

POUR RECONSTRUIRE LA FRANCE

Vol. IV — 1945

la radio en france

PHOT. M. DUPOIS

Radiodiffusion
Télévision
Electronique
Organisation
professionnelle



PARIS

DUNOD

92, RUE BONAPARTE (VI^e)

1945

Prix : 120 Fr.

RADIO AIR



*Pupitre
Mélangeur
de Modulation*

APPLICATIONS INDUSTRIELLES RADIOÉLECTRIQUES

S.A. CAPITAL 5.000.000 FS

SIÈGE SOCIAL : 72, Rue Chauveau - NEUILLY S/SEINE

ADMINISTRATION : 134, Boulevard Haussmann - PARIS

2 Usines : NEUILLY S/SEINE et BRIONNE (Eure)

45 M.

SADIR

CARPENTIER

DÉPARTEMENT

RADIOÉLECTRIQUE ET TÉLÉGRAPHIE

101 BOULEVARD MURAT, PARIS 16^{ème} TEL : AUT. 81.25

**MATÉRIEL
RADIOÉLECTRIQUE
PROFESSIONNEL**



Appareils de Mesures



GÉNÉRATEUR D'HARMONIQUES
TYPE G.E. 20^A

CONSTRUCTIONS RADIOPHONIQUES DU CENTRE

Sté A^{ns} des E^{ts} M. BEALEM, CAPITAL 5.000.000 FR.

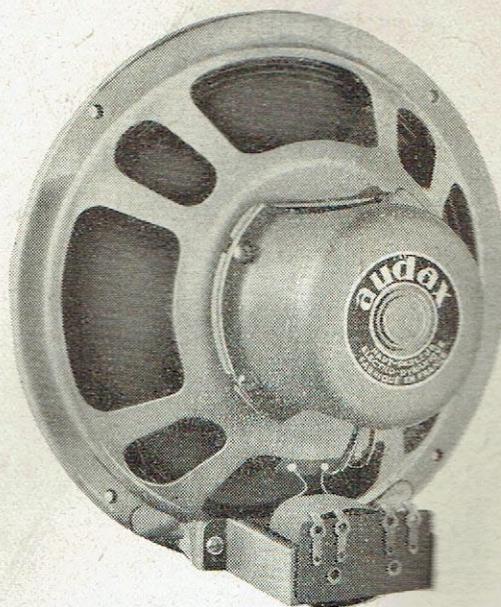
SIÈGE SOCIAL, DIRECTION et USINES, 19, RUE DAGUERRE, TEL. 59-77

STÉTIENNE

de Roux

HAVAS

AUDAX



45, Avenue Pasteur - MONTREUIL-s-BOIS

AVRon 20-13 et 20-14

ACTAM-PUB.



**MIEUX QU'UN APPAREIL,
UN *meuble***

★ Vendez à vos clients, mieux qu'un poste. Vendez-leur un meuble élégant.

Nos remarquables châssis sont montés dans une gamme d'ébénisteries de styles divers, qui complètent et embellissent un home.

Sans vendre plus de postes, vous doublerez votre chiffre et échapperez à la concurrence habituelle.

Hâtez-vous de prendre rang, en écrivant à :

"Le Provençal"
en ébénisterie
soignée. Modèle
très demandé.



MARTIAL LE FRANC
RADIO

1 Av. de Fontvieille • Principauté de MONACO
"Plaisir des yeux... charme de l'oisif"

Pub. 5-16 1949

**MANUFACTURE FRANÇAISE
D'ŒILLETS MÉTALLIQUES**

64, Boulevard de Strasbourg
PARIS (X^e)
TÉL. BOTZARIS 72-76 - 77-78



**CONTACTEURS SPÉCIAUX
pour ONDES COURTES**

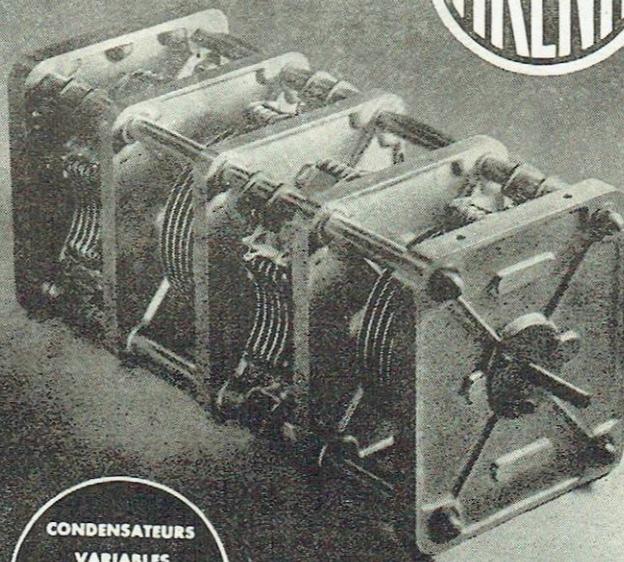
Éléments en Stéatite

- Angle de perte intérieur à 0,01°
- Résistance de contact inférieure à 0,02 ohm.

**TOUTES PIÈCES DÉTACHÉES
POUR MATÉRIEL PROFESSIONNEL**

CATALOGUE SUR DEMANDE

ARENA



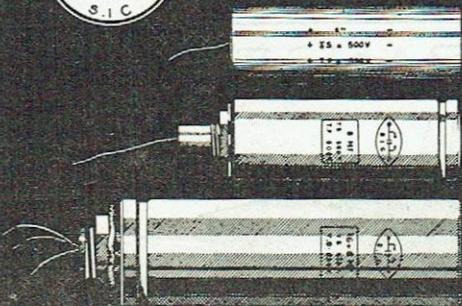
**CONDENSATEURS
VARIABLES
POUR
APPLICATIONS
PROFESSIONNELLES**

ATELIERS RENE HALFTERMEYER

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

S.I.C.

*Résistances Sicohm
Condensateurs au papier
et Electrochimiques*



Documentation
101
sur demande

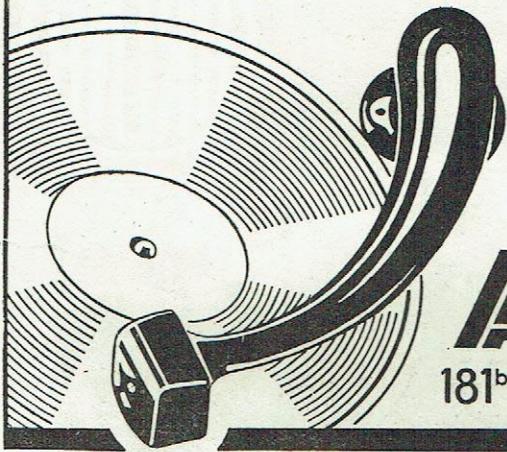
SOCIÉTÉ INDUSTRIELLE DES CONDENSATEURS S. A.

95 à 101, rue de Bellevue - COLOMBES (Seine) Tél. : CHAr. + 29-22

LE PICK-UP



DE QUALITÉ



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

A. CHARLIN

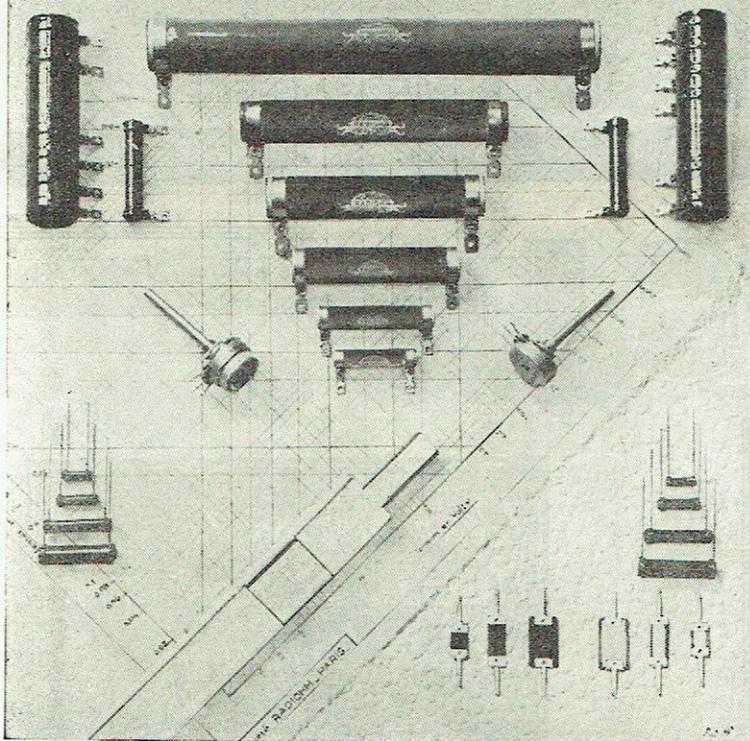
181^{bis} R^{te} de Châtillon, MONTROUGE - ALÉ 44-00



FABRIQUE DE MATÉRIEL ELECTROTECHNIQUE

14, RUE CRÉSPIN DU GAST, PARIS XI^e

TEL. OBERKAMPF 87-62
" " " 19-73
" " " 16-74
TELEGR. RADIOHM, PARIS



LA RADIO



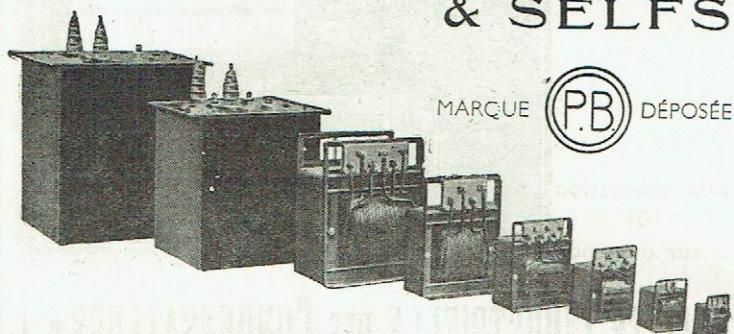
**ECOLE CENTRALE
DE T.S.F.**



12, RUE DE LA LUNE - PARIS

PUBLICITÉS RÉUNIES

**TRANSFORMATEURS
& SELFS**



MARQUE DÉPOSÉE

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

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

LES ATELIERS RADIO-ÉLECTRIQUES **G. ARPAJOU**
2, rue Jean-Jaurès, EVREUX (Eure) - Tél. 865

CONSTRUCTEURS
DES POSTES **AREGA**

17, rue Dieu à PARIS

POSTES - AMPLIFICATEURS - M. UBLES RADIO - PHONOS

sont à votre disposition pour

DÉMONSTRATION PERMANENTE DE LEURS DIVERS MODÈLES

à leur Magasin de détail : **RADIO-CENTRE**

20, rue d'Hauteville - PARIS-10^e - Tél. : PRO. 20-85

VISSEAUX

la lampe de France



2
SÉRIES
STANDARD

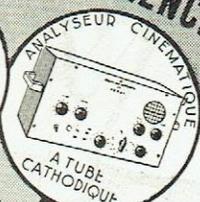
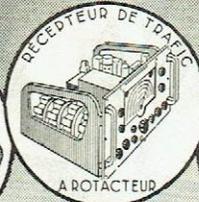
GLASS
- VERRE -
MÉTAL GLASS
- AUTO BLINDÉE -

OCTAL.

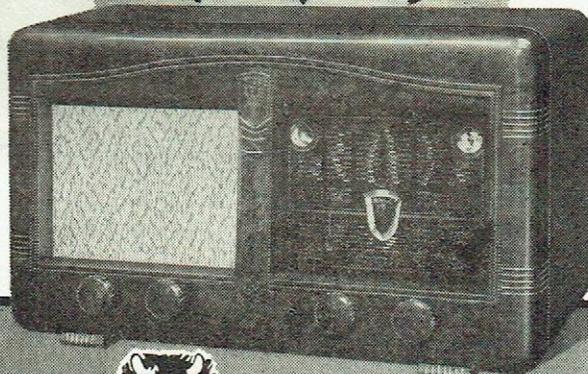
PROMOTEUR EN FRANCE DU STANDARD AMÉRICAIN

NOTRE DÉPARTEMENT "MATÉRIEL AMATEUR"

BÉNÉFICIE DE LA SOMME D'EXPERIENCE

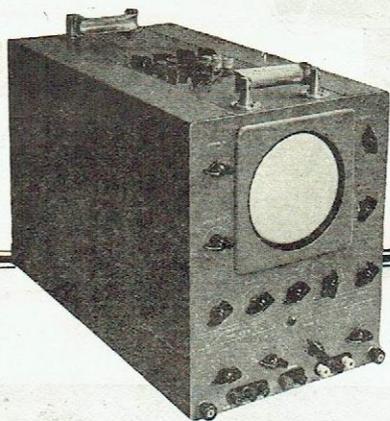


DU DÉPARTEMENT PROFESSIONNEL



SORAL
SOCIÉTÉ RADIO-LYON

148, RUE OBERKAMPF - PARIS XI^e - Tél. OBE. 15-93



OSCILLOGRAPHIE CATHODIQUE ND 16

A TUBE DE 16 cm

AMPLI Y à liaison directe - Déphasage nul - Large bande passante.

BASE DE TEMPS nouvelle à tubes à vide. : de 1/4 à 500.000 p.s. en balayage linéaire.

DÉCLENCHEUR SYNCHRONE automatique de balayage pour photographie et chronographie des PHÉNOMÈNES TRANSITOIRES.

POSITION DE BALAYAGE ultra rapide pour O.I.C.

GÉNÉRATEUR B.F. type LF4 dérivé du pont de NERNST donnant signaux sinusoïdaux de 1 à 100.000 p.s. de grande stabilité et extrême pureté.

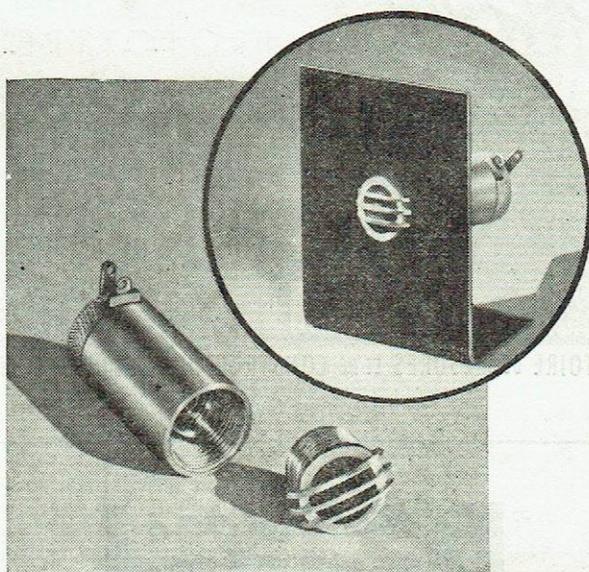
ÉMETTEURS-RÉCEPTEURS O.C. graphie-phonie type « MARINE »

ETS NILLSON

27, Rue Diderot, ISSY-LES-MOULINEAUX - Tél. MIC 09-70

Voyant de signalisation

(MODÈLE DÉPOSÉ)



Le seul voyant lumineux de construction robuste, avec lampe protégée, qui trouvera son utilisation dans toutes les applications où la **sécurité de signalisation** est primordiale.

