que l'importance de chaque fréquence latérale reste la même. De même l'amplitude de la porteuse ne varie pas.

Dans la modulation de fréquence, par contre, l'indice de modulation dépend de la course de fréquence et de la fréquence de modulation $\frac{p}{2\pi}$. Comme pour un taux de modulation donné, la course de fréquence ($\Delta\omega$) est fixé, l'indice de modulation devient

plus grand quand la fréquence de modulation $\frac{p}{2\pi}$ diminue.

Les figures se rapportent à la modulation en fréquence exprimant clairement les résultats suivants :

L'étendue occupée sur l'échelle des fréquences par les fréquences latérales reste à peu près constante lorsque diminue la

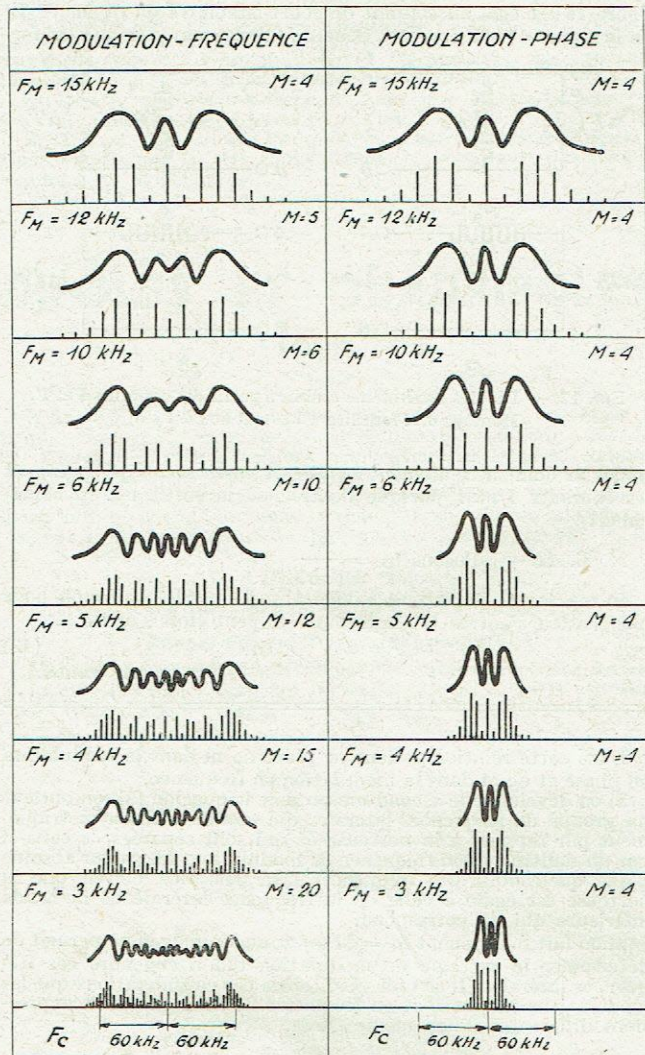


FIG. 1.

fréquence de modulation, mais alors le nombre des fréquences latérales augmente. Les courbes enveloppes ne se ressemblent plus et l'amplitude de la porteuse ne reste plus constante comme dans le cas de la modulation de phase.

Il en résulte par conséquent une toute autre allure des fréquences latérales dans la modulation en fréquence que dans la modulation en phase. Le comportement de la porteuse modulée en phase laisse entrevoir une supériorité de ce procédé sur la modulation en fréquence dans certains domaines d'utilisation. Pour cette raison, la deuxième partie de ce travail sera consacrée à la recherche de ces possibilités.

Les considérations faites jusqu'à présent ne se rapportaient qu'à une fréquence de modulation unique et sinusoidale. L'émission téléphonique nécessite la transmission d'une onde de forme complexe et, dans ce cas, la différence entre les deux genres de modulation s'accroît encore.

Ce fait est illustré dans la figure 2. Les courbes qui y sont tracées représentent l'onde avant, pendant et après la modulation. Les portions de courbes dessinées en traits interrompus représentent la forme qu'affecterait l'onde porteuse en l'absence de modulation.

Lors de la modulation en phase, la phase augmente linéairement dans l'intervalle $T_1 T_2$ et est donnée par $k_1 t$. On obtient alors l'expression

$$e = A \sin(\omega t + k_1 t) \quad (4)$$

$$= A \sin(\omega + k_1) t \quad (5)$$

Cette forme montre quelque chose d'intéressant : à savoir qu'aussitôt que la modulation prend naissance la fréquence varie subitement et passe de $\frac{\omega}{2\pi}$ à $\frac{\omega + k_1}{2\pi}$. Cette nouvelle fréquence reste

constante jusqu'à ce que T_2 soit atteint, en ce point la phase est avancée d'un angle $k_1 (T_2 - T_1)$.

De T_2 à T_3 , cette avance de phase reste constante et la fréquence est à nouveau $\frac{\omega}{2\pi}$, c'est-à-dire qu'on retrouve dans cet

intervalle la fréquence initiale de la porteuse non modulée.

Si on a convenablement choisi la modulation ou l'intervalle $T_1 T_2$, l'avance de phase peut atteindre 2π (360°) à la fin de cet intervalle. L'onde modulée y coïncide alors avec l'onde non modulée. Si, dans un tel intervalle, on examine l'onde transmise avant et pendant la modulation, on ne peut constater entre elles aucune différence physique.

Dans la modulation de fréquence, la fréquence augmente linéairement avec le temps dans l'intervalle $T_1 T_2$ et dans cet intervalle l'oscillation est donnée par l'expression

$$e = A \sin(\omega t + 1/2 k_2 t^2) \quad (6)$$

$$= A \sin(\omega + 1/2 k_2 t) t \quad (7)$$

La différence avec l'oscillation modulée en phase dans le même intervalle devient alors évidente. On le voit en comparant les égalités ci-dessus avec (4) et (5).

A l'inverse de ce qui se passe dans la modulation en phase,

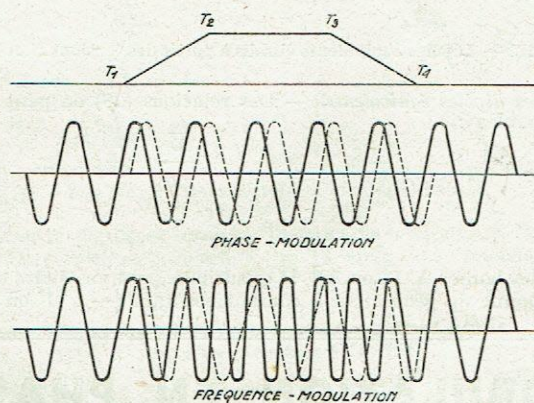


FIG. 2.

l'oscillation modulée en fréquence voit sa fréquence augmenter de façon continue dans l'intervalle $T_1 T_2$ et la fréquence à un moment donné est

$$f_{\text{inst}} = \frac{\omega + k_2 t}{2\pi}$$

de $T_2 T_3$, la fréquence reste constante et égale à la valeur qu'elle a atteinte au point T_2 . Si les résultats de la modulation en fréquence sont comparés de cette façon à ceux de la modulation en phase, une différence fondamentale entre les deux genres de modulation est mise en évidence et l'on voit immédiatement qu'ils ne représentent pas le même phénomène et que l'un d'eux ne peut pas être considéré comme cas particulier de l'autre.

Les modulations en phase et en fréquence diffèrent donc l'une de l'autre par les points essentiels.

En s'occupant des phénomènes de la modulation en phase, on se trouve conduit à la question de savoir si, le cas échéant, elle ne serait pas plus avantageuse à mettre en œuvre que la modulation en fréquence. Cela paraît être en particulier toujours le cas lorsque la transmission d'un signal peut prendre plusieurs chemins ; par exemple, dans le cas où la transmission se fait à la fois directement et par réflexion sur les couches ionisées qui, de leur côté, sont constamment en mouvement.

Comment obtient-on un signal modulé en phase ?

Quand une onde est modulée en phase, sa phase est différente de ce qu'elle serait si la modulation n'existait pas. Un tel décalage de la phase de la porteuse peut par conséquent être provoqué en faisant traverser à la porteuse un circuit qui occasionne un retard de la porteuse dans le temps de façon que l'onde ait à l'entrée du circuit une phase différente de celle qu'elle possède à la sortie après son passage à travers le circuit.

Tout le problème de la modulation en phase consiste donc en ceci, qu'il faut faire en sorte que l'onde de modulation provoque un retard de la porteuse dans le temps et ce proportionnellement à la tension de modulation.

La figure 3 montre schématiquement comment cela peut être résolu. Une tension provenant de la source de la porteuse est appliquée directement au tube modulateur 1. Cette tension est symbolisée par le vecteur E_1 dans le diagramme 3 a. Une tension provenant de la même source, mais décalée dans le temps, donc déphasée, est représentée par le vecteur E_2 . Cette tension est appliquée au modulateur 2. Les circuits anodiques des modulateurs 1 et 2 sont communs. Abstraction faite de l'amplification,

on obtient une tension résultante dont la phase est la résultante de E_1 et E_2 . Les deux modulateurs sont alors modulés en opposition au moyen du transformateur T. Les diagrammes 8 b et 8 c représentent le résultat à deux instants différents. On voit la différence de phase présentée par E_r par rapport à sa position moyenne.

Dans la modulation de phase représentée figure 4, on utilise le

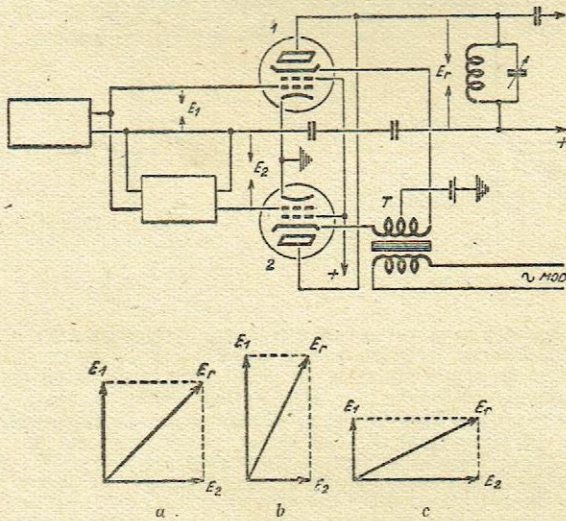


FIG. 3.

fait bien connu que la phase d'un amplificateur accordé varie lorsqu'on modifie l'accord. L'amplificateur 1 a sa sortie munie d'un circuit accordé TC. En outre, une tension porteuse d'amplitude, de phase et de fréquence constantes est appliqué à l'entrée de l'amplificateur TC est modulé par un tube réactance 2 qui rend possible un déphasage de 90° grâce au système déphaseur R C. La tension de modulation est appliquée sur la grille d'arrêt du tube modulateur.

La figure 5 nous montre comment on peut obtenir une modulation de phase en se servant d'une ligne. On se sert d'un tube à modulation d'anode comme d'impédance de fermeture de cette ligne. En un point déterminé, ou pour une longueur déterminée de celle-ci, se présente une résultante entre l'onde porteuse et l'onde réfléchie, résultante dont la phase varie.

Ceci se voit facilement sur les diagrammes vectoriels 5 a et 5 b. Les figures montrent les relations vectorielles entre l'onde incidente et l'onde réfléchie pour un point de la ligne où les deux tensions sont décalées de 90° l'une par rapport à l'autre. Si l'impédance finale de la ligne est telle qu'on ait une réflexion totale, on obtient la résultante E (fig. 5 a). Si alors la modulation modifie l'impédance finale jusqu'à un point qui réduise la valeur de l'onde réfléchie à E_r , la tension résultante prend une nouvelle valeur E' dont la phase est décalée de φ par rapport à E (fig. 5 b).

Le récepteur à modulation en phase

Il est indispensable d'avoir un circuit transformant la modulation en phase en modulation en amplitude. Dans ce qui suit, la nécessité de cette transformation va être expliquée par une

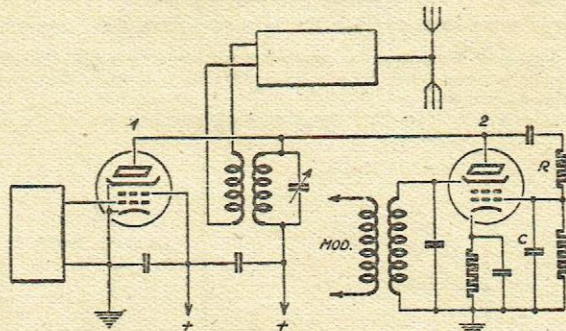


FIG. 4.

comparaison entre la porteuse et les fréquences latérales dans les modulations en phase et en amplitude.

A un instant donné, les relations vectorielles entre la porteuse et les fréquences latérales sont représentées par la figure 6 a, dans le cas de la modulation en amplitude. La phase des trois composantes est telle que les fréquences latérales tournent par rapport à la porteuse. Elles s'ajoutent et se retranchent de l'amplitude de la porteuse, de telle sorte que l'amplitude de la résultante présente à son tour une variation sinusoidale dans le temps de son amplitude.

tante présente à son tour une variation sinusoidale dans le temps de son amplitude.

La figure 6 b nous montre la phase des trois composantes à un instant donné, dans le cas de la modulation en phase. La porteuse de l'oscillation modulée en phase est décalée de 90° par rapport à celle de la modulation en amplitude. Ce décalage fait que les fréquences latérales se composent avec la porteuse, de telle sorte

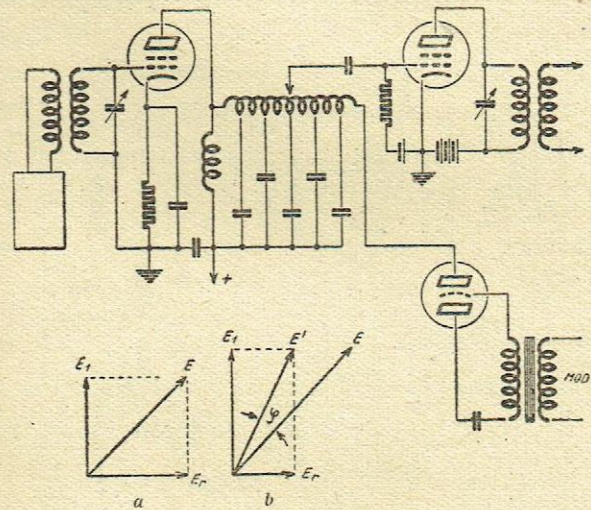


FIG. 5.

que la variation d'amplitude engendrée par une des fréquences latérales est annulée par la variation d'amplitude de même grandeur, mais de sens opposé, engendrée par la fréquence latérale symétrique. Il ne reste donc qu'une modification de phase, abstraction faite d'une petite valeur de modulation en amplitude qui peut être négligée ici.

En tenant compte de ces rapports de phase entre porteuse et fréquences latérales dans la modulation de phase, on conçoit que les méthodes suivantes puissent être employées pour obtenir la transformation de la modulation en phase en modulation en amplitude.

- 1° Rotation de la phase de la porteuse ;
- 2° Rotation de la phase des fréquences latérales ;
- 3° Redressement séparé des fréquences latérales et de la porteuse ;
- 4° Réception au moyen d'un récepteur de modulation en fréquence avec utilisation d'un circuit compensant les distorsions qui prennent naissance.

Dans la figure 7 on a représenté un récepteur pour modulation en phase et en amplitude, qui utilise les propriétés d'un filtre à cristal pour transformer la modulation en phase en modulation en amplitude. On voit qu'un filtre à cristal de ce type dans lequel la capacité de montage est neutralisée est en état de transformer la modulation en phase en

modulation en amplitude s'il travaille en dehors de sa position neutralisée. Cette transformation peut être obtenue, soit par le décalage des fréquences latérales dans leur position par rapport à la porteuse, soit au moyen d'un procédé traitant séparément les bandes latérales qui permet la détection séparée des fréquences latérales en liaison avec la porteuse. Le schéma de la figure 7 ressemble à certains égards à celui qui était utilisé par les amateurs pour la réception des transmissions de dessins.

Le montage en pont est constitué de façon que la capacité des armatures du cristal puisse être sur-neutralisée ou sous-neutralisée. Une des électrodes-armatures est séparée en deux, ce qui permet d'obtenir, avec un même cristal, une sortie sous-neutralisée et une sur-neutralisée. Les deux circuits de sortie sont pratiquement indépendants l'un de l'autre. Les deux sorties alimentent alors un système de détection différentielle pour la détection de la modulation en phase. On obtient en même temps une tension pour le contrôle automatique de fréquence. De même, deux détecteurs à impédance d'entrée infinie (détection cathodique), sont alimentés par les diodes dans le but d'obtenir la détection en amplitude.

Si dans la figure 8 on fait $C_n = C_h$, le circuit travaille comme s'il n'avait pas de capacité propre. Si on fait alors $C_n < C_h$, le circuit est sous-neutralisé, il travaille comme si C_h était simplement plus faible (fig. 9). Comme le cristal (qui comporte la résistance R en série) est alimenté par la tension d'entrée, la tension de sortie

aux bornes de R_1 dépend de l'impédance du cristal, et elle aura une caractéristique du genre de celle représentée figure 10.

Si maintenant une porteuse accordée sur F_c traverse le filtre avec ses fréquences latérales, celles-ci apparaîtront sur les parties plates de la caractéristique et comme la réactance qui alimente R_1 est capacitive dans ces régions, les fréquences latérales auront leur phase décalée de 90° , tandis que celle de la porteuse ne bougera pas, ou à peine. De cette façon, la modulation en phase

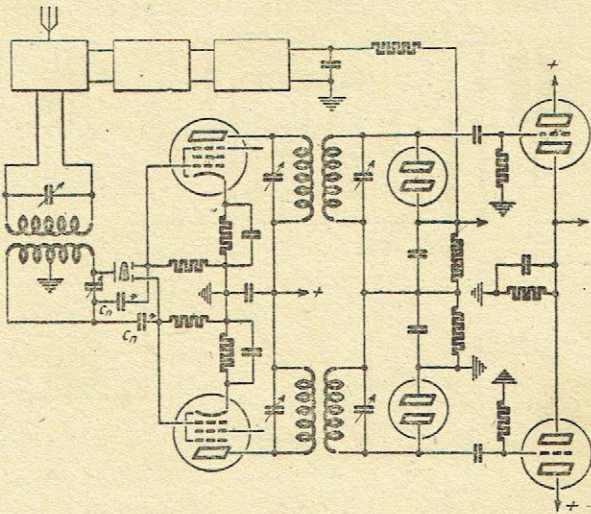


FIG. 7.

est transformée en modulation en amplitude, ainsi qu'il ressort des figures 6a et 6b.

En regardant de plus près cette transformation de modulation à la lumière de la figure 10, on s'aperçoit de ce qui suit :

Les fréquences latérales immédiatement voisines de F_1 sont en somme supprimées, si bien que pour ces fréquences de modulation basses, la transformation de la modulation en phase en modulation en amplitude s'obtient par la suppression d'une des bandes latérales. Par contre, les fréquences latérales situées dans le voisinage immédiat de la porteuse sont augmentées en même temps que la porteuse, si bien qu'on doit s'attendre à une augmentation de la tension de sortie pour ces fréquences de modulation. Mais celle-ci est compensée par le fait que le décalage de phase est faible dans cette zone, ce qui fait que l'action de la transformation devient plus faible. Malgré cette combinaison de la réception d'une seule bande latérale pour quelques fréquences de modulation et de rotation de phase des fréquences latérales pour les autres, on arrive à une caractéristique de sortie satisfaisante. Le relèvement de la porteuse occasionné par le filtre à cristal peut en outre être aplani par un choix judicieux de R_1 et du Q du cristal.