C. I. M. E.

17, rue des Pruniers, PARIS (20^e)

Téléphone : MENilmontant 90-56 et la suite



*Un esprit d'équipe incomparable caractérise
la grande famille des agents et revendeurs*

Sonor

RADIO

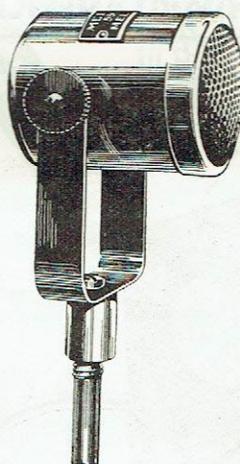
★ AMPLIFICATEURS ★ TÉLÉVISION ★

PUBL. ROPY

Ecrivez-nous:

5, Rue de la Mairie - PUTEAUX

Tél. : LON 08-33 - LON. : 21-60



MICROPHONE
MICRO-DYNAMIQUE
TYPE 75-A

PUBL. ROPY

MELODIUM 296 rue LECOURBE
PARIS XV^e

BAIE DE LABORATOIRE
POUR ÉTUDES DE
TÉLÉVISION

TÉLÉVISION

•

MODULATION
DE FRÉQUENCE

•

ÉLECTRO
ACOUSTIQUE

•

COURBES DE
HAUT-PARLEUR

•

ENREGISTREMENT

•

MESURES

•

ÉTUDES

•

PROTOTYPES

•

CONSTRUCTION
HORS
SÉRIE

14, rue de la SAUSSIERE

BOULOGNE-SUR-SEINE

LABORATOIRE DE MESURES ET DE CONSTRUCTIONS RADIOÉLECTRIQUES

Bobinages Renard

70, rue Amelot, PARIS-XI^e
ROQ 20-17

Bobinage Haute et Moyenne Fréquence

Radiodiffusion et Professionnel

Blocs standard 3 gammes MF 472 Kc/s à couplage ajustable

SECURIT

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

Siège social et Usine
Bureaux et Vente
10, Av. du Petit-Parc
VINCENNES (Seine)
DAU. 39-77 et 39-78

MATÉRIEL RADIO-ÉLECTRICITÉ
CIRCUIT MAGNÉTIQUE EN FER HF
Toutes études pour matériel professionnel

BLOCS D'ACCORD

Référ. 516 (3 gammes).
— 514 (4 gammes).
— 519 (4 gammes avec H. F.). } Avec C. V. 450 pF.
— 512 (5 gammes). }
— 513 (5 gammes avec H. F.). } Avec C. V. 150 pF.

MOYENNES FRÉQUENCES

Référ. 207/209 jeu à ajustables.
— 210/211 jeu à noyaux réglables.
— SV13/SV23/MR33 jeu de 3 M. F.

PUBL. ROPY

WATTBEL 453 et 454

WATTMÈTRE DE SORTIE PORTATIF
POUR LA VÉRIFICATION DES RÉCEPTEURS DE T. S. F.

Mesure directe de la puissance
sur la bobine mobile du haut-parleur
de 10 à 10.000 milliwatts

Vérification et détermination
de l'impédance de la bobine mobile

Demander la notice WS 161 RF

CONTROLVOLT 92

Breveté S. G. D. G.
VOLTÈMÈTRE THERMIONIQUE PORTATIF

Pour courant alternatif de 0,5 à 200 volts
de 50 cycles : sec à 10 mégacycles : sec
et

Pour courant continu de 0,2 à 400 volts
Résistance 50.000 ohms par volt

Demander la notice CV 151 RF

LABORATOIRE
CIMEL

13, Brd Rochechouart
PARIS (IX^e)

Téléph. : TRUdaine 44-65

QUINZE ANNÉES
D'EXPÉRIENCE



DANS LA

TÉLÉVISION

ÉMISSION - RÉCEPTION

OSCILLOGRAPHES DE MESURES
ENREGISTREURS PHOTOGRAPHIQUES
COMMUTATEURS ÉLECTRONIQUES
CELLULES PHOTO-ÉLECTRIQUES
COUPLES THERMO-ÉLECTRIQUES

CONTROLEUR UNIVERSEL "PLURIMÈTRE"
45 calibres - 2.000 ohms par volt

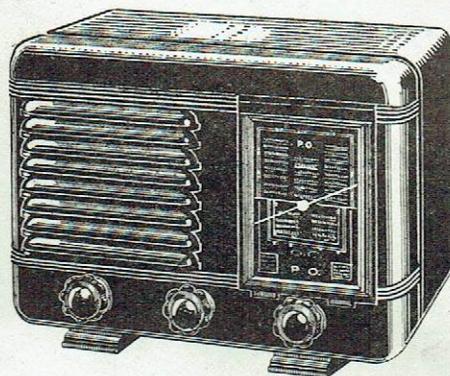
APPAREILS DE MESURE ET DE TABLEAU

COMPAGNIE POUR
LA FABRICATION DES

**COMPTEURS
MONTROUGE**

ET MATÉRIEL
D'USINES À GAZ
(SEINE) R. C. SEINE 29.827

LES MEILLEURS PETITS POSTES



TOUS COURANTS

DIVISEUR DE
TENSION
110.130
220.250
*pas besoin
de
prolongateur -
résistance*

Disponibles aux:

Etablissements **ORIOLE**
5 Rue du Ruisseau · PARIS (18^e)

PUBLICITÉS REUNIES

LA MODULATION

vous présente son micro
PIEZO-CRISTAL



*TRANSFORMABLE
SUR LE CHAMP*

En Modèle
• A POIGNEE
• DE BUREAU
• SUR PIED

LA MODULATION

43, R. du ROCHER
PARIS 8^e

S.A.R.L. CAP. 400.000 FRS

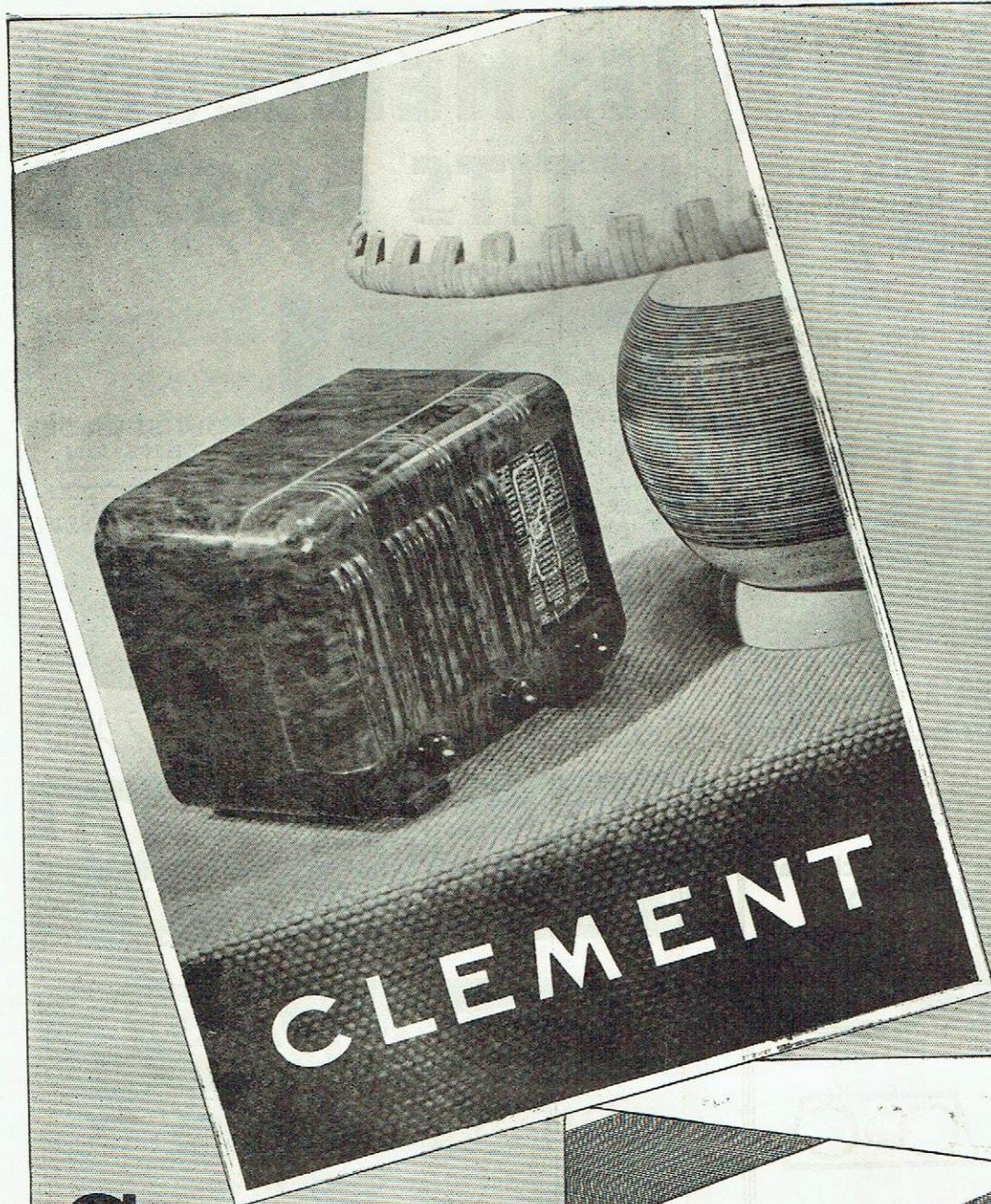
TÉLÉPHONE
LAB. 09-64

Agent général: S. A. SIGMA JACOB, 17, rue Martel, Paris

PRO.
78-38

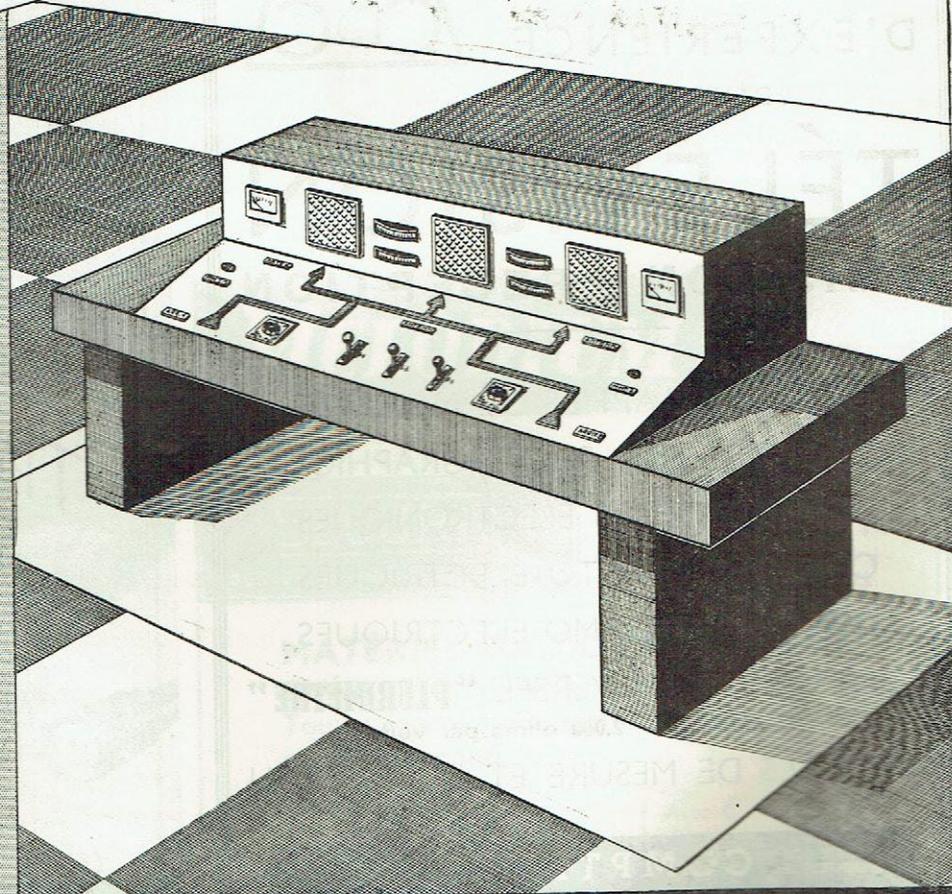
FABRICATIONS

DE LA



CLEMENT

SOCIÉTÉ D'
ÉTUDES ET DE
CONSTRUCTIONS
RADIO
ÉLECTRIQUES



144, Bd de la VILLETTE, PARIS (XIX^e) - NORD 29-57

la radio en france

Radiodiffusion — Télévision
Electronique — Organisation
professionnelle

SOMMAIRE

COUVERTURE.

Le haut-parleur **BIREFLEX** des Etablissements Paul Bouyer HARMONIC-RADIO, étudié spécialement pour le « public address » et la sonorisation.

RADIO.

LE SYSTEME EMETTEUR-RECEPTEUR DE RADIODIFFUSION A DEUX CANAUX SUR PORTEUSE UNIQUE , par J. DONNAY..	3
LE PROBLEME DES PRIX , par Marc CHAUVIERRE.....	6
LE WATTMETRE DE SORTIE , par Yves GUYOT.....	7
LES MULTIPLICATEURS ELECTRONIQUES, GENERATEURS DE HAUTE FREQUENCE , par H. BEZY.....	12
L'EMETTEUR SADIR MODULE EN FREQUENCE	16
DE L'ATOME A LA REACTION NUCLEAIRE , par CHAMINADE..	17

ELECTRO-ACOUSTIQUE.

L'ETUDE RATIONNELLE DES HAUT-PARLEURS , par A. CLAUSING.	22
QUELQUES PHOTOS DU RADAR « H.S.S. »	28
RETOUR SUR LE HAUT-PARLEUR QUADRIPOLE ELECTRO-MECANIQUE , par L. BOE.....	28
UNE METHODE RAPIDE DE RELEVÉ DES CARACTERISTIQUES D'UN MICROPHONE , par A. MOLES (<i>Laboratoire d'électroacoustique du Centre de Recherches de Marseille.</i>).....	30
RAPPORT DE LA COMMISSION DES HAUT-PARLEURS (Ministère de la Production Industrielle)	34

TELEVISION.

SYSTEME DE TELEVISION A MODULATION MIXTE AMPLITUDE-FREQUENCE POUR LA TRANSMISSION SUR PORTEUSE UNIQUE DES SIGNAUX D'IMAGES, DE SYNCHRONISME ET DE MODULATION SONORE , par Marc CHAUVIERRE.....	38
SCHEMA DU RECEPTEUR DE TELEVISION « PHILIPS »	45
SYSTEME DE TELEVISION A PORTEUSE UNIQUE , par F. VAGLIO.	46
UN MODULATEUR DE FREQUENCE POUR LE RELEVÉ DES COURBES DES RECEPTEURS DE TELEVISION , par le Laboratoire de « LA RADIO EN FRANCE ».....	48

PARIS

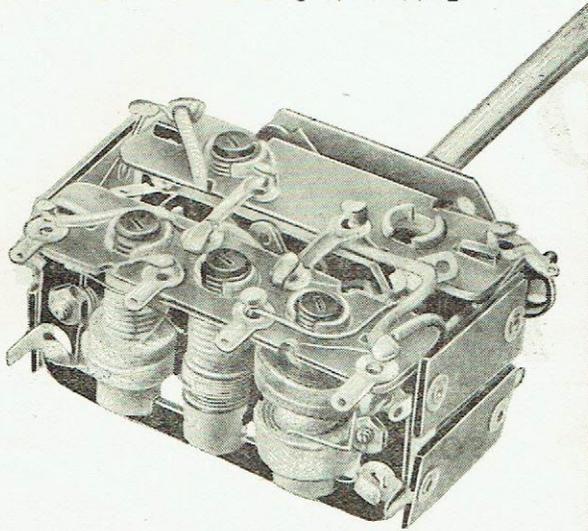
DUNOD

92, RUE BONAPARTE (VI^e)

1945

OMEGA

SOCIÉTÉ ANONYME



BOBINAGES
AMATEUR ET
PROFESSIONNEL
NOYAUX
MAGNETIQUES

BLOC TYPE 303
à 4 circuits réglables

PUB. CORBAT

PARIS BUREAUX 15 R. de MILAN - TEL. 17-49
SIÈGE SOCIAL & USINE
12-14 R. des PERICHAUX



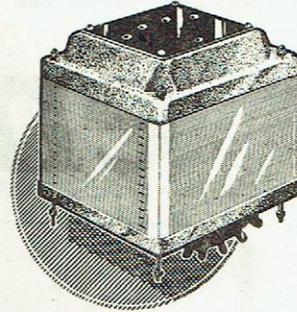
USINE A VILLEURBANNE
11-17, Rue Songieu
TEL. VILL. 89-90



TRANSFORMATEURS

TOUTES APPLICATIONS :

- ◆ Alimentation Radio et Télévision standards ou en cuve.
- ◆ B. F. toutes qualités, etc.