Si le condensateur de neutralisation C_n a été choisi plus grand que la capacité du cristal, le filtre se trouve sur-neutralisé. La caractéristique de réactance du cristal varie alors comme si le cristal était remplacé par une self. Cette caractéristique est représentée figure 11 et la caractéristique de sortie l'est figure 12. La réactance qui alimente R_1 est inductive pour le domaine inférieur à F_1 et pour le domaine des fréquences supérieures à celle de la porteuse. Les fréquences latérales sont alors déphasées dans le sens inverse de celui correspondant à un filtre sous-neutralisé. La porteuse et les fréquences latérales passent alors de la position de la figure 6 a à celles représentées figures 13 et 14. En comparant les figures 13 et 14, on voit que la courbe-enveloppe de l'amplitude passe par un maximum (fig. 13) lorsque le filtre est sous-neutralisé, et par un minimum quand il est sur-neutralisé (fig. 14). Comme les courbes-enveloppes de l'amplitude sont déphasées de 180° , les tensions détectées doivent être « rétrophasées » de 180° .

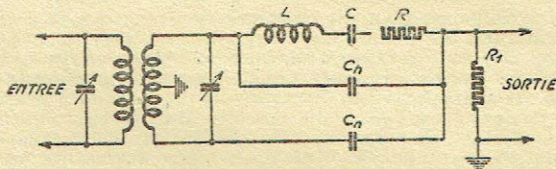


FIG. 8.

Ceci est réalisé dans la figure 7 par la mise à la masse de la cathode d'une des diodes, la cathode de l'autre diode étant reliée à la tension. De cette façon, la modulation en amplitude qui pourrait encore subsister dans le signal est supprimée. Un tel récepteur est représenté schématiquement figure 15.

Une partie du signal d'entrée est conduit à un filtre de por-

teuse qui supprime les bandes latérales et engendre ainsi une porteuse non modulée qui peut être combinée avec le signal modulé en phase, de façon qu'il se produise une tension résultante modulée en amplitude. Les diagrammes vectoriels de la figure 15 montrent comment se composent les tensions filtrées et non filtrées. Le réglage de phase est ajusté de telle façon que les deux composantes E_1 et E_2 de la porteuse filtrée qui apparaissent aux bornes d'un transformateur, soient décalées de 90°

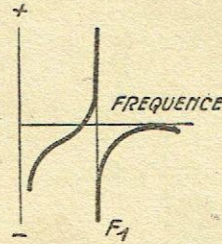


FIG. 9.

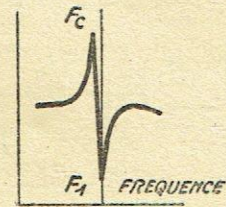


FIG. 10.

par rapport à la porteuse non filtrée. On obtient ainsi E_3 et E_4 , qui s'équilibrent au point de vue amplitude pour répondre à la condition de non modulation. Si maintenant la phase de l'onde incidente E_3 est décalée de Φ , ainsi qu'il est représenté figure 15 b, des modulations d'amplitude apparaissent (bande supérieure et bande inférieure E_3 et E_4). Un décalage de phase en sens inverse produit une modulation en amplitude dans laquelle s'échangent les places. Dans l'étage redresseur, les résistances de charge des diodes doivent être montées en opposition pour composer additivement les tensions redressées de sortie.

Un contrôle automatique de fréquence est nécessaire, aussi bien dans le montage de la figure 7 que dans celui de la figure 15, à cause de la sélectivité élevée du filtre à quartz.

Comme variantes aux dispositifs décrits ci-dessus, on pourrait également employer un oscillateur local qui devrait alors être synchronisé (et en phase) avec la porteuse, au moyen d'un contrôle automatique de fréquence, ce qui entraîne des frais et beaucoup de soins. D'autres circuits, tel celui de l'autodyne, peuvent également être utilisés pour la réception d'un signal modulé en phase. Nous n'en parlerons pas davantage, car si leur construction paraît plus simple, leur réglage est très critique dans le cas où ils ne sont pas munis d'un contrôle automatique de fréquence et d'un limiteur, ce qui augmente le prix du montage.

Réception d'une seule bande latérale

A côté du type de récepteur à une bande latérale, exposé dans la figure 5, la figure 16 montre comment on peut utiliser le filtre habituel à une bande latérale pour la réception de la modulation en phase.

Deux filtres à une bande latérale doivent être utilisés pour filtrer la porteuse et individuellement chacune des bandes latérales, de façon que chaque détecteur redresse dans le même temps la combinaison de la porteuse et d'une bande latérale. Ces détections séparées permettent d'éviter que la tension de sortie, donnée par le redressement d'une bande, ne soit annulée par le redressement de l'autre bande. Les deux détections sont correctement combinées en phase grâce à l'emploi d'un étage de détection en push-pull. La commutation prévue sur la figure permet la réception de la modulation en amplitude.

Utilisation des récepteurs prévus pour la réception de la modulation de fréquence

La figure 17 nous montre comment un récepteur pour modulation de fréquence peut être utilisé pour la réception de signaux modulés en phase.

Lors de la réception d'un signal modulé en phase au moyen d'un

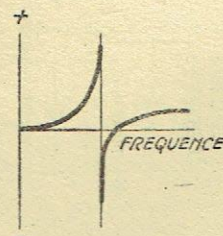


FIG. 11.

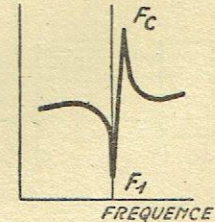


FIG. 12.

tel récepteur, la tension de sortie en BF est directement proportionnelle à la fréquence de modulation, ainsi que le représente la ligne pleine sur le diagramme de la figure 17. Si on envoie maintenant cette basse fréquence dans un filtre dont la caractéristique est inversement proportionnelle à la fréquence, comme celle représentée en pointillé dans le diagramme ci-dessus men-

tionné, la combinaison des deux courbes permet d'obtenir la courbe de réponse horizontale recherchée.

Elargissement de la porteuse modulée en phase

En principe, ainsi qu'il fallait s'y attendre, la caractéristique d'une porteuse modulée en phase se distingue à peine de celle qui est modulée en amplitude. On devait s'y attendre parce que les caractéristiques des bandes latérales de la modulation en phase ne sont pas différentes en principe de celles de la modulation en

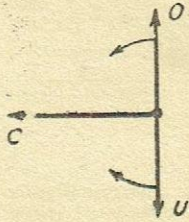


FIG. 13.

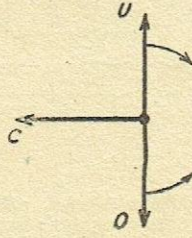


FIG. 14.

amplitude. En outre, il a été établi par l'examen des circuits de réception isolés que le montage décrit dans la figure 17 est enclin à de fortes distorsions de fading, lorsque se présente le fading sélectif. Il apparaît alors un signal surmodulé qui est détecté dans le récepteur à modulation en amplitude, et lors duquel les fréquences graves sont supprimées quand il traverse le filtre régulateur mentionné.

Dans le fonctionnement avec une seule bande latérale, on a pu en outre constater que cette façon de faire était plus sensible au fading que la transmission à deux bandes latérales. Les distorsions provenant de la modulation des fréquences de modulation l'une par l'autre sont élevées.

Gain d'énergie

Etant donné que dans la modulation de phase on travaille, ainsi que dans la modulation de fréquence, avec une porteuse à amplitude constante, on obtient, en l'absence de modulation et par rapport à la modulation en amplitude, un rapport de 4 en faveur de la modulation de phase.

Lorsque l'onde est modulée, on doit considérer, pour le calcul du gain d'énergie, le déphasage dû au signal et le rapport signal/parasite. Comme le récepteur transforme linéairement les déphasages de la porteuse en tensions de sortie, on pourra trouver le rapport signal/parasite en déterminant le rapport des déphasages provoqués par le signal et le parasite.

On peut déduire le décalage effectif de la phase provoqué par le parasite en déterminant la façon dont la porteuse et la tension

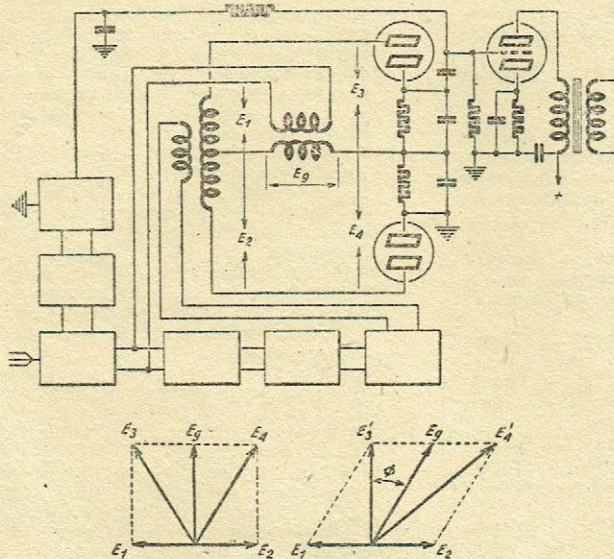


FIG. 15.

parasite forment une résultante qui est modulée aussi bien en phase qu'en amplitude. D'après Crosby, on obtient ainsi :

$$e = k \sin \left[\omega t + \Phi \cos pt + \text{Arc tg} \frac{\sin \omega ndt + \Phi \cos pt}{\frac{c}{n} + \cos(\omega ndt + \Phi \cos pt)} \right]$$

Φ étant le décalage de phase dû au signal ;
 k = représente l'enveloppe de l'amplitude ;
 $\omega = 2\pi f$; f = fréquence de la porteuse ;
 ω_{nd} = pulsation du battement entre porteuse et fréquence parasite ;
 $p = 2\pi f_1$; f_1 = fréquence de modulation ;
 c = amplitude (crête) de la porteuse ;
 n = amplitude de crête de la composante parasite.