AUTRES FABRICATIONS :

- ◆ Résistances fixes nues et émaillées.
- ◆ Condensateurs fixes mica et céramique argentée.
- ◆ Condensateurs ajustables céramique argentée.
- ◆ Rhéostats circulaires jusqu'à 100 watts.
- ◆ Potentiomètres graphités ou bobinés.
- ◆ Régulateurs automatiques de tension.

Documentation 101 sur demande

Éts M. C. B. et Véritable ALTER

11 à 27, rue Pierre-Lhomme - COURBEVOIE (Seine)

Tél. : + DÉFense 20-90



ENREGISTREMENT

DES

SONS

MACHINES D'ENREGISTREMENT

DISQUES VIERGES

PICK-UP (Têtes)

GRAVEURS

BURINS

B. F.

TRANSFORMATEURS

DE MODULATION

D'ALIMENTATION

SUPPORTS DE LAMPES

ANTIVIBRATOIRES

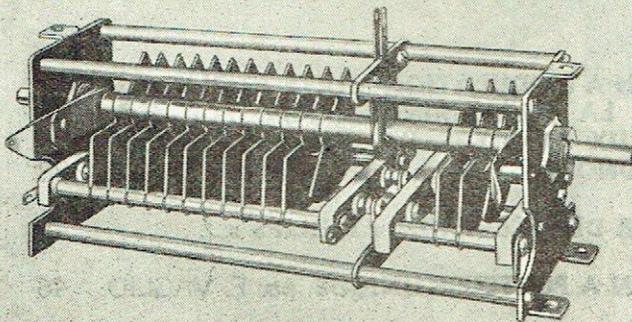
SOCIÉTÉ M. E. R. ■ DIRECTEUR : R. BOUCHERON
MATÉRIEL D'ENREGISTREMENT ET DE RADIODIFFUSION

45, RUE DE MAUBEUGE - PARIS-8^e

TRU. : 67-77

ELVECO

Professionnel



70 RUE DE STRASBOURG

VINCENNES

Tel : DAU. 33.60 (4 lignes groupées)

RADIO

SYSTÈME ÉMETTEUR-RECEPTEUR DE RADIODIFFUSION A DEUX CANAUX SUR PORTEUSE UNIQUE

par Jacques DONNAY

La transmission de plusieurs programmes de radiodiffusion sur une seule porteuse ou encore la transmission de la musique stéréophonique a suscité de nombreux systèmes auxquels on peut toutefois reprocher pour la plupart une très grande complication, tant à l'émission qu'à la réception.

Le système décrit ci-dessous (1) présente l'avantage de résoudre parfaitement le problème d'une transmission à deux voies en modulation de fréquence tout en restant d'une très grande simplicité, tant à l'émission qu'à la réception.

Il y a lieu de remarquer, d'autre part, l'emploi, en place de signal rectangulaire classique, d'un signal de forme spéciale. L'emploi d'un tel signal s'impose en général dans tous les systèmes à deux voies utilisant le découpage des modulations tels que : interphones-automatiques, systèmes d'émission-réception bilatérale, etc...

Les systèmes de transmission radiotéléphonique à plusieurs canaux sur porteuse unique, utilisés par exemple pour la transmission de deux programmes différents ou bien pour la musique stéréophonique, sont en général très compliqués, tant à l'émission qu'à la réception.

Le système ci-dessous décrit a pour objet d'apporter une solution simple à ce problème tout en conservant les principales qualités de la modulation en fréquence.

Le principe de la méthode utilisée est le suivant :

On applique à un émetteur (de préférence modulé en fréquence) un signal rectangulaire à fréquence très élevée. Ce signal est caractérisé par une fréquence fondamentale au moins égale au double de la fréquence la plus élevée faisant partie du spectre sonore que l'on veut transmettre. Il est choisi, par exemple, entre 10.000 et 40.000 p. s.

Chacune des lancées positives et négatives du signal rectangulaire servent à découper, l'une la modulation sonore correspondant au premier canal, l'autre la modulation sonore correspondant au deuxième canal;

(1) Brevets L. M. C.

en même temps l'amplitude de chacune des crêtes du signal rectangulaire est modulée par la fréquence téléphonique que l'on veut transmettre sur chacun des canaux.

On obtient donc ainsi un signal de modulation complexe.

Si le signal est transmis en modulation de fréquence, on établit à la réception un discriminateur, réalisé de telle façon que, sur une diode, on retrouve la modulation correspondant à la voie I, et sur l'autre celle correspondant à la voie II. De cette façon, on obtient automatiquement la séparation des deux voies et on retrouve dans chacune des chaînes amplificatrices basse fréquence les modulations primitives découpées à la fréquence du signal rectangulaire.

A titre indicatif, on a représenté sur la figure 1 le schéma de principe du système combineur des deux modulations à l'émission. On dispose d'un générateur de signaux rectangulaires non représenté. La modulation basse fréquence provenant du premier canal *a*) est appliquée à une lampe modulatrice *b*) qui est elle-même contrôlée par une lancée du signal rectangulaire. La modulation provenant du deuxième

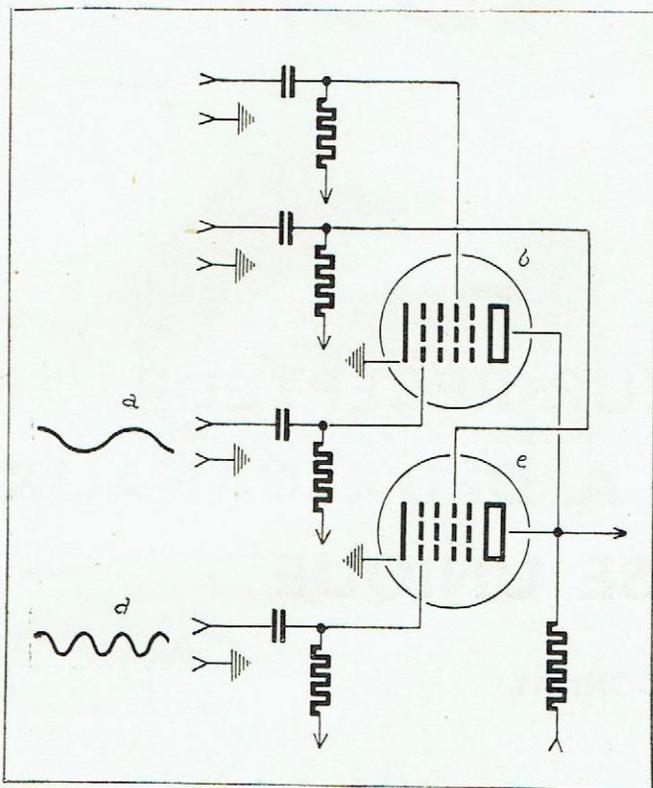


Fig. 1. — Schéma de principe ne comportant pas tous les éléments constitutifs du système.

canal *d*) est appliquée à la lampe *e*) en même temps que la lancée complémentaire du signal rectangulaire *b*). Les circuits-plaques des lampes *b*) et *c*) sont communs et on recueille, dans la résistance de charge de ceux-ci, le signal complexe qui est appliqué à l'émetteur.

Les amplitudes respectives des signaux rectangulaires et des signaux de modulation sont réglées de telle façon que l'amplitude de la modulation dans

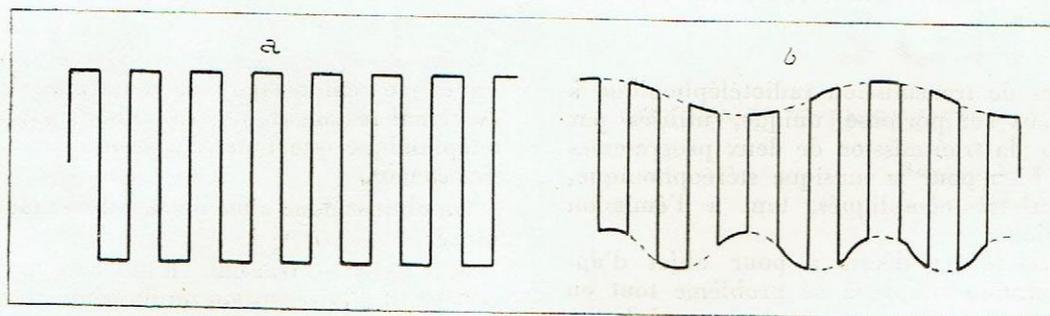


Fig. 2

chacun des canaux ne dépasse pas l'amplitude maximum admissible par le système.

Bien entendu, l'émetteur a été établi de telle façon qu'il puisse transmettre, non seulement les fréquences de modulation des canaux 1 et 2, mais encore le spectre de fréquence du signal de découpage.

Sur la figure 2 on a représenté en *a*) le signal rectangulaire sans modulation et en *b*) le signal rectangulaire modulé par deux modulations différentes, tel qu'il est appliqué à l'émetteur.

Pour des raisons de précision de découpage et de

bruit de fond, il est préférable d'utiliser le signal rectangulaire ayant la forme représentée sur les figures 3 *a*) et 3 *b*), ce signal étant caractérisé par un temps mort entre chacune des lancées positives et négatives.

L'emploi d'un tel signal s'impose dans tous les cas où l'on veut utiliser le principe du découpage par un signal rectangulaire pour obtenir deux voies de communication sur une ligne ou une porteuse unique (transmission radio en bilatéral et interphone à commutation automatique).

Sur la figure 4, on a représenté la partie détectrice d'un récepteur destiné à utiliser le procédé décrit dans le cas de la modulation en fréquence. Il comporte une chaîne amplificatrice à larges bandes *a*), suivie d'une lampe écrêteuse et d'un discriminateur *c*). Ce discriminateur a le point milieu des résistances *d*) et *e*) de charge des diodes à la masse. De cette façon, on recueille sur l'une des diodes les variations de tensions correspondant aux lancées positives du signal rectangulaire et sur l'autre diode la variation de tension correspondant aux lancées négatives du signal rectangulaire.

L'amplitude de chacune des variations étant fonction de la modulation basse fréquence, on recueille sur chacune des diodes deux signaux qui correspondent, l'un à la modulation du premier canal et l'autre à la modulation du deuxième canal. Ces signaux sont appliqués à deux chaînes indépendantes d'amplificateur de basse fréquence *b*) et *g*) et un modulateur non représenté sur la figure 4 permet d'écouter, soit le premier canal, soit le deuxième canal, soit simultanément les deux canaux dans le cas de la reproduction stéréophonique.

Sur la figure 5, on a représenté une variante du système récepteur ; on applique le signal complexe *a*) recueilli après détection à une lampe déphaseuse. De cette façon, chacune des modulations correspondant aux canaux 1 et 2 se trouve sous la forme de lancées positives *b*) et *c*) du signal rectangulaire. Ces lancées sont appliquées à des lampes amplificatrices basse

fréquence *d*) et *e*) polarisées de telle façon que la modulation correspondant au canal indésirable se trouve rejetée à gauche du coude inférieur de la caractéristique TP/VG de la lampe considérée ; on obtient de cette façon la séparation des deux canaux.

Résumé

Ce système est caractérisé par la superposition de la modulation provenant de deux canaux différents, d'une part aux lancées positives d'un signal rectan-

gulaire et d'autre part aux lancées négatives de ce même signal, de telle façon que les modulations correspondent respectivement à une variation d'ampli-

soit aux deux programmes différents, soit à la transmission stéréophonique du son.

L'emploi d'un signal rectangulaire comportant un

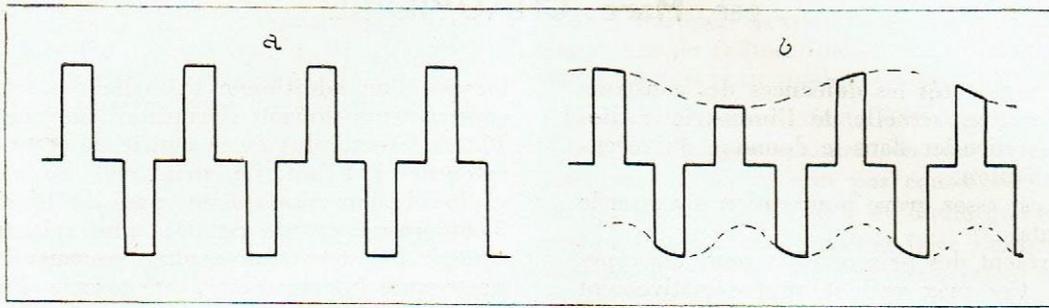


Fig. 3

tude des lancées positives et négatives du signal rectangulaire.

Le signal complexe ainsi obtenu sert à moduler un émetteur modulé en fréquence.

temps mort entre chaque lancée évite la superposition de deux canaux par suite des imperfections dans la transmission des signaux rectangulaires. Un signal de ce type est utilisable dans tous les systèmes à deux

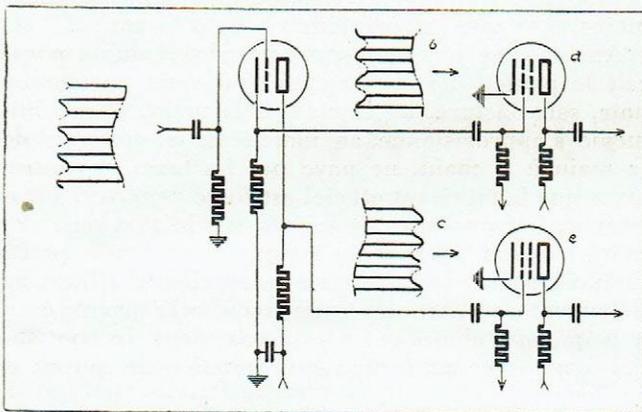


Fig. 4

A la réception, soit un système discriminateur approprié, soit un système détecteur suivi d'une lampe déphaseuse, permet d'appliquer à deux chaînes amplificatrices basse fréquence indépendantes les lancées du signal rectangulaire correspondant respectivement aux canaux 1 et 2. On obtient ainsi la séparation des deux modulations pouvant correspondre,

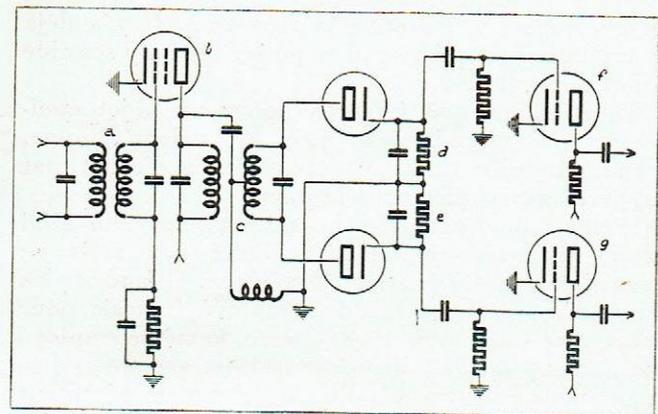


Fig. 5

canaux et en particulier dans les transmissions bilatérales par voie unique avec ou sans fil.

Le système qui vient d'être décrit permet de réaliser, avec le maximum de simplicité, tant à l'émission qu'à la réception, la radiodiffusion sur la même porteuse, soit de deux programmes différents, soit d'un programme de musique stéréophonique.

ACTIVITÉ DU G. T. I. R.

La place nous manque dans ce numéro pour publier le *Bulletin du Groupement Technique de l'Industrie Radioélectrique*.

Cette publication aura lieu dans le volume I-1946 de la *Radio en France*.

LE PROBLÈME DES PRIX

par Marc CHAUVIERRE

Je reçois de tous côtés les doléances des constructeurs sur la situation actuelle de l'industrie radio-électrique, en particulier dans le domaine du récepteur de radiodiffusion.

La situation est assez grave pour qu'on s'y attarde quelques instants.