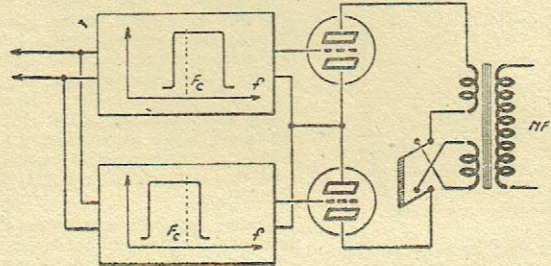


FIG. 16.

Le développement des travaux de Crosby montre qu'en l'absence de modulation c.-à-d. pour $\Phi = 0$, le décalage de phase maximum dû au parasite est

$$\Phi_n (\text{crête}) = \text{Arc tg} \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{c}{n}\right)^2 - 1}} = \text{Arc sin} \frac{n}{c}$$

Si on établit alors un diagramme de Φ_n considéré comme fonction du rapport porteuse/parasite, on obtient la courbe de la figure 18. On voit sur ce diagramme que les pointes de décalage de phase sont pratiquement égales à $\frac{n}{c}$ pour de petites valeurs de ce rapport. Un écart se manifeste pour les valeurs plus importantes jusqu'à ce qu'on atteigne 1,57 (90°) pour $\frac{n}{c} = 1$. On peut donc admettre d'après cela que, pour les cas les plus fréquents dans la pratique, le décalage de phase provoqué par le parasite est à peu près égal à la valeur de pointe du rapport du parasite à la porteuse. On a représenté figure 19 les décalages de phase survenant à l'intérieur d'une période par suite de parasites correspondant à $\frac{c}{n} = 1,2$ et $\frac{c}{n} = 2$. La forme de l'onde se rapproche de celle d'une dent de scie lorsque $\frac{c}{n}$ tend vers 1 et devient sinusoïdale quand $\frac{c}{n}$ augmente.

On sait que dans le cas de la modulation en amplitude le rapport signal/parasite est proportionnel au produit du rapport porteuse/parasite par la profondeur de modulation. Dans le cas de la modulation en phase, le rapport signal/parasite sera égal au rapport décalage de phase dû au signal/décalage de phase dû au parasite.

$$\frac{S_p}{N_p} (\text{crête}) = \Phi \text{ Arc sin} \frac{n}{c}$$

(p indique le système de modulation en phase.)

En vertu de ce qui précède, on a dans les cas les plus fréquents :

$$\frac{S_p}{N_p} (\text{crête}) \Phi \frac{c}{n}$$

Si maintenant « a » représente le système de modulation en

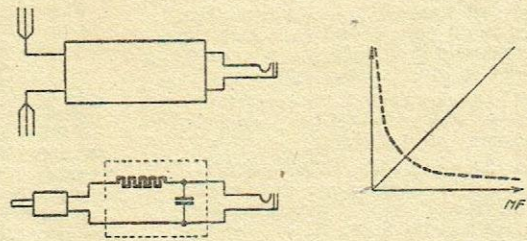


FIG. 17.

amplitude, l'expression suivante donnera le rapport des actions d'un parasite sur une porteuse modulée en phase ou en amplitude.

$$\frac{S_p/N_p}{S_a/N_a} = \Phi \frac{C_p/N_p}{C_a/N_a} \cdot \frac{1}{M}, M \text{ étant la profondeur de modulation.}$$

Pour utiliser cette expression, il faut stipuler le plus grand décalage de phase qui paraisse admissible dans la modulation de phase. On voit à partir de la figure 20 que pour une distorsion de 5 %

par l'harmonique 3 (l'harmonique 2 disparaît dans la détection push-pull), on ne peut travailler qu'avec un décalage de phase d'environ 80° (exactement 57° 03'). Ceci correspond, dans la représentation du diagramme employé jusqu'à présent, approximativement à $\Phi = 1$. Si on fait alors $M = 1$, on voit que pour des rapports identiques, les rapports de crête signal/parasite doivent être à peu près les mêmes pour les modulations en amplitude et en phase. Par suite, l'avantage de la modulation de phase réside dans l'augmentation de l'énergie rayonnée qui se chiffre, ainsi qu'on l'a vu plus haut, par un rapport de 4/1. Il s'y ajoute que du côté émission, le procédé de modulation en phase est sensiblement moins coûteux.

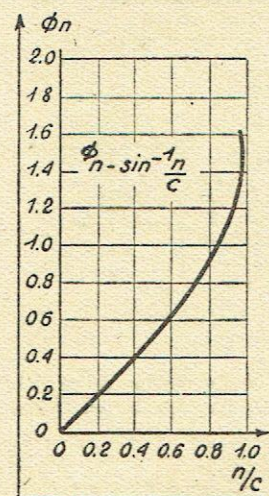


FIG. 18.

Un inconvénient, côté émission, est la tendance au ronflement... De même les étages oscillateurs des récepteurs ont tendance à être microphoniques.

Enfin, on doit constater que la présence de bandes latérales d'un ordre plus élevé, dans la modulation en phase, fait apparaître ce système comme défavorable eu égard aux interférences entre canaux voisins. Mais on doit dire à ce sujet, pour terminer, que :

1° La différence entre la modulation en phase et en amplitude est petite pour une faible surmodulation. Mais pour une surmodulation plus importante, les harmoniques 2 et 3 croissent moins vite dans la modulation de phase que dans la modulation en amplitude ;

2° De l'examen des bandes latérales lorsqu'il y a plus d'une fréquence de modulation, on déduit que la présence de fréquences de modulation basses, simultanément à celle de fréquences de

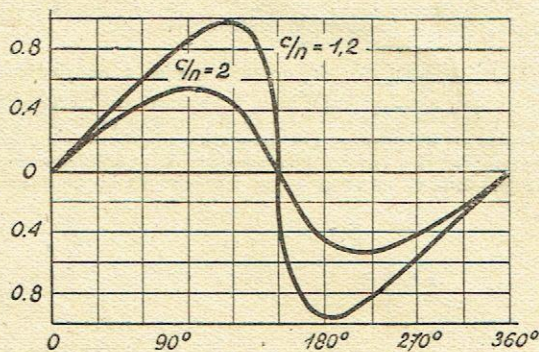


FIG. 19.

modulation élevées, affaiblit les bandes latérales d'ordre élevé. En d'autres termes : la présence d'un violoncelle en même temps que d'un violon affaiblit les bandes latérales d'ordre élevé qui existaient si le violon était seul. Ce phénomène est cumulatif, c'est-à-dire que l'onde se trouve d'autant plus rétrécie dans son canal que le nombre de fréquences de modulation est élevé ;

3° Lors de la transmission de la parole, les amplitudes des fréquences de modulation élevées, celles qui occasionnent les interférences à l'extérieur du canal sont plus petites que celles des fréquences basses. De ce fait, les interférences des bandes latérales d'ordre élevé se présentant à l'extérieur du canal proviennent pour la plus petite partie des fréquences de modulation élevées.

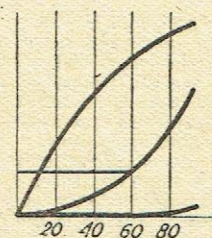


FIG. 20.

LISTE DES BREVETS

892.840 : 24 novembre 1942. — COMPAGNIE POUR LA FABRICATION DES COMPTEURS ET MATÉRIEL D'USINES A GAZ. — Perfectionnements aux dispositifs de télécommande et de télésignalisation.

892.849 : 26 novembre 1942. — SOCIÉTÉ ANONYME DES INDUSTRIES RADIO-ÉLECTRIQUES. — Perfectionnement aux circuits de tubes à vide.

892.860 : 13 mars 1943. — Société dite : V. I. S. VETRO ITALIANO DI SICUREZZA S. A. — Antenne à cadre pour appareils de T. S. F.

892.864 : 15 mars 1943. — Société dite : TELEFUNKEN GES. FÜR DRAHTLOSE TELEGRAPHIE M. B. H. — Perfectionnements aux modes de montage d'amplificateurs dont la bande de fréquences s'étend de la fréquence zéro à une fréquence très élevée.

892.879 : 15 mars 1943. — Société : C. LORENZ AKTIENG. — Lampe doubleuse de fréquence destinée en particulier aux ondes courtes.

892.888 : 16 mars 1943. — KNAUER (H.). — Appareil pour accroître la sécurité des véhicules et en particulier des automobiles en circulation.

892.896 : 16 mars 1943. — CESATI (M.). — Système électrodynamique, spécialement pour haut-parleurs.

892.420 : 16 mars 1943. — Société dite : FIDES GES. FÜR DIE VERWALTUNG UND VERWERTUNG VON GEWERBLICHEN SCHUTZRECHTEN M. B. H. — Dispositif pour le déclenchement de processus périodiques par des courants de commande, en particulier pour la distribution, la manipulation et la comparaison de signes télégraphiques.

892.425 : 17 mars 1943. — Société dite : FIDES GES. FÜR DIE VERWALTUNG UND VERWERTUNG VON GEWERBLICHEN SCHUTZRECHTEN M. B. H. — Fermeture de réglette de raccordement pour installations téléphoniques d'intérieur.

892.241 : 24 septembre 1942. — Société dite : MOTOR COLOMBUS, SOCIÉTÉ ANONYME D'ENTREPRISES ÉLECTRIQUES. — Ligne aérienne de transport de force.

892.422 : 16 mars 1943. — Société dite : N. V. PHILIPS GLOEILAMPENFABRIEKEN — Appareil permettant la reproduction stéréophonique des sons.

891.692 : 5 octobre 1942. — Société dite : PATELHOLD PATENTVERWERTUNGS UND ELEKTRO-HOLDING A. G. — Générateur d'oscillations électriques ultra-courtes.

891.819 : 12 novembre 1942. — FAVRAT (H.). — Appareil reproducteur de courants modulés.

891.833 : 1^{er} décembre 1942. — Société dite : SOCIÉTÉ ANONYME DE TÉLÉCOMMUNICATIONS. — Dispositif pour la suppression des bruits dans les amplificateurs (invention Myron Lebedinsky).