Il existe à présent des prix officiels pour ces types de récepteurs. Ces prix varient approximativement entre 5.000 francs pour le classique récepteur tous courants présenté sous la forme Midget, jusqu'à 10.000 francs et plus pour le récepteur classique (4 tubes, 1 œil magique, 1 valve), dans une ébénisterie de dimensions moyennes. Laissons de côté, pour simplifier les choses, le récepteur de luxe.

Ces prix officiels représentent l'application d'un coefficient 5 par rapport aux prix pratiqués avant guerre pour les récepteurs de marque. En revanche, l'indice officiel d'augmentation du coût de la vie est en moyenne de 2, 5 ou à la rigueur 3. Il y a déjà là un désaccord qui risque de porter un coup sensible à notre industrie.

En effet, ce qui importe (pour un objet quelconque), ce n'est pas son prix en valeur absolue, franc ou dollar, mais les possibilités d'achat par rapport aux salaires dans le pays.

Prenons par exemple le salaire minimum vital actuel qui est voisin de 4.000 francs par mois en France et de 200 dollars en Amérique. Il faudra plus de deux mois de travail à l'employé français pour acheter un bon poste. Avant guerre, le même employé (en France) arrivait au même résultat avec le salaire d'un mois de travail. En Amérique, le récepteur équivalent coûtant environ 30 dollars, il lui suffit de sacrifier une semaine de travail pour posséder un récepteur donnant même satisfaction.

Ce qui est grave, ce n'est pas qu'un récepteur coûte actuellement en France 10.000 francs, c'est qu'il représente plus de deux mois du salaire minimum vital. Que se passera-t-il dans ces conditions ? Le Français achètera moins de récepteurs, il changera de poste moins souvent et, même en supposant un changement radical dans l'organisation de la radiodiffusion et des programmes meilleurs, notre industrie ira de plus en plus en périliclitant.

—Quelle est donc la cause du mal ? Pourquoi le récepteur français coûte-t-il, toutes choses égales, six fois plus que le récepteur américain ?

Il y a pour cela deux causes principales.

La première, contre laquelle nous ne pouvons malheureusement pas grand'chose, est l'état de l'outilage industriel. Déjà avant guerre la France ne savait pas, ou si vous préférez, ne pouvait pas produire en grande série au même prix que les Américains. A plus forte raison aujourd'hui, avec la baisse de rendement de la main-d'œuvre, et surtout avec le résultat de quatre années d'occupation. Nous ne pouvons pas espérer produire aux mêmes conditions que les Américains.

Mais, en dehors de cela, il y a quelque chose de nouveau : une fiscalité toujours plus exigeante :

lorsque l'on additionne l'échelle des taxes dont les constructeurs doivent s'acquitter, on trouve que, sur 10.000 francs, plus de la moitié de cette somme s'en retourne à l'Etat. Le prix réel du récepteur de radiodiffusion n'est donc pas de 10.000, mais de 5.000 francs, ce qui est déjà plus raisonnable. Mais comme l'Etat se trouve plus gourmand que n'importe quel intermédiaire, et comme l'acheteur ne connaît en fin de compte que le prix officiel, celui-ci doit déboursier plus de deux mois de salaire vital pour acheter un récepteur qui lui convient.

Voilà pourquoi les récepteurs sont si chers ; voilà comment l'Etat, par sa fiscalité excessive, tuera la poule aux œufs d'or.

**

D'ailleurs, on arrive actuellement à un résultat paradoxal : le récepteur vendu au marché noir coûte moins cher que le récepteur vendu à la taxe...

Au fond, ce n'est pas aussi paradoxal qu'on pourrait le penser. Le constructeur qui vend au marché noir, sans facture, de la main à la main, et qui lui-même s'approvisionne au marché noir, toujours de la main à la main, ne paye pas les taxes et contre-taxes que le fabricant officiel est forcé de payer. Finalement, il économise ainsi 50 % sur le prix de vente officiel, et en vendant un récepteur aux trois quarts du prix de la taxe, il fait une excellente affaire au détriment de l'Etat. De toute façon, cela prouve qu'il y a quelque chose qui ne va pas dans le système économique actuel et une telle situation ne saurait se prolonger.

**

Puisque nous parlons de la production, citons un autre sujet de plainte pour nos constructeurs : pas d'attributions de matières premières pour l'industrie radioélectrique. Au temps de l'occupation, le marché des récepteurs était contrôlé par les autorités allemandes et on se souvient que la construction de 80.000 postes fut officiellement autorisée en 1942 (si j'ai bonne mémoire). Cela n'empêcha pas les constructeurs français d'en fabriquer 800.000 !

Aujourd'hui, l'industrie radioélectrique du récepteur de radiodiffusion est libre ; mais, en revanche, on n'accorde pour ainsi dire pas de matière première à nos malheureux constructeurs. Bien entendu, on construira quand même en France quelques milliers de récepteurs. Mais la matière nécessaire à cette construction, il faudra bien la prendre quelque part. De même que pendant l'occupation les constructeurs surent grignoter les quelques tonnes nécessaires sur des commandes officielles touchant la grosse industrie, de même en 1946 on procédera pareillement.

Mais pourquoi condamner la radio à être toujours clandestine ? Il me semble que le temps de la clandestinité est passé. D'ailleurs, la situation actuelle est d'autant plus anormale que l'industrie du récepteur a ceci de remarquable, c'est qu'elle représente la vie d'un grand nombre d'ouvriers et un gros chiffre d'affaires avec très peu de matière. Quel tonnage

représentent 100.000 récepteurs, à côté de centaines de milliers de tonnes d'acier (pour ne pas parler de milliards) utilisées dans les industries d'armement ou de reconstruction ?

Il est inadmissible que les pouvoirs publics négligent de cette façon une industrie qui, cependant, devrait compter comme une industrie de premier rang. C'est se montrer bien ingrat vis-à-vis de la radio, qui a rendu tant de services pendant la guerre.

D'ailleurs, la radio peut rendre encore de grands services dans la paix, non seulement sur le plan moral ou intellectuel, mais encore sur le plan financier. Comment cela ? D'une façon bien simple. Un appareil de radio représentant une valeur monétaire élevée par rapport à son poids, l'exportation de récepteurs de radiodiffusion peut faire rentrer en France les devises étrangères dont nous avons besoin, ou servir à des trocs intéressants.

Certes, il ne s'agit pas d'exporter des appareils de radio en Amérique ; mais en Espagne, pour avoir les oranges ; en Finlande et en Suède, pour avoir du papier d'imprimerie ? Il y a, pour la France, à prendre dans ce domaine la place de l'Allemagne. Pour l'Europe, l'exportation industrielle de nos récepteurs de radiodiffusion n'est pas une utopie — tout au moins pour quelques années encore.

Mais pour cela il faut, bien entendu, que notre industrie soit prise vraiment en considération par les pouvoirs publics et non pas considérée comme une parente pauvre. Il est hors de doute que si cela était, quelques industriels sauraient faire l'effort nécessaire pour réaliser des récepteurs qui seraient exportables, c'est-à-dire qui seraient en état de marcher après avoir parcouru quelques milliers de kilomètres dans les emballages soigneusement faits : car, pour être exportable, n'oublions pas qu'un récepteur de radiodiffusion doit être avant tout transportable...

MESURES

LE WATTMÈTRE DE SORTIE

par Yves GUYOT

Le wattmètre de sortie a pour but de mesurer la puissance disponible à l'étage final d'un récepteur. Cet appareil peut, soit remplacer le transfo de modulation BF, soit la bobine mobile du HP ; on voit que, dans ces deux cas, il faut des impédances très différentes. Le wattmètre sera composé d'un transformateur à prises à rendement constant (l'étude de M. Renault, *Radio Française*, mars 1942) et d'un simple voltmètre alternatif.

Le schéma de l'appareil sera le suivant :

Au primaire, nous avons un commutateur nous donnant les pouvoirs multiplicateurs d'impédances dont les rapports sont : 100, 10, 1 et 0,1 ; au secondaire, un deuxième commutateur nous donnant les impédances 25 ω , 30 ω , 40 ω , 50 ω , 60 ω , 80 ω , 100 ω , 125 ω , 150 ω et 200 ω ; par le jeu de ces commutateurs, on a donc les impédances comprises entre 2,5 ω et 20.000 ω , ce qui est suffisant pour les mesures que nous avons à faire.

Pour la position primaire 1/10 on a : 2,5 ω , 3 ω , 3 ω , 4 ω , 5 ω , 6 ω , 8 ω , 10 ω , 12,5 ω , 15 ω , 20 ω .

Pour la position primaire 1 on a : 25 ω , 30 ω , 40 ω , 50 ω , 60 ω , 80 ω , 100 ω , 125 ω , 150 ω , 200 ω .

Pour la position primaire 10 on a : 250 ω , 300 ω , 1,5 K ω , 1 K ω , 1,25 K ω , 400 ω , 500 ω , 600 ω , 800 ω , 2 K ω .

Pour la position primaire 100 on a : 2,5 K ω , 3 K ω , 20 K ω , 10 K ω , 12,5 K ω , 6 K ω , 8 K ω , 4 K ω , 5 K ω .

L'impédance de mesure étant la même, grâce à un commutateur à deux directions, le voltmètre de sortie peut être gradué directement en watts ou en décibels, à condition toutefois que l'impédance du voltmètre ne

varie pas entre 50 p.p.s. et 10.000 p.p.s. ; nous verrons plus loin les conditions d'essai du wattmètre.

Les sensibilités de l'appareil de mesure seront, suivant les positions du commutateur de sensibilité :

Position 1/10 : 1 watt à 5 watts.

Position 1 : 0,1 W à 0,5 W.

Position 10 : 0,01 W à 0,05 W.

Position 100 : 0,001 W à 0,005 W.

Pour faire certaines mesures, par exemple la sensibilité utilisable d'un récepteur professionnel où l'on doit tenir compte du rapport signal souffle 26 décibels pour une puissance de 50 mW, il faudrait donc lire avec une assez bonne précision 0,125 mW, qui est la puissance admise pour le souffle. Malheureusement, l'échelle est assez resserrée dans le bas du voltmètre, on a donc une imprécision de lecture.

Il est facile de prendre théoriquement un rapport plus petit, c'est-à-dire 1/100, mais on se heurte cette fois à la sensibilité propre du voltmètre ; il faudrait un ampèremètre avec redresseur donnant sa déviation totale pour 0,1 V, ce qui représente certaines difficultés.

Les mesures seront exactes si le transformateur transmet intégralement la puissance disponible du primaire, conditions assez difficiles à réaliser, car cela suppose un transfo parfait, sans résistances internes, sans selfs de fuites ni capacités réparties.

Comme le rendement doit être constant, on peut jouer sur les résistances internes, choix de la section du fil des divers enroulements et ajouter des résistances additionnelles, à savoir R_1 , R_2 , R_3 , R_4 , R_5 , R_6 , R_7 , R_8 , R_9 , mais nous nous heurtons à un problème

complexe si on veut réduire les selfs de fuites et les capacités entre enroulements.

Un compromis doit être pris, car si l'on veut réduire les selfs de fuites, on augmente les capacités entre enroulements et vice-versa. Dans le transfo utilisé ici, on a préféré diminuer les capacités entre enroulements au détriment des selfs de fuites, nous verrons plus loin

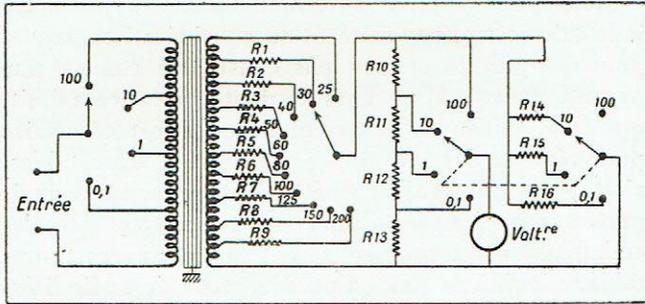


Fig. 1

pourquoi. Nous allons reprendre les équations du transformateur (*Radio Française*, mars 1942).

Soit :

- r_1 résistances internes du primaire ;
 - r_2 résistances internes du secondaire ;
 - n_1 nombre de tours primaires ;
 - n_2 nombre de tours secondaires ;
 - R_2 résistance additionnelle secondaire ;
 - Z_2 impédance secondaire de charge sur laquelle se trouve branché le voltmètre.
- q = rendement du transfo.

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{Z_1 i_1}{Z_2 i_2} = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \cdot \frac{Z_2}{Z_1} = \rho \quad (1)$$

On a aussi :

$$Z_1 = r_1 + (Z_2 + r_2) \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2$$

Dans cette équation ne rentre pas R_2 . On élimine Z_1 de l'équation (1) en remplaçant par sa valeur.

$$q = \frac{\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \frac{Z_2}{r_1 + (Z_2 + r_2) \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2}}{\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2}$$

et on a :

$$\frac{1}{q} = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \frac{r_1 + (Z_2 + r_2) \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2}{Z_2}$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{q} &= \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \frac{r_1}{Z_2} + \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \frac{Z_2 + r_2}{Z_2} \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \\ &= 1 + \frac{r_1}{Z_2} \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 + \frac{r_2}{Z_2} \end{aligned}$$

Nous avons vu que pour que les lectures au voltmètre soient affectées d'une correction fixe, il faut que

le rendement soit constant, quels que soient r_2, r_1, n_1 et n_2 ; donc les selfs de fuites proportionnelles sur les différentes prises d'impédance.

Pour les différentes prises on aura les équations :

$$\frac{1}{q'} = 1 + \frac{r'_2 + R'_2}{Z_2} + \frac{r'_1}{Z_2} \left(\frac{n'_2}{n'_1}\right)^2$$

$$\frac{1}{q''} = 1 + \frac{r''_2 + R''_2}{Z_2} + \frac{r''_1}{Z_2} \left(\frac{n''_2}{n''_1}\right)^2$$

..... etc.

Pour avoir un rendement constant, il faut que sur une prise par rapport à une autre on ait :

$$\begin{aligned} r_2 + R_2 + r_1 \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 &= r'_2 + R'_2 + r'_1 \left(\frac{n'_2}{n'_1}\right)^2 \\ &= r''_2 + R''_2 + r''_1 \left(\frac{n''_2}{n''_1}\right)^2 \quad \dots \text{etc.} \end{aligned}$$

Dans notre wattmètre, Z_2 est égal à 200.

Si on réalise par construction :

$$\frac{r_1}{n_1^2} = \frac{r'_1}{n_1'^2} = \frac{r''_1}{n_1''^2} = K$$

(cette condition peut être réalisée si l'on choisit les diamètres des fils constituant les diverses parties de l'enroulement primaire) on doit avoir au secondaire :

$$\frac{r_2 + R_2}{n_2^2} = \frac{r'_2 + R'_2}{n_2'^2} = \frac{r''_2 + R''_2}{n_2''^2} = K$$

En retranchant membre à membre, on a :

$$R_2 - R'_2 + r_2 - r'_2 = K (n_2'^2 - n_2^2) \quad (2)$$

$$R_2 - R''_2 + r_2 - r''_2 = K (n_2''^2 - n_2^2) \quad (3)$$

On peut, à l'aide des équations (2) et (3)..... etc., calculer les valeurs des résistances additionnelles. Dans les cas particuliers, K sera déterminé la première fois sur la position secondaire 25 qui ne comporte pas de résistance additionnelle R_2 .

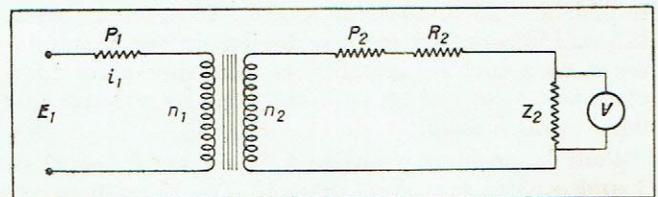


Fig. 2

Pour trouver les valeurs de R'_2 on a :

$$R'_2 = 0 + r'_2 - r_2 = K (n_2^2 - n_2'^2)$$

D'où :

$$R'_2 = K (n_2^2 - n_2'^2) - r'_2 + r_2 \quad (4)$$

Comme, d'autre part, $n_2, n_2', n_2'', K, r_2, r_2'$ étant fixés dans le calcul du transfo, ce dernier fonctionnera à rendement constant.

D'où :

$$Q = \frac{Z_2}{Z_1} \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 = \frac{Z_2}{Z'_1} \left(\frac{n'_1}{n'_2} \right)^2$$

$$= \frac{Z_2}{Z''_1} \left(\frac{n''_1}{n''_2} \right)^2$$

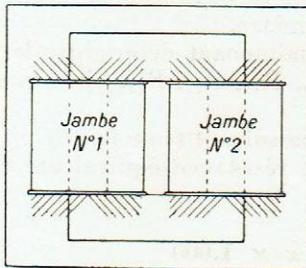


Fig. 3

Réalisation

Au primaire, le nombre de tours successivement utilisés pour les pouvoirs multiplicateurs 1/10-1, 10-100 sont dans les rapports 1, $\sqrt{10}$, 10, $10\sqrt{10}$, les résistances primaires doivent être dans les rapports 1, 10, 100, 1.000, les impédances primaires doivent varier dans les rapports 1/10, 1, 10, 100.

Quant aux résistances additionnelles extérieures du secondaire, on les calcule d'après l'équation (4).

On prendra des tôles en L, en anhytster D et on bobinera le transfo sur les deux jambes, on augmente les selfs de fuite, mais on diminue les capacités entre enroulements ; d'autre part, les enroulements primaires et secondaires seront sandwichés sur les deux jambes et de nombreux écrans seront placés entre les enroulements (voir les deux figures ci-contre).

Pour réaliser un transformateur de wattmètre correct, il faudra en fabriquer au moins deux avant d'avoir un transfo acceptable, car on apportera au premier les modifications nécessaires pour satisfaire les conditions théoriques exposées plus haut ; remarquons que nous n'approcherons que par retouches successives.

Calculs pratiques pour la réalisation

Nous avons déterminé que l'impédance utile du secondaire était de 200ω sur laquelle on branche le voltmètre ; il faut donc que la résistance, ou plutôt l'impédance du voltmètre en parallèle sur la résistance qui nous donne nos rapports de sensibilités fasse 200ω .

$$Z_2 \text{ équivalent} = 200$$

Comme au primaire on a le rapport 1 et au secondaire si nous trouvons sur l'impédance correspondant à $Z_2 = 200 \omega$, on devrait avoir le même nombre de tours. En réalité, il n'en sera pas tout à fait de même, car l'impédance secondaire vue du primaire serait supérieure à 200ω ; tout dépendra des selfs de fuites, des tôles employées, des résistances des enroulements ; seules, des mesures précises pourront nous guider (mesures faites avec un pont P.Q. ou un bon pont d'impédances).

Premier exemple de réalisation :

$$n_1 = 216 \text{ spires}$$

$$n_2 = 212 \text{ spires au lieu de 216}$$

le rapport de transformation

$$216$$

$$a = \frac{216}{212} = 1,02$$

$$212$$

En faisant les mesures, on constate que l'impédance vue du primaire est supérieure à 200ω .

En effet :

$$Z_1 = r_1 + (Z_2 + r_2) \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2$$

$$Z_1 = 2,20 \omega + (200 + R_0 + r_2)$$

si $r_1 = 2,20 \omega$

nombre supérieur à 200ω .

En effet, d'après les calculs :

$$R_0 = 15,94 \omega \cdot r_2 = 11,20 \omega$$

d'où :

$$Z_1 = 2,20 + (1,04 \times 227,2) = 238,48 \omega$$

au lieu de 200ω , ce qui fait une erreur de 19 % sur les impédances.

On corrige le transfo en diminuant le rapport de transformation a (inférieur à l'unité). Il est éleveur, mais en regardant du secondaire vers le primaire il est abaisseur ; c'est ceci qui nous intéresse pour la valeur des impédances primaires.

En prenant cette fois-ci un rapport

$$a = \frac{n_1}{n_2} = 0,993 = \frac{198}{212}$$

nous avons :

$$n_1 = 198 \text{ spires}$$

$$n_2 = 212 \text{ spires}$$

$$Z_1 = (200 + 27,2) (0,93)^2 + 2,2 = 199,2$$

Erreur inférieure à 0,5 % sur la valeur de l'impédance.

Maintenant, nous pouvons partir sur certaines bases pour nos calculs.

CALCUL DES SPIRES PRIMAIRES

Position 1/10, on a :

$$198$$

$$\frac{198}{\sqrt{10}} = 62 \text{ spires}$$

$$\sqrt{10}$$

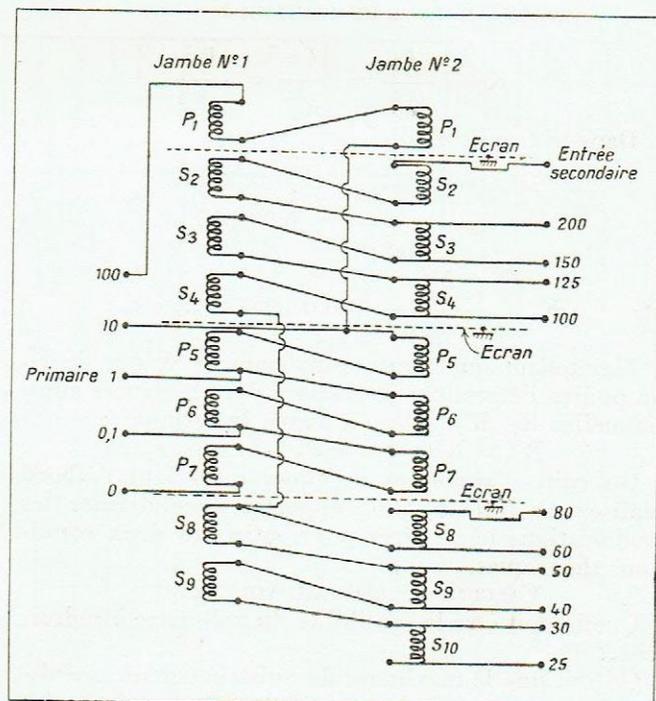


Fig. 4

Position 1, on a :

$$\dots\dots = 198 \text{ spires}$$

Position 10, on a :

$$198 \times \sqrt{10} = 626 \text{ spires}$$

Position 100, on a :

$$626 \times \sqrt{10} = 1.980 \text{ spires}$$

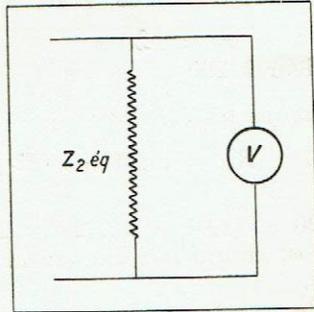


Fig. 5

CALCUL DES SPIRES SECONDAIRES

Position 150, on a :

$$a = \frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}}$$

$$\frac{198}{n_2} = \sqrt{\frac{200}{150}}$$

$$n_2 = \frac{198}{0,865} = 228 \text{ spires}$$

On opère de la même façon pour calculer le nombre de spires des enroulements correspondant aux positions 125, 100 ; 80....., etc.

On doit vérifier pour chaque position que l'impédance Z_1 est toujours très voisine de la valeur choisie $\pm 2\%$; il faudra tenir compte des résistances internes des fils et des résistances additionnelles, et chaque fois faire des mesures.

CALCUL DU FACTEUR K

$$K = \frac{r_1}{n_1^2} = \frac{r'_1}{n'_1{}^2} = \frac{r''_1}{n''_1{}^2}$$

Dans le transfo réalisé nous avons :

$$r_1 = 0,22$$

$$K = \frac{0,22}{(62)^2} = 0,000055$$

et $K = \frac{210}{(198)^2} = 0,000053 \dots\dots, \text{etc.}$

Maintenant que nous connaissons la valeur de K, on pourra déterminer les valeurs des résistances additionnelles $R_2, R'_2, R''_2, \dots\dots$ avec la formule :

$$R'_2 = K(n'_2{}^2 - n_2^2) - r'_2 + r_2$$

On voit, d'après cet exemple, qu'il faut d'abord réaliser un transfo, puis apporter à ce dernier les modifications nécessaires pour satisfaire deux conditions théoriques.

CALCULS RELATIFS AU VOLTMÈTRE

Quelle doit être la sensibilité du voltmètre à redresseur ?

On sait que le maximum de puissance dans la résistance aux bornes de l'appareil doit être, suivant les cas : 5 watts, 0,5 W, 0,05 W et 0,005 W.

Prenons la sensibilité la plus faible, soit 0,005 W sur 200 ω .

$$E_2 = \sqrt{P \cdot Z_2} = \sqrt{0,005 \times 200} = 1 \text{ V}$$

Si on admet un rendement de 90 %, ce qui donne $E_2 = 0,90 \text{ V}$ pour l'indication maximum, nous verrons plus loin comment on détermine la graduation de l'appareil. Soit $R = 1.000 \omega$ la résistance ou l'impédance du voltmètre.

Nous allons maintenant déterminer les valeurs des résistances : $R_{10}, R_{11}, R_{12}, R_{13}$, ainsi que R_{14}, R_{15} et R_{16} .

On a le schéma suivant (voir fig. 6) :

Il faut que la résistance équivalente à ce système fasse 200 ω .

D'où :

$$\frac{x \times 1.000}{x + 1.000} = 200 \omega$$

D'où :

$$x = 250 \omega$$

Appelons :

$$Y_1 = R_{11} + R_{12} + R_{13}$$

$$Y_2 = R_{12} + R_{13}$$

on a :

$$Y_1 = \frac{x}{\sqrt{10}} = \frac{250 \omega}{3,16} = 79,11 \omega$$

$$Y_2 = \frac{x}{10} = \frac{250}{10} = 25 \omega$$

$$R_{13} = \frac{250}{10 \sqrt{10}} = 7,911 \omega$$

ce qui nous donne pour :

$$R_{10} = 170,89 \omega, \quad R_{11} = 54,11 \omega, \\ R_{12} = 17,089 \omega$$

Les résistances seront sans selfs, elles ne doivent pas chauffer.

Les résistances R_{14}, R_{16} ont pour but de garder la même impédance secondaire, quelle que soit la position du commutateur de sensibilité.

Sur la position 10, par exemple, on a le schéma équivalent (fig. 7) :

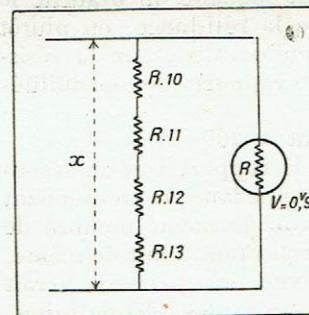


Fig. 6

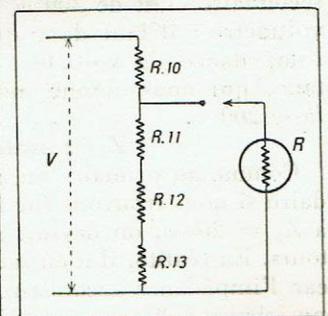


Fig. 7

$$R_{\text{ég}} = R_{10} + \frac{[(R_{11} + R_{12} + R_{13}) \times R]}{R_{11} + R_{12} + R_{13} + R}$$

$$= 170,89 \omega + \frac{79,110}{79,110}$$

$$R_{\text{ég}} = 244,1 \omega$$

Le secondaire est donc chargé par 244,1 ω au lieu de 200 ohms. Il faudrait donc ajouter une résistance en

parallèle sur le voltmètre pour ramener l'impédance à 200 ohms. Il en sera de même pour les positions 1 et 1/10, d'où l'utilité des résistances R_{14} , R_{15} et R_{16} .

Courbes de réponse du wattmètre

Ces courbes sont obtenues pour différentes impédances en fonction de la fréquence. On insère en série dans le primaire une résistance sans self de valeur bien déterminée et on mesure aux bornes de l'ensemble ; à l'aide d'un voltmètre à lampes on dissipe une partie de la puissance dans le primaire du transfo et une autre partie dans la résistance. De plus, c'est un excellent moyen de contrôle de la valeur de l'impédance primaire, lorsque l'on aura égalité de tension aux bornes de la résistance et aux bornes du primaire, à ce moment : $R_{ext.} = Z_{primaire}$.

Si, par exemple, $R_{ext.} = 500$ ohms, on dissipera par exemple 5 watts dans $R_{ext.}$ et 5 watts dans le primaire, le générateur devant fournir 10 watts.

La tension lue au voltmètre à lampes sera alors : $V_1 = 10 \times 1.000 = 100$ V, si on a $V_2 = V_3$. On peut tracer la courbe du wattmètre en faisant les lectures directement sur le voltmètre de sortie.

Courbe de réponse relevée sur un wattmètre

$R_{ext.} = 50$ ohms $Z_p = 500$ $V_1 = 100$ V
Puissance dissipée dans le primaire = 5 watts.

Fréquences p.p.s. :

50 100 200 500 1.000 5.000 10.000 12.000 15.000

• V sortie :

0,84 V 0,89 V, 0,91 V, 0,91 V, 0,91 V, 0,90 V, 0,89 V
0,85 V 0,85 V

R extérieure : 50 ohms $Z_p = 50$ ohms.

$V_1 = 31,6$ V

Puissance primaire : 5 watts.

Fréquences p.p.s. :

50 100 500 1.000 5.000 10.000 12.000 15.000

V sortie :

0,84 V 0,86 V 0,86 V 0,86 V 0,86 V
0,85 V 0,83 V 0,82 V

On voit que l'on a moins de 1 db entre 50 p.p.s. et 15.000 p.p.s. On constate que le rendement n'est pas tout à fait constant, il faudrait encore corriger le wattmètre (voir courbes de la fig. 9).

Si on arrive à avoir un rendement constant, par exemple 90 % pour toutes les impédances, il sera alors facile, connaissant exactement la puissance dissipée dans le primaire, d'amener un facteur de correction pour faire une lecture exacte sur le voltmètre à redresseur.

Il faudra, de plus, mesurer l'impédance du voltmètre à l'aide du procédé indiqué plus haut aux différentes fréquences employées depuis 50 p.p.s. jusqu'à 10.000 p.p.s. à l'aide d'un voltmètre à lampes, d'une résistance extérieure et d'un générateur BF.

Nous avons négligé les selfs de fuites dans nos calculs, puisqu'elles n'intéressent que dans le rendement du transformateur, à moins d'avoir un rendement très faible, et comme on peut corriger les lectures faites au secondaire à l'aide de l'appareil de mesure, on le graduera en conséquence, connaissant exactement la puissance primaire, en négligeant les selfs de fuite, qui toutefois doivent être constantes quel que soit le rapport de transformation pour avoir un rendement constant (conditions théoriques).