891.862 : 9 novembre 1942. — SOCIÉTÉ ANONYME DES INDUSTRIES RADIO-ÉLECTRIQUES. — Etage perfectionné pour ondes courtes.

886.260 : 20 septembre 1942. — Société dite : TELEFUNKEN GES. FÜR DRAHTLOSE TELEGRAPHIE M. B. H. — Dispositif pour manipulation d'une ligne double à haute fréquence.

886.262 : 29 septembre 1942. — Société anonyme dite : LIGNES TÉLÉGRAPHIQUES ET TÉLÉPHONIQUES. — Dispositif de modulateur.

886.277 : 30 septembre 1942. — CZOBOR (M.). — Système de repérage automatique perfectionné, notamment pour postes récepteurs ou émetteurs de T. S. F.

886.280 : 30 septembre 1942. — Société anonyme dite : LIGNES TÉLÉGRAPHIQUES ET TÉLÉPHONIQUES. — Arrangement permettant d'obtenir des temps de commutation indépendants de l'amplitude, dans des dispositifs commandés par la parole.

886.806 : 1^{er} octobre 1942. — Société dite : FIDES GES. FÜR DIE VERWALTUNG UND VERWERTUNG VON GEWERBLICHEN SCHUTZRECHTEN M. B. H. — Générateur à ondes courtes.

886.809 : 1^{er} octobre 1942. — Société dite : TELEFUNKEN GES. FÜR DRAHTLOSE TELEGRAPHIE M. B. H. — Montage destiné à l'obtention d'impulsions radio-électriques de grande puissance.

886.361 : 3 octobre 1942. — Société dite : LOWE RADIO A. G. — Appareil pour la production d'une radiation de faisceaux tournants d'ondes sans fil dirigées.

886.500 : 6 octobre 1942. — Société dite : LICENTIA PATENT VERWALTUNGS G. M. B. H. — Noyau en fer vissé pour haute fréquence.

886.621 : 8 octobre 1942. — Société dite : TELEFUNKEN GES. FÜR DRAHTLOSE TELEGRAPHIE M. B. H. — Dispositif de réglage de précision pour installations ondulatoires de l'ordre du décimètre.

886.584 : 6 octobre 1942. — Société dite : FIDES GES. FÜR DIE VERWALTUNG UND VERWERTUNG VON GEWERBLICHEN SCHUTZRECHTEN M. B. H. — Système de transmission.

886.502 : 5 octobre 1942. — Société dite : LICENTIA PATENT VERWALTUNG G. M. B. H. — Procédé pour accorder un transmetteur de haute fréquence à grande dispersion.

886.457 : 1^{er} juin 1942. — COMPAGNIE POUR LA FABRICATION DES COMPTEURS ET MATÉRIEL D'USINES A GAZ. — Perfectionnements aux analyseurs électroniques à mosaïque transparente.

886.697 : 9 octobre 1942. — Société dite : LOWE RADIO A. G. — Procédé de télévision à tensions déflectrices sinusoïdales.

886.700 : 9 octobre 1942. — Société dite : FERNSER G. M. B. H. — Diode push-pull pour ondes de l'ordre du décimètre.

(Liste communiquée par la C^{ie} des Ingénieurs-Conseils en propriété industrielle)

BIBLIOGRAPHIE

SUR LA PROPAGATION DES ONDES LE LONG DES LIGNES DE TRANSMISSION ET SUR LE CALCUL DE L'ONDE RESULTANTE APRES LES REFLEXIONS SUCES-SIVES AUX EXTRÉMITÉS, par M. Bayard, ingénieur en chef des P. T. T. (*Bulletin de la Société française des Electriciens*, mars 1943, t. III, n° 23, p. 98-106).

L'auteur rappelle les conditions de la résolution de l'équation des télégraphistes dans le cas général d'une ligne fermée aux deux extrémités sur des impédances quelconques. Il met l'équation aux dérivées partielles sous la forme la plus simple en partant du module de la ligne

$$m = \frac{CR + LG}{CR - LG}$$

C, R, L et G étant respectivement la capacité, la résistance, l'inductance et la perte linéiques. Les extrémités de la ligne interviennent en fixant les conditions aux limites par les impédances terminales. La solution dépend encore des conditions initiales, c'est-à-dire de l'état de la ligne et de la source à l'état initial. On ramène le problème au cas de l'état de repos, perturbé à l'instant initial par l'application brusque d'une force électromotrice constante de valeur unité : cas de l'admittance inductive (Carson), appelée par l'auteur *admittance transitoire*. La solution générale ne présente pas d'obstacles considérables si l'on passe par l'intermédiaire de la détermination de l'admittance transitoire pour une ligne semi-infinie, c'est-à-dire pour une ligne uniforme possédant une origine et pas de fin. La méthode de transformation de Laplace présente l'avantage énorme de rattacher les solutions du régime transitoire à celles du régime sinusoïdal permanent. Elle aboutit à l'expression de l'admittance *isomorphe*, pour laquelle le courant et la force électromotrice ont la même forme. L'auteur obtient une onde dont le front se propage à la vitesse unité, en unités réduites, ou en unités physiques

$$\text{à la vitesse } V = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Or, la ligne est de longueur finie l et terminée par des impédances quelconques. Cette longueur est toujours assez réduite. Malgré les effets diélectriques de l'isolant et inductifs de l'enveloppe qui réduisent la vitesse, une longueur de 1.000 km. est équivalente à un temps d'environ 3 milli-secondes.

Carson a indiqué une méthode pour le cas où la ligne est terminée par des impédances quelconques. Elle aboutit à une série représentant la composition d'ondes qui se propagent après avoir subi un certain nombre de réflexions successives. Les ondes réfléchies parcourant une longueur de ligne de plus en plus considérable, à mesure que croît leur rang, sont de plus en plus affaiblies.

L'équation de Carson fait apparaître des fonctions de Bessel dont les arguments sont essentiellement différents, donc d'un calcul difficile. L'auteur propose une méthode nouvelle, consistant à chercher directement la forme des ondes composantes en déterminant la transformée de Laplace d'une fonction exponentielle. On passe du cas $m = 1$ au cas général par changement de variable et opérations simples, classiques. L'interprétation physique est claire. La solution se présente sous la forme d'un développement en série facile à calculer.

ANALYSE GÉNÉRALE DES CONDITIONS DE L'AUTO-EXCITATION. UNE APPLICATION : LES VIBRATIONS DES AILES D'AVION, par Yves Rocard (*Société*

des Ingénieurs civils de France, 26 mars 1943, analysé dans R. G. E., avril 1943, t. LIII, n° 4, p. 98).

L'auteur cite divers exemples de systèmes autooscillants, notamment en électrotechnique (arc chantant), en acoustique (tuyau à anche), en mécanique (mouvement de lacet du matériel ferroviaire). Dans ces divers cas, il y a apposition d'une « résistance négative ». De même une aile d'avion encastrée dans le fuselage peut être le siège d'oscillations de flexion et de torsion susceptibles de réactions mutuelles qui, sous certaines conditions, notamment de vitesse, peuvent entraîner l'autooscillation. L'auteur précise le rôle, parfois nuisible, de l'amortissement et les conditions de fonctionnement qu'il tire de la théorie de la vibration. Ces études servent de base à celles des systèmes oscillants les plus variés, assujettis à de nombreux paramètres.

UNE INSTALLATION A GRANDE PUISSANCE POUR LES ESSAIS SOUS TENSIONS ÉLEVÉES DE HAUTE FRÉQUENCE,

par Rhode, Wedemeyer et Giesenhagen (*Elektrotechnische Zeitschrift*, 26 mars 1942, t. LXIII, p. 129-133, 4.000 mots, 8 figures, analysé dans R. G. E., avril 1943, t. LIII, n° 4, p. 120).

Cette installation de 40 kw, remontant à juillet 1941, permet la mesure de la rigidité diélectrique et des pertes d'énergie dans les isolateurs et les condensateurs soumis à des tensions à haute fréquence élevées. La tension d'essai peut atteindre 500 kv. pour des fréquences de 0,3 ; 1 et 10 mégahertz. La puissance permet d'éviter une chute de tension notable. Le laboratoire est en cage de Faraday, parois recouvertes de tôles en aluminium, fenêtres obturées par des grillages métalliques. Des bobines de choc protègent les canalisations contre la propagation des courants HF. Le pupitre de commande est installé sur une passerelle.

Le générateur H F comporte deux tubes électroniques sous tension anodique constante, puis deux tubes amplificateurs refroidis par circulation d'eau et alimentés sous tension anodique variable avec la puissance demandée à la sortie.

Le réglage à la résonance est effectué en faisant varier de $\pm 10\%$ autour de sa valeur nominale la fréquence de l'émetteur. Il est pratiqué sur 0,8 mégahertz au moyen d'un variomètre commandé par moteur ; sur 1 mégahertz par condensateur double diélectrique céramique et sur 10 mégahertz par condensateur à air.

Les inductances HF fonctionnent en autotransformateur. Le bobinage sur calit est effectué avec fil de cuivre électrolytique de 5 millimètres de diamètre. Les caractéristiques des bobines sont les suivantes :

Fréquence en mégahertz ..	0,3	1	10
Diamètre en centimètres ..	100	60	40
Hauteur en centimètres ..	230	130	45
Inductance en microhenrys	6.000	650	30
Capacité en picofarads	50	40	20
Tension en kilovolts	5.000	300	100
Courant en ampères	35	35	35

Dans un rayon de 3 à 5 mètres autour des bobines, le champ est tellement intense qu'il est dangereux pour l'opérateur, porté à une tension de plusieurs milliers de volts. La tension d'essai est mesurée par un voltmètre à diode avec potentiomètre capacitif par condensateur à air. Au-dessus de 100 kv., on fait des mesures partielles sur les bobines. Le courant est mesuré par ampèremètres de 20 à 100 A, avec transformateurs et couple thermoélectrique.

Les pertes diélectriques sont mesurées par substitution avec circuit résonnant, voltmètre à tube et diode. Le facteur de pertes peut être apprécié entre 10^{-1} et 10^{-6} .

L'EMPLOI SIMULTANÉ DE DEUX TECHNIQUES NOUVELLES EN RADIOCOMMUNICATION : ONDES ÉLECTROMAGNÉTIQUES CENTIMÉTRIQUES ET MODULATION DE FRÉQUENCE, par A.-G. Clavier et V. Altovsky. (*Revue générale de l'Électricité*, janvier 1944, t. LIII, n° 1, p. 2).

Résumé d'une communication faite à la Société française des Electriciens. Les centimétriques possèdent des propriétés spécifiques qui les apparentent aux ondes infrarouges. Elles peuvent être concentrées et dirigées à l'aide de miroirs sphériques ou paraboliques. Hertz procédait déjà ainsi avec des miroirs en bois, mais il ne s'agissait alors que d'ondes amorties. Dès 1930, les auteurs ont pu établir entre Calais et Douvres une communication sur ondes de 5 centimètres avec une puissance de quelques watts. En 1939, les oscillateurs L. M. T. produisaient des ondes de 9 mm. avec une puissance de quelques milliwatts. Depuis, on avait produit aux États-Unis des ondes de 6,4 mm. avec une puissance de beaucoup inférieure. Cependant, on a réalisé des tubes donnant une puissance de 50 w. sur 10 cm. de longueur d'onde avec refroidissement par air ; on atteint 100 w. avec refroidissement par eau. En 1942, on a atteint, sur 5 cm. de longueur d'onde, la puissance utile de 25 w (L. M. T.).

Ces très hautes fréquences servent à la transmission télégraphique et téléphonique par ondes porteuses et également aux radiocommunications par modulation de fréquence. On sait que ce procédé, exigeant une bande de fréquences assez large, est réalisé plus facilement avec les ondes centimétriques et millimétriques. La protection contre les parasites et contre la transmodulation est ainsi bien meilleure. La réalisation des récepteurs de ce genre est facilitée par la compression des fréquences. C'est une solution d'avenir vers laquelle on s'oriente.

LA RÉALISATION DU CARACTÈRE DES SIGNAUX DES PHARES ET BALISES, par G. Dupouy. (*Revue générale de l'Électricité*, janvier 1944, t. LIII, n° 1, p. 3 à 12, 20 figures).

Après avoir décrit l'équipement mécanique des appareils de signalisation (régulateurs mécaniques, commande par moteur électrique, emploi des moteurs synchrones, des moteurs à courant continu, synchronisation d'un moteur shunt par une horloge) ainsi que l'équipement optique, l'auteur expose la *manipulation des radiophares*. La Convention internationale des Radiocommunications a attribué aux radiophares la bande de 290 à 320 kilohertz ($\lambda = 938$ à 1.035 m.). Or, cette bande est insuffisante pour répondre à tous les besoins au moyen de radiophares émettant en permanence, parce que, la radiogoniométrie étant faite par une méthode de zéro, le brouilleur peut être alors reçu à plein cadre. Malgré l'emploi de fréquences de modulation différentes, le champ du brouilleur doit être beaucoup plus faible que celui du poste à recevoir. Le C. C. I. R. (Avis n° 90 de Bucarest) a admis 30 à 40 décibels pour le rapport du signal utile au brouilleur. Le rayon de brouillage du radiophare est en moyenne de 8 à 15 fois la portée nominale et peut même atteindre 30 fois.

Pour réduire le brouillage, les conférences internationales de signalisation maritime (Paris 1933, Bordeaux et Stockholm 1934) ont préconisé le groupement des radiophares par groupes de trois fonctionnant à tour de rôle, de 2 en 2 minutes sur la même onde, par permutation circulaire. Le nombre des ondes distinctes

a été fixé à 10, de 3 en 3 kilohertz, de 291,5 à 318,5 kilohertz. Chaque radiophare d'un groupe a un horaire déterminé et son manipulateur est asservi à une horloge précise. Une tolérance d'exactitude de ± 5 secondes est donnée aux horloges par un silence de 10 secondes ménagé à la fin de chaque émission. Toutes les heures, chaque radiophare fait 10 émissions de 1 minute 50 secondes; ce nombre est réduit à 4 par temps clair.

En outre, le manipulateur met en marche l'émetteur et l'arrête un peu avant le début et après la fin de l'émission. A cette fin, on préfère remplacer le moteur shunt par une machine magnétoélectrique. On peut aussi utiliser un manipulateur à mouvement d'horloge réceptrice fonctionnant toutes les demi-secondes.

La marche de l'horloge doit pouvoir être facilement corrigée par réglage potentiométrique en fonction des observations journalières des signaux horaires. Le potentiomètre est muni d'une graduation proportionnelle en secondes par jour d'avance.

L'ÉLECTROENCÉPHALOGRAPHIE MÉDICALE (LES ONDES CÉRÉBRALES), par A. Baudouin (*Revue générale de l'Électricité*, novembre 1943, t. LII, n° 11, p. 321-322).

Analyse de la communication faite par le professeur A. Baudouin, doyen de la Faculté de médecine, à la séance commune du 6 novembre 1943 de la Société française des Electriciens, de la Société française d'Electrothérapie et de Radiologie médicale et de la Société d'Electroradiologie médicale de France.

Si l'on applique sur le cuir chevelu d'un sujet deux électrodes réunies à un oscillographe par un amplificateur, on observe une courbe oscillatoire fluctuante dite *électroencéphalogramme* sur laquelle apparaissent deux catégories d'ondes dénommées α et β par Hans Berger.

Au cas où l'on peut atteindre le cortex, ou écorce cérébrale, on relève alors l'*électrocorticogramme* avec des tensions 10 à 15 fois supérieures.

Les ondes α , relevées sur un sujet normal, à l'état de repos et les yeux fermés, ont une fréquence de 8 à 11 hertz et une amplitude de 10 à 100 μ V. Les ondes β , qui remplacent les ondes α lorsque le sujet ouvre les yeux, ont une fréquence supérieure et une tension inférieure à 10 μ V. Les courbes composantes obtenues par décomposition en série de Fourier des ondes relevées n'ont pas encore été interprétées physiologiquement.

La difficulté du problème réside dans la nécessité d'amplifier 2 à 3 millions de fois des tensions à basse fréquence d'une valeur moyenne de 50 μ V. La cage de Faraday et le préamplificateur différentiel, suivi d'un amplificateur à deux étages, permettent d'éviter les parasites d'origine extérieure à l'organisme. D'autres parasites sont dus aux oscillations engendrées par les autres organes, notamment par le cœur et les yeux.

Pour l'enregistrement de ces courants à basse fréquence, on se sert d'oscillographes appropriés (oscillographe Dubois, oscillographe enregistreur à plume), possédant un équipage mobile analogue à celui du haut-parleur. L'enregistrement photographique sur film ou papier est déconseillé, parce que trop coûteux, pour un examen de longue durée.

La méthode encéphalographique donne de bons résultats pour le diagnostic, le pronostic et le traitement de maladies telles que l'*épilepsie*, pour lesquelles les ondes cérébrales possèdent une forme caractéristique, même en l'absence de crise chez le sujet. On peut ainsi dépister les simulateurs et déceler si la guérison est réellement complète.

M. Pouret, des Etablissements Gallus, a présenté un *électroencéphalographe* et un *électrocorticographe* de moindre sensibilité.

MESURE D'UN BRUIT DE FOND PAR THERMOCOUPLE ET PAR REDRESSEUR, par Jean Baurand et Bernard Vallantin. (Comptes rendus des Séances de l'Académie des Sciences, 19 avril 1943, t. CCXVI, p. 555-556, 450 mots, analysé dans R. G. E., janvier 1944, t. LIII, n° 1, p. 16).

Le bruit de fond moyen d'un amplificateur est mesuré à l'aide de deux appareils de mesure montés en série à la sortie de l'amplificateur et utilisant l'un un couple thermoélectrique, l'autre un redresseur. Tandis qu'un courant sinusoïdal donne la même indication, le courant résultant de la superposition de deux courants sinusoïdaux de fréquences différentes donne des indications différentes. Le calcul fait dans le cas d'un courant de basse fréquence battant avec un harmonique d'ordre élevé agissant sur redresseur quadratique (thermocouple) ou sur redresseur linéaire à deux alternances (milliampèremètre à 4 redresseurs en pont) montre que, pour une valeur efficace de 1 m. A de chacun des courants composants, la valeur efficace du courant total est 1,41 m. A, la valeur moyenne du courant redressé de 1,27 m. A. L'expérience faite avec deux courants de 50 et 1.000 hertz donne des résultats valables, même si le second courant n'est pas harmonique du premier.

Les auteurs ont expérimenté dans le cas de courants de bruit de fond considérés comme résultant de la superposition d'une infinité de courants de fréquences et de phases différentes, réparties au hasard. Ils ont mesuré, avec ces deux appareils en série, le bruit de fond de deux amplificateurs.

Le premier est sélectif, accordé sur 1.000 hertz, bande passante de 60 hertz, résistance d'entrée de 4 mégohms, amplification réglable permettant de faire varier le bruit de fond de sortie. Les deux appareils donnent les mêmes indications, à moins de 6 % près.

Le deuxième amplificateur, à résistances et non sélectif, a un bruit de fond réglable par variation de la résistance de grille de la première grille, filtré à la sortie pour ne conserver que la basse fréquence (0 à 3.000 hertz). Les indications des deux appareils de mesure, placés en série à la sortie du filtre, sont identiques à moins de 10 % près.

SUR QUELQUES CONCEPTIONS NOUVELLES DANS LES DOMAINES DE LA PHYSIQUE ET DE LA TECHNIQUE DES TUBES ÉMETTEURS POUR LES FRÉQUENCES TRÈS ÉLEVÉES, par R. Warnecke (chef de laboratoire à la C¹ Générale de télégraphie sans fil). (Extrait des *Annales de la Radiodiffusion*, 4^e année, n° 1, janvier 1944).