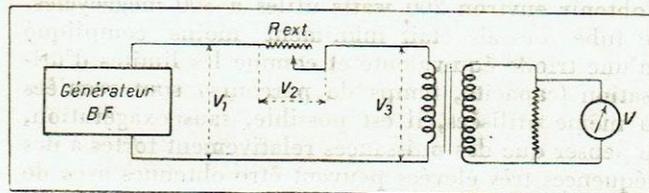


Fig. 8

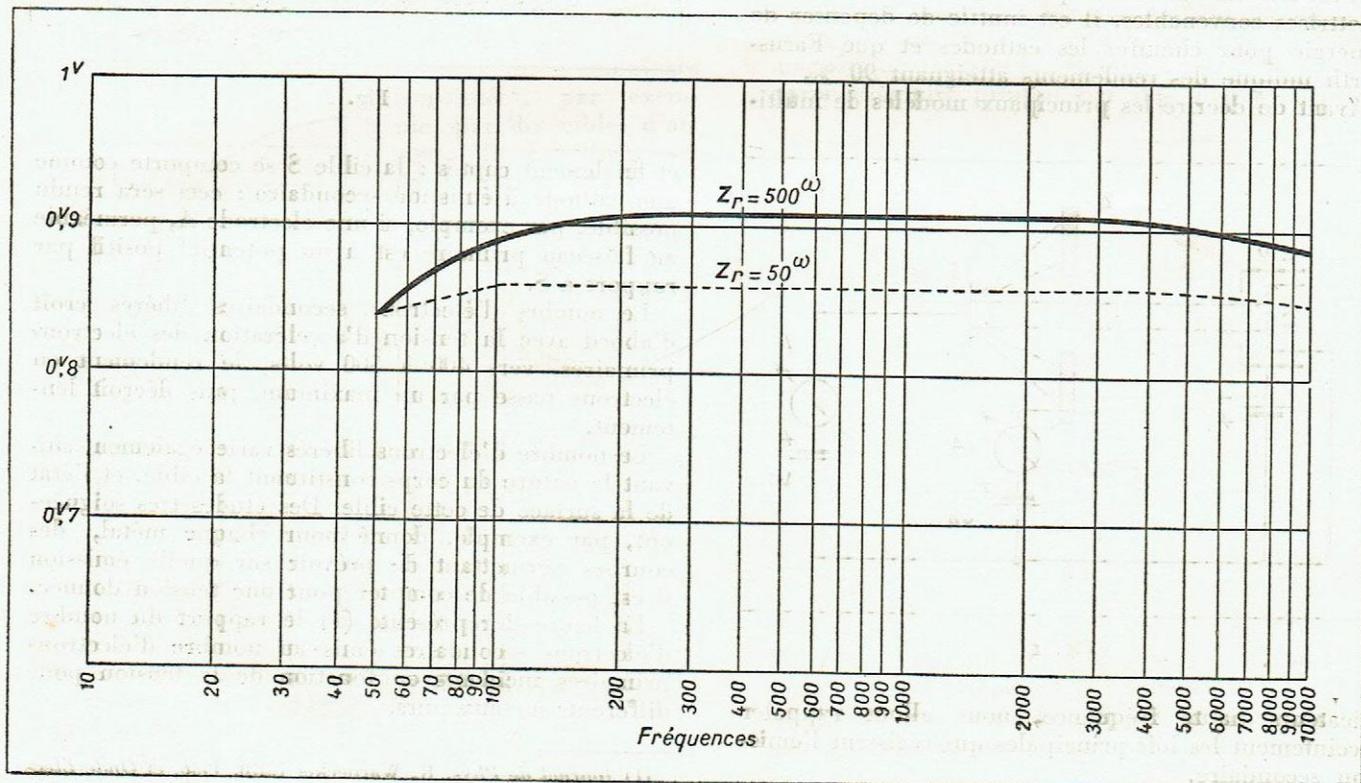


Fig. 9

MULTIPLICATEURS ÉLECTRONIQUES GÉNÉRATEURS DE HAUTE FRÉQUENCE

par H. BÉZY

L'émission secondaire des métaux a été mise en évidence dans l'industrie par des phénomènes apparus dans les tubes radio d'émission classiques. Cette émission secondaire a été étudiée, puis utilisée pour l'amplification de courant très faible et de fréquences relativement basses (par exemple, les multiplicateurs utilisés immédiatement après un iconoscope), il n'en existe pas moins une catégorie de tubes utilisant l'émission secondaire pour produire des énergies haute fréquence notables à des longueurs d'ondes voisines ou inférieures au mètre.

Ces nouveaux tubes, qui présentent un intérêt, sinon industriel, mais tout au moins documentaire, conçus à l'origine par Farnsworth, vers 1934, sous une forme originale, ont fait l'objet depuis d'un grand nombre d'études et auraient permis d'obtenir des puissances utiles de plusieurs kilowatts ; il nous a été possible, à l'aide d'un de ces tubes très simples, d'obtenir environ 200 watts utiles à 300 mégacycles. Ce tube d'essais était infiniment moins compliqué qu'une triode équivalente et comme les limites d'utilisation (capacité, temps de parcours) sont reculées ou même utilisées, il est possible, sans exagération, de penser que des puissances relativement fortes à des fréquences très élevées peuvent être obtenues avec de tels générateurs.

Il est à noter également qu'en utilisant des surfaces émettrices convenables, il est inutile de dépenser de l'énergie pour chauffer les cathodes et que Farnsworth indique des rendements atteignant 90 %.

Avant de décrire les principaux modèles de multi-

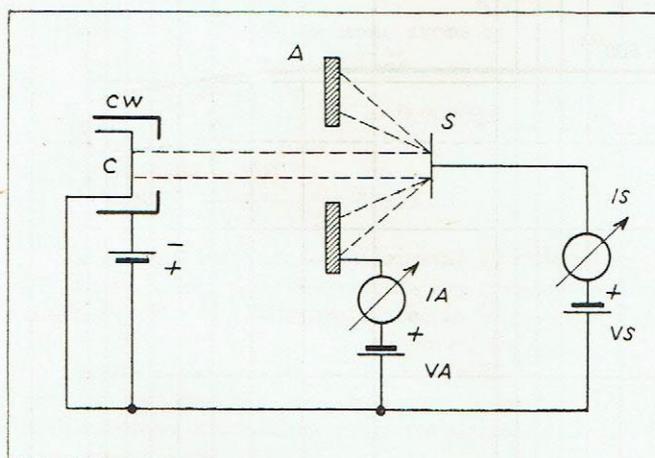


Fig. 1

plicateurs haute fréquence, nous allons rappeler succinctement les lois principales qui régissent l'émission secondaire.

Quand une cible S (fig. 1) est bombardée par un

faisceau d'électrons focalisés produits par une cathode C et une électrode de concentration W, il est possible que des électrons de constitution de cible soient expulsés de celle-ci et qu'ils puissent, si la configuration des électrodes le permet, être attirés

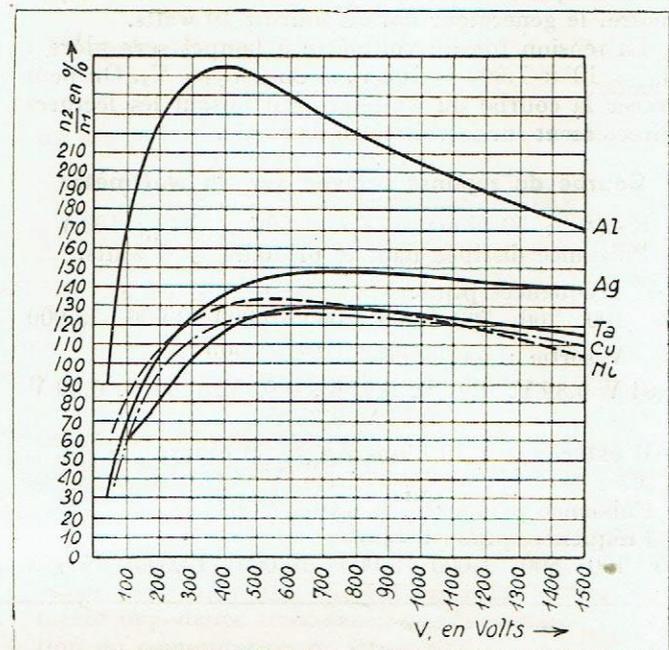


Fig. 2

et finalement captés : la cible S se comporte comme une cathode à émission secondaire ; ceci sera rendu possible, par exemple, si une électrode A, perméable au faisceau primaire est à un potentiel positif par rapport à S.

Le nombre d'électrons secondaires libérés croît d'abord avec la tension d'accélération des électrons primaires, vers 400 à 500 volts, le rendement en électrons passe par un maximum, puis décroît lentement.

Le nombre d'électrons libérés varie également suivant la nature du corps constituant la cible, et l'état de la surface de cette cible. Des études très soignées ont, par exemple, donné pour chaque métal, des courbes permettant de prévoir sur quelle émission il est possible de compter pour une tension donnée.

La figure 2 représente (1) le rapport du nombre d'électrons secondaires émis au nombre d'électrons primaires incidents en fonction de la tension pour différents métaux purs.

(1) *Journal de Phys.* R. Warnecke, 7.270, 1936, et *Onde Electrique*, 16.509, 1937.

Pour ces surfaces simples, on peut dire, en règle générale, que les métaux, dont la structure cristalline est constituée par de larges mailles et dont la fonction de travail est faible, doivent constituer les meilleurs émetteurs d'émission secondaire.

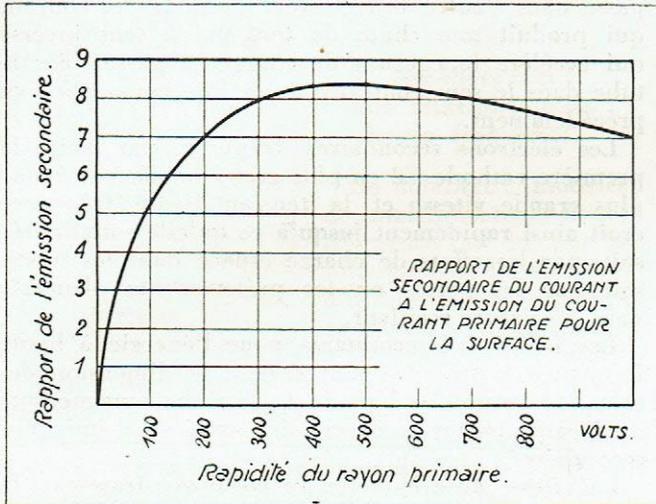


Fig. 3

Pendant l'étude de l'émission secondaire des métaux purs, on s'est rapidement aperçu que les oxydes ou halogénures de métaux alcalins ou alcalino-terreux avaient une émission secondaire plus élevée que les métaux purs correspondants, l'oxyde de baryum, par exemple, donne $NS/NP = 4,75$ pour 400 volts, alors que le baryum métallique ne donne que 0,8 à 600 volts.

Les chercheurs ont également trouvé que ce n'était pas en déposant des films minces de métaux purs sur d'autres métaux purs pour faire varier la fonction de

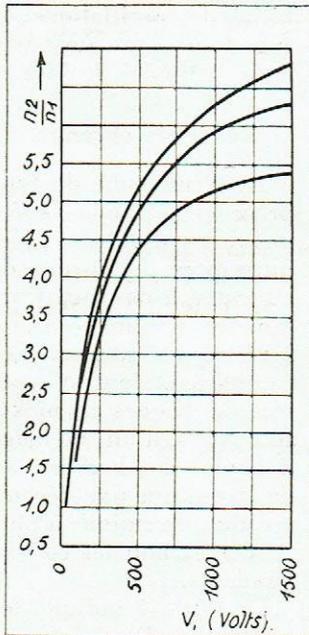


Fig. 4

travail, que l'on obtiendrait le plus grand pouvoir d'émission secondaire, le résultat de leurs recherches est que les surfaces dites complexes constituées, par exemple, par des cibles d'argent, de béryllium ou de zirconium oxydées et recouvertes de caesium, sont les plus intéressantes. Ces surfaces donnent de 8 à 10 électrons secondaires pour un électron primaire arrivant avec une vitesse voisine de 500 volts.

La méthode de préparation de ces cathodes est analogue à celle utilisée dans la fabrication des cathodes des cellules photoélectriques. Par exemple, la couche d'argent est d'abord oxydée par une décharge électrique dans l'oxygène à basse pression, puis cet oxygène est ensuite éliminé par le groupe de pompage et le caesium est distillé.

On chauffe ensuite la cathode vers 230° C pour

augmenter la réaction entre le caesium et l'oxyde d'argent. Après refroidissement, cette surface doit donner un excellent émetteur (fig. 3).

D'autres corps conviennent également et peuvent quelquefois être préférés aux surfaces au caesium

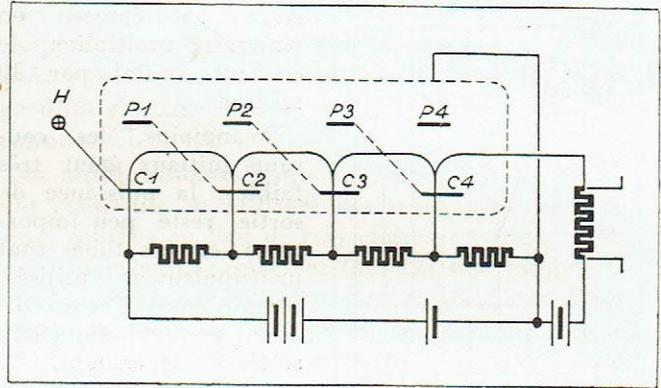


Fig. 5

pour des raisons de stabilité. Nous avons, pour notre part, utilisé des cathodes en nickel recouvertes d'un mélange d'oxydes alcalino-terreux analogue aux mélanges utilisés dans la fabrication des cathodes dites à oxydes. Le rendement en électrons est plus faible (fig. 4), mais encore très suffisant.

Multiplicateurs de Zworykin et multiplicateurs de Farnsworth.

L'émission secondaire qui gênait la fabrication des tubes électroniques normaux fut rapidement utilisée et des nouveaux tubes, dits multiplicateurs, commencèrent à être décrits dans la littérature technique. Les principes de ces principaux tubes multiplicateurs sont indiqués figures 5 et 6.

Dans le multiplicateur de Zworykin (fig. 5), des cathodes à émissions secondaires C1, C2, C3 reçoivent et émettent des électrons qui parcourent des trajectoires cycloïdales sous l'action combinée d'un champ magnétique transversal H et d'un champ électrique perpendiculaire produit par des plaques de champ

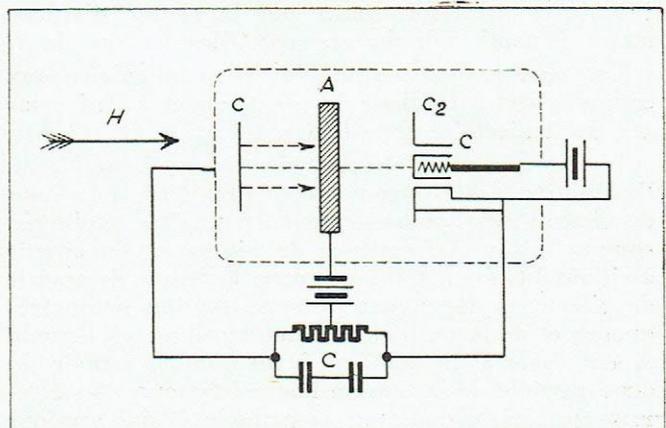


Fig. 6

P1, P2, P3, etc. Ces électrons sont finalement recueillis par l'anode A. Chaque cible ne sert qu'à multiplier une seule fois et les tensions appliquées aux cathodes et aux plaques de champ doivent aug-

menter à chaque multiplication. De tels tubes ont été construits avec 10 et même 15 étages. En opérant avec une tension de multiplication de 40 à 50 volts, et 10 étages de multiplication, on peut atteindre avec

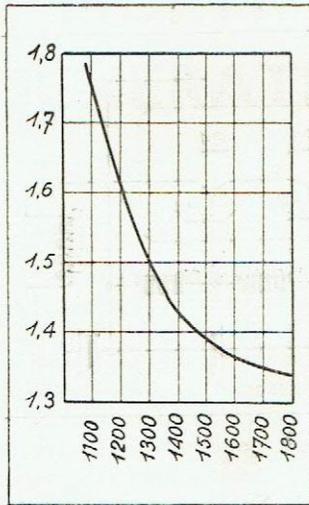


Fig. 7

des cathodes de caesium des gains de 30.000. Avec 15 étages, on pourrait multiplier le courant initial par 10 millions. Néanmoins, les courants initiaux étant très faibles, la puissance de sortie reste peu importante et ces tubes sont principalement utilisés, comme nous l'avons dit déjà, en télévision à la sortie de la camera. Le multiplicateur de Farnsworth, au contraire, est susceptible de délivrer des puissances importantes. La figure 6 représente schématiquement le modèle le plus simple. Deux cathodes C1 et C2, capables d'une émission secondaire la plus élevée possible, sont situées en face l'une de l'autre de chaque côté d'une électrode perméable aux électrons A, constituée, par exemple, par un simple anneau. Une petite cathode auxiliaire C est incorporée dans une des cathodes pour fournir les électrons primaires nécessaires à l'amorçage. Les deux cathodes C1 et C2 sont réunies aux extrémités de l'inductance d'un circuit oscillant LC, et l'anode est portée à une tension positive convenable par rapport au point milieu de l'inductance.