L'auteur montre comment on peut rattacher les principes des nouveaux tubes électroniques émetteurs d'ondes ultra-courtes (« tubes à modulation de vitesse », « monotrons », etc...) à ceux des tubes utilisés en premier lieu (diodes, lampes à grille positive, magnétrons et lampes à grille négative). Dans la première partie, consacrée à l'étude des effets d'inertie électrique, l'auteur fournit des renseignements précis sur l'échange d'énergie entre des faisceaux d'électrons et des champs H F et apporte à ce point de vue un certain nombre de renseignements inédits, en particulier au sujet du rendement d'échange d'énergie. Dans la seconde partie, consacrée aux circuits oscillants, il examine les systèmes employés actuellement en ondes ultra-courtes et insiste particulièrement sur les cavités électromagnétiques dont il expose l'ensemble de la théorie. Le calcul du circuit massif équivalent à une cavité électromagnétique est indiqué et les bases du couplage entre une force électrique et le champ oscillant d'une cavité sont précisées.

INFORMATIONS

NÉCROLOGIE

Nous apprenons le décès de M. Herbert Dupuy. Les obsèques religieuses ont été célébrées en l'église Saint-Eugène, à Paris, le 19 avril 1944, et l'inhumation a eu lieu le même jour au cimetière de Chambly (Oise).

Au Conseil supérieur de la Radio

M. Paul Greysel, démissionnaire, a été remplacé au Conseil supérieur de la Radiodiffusion par M. Emile Vuillemoz (décret n° 729 du 4 mars 1944 (*J. O.* du 6 mars 1944)).

HECTOR BELLINI

Un pionnier des premiers temps de la radio, un grand savant né en Italie, mais qui depuis de longues années vivait dans notre pays qu'il avait adopté comme patrie et dont il avait acquis la nationalité, s'est éteint au mois de janvier dernier dans sa propriété de Ray-sur-Saône, laissant bien des regrets parmi tous ceux qui l'avaient connu.

Fils d'un professeur de l'Université, Hector Bellini était né à Poligro, dans la province de Pérouse, le 19 avril 1876. Après de brillantes études à Naples, il entra à l'École Polytechnique de cette ville, d'où il sortit ingénieur civil en 1900.

En 1901, il avait conquis le titre de docteur ès sciences et avait été nommé ingénieur-électricien dans la marine royale italienne.

Il commença ses premières recherches sur la T. S. F. à la Spezzia, puis à Venise et à Turin, à la Société F. I. A. T., où, en véritable précurseur, il s'occupa spécialement d'ondes dirigées.

Venu en France avec le commandant Tosi, il créa, en 1910, à Boulogne-sur-Mer, la première station de T. S. F. dirigée, agréée par l'administration des P. T. T., où il appliqua le premier compas azimutal hertzien, connu plus tard sous le nom de radiogoniomètre.

Peu après, il rejoignait en Angleterre Marconi et s'occupait de développer avec lui les applications des radiogoniomètres.

En 1914 il revint en France pour se mettre à la disposition du général Ferrié, avec qui il collabora à d'importantes recherches.

Il créa notamment un dispositif auxiliaire de radiogoniométrie « à lever du doute » qui permet de supprimer l'indécision de 180° dans les relevements hertziens.

Ses brevets très nombreux concernent également les piles électriques et de multiples applications de la mécanique et de l'électricité à l'industrie.

Commandeur de la couronne d'Italie, savant distingué, esprit d'une rare puissance créatrice, d'une affabilité incomparable, il laisse les plus vifs regrets parmi ses nombreux amis.

A. G.

ERRATUM

Dans notre numéro d'avril, une coquille s'est glissée dans la légende de la page de couverture. Au lieu de la phrase : « La puissance d'émission est réglée », etc..., il fallait lire : « La fréquence d'émission est réglée avec une très grande précision par l'emploi d'un condensateur à profil spécial ».

PETITES ANNONCES

A vendre modulateur de fréquence I. T., modèle 44 A. abs. neuf, 5.000 francs. LERAVOX, 77, rue Ablacène, AMIENS.

Constructeur de matériel électro-comestique de chauffage de première qualité recherche, pour chaque département, représentant dépositaire. Références et cautionnement garantissant dépôt exigés. Situation de grand avenir. VOLCAN, 18, rue Reine-Jeanne, NICE.

Serais acheteur affaire de construction radio. Faire offre M. DOUMECQ, rue de la Plage, SOULAC (Gironde).

*Puissance
oui, mais
sans distorsion*

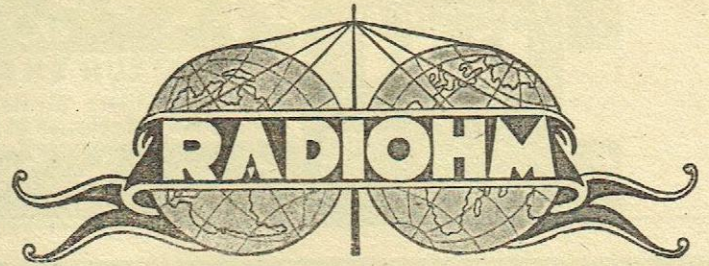
HARMONIE

L'AMPLIFICATEUR DE CINÉMA
POUR VOS SONORISATIONS



ET^S CH. OLIVÈRES

88, Av. KLEBER, PARIS 16^e
TEL: KLEBER 96-40



FABRIQUE DE MATÉRIEL ELECTROTECHNIQUE

14, RUE CRESPIN-DU-GAST
PARIS (XI^e)

Téléph. : OBErkampf

83-62
18-73
18-74

RÉSISTANCES AGGLOMÉRÉES

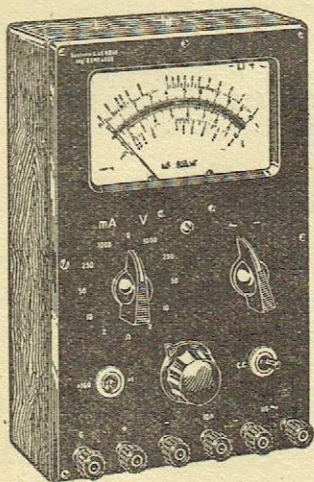
RÉSISTANCES BOBINÉES

SOUS CIMENT OU ÉMAILLÉES, TOUS WATTAGES

CONDENSATEURS

POTENTIOMÈTRES

CONTROLEUR UNIVERSEL TYPE T.5.



36 SENSIBILITÉS

Galvanomètre de grande précision, pivotage sur rubis. Cadran rectangulaire de 110×65 avec miroir anti-parallaxe Correcteur du zéro. Echelles en 2 coloris permettant les mesures suivantes :

TENSIONS ALTERNATIVES ET CONTINUES : 10 sensibilités.

INTENSITÉS ALTERNATIVES ET CONTINUES : 11 sensibilités.

Résistances de 0 à 5.000 ω et de 0 à 500.000 ω sur pile intérieure de 4 volts.

De 0 à 1 mégohm avec secteur de 110 volts.

Dispositif de tarage immédiat pour les différentes sensibilités • Capacités de 0,003 à 10 mfd en 6 gammes • Répertoire à index permettant la lecture immédiate des échelles de capacités • Etalonnage des shunts et résistances à 0,05 %.

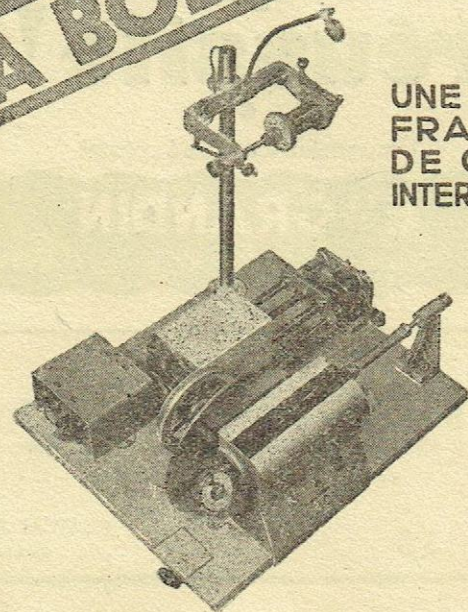
Cette boîte de contrôle, entièrement étudiée et réalisée par des spécialistes dans la construction des instruments de mesure de précision, présente toutes les garanties désirables tant pour le galvanomètre que pour l'ensemble des organes qui lui sont adjoints.

Prix et conditions sur demande au

COMPTOIR M B RADIOPHONIQUE

160, rue Montmartre -- Paris (2^e)

**MACHINE
A BOBINER...**



UNE MACHINE
FRANÇAISE
DE CLASSE
INTERNATIONALE

NOTICE TECHNIQUE SUR DEMANDE AUX

E^S MARGUERITAT

12 rue VINCENT, PARIS (19^e). Métro: BELLEVILLE. Tél: Bot. 70-05

Brevetés S.G.D.G.

ANCIEN/ ET/ **BAC**

93 rue aux OURS
PARIS 3^e TEL. ARCHIVES 50.42
50.43

CRÉATEUR EN FRANCE DU RIVET RADIO
Tous les Cilles Rivets - Cosses - Capsules et toutes Pièces découpées Machines et Accessoires de pose pour T.S.F.

Fondés en 1883

14 années d'expérience

OREOR

BOBINAGES
AMATEURS & PROFESSIONNELS

9 & 11 Passage DARTOIS-BIDOT, S' MAUR (SEINE) TEL. GRA 05 33 & 05 34

LA PRÉSENTATION FACILITE LA VENTE

SI VOUS RECHERCHER UN GRAVEUR QUALIFIÉ ET A L'EXÉCUTION RAPIDE

Voyez les Etablissements G. JARDILLIER (DÉPARTEMENT GRAVURE MÉCANIQUE)
68, rue Jean-Jaurès, 68 -- LEVALLOIS-PERRET (Seine)

POUR L'AVENIR... être revendeur

CRISTAL GRANDIN

sera une garantie de réussite!