Les électrons primaires émis par la cathode chaude C sont attirés par l'anode A et viennent frapper la cathode C1, située en face. Les électrons secondaires émis par C1 sont à leur tour dans des conditions que nous allons étudier, attirés par A et viennent frapper la deuxième cathode C2 provoquant l'émission d'un nombre d'électrons plus élevés qui viennent bombarder C1. le nombre d'électrons augmentant jusqu'à ce qu'il soit limité par la charge d'espace ou par le nombre de charges recueillies par l'anode A.

Un champ magnétique H perpendiculaire aux cathodes sert à focaliser les électrons et à leur assurer des trajectoires rectilignes.

L'existence d'un champ électrique favorable à l'utilisation des électrons secondaires émis à la suite de chacun des bombardements, peut être expliquée comme suit : la fréquence de résonance du circuit oscillant LC étant telle que dans le temps de transit des électrons dépendant de cette tension haute fréquence et de la tension continue appliquée à l'anode A soit égale à un demi ou à un nombre impair de demi-période de la tension haute fréquence, les électrons primaires émis par la cathode C qui seraient arrivés sur la cathode C1 avec une vitesse nulle en l'absence de tension haute fréquence, arrivent avec une vitesse suffisamment élevée pour produire des électrons secondaires dans un rapport supérieur à un, parce que l'émission de charge électronique par la cathode C ou C2 produit un courant qui va de la source de tension à cette cathode à travers la moi-

tié de l'inductance ; de ce fait, il se produit une chute de tension qui s'applique sur les cathodes, telle que la vitesse des électrons se trouve accrue.

La différence entre le nombre d'électrons primaires arrivant et le nombre d'électrons secondaires libérés par la cathode C1 produit un courant qui passe dans l'autre branche de l'inductance, courant qui produit une chute de tension en sens inverse qui accélère le courant de charge et passe dans le tube dans le sens contraire de ce que nous avons vu précédemment.

Les électrons secondaires frappent par suite la première cathode C2 en plus grand nombre et à une plus grande vitesse et la tension haute fréquence croît ainsi rapidement jusqu'à ce qu'elle soit limitée soit par les effets de charge espace dans les tubes, soit par les pertes ou les prélèvements d'énergie dans le circuit oscillant.

Les facteurs déterminants pour l'énergie à haute fréquence à produire sont donc : la dimension des tubes, la tension de l'anode A, le champ magnétique de focalisation et la nature des surfaces à émissions secondaires.

La vitesse avec laquelle les électrons frappent la cathode est maximum lorsque le parcours a été effectué en demi-période, c'est-à-dire en un temps pendant lequel le potentiel de la cathode d'où sont partis les électrons est négatif par rapport à la cathode opposée.

Si les surfaces émettrices sont susceptibles de mettre des électrons sous l'influence de la lumière comme cela peut se produire avec des couches complexes au caesium, la cathode auxiliaire C2 peut ne pas exister et les premiers électrons susceptibles de mettre en route les phénomènes sont produits simplement en éclairant une des cathodes.

En utilisant au contraire cette cathode auxiliaire, il est possible, une fois l'oscillation amorcée, de couper le chauffage de cette cathode sans nuire à la stabilité des oscillations, le tube fonctionne alors avec deux cathodes froides.

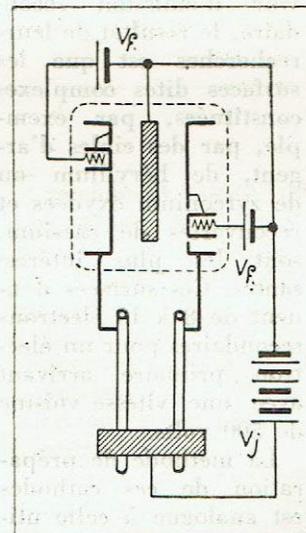


Fig. 8

Résultats obtenus.

Avec un tube du type précédent, il nous a été possible d'obtenir des puissances de l'ordre de 20 watts, à des longueurs d'ondes variant entre 1 mètre et 1,60 m. Les cathodes étaient composées de disques en nickel recouverts d'un mélange d'oxyde de baryum et de strontium par décomposition thermique à partir des carbonates correspondants.

La figure 7 indique les variations de fréquence en fonction de la tension. L'accord du circuit oscillant constitué par une ligne Lecher doit évidemment être modifié en conséquence.

Figure 8, le tube multiplicateur était muni de deux cathodes à chauffage indirect, réunies aux électrodes à émission secondaire ; pour fonctionner dans

les meilleures conditions, ces cathodes étaient alimentées à travers deux lignes accordées. Le champ magnétique pouvait indifféremment être produit par un solénoïde concentrique au tube ou par un aimant permanent ou non.

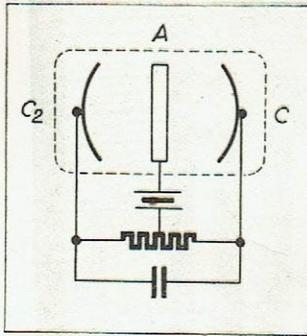


Fig. 9

utilisant des tubes équipés avec des cathodes profilées pour obtenir une focalisation par champ électrostatique (fig. 9), soit en utilisant des électrodes cylindriques, la cathode d'émission secondaire étant constituée par un tube (pouvant même être en cuivre et refroidi par un tube à circulation d'air), et l'anode par une électrode en forme de grille perméable aux électrons située à l'intérieur de la cathode (fig. 10).

Dans ce dernier tube, l'énergie est empruntée à la source continue une fois par cycle seulement, alors que dans le tube précédent l'énergie était empruntée deux fois au cours de chaque cycle. Dans un brevet, Farnsworth indique que pour un tube de 10 kilowatts, la cathode auxiliaire E (fig. 10) peut ne fournir qu'un courant de 2 à 4 milliampères seulement et que la tension anodique est très élevée puisqu'elle peut atteindre 50.000 volts en utilisant comme surface d'émission secondaire, du cuivre simplement recouvert d'aluminium pulvérisé.

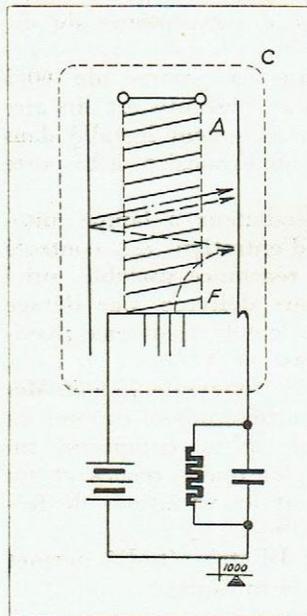


Fig. 10

de ces cathodes. Sur la figure 11, C1 et C2 sont les cathodes et une au moins de ces cathodes, C2 par

Amélioration des multiplicateurs haute fréquence.

De nombreux modèles de multiplicateurs haute fréquence ont été par la suite étudiés. La nécessité d'utiliser un champ magnétique de focalisation a été écartée, soit en utili-

Dans une autre réalisation de même forme, une seconde cathode est placée au centre du tube; cette cathode n'émet pas d'électrons secondaires, mais fournit simplement des électrons thermioniques comme une cathode ordinaire.

Une autre réalisation intéressante pour obtenir des fréquences plus élevées et pour améliorer les conditions dans lesquelles la multiplication des électrons se fait, consiste à disposer l'électrode de captation, non plus entre les deux cathodes à émission secondaire, mais derrière une

exemple, est réalisée totalement ou en partie sous forme de grillage; l'anode A peut, par exemple, avoir la forme d'un écran circulaire. Le fonctionnement est analogue à celui décrit précédemment; les électrons oscillent entre les deux cathodes jusqu'à ce que, par l'effet de la composante radiale de leur vitesse et du champ d'espace, ils pénètrent jusqu'à C2 et soient captés par A. Ce dispositif offre également l'avantage d'un chemin de parcours plus faible entre les électrodes C1 et C2.

Des multiplicateurs haute fréquence ont été également construits en utilisant des trajectoires électroniques courbes au lieu de trajectoires rectilignes. On peut, par exemple, imaginer (fig. 12) une cathode C dont les deux faces sont susceptibles d'une forte émission secondaire (par dépôt de caesium); cette cathode est entourée d'un cylindre A formant anode et relié à une tension positive de valeur convenable. Un champ magnétique H, parallèle à l'axe du cylindre, modifie les trajectoires des électrons qui ne se dirigent pas radialement vers l'anode, mais sont repliés vers la cathode en décrivant des trajectoires fermées. Dans ce cas, les électrons primaires sortant d'une région quelconque située sur une des faces de la cathode décrivent, sous l'influence des champs magnétiques et électriques combinés, une trajectoire sensiblement circulaire et reviennent bombarder l'autre face de la cathode. Ils libèrent au point d'impact des électrons secondaires qui, à leur tour, décrivent une trajectoire symétrique de celle des électrons primaires et reviennent bombarder la première face, libérant à leur tour d'autres électrons secondaires et le cycle se renouvelle.

Comme dans les modèles déjà décrits, les électrons doivent arriver avec une certaine vitesse pour que leur impact libère des électrons secondaires. Il est donc nécessaire qu'ils soient suffisamment accélérés pour posséder l'énergie suffisante. Ceci peut être obtenu, entre autres moyens, soit en reliant la cathode à un

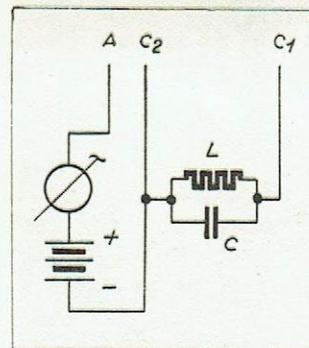


Fig. 11

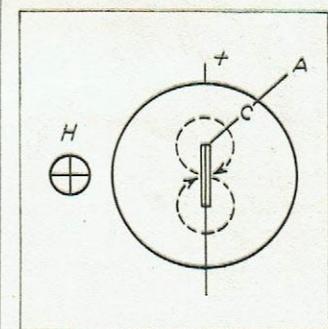


Fig. 12

circuit oscillant approprié, soit en divisant l'anode en deux ou plusieurs groupes de segments reliés par paire et connectés à des circuits oscillants qui produisent les champs alternatifs désirés.

L'Émetteur "SADIR" modulé en fréquence

Principaux avantages de la F. M.

1° *Qualité de la reproduction.* — En modulation d'amplitude, la profondeur de modulation à l'émission est pratiquement limitée à 40 db. Le rapport maximum des niveaux sonores d'une reproduction musicale est très inférieure à celui qui existe au naturel. Les contrastes se trouvent donc très atténués, tandis qu'avec la modulation en fréquence, on obtient des rapports de 60 db.

Les parasites atmosphériques et industriels et les bruits de fond prenant naissance dans les premiers étages du récepteur, dans la modulation en amplitude, se superposent au signal et troublent gravement la réception. Dans la modulation en fréquence, le récepteur possède un limiteur qui écrête les ondes reçues, au-dessus d'une certaine valeur et qui élimine complètement ces signaux parasites.

2° *Discrimination entre stations de même longueur d'onde.* — Avec ce procédé de modulation, il est possible d'utiliser deux émetteurs de même puissance, sur la même longueur d'onde et transmettant des programmes différents.

La réception est possible dans toutes régions où le champ de l'un est supérieur au double du champ produit par l'autre, qui, dans ce cas, n'est pas entendu.

3° *Extension de la zone de réception favorable.* — La suppression des parasites et de la plus grande partie du bruit de fond d'une part, et la faculté de séparer des émissions de même longueur d'onde, d'autre part, augmentent considérablement la zone dans laquelle la réception est agréable.

4° *Avantages économiques.* — L'émetteur fonction-

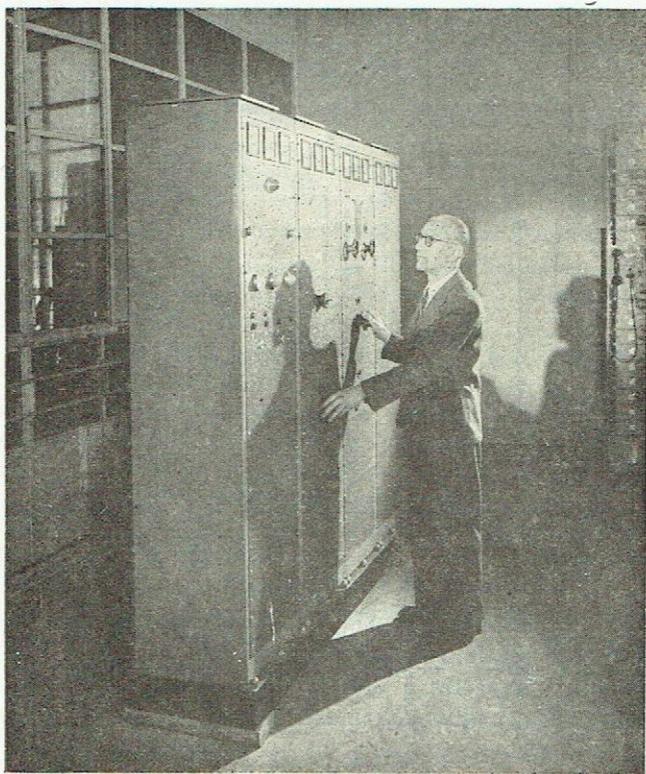


Fig. 1

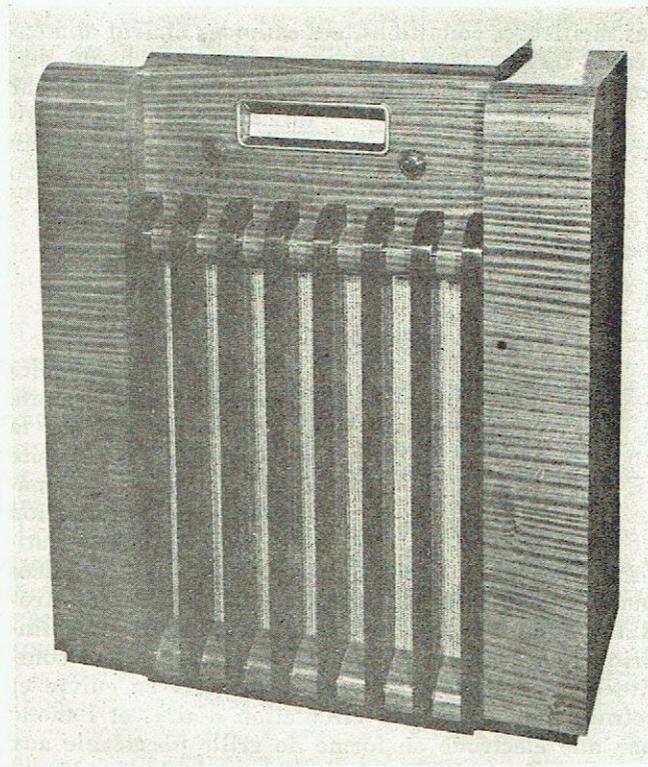


Fig. 2

nant toujours à sa puissance maximum est mieux utilisé que dans le cas de la modulation en amplitude, dans lequel l'émetteur doit être dimensionné pour fournir une puissance de crête quatre fois plus importante que la puissance porteuse, et son rendement est plus élevé. De plus, pour une même zone agréable, sa puissance peut être bien plus faible.

A la demande de la Radiodiffusion Française, la Société SADIR-Carpentier a réalisé l'émetteur de radiodiffusion type E.293 et des récepteurs de démonstration type R.293.

L'émetteur fonctionne dans la gamme de 60 à 42,8 Mcs (5 à 7 m). Sa bande passante est linéaire de 20 à 20.000 ps. Il est actuellement installé dans les locaux de la Radiodiffusion Française, à la porte de Vanves.

Il comprend un maître-oscillateur à lampe auto-oscillatrice, dont le circuit d'entretien est contrôlé par un tube de glissement à réactance variable, suivi de 6 étages HF. La puissance délivrée par l'étage final est de 500 W. La déviation de fréquence maximum est de l'ordre de 150 kcs.

Le récepteur R.293 couvre la gamme de 75 à 50 Mcs (4 à 6 m). Il est du type superhétérodyne comme les récepteurs normaux, mais, de plus, comprend un étage limiteur pour écrêter les ondes reçues et un étage discriminateur traduisant les variations de fréquence en variations d'amplitude.

De plus, un amplificateur BF très étudié permet la reproduction intégrale de la musique.

Caractéristiques de la liaison émetteur E.293-récepteur R.293.

Pour l'ensemble de cette liaison, la distorsion globale est inférieure à 4 %, de 30 à 12.000 ps, alors qu'elle est déjà, dans la modulation en amplitude, de 4 % pour l'émetteur seul et couramment de 10 % pour les récepteurs commerciaux qui ne reproduisent, en général, les fréquences que de 100 à 5.000 ps.

PHYSIQUE

DE L'ATOME A LA REACTION NUCLÉAIRE

par M. CHAMINADE

Ce sont trois savants français, Becquerel et P. et M. Curie, qui découvrirent, à la fin du siècle dernier, les premières manifestations radioactives de l'énergie interne des atomes. Il n'y a de cela qu'un demi-siècle et nous pouvons déjà provoquer des réactions en en libérant une partie, ce dont on doutait encore hier (1).

C'est à la suite de la découverte de la radioactivité artificielle provoquée par les deux autres savants français, Mme et M. Joliot-Curie, en janvier 1934, que nos connaissances se sont développées. Nous donnerons un aperçu de la part des savants français dans ces progrès. Avant de décrire les réactions de la bombe, ainsi que sa réalisation, il est utile de préciser et de compléter certaines des connaissances sur l'atome que peuvent posséder nos lecteurs.

Pour commencer, remarquons que les transformations chimiques mettent en jeu les phénomènes électroniques de la couche externe de l'atome, d'un diamètre voisin de 10^{-8} cm, donc du niveau énergétique le plus faible égal à quelques électrons-volts (eV) (2).

On sait d'ailleurs que ces phénomènes, ainsi que les phénomènes physiques autres que la radioactivité, les transmutations et les scissions, conservent la nature chimique de l'élément qui est déterminée par la grandeur entière Z, de la charge positive + Ze de la partie centrale ou noyau, grandeur qui fixe la position de ce corps dans la classification périodique des éléments de Mendeleef ; le noyau comprend égale-

ment la quasi-totalité de la masse de l'atome que l'on représente par le nombre entier A, d'ailleurs très voisin de la masse exacte. Son diamètre varie entre 2 et $9,10^{-13}$ cm. Le noyau se compose d'assemblages de nucléons liés par des forces de cohésion.

On appelle nucléons les Z protons ou les A-Z neutrons liés dans un noyau. Le proton est le noyau de l'atome d'hydrogène de charge élémentaire + e, de masse égale à 1.843,5 fois la masse élémentaire de l'électron au repos. Son rayon n'a pas besoin d'être introduit pour rendre compte de ses propriétés. Il n'a d'ailleurs pas grande signification, la valeur trouvée dépendant de la propriété qui le définit peut être trouvée égale à 10^{-16} ou $3,10^{-13}$ cm suivant celle-ci. Il en est d'ailleurs ainsi pour toutes les particules élémentaires, mais à un degré moindre toutefois.

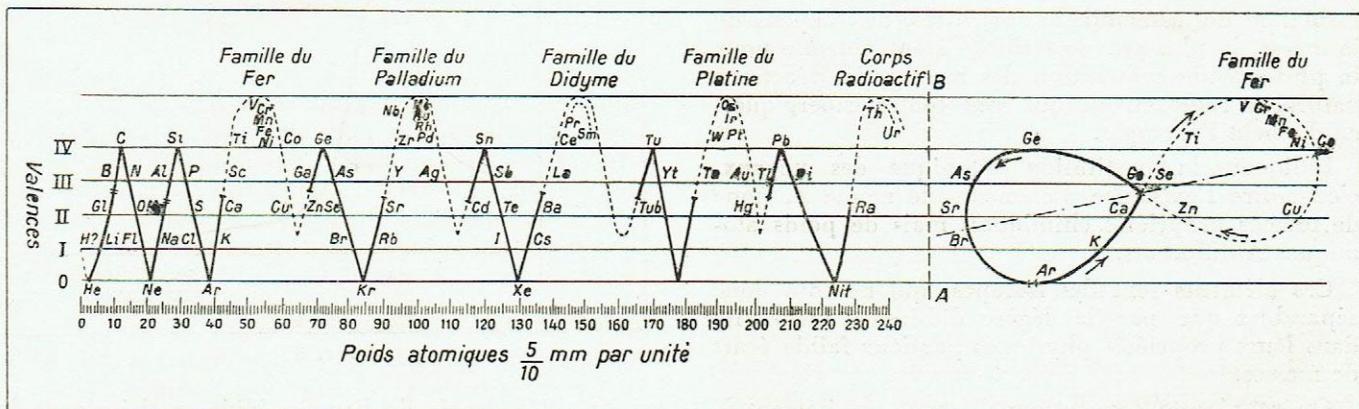
En effet, nous n'avons pas le droit d'appliquer à l'infiniment petit les images qui représentent les phénomènes à notre échelle, sans les adapter à leur nouvel usage.

Le neutron, découvert et identifié en 1930 à la suite des travaux de Bothe, Becker, I. Curie, F. Joliot et Chadwoick, est un corpuscule de matière sans charge, de masse légèrement supérieure à celle du proton et égale à 1.845 fois celle de l'électron. Le neutron peut d'ailleurs se transformer en proton par cohésion avec un électron positif ; la diminution de la masse, qui passe de $1.845 + 1$ à 1.843,5, est causée par la diminution d'énergie totale du système, introduite par le travail des forces de cohésion (3).

(1) Les indications sur la bombe et sa constitution sont données sous toutes réserves, d'après les informations des revues américaines.

(2) L'électron volt eV représente l'énergie acquise par un électron de charge $e = 1,59 \cdot 10^{19}$ coulombs qui a subi une variation de potentiel de 1 volt. Cette énergie vaut donc $1,59 \times 10^{12}$ ergs.

(3) On sait, en effet, que la théorie relativiste prévoit l'équivalence de l'énergie et de la masse $m = W/C^2$ avec $c = 3 \cdot 10^{10}$ centimètres/seconde, vitesse de la lumière vérifiée par des réactions nucléaires et la matérialisation du rayonnement prévue par Dirac et observée et étudiée par Thibaud et I. et F. Joliot-Curie.



Système de classification des éléments proposé en 1919 par Marc Chauvrière (communication à la Société Chimique de France du 19 décembre 1919). On remarquera à l'extrémité de la courbe l'élément uranium. Cette position explique l'instabilité relative de l'uranium qui représente l'élément le plus complexe qui puisse être engendré par la nature.

L'affinité des nucléons entre eux est la base des assemblages constituant les noyaux atomiques, et dont nous vous dirons seulement qu'ils sont probablement édifiés en niveaux énergétiques quantifiés. L'énergie libérée par le travail des forces de cohésion dimi-

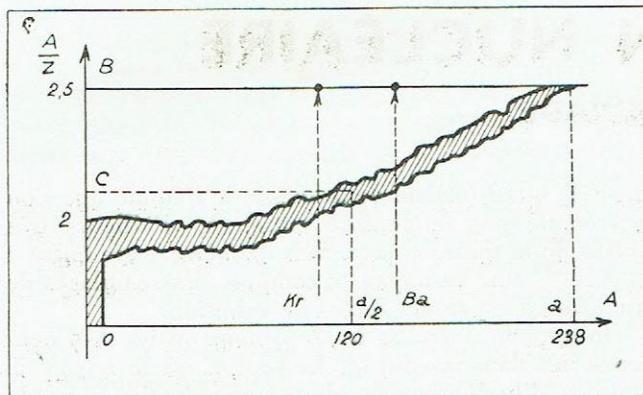


Fig. 2

nue l'énergie totale du système et, par suite, la masse totale.

En effet, la somme des masses des nucléons constituant un noyau est toujours supérieure à sa masse réelle. La différence ΔM entre ces deux masses représente l'énergie totale de cohésion du noyau suivant l'équation :

$$W = MC^2; \quad C = 3.10^{10} \text{ cm/sec}$$

L'examen des défauts de masse ΔM des éléments montre que les énergies de liaison sont de 10^7 à 10^9 fois, suivant les éléments, plus grandes que les énergies de liaison des électrons de valence chimique. Le noyau comprend donc bien la quasi-totalité de la masse et de l'énergie de liaison de l'atome. La répartition de cette énergie n'est pas rigoureusement proportionnelle à la masse de l'élément ; il en résulte que les nouveaux éléments formés dans les réactions nucléaires (scission, radioactivité, transmutation) ont des énergies de liaison dont la somme est différente de celle de l'élément primitif. On constate, en effet, que la somme de leurs masses n'est pas égale à celle de cet élément, et que le produit par C^2 de cette variation de masse est bien égal à l'énergie produite ou absorbée suivant les cas.

Les réactions nucléaires mettent donc en jeu les variations de cette énergie de liaison, dans la transformation des assemblages nucléaires, aux dépens de la masse, la plus grande stabilité étant obtenue pour la plus grande contraction des masses, les réactions naturelles radioactives, qui sont toutes exoergiques, en donnent l'exemple.

Indiquons la constitution isotopique des noyaux, c'est-à-dire l'existence d'éléments de même Z , donc de mêmes propriétés chimiques, mais de poids atomiques A différents.

Ces éléments sont des isotopes, qui ne sont donc séparables que par la légère différence introduite dans leurs propriétés physiques par leur faible écart de masses.

On représente conventionnellement un élément X par X^A_Z .

Un isotope de X serait donc : $X^A_Z + K$, avec K entier positif ou négatif.

Le nombre d'isotopes stables est limité à une dizaine

au plus. Le rapport $\frac{A}{Z}$ est égal à deux pour les

éléments légers et croît jusqu'à 2,5 pour les éléments lourds, de façon assez irrégulière d'ailleurs, à cause de la perturbation des isotopes. La figure 1 rend compte de cette croissance de masse du noyau, c'est-à-dire de l'excès normal des $A-Z$ neutrons sur les Z protons. Quand ce rapport $A-Z$ s'écarte de la valeur

normale $\frac{A_n}{Z_n}$ indiquée sur la courbe pour le poids de

l'élément considéré, il y a radioactivité B , c'est-à-dire expulsion d'électrons positifs, si le rapport est inférieur et négatif ; s'il est supérieur, dans ce cas il peut aussi y avoir expulsion de neutrons, tous ces

phénomènes tendant à donner à $\frac{A}{Z}$ la valeur stable

$\frac{A_n}{Z_n}$

qui est définie sur la figure 1 en fonction de A .

Signalons que le réarrangement du noyau peut se faire par radioactivité α (ou noyau de l'atome d'hélium), que l'on suppose constituer les assemblages dans les noyaux, accompagnés de rayonnements α (ou rayons X durs) dus à l'excitation du noyau sur le niveau énergétique supérieur au niveau normal.

Nous voyons donc que la radioactivité consiste en la stabilisation d'un élément hors d'équilibre, c'est-à-dire à l'abaissement de l'énergie totale du système jusqu'à la valeur assurant la stabilité ; il y a donc également contraction de masse, c'est-à-dire accroissement de l'énergie de cohésion.

On peut donc recueillir une partie de cette énergie en utilisant les réactions radioactives, mais celles-ci sont rares.

Aussi, dès 1919, Rutherford a-t-il essayé de provoquer des réactions nucléaires, mais ce n'était que sur des atomes isolés et, d'autre part, cette réaction étant obtenue par particules matérielles chargées, leur pénétration demandait beaucoup d'énergie et elles avaient un mauvais rendement ; cette réaction était limitée aux éléments légers.

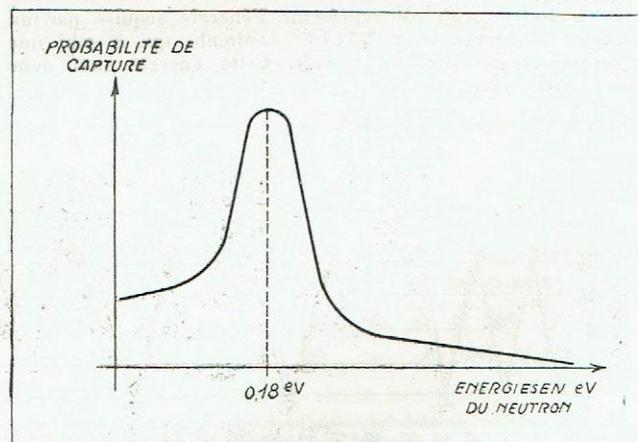


Fig. 3

En 1925, Louis de Broglie édifie sa théorie de la lumière qui, généralisée, sera appliquée par Dirac à sa théorie d'électronique.

Puis, ce fut l'étude de l'électron positif ou positron, découvert en 1932 par Anderson dans le rayon-

nement cosmique. Il a une masse au repos m_0 égale aussi à 1.59×10^{-19} coulombs. Il est produit par matérialisation d'un photon (ou quantum de rayonnement) de fréquence δ , dans le champ de force créé par les

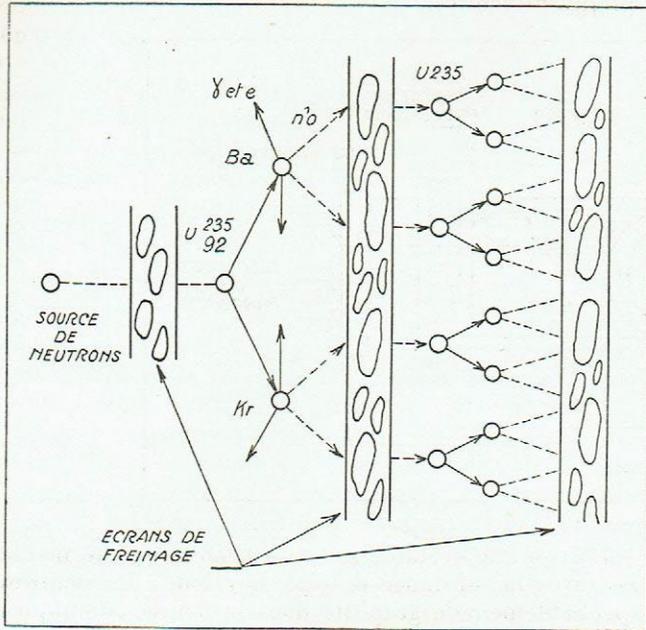


Fig. 4

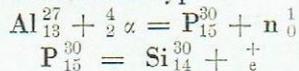
noyaux, lorsque sa fréquence δ satisfait à la relation :

$$h\delta = 2mc^2 + W_+ + W_- \geq 10^6 \text{ eV}$$

$H = 6,55 \cdot 10^{-27}$ erg/sec étant la constante de Planck ; W_+ et W_- étant des énergies cinétiques des électrons. Le phénomène inverse a lieu (même en dehors

de matière, mais dans ce cas il se produit 2 photons de fréquence $\frac{\delta}{2}$) suivant la même équation, c'est ce

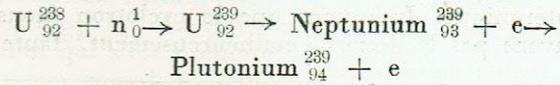
qui explique, ainsi que son affinité pour le neutron, (que nous avons mentionnée) la rareté du positron à l'état libre. Ce phénomène, prévu par Dirac, vérifie encore une fois le principe d'équivalence entre masse et énergie. Thibaud, I. Curie et F. Joliot ont montré l'existence de ce phénomène. C'est à la suite de ces travaux que Mme et M. Joliot-Curie, en janvier 1934, ont découvert la radioactivité artificielle par rayons β_+ acquise par l'Al²⁷₁₃, le Bore B¹