Documentez-vous dès à présent

E^{TS} GRANDIN

96 et 84 r. des Entrepreneurs, PARIS, XV^e Tel. Vau. 93-12 (3 lignes groupées)

PUB. RAPPY

ALIGNER VOS RÉCEPTEURS A L'OSCILLOGRAPHHE!...

LE MODULATEUR DE FRÉQUENCE TYPE B 143 PERMET A L'AIDE D'UN OSCILLOGRAPHHE CATHODIQUE ET D'UN GÉNÉRATEUR H. F., QUELCONQUE, DE FAIRE APPARAÎTRE SUR L'ÉCRAN DU TUBE CATHODIQUE LES COURBES DE SÉLECTIVITÉ EN "SIMPLE TRACE" ET EN "DOUBLE TRACE"

Notice très détaillée comprenant le mode d'emploi de l'appareil contre 4. 50 en timbres.

AUTRES FABRICATIONS :
HÉTÉRODYNE MODULÉE "SERVICE", OSCILLOGRAPHHE CATHODIQUE, LAMPÉMÈTRE, COMMUTATEUR ÉLECTRONIQUE, PONT A IMPÉDANCES TYPE P. 2.

RADIO-ELECTRICAL-MEASURE

A.L. JACQUET et W. SOROKINE, Ingén.-Constructeurs
3 bis, rue Roussel, PARIS (XVII^e) Tél. : CARnot 38-72

BRION LEROUX & C^{ie}

Société Anonyme au capital de 2.000.000 de francs

Appareils de Mesures Electriques

TÉL. : NORD } 81-48
81-49

40, QUAI JEMMAPES
PARIS-X^e

TRANSFORMATEURS & SELFS

MARQUE **(P.B.)** DÉPOSÉE

LA CONSTRUCTION RADIOÉLECTRIQUE
(ANCIENS ÉTABLISSEMENTS J. PEYROUZE ET J. BENEZECH)

18 & 22, Chemin des Vignes, PANTIN (Seine) - Tél. : NORD 98-90

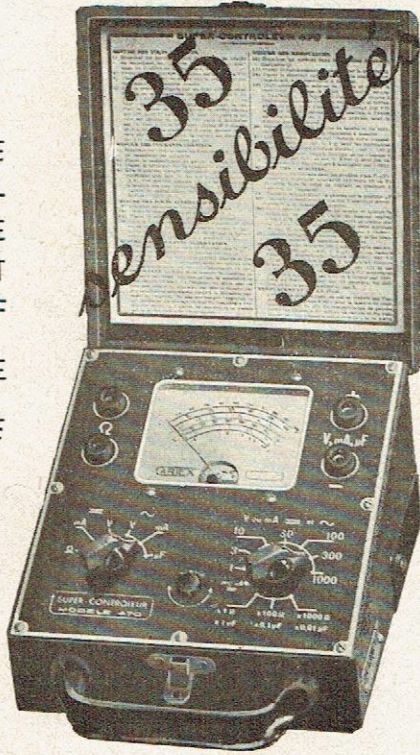
S.S.M. RADIO 127, Faub. du Temple, PARIS-10^e - Tél. : NORD 10-17

Condensateur "MICARGENT" au mica métallisé pour H. F. Modèle nu - Gratteble pour M. F. Type professionnel - Boîtier étanche Type Marine - Emission petite puissance

PUBL. RAPPY

CONTROLEUR UNIVERSEL 470

VOLTMÈTRE
MICRO ET MILLI-
AMPÈREMÈTRE
CONTINU ET
ALTERNATIF
—
OHMMÈTRE
—
CAPACIMÈTRE



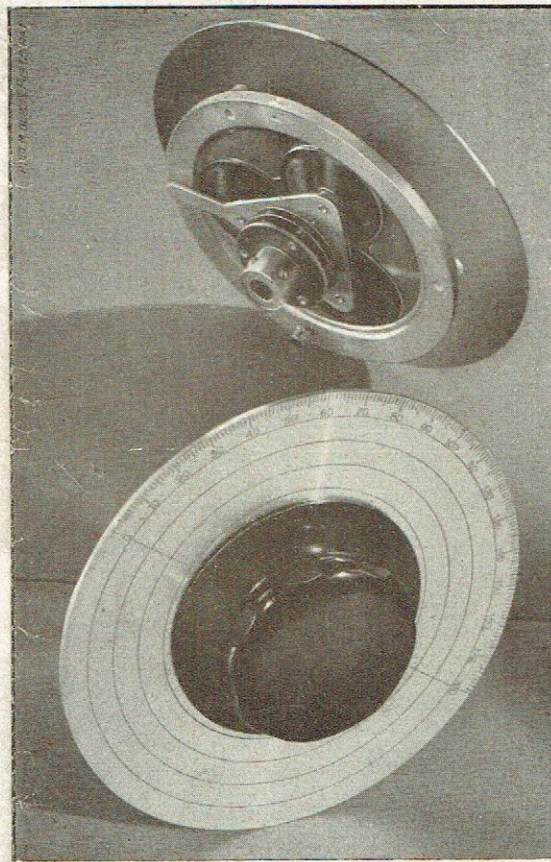
Publ. Rapy

15, Av. de Chambéry
ANNECY (H.-S.)
Téléphone : B.61
Télegr. : RadioCorlex

CARTEX

Agent pour Seine et S.-& O.
R. MANÇAIS
15, Foub. Monmartre
P A R I S
Téléphone : PRO 79-00

LIVRAISONS ASSURÉES DÈS A PRÉSENT



DEMULTIPLICATEUR EPICYCLIQUE

RAPPORT 10:1

OMEGA

SOCIÉTÉ ANONYME

SIÈGE SOCIAL
ET USINE:
PARIS
12, R. des Pêrichaux
Tél. LEC. 98-40

Usine de Lyon:
VILLEURBANNE
11-17, rue Songieu
Tél. VILL. 89-90



ÉTABLISSEMENTS

P. BOUYER

PIÈCES DÉTACHÉES pour PROFESSIONNELS

■■■■
INTERRUPTEURS
& INVERSEURS
type "MIDGET"
professionnel

■■■■
Tous contacts Laiton
Pièces calibrées
au 1/100
■■■■
250 V - 3 A
■■■■

PRISES
DE
COURANT
INCASSABLES

■■■■
CORPS CAOUTCHOUC MOULÉ
BROCHES LAITON
CONNEXION AUTOMATIQUE

■■■■
LIVRABLE PAR RETOUR

BUREAUX ET ATELIERS :
98-100, Faubourg Toulousain - MONTAUBAN (T.-&-G.)

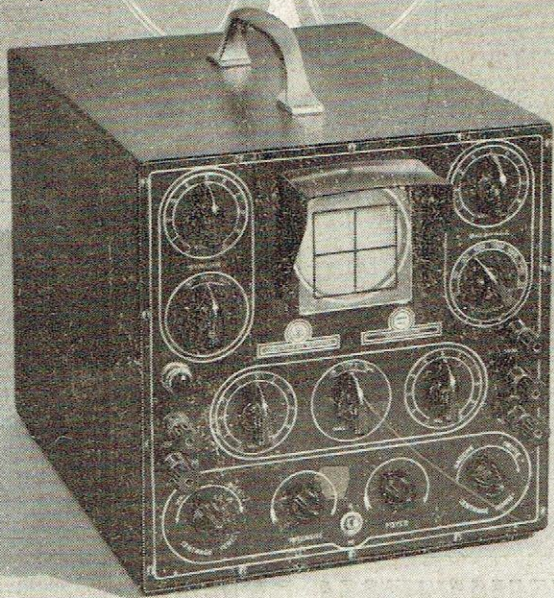
PHOT. R. DOMENACH



Publ. R. Domenach — M. C. S. P.

OSCILLOSCOPE

MOD. 81.C

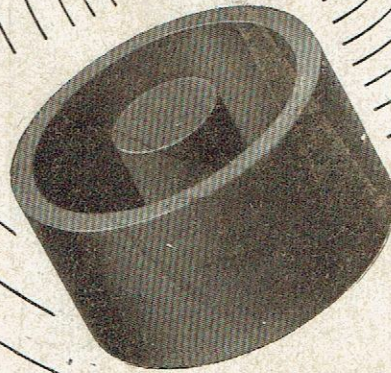


L'INDUSTRIELLE DES TÉLÉPHONES
2, RUE DES ENTREPRENEURS, PARIS. TÉL. VAU. 38-71

PUBLICITÉ RAPY

LE

NOYAUX MAGNÉTIQUES



Publi. Corrat

...ET TOUT CE QUI CONCERNE LA B.F.

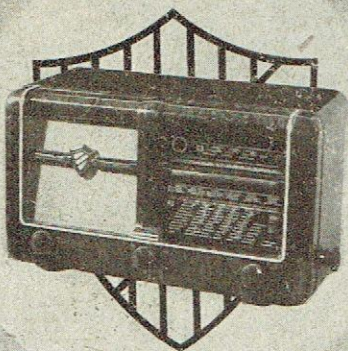
LABORATOIRE INDUSTRIEL D'ÉLECTRICITÉ
41, RUE ÉMILE ZOLA - MONTREUIL (SEINE)
TEL. AVRON 39-20

LA MARQUE

CLARVILLE

TOUJOURS

I-NE-GA-LA-BLE



*Soucieuse de sa vieille renommée,
travaille pour l'avenir et sera prête en temps
utile pour satisfaire sa nombreuse clientèle.*

SOCIÉTÉ NOUVELLE DES E^{TS} CLARVILLE
CONSTRUCTIONS RADIO-ÉLECTRIQUES
Société au Capital de 2.000.000 de Francs
Téléphone : MENIL : 61-17 — 6 Impasse des Chevaliers — PARIS 20^e

AMPLIFICATEURS HÉTÉRODYNES ACCORDÉS

POUR PONTS DE MESURES

300 PP.S

A 10 M.C.S



54 RUE DU THEATRE, PARIS, XV^e
SUF. 72-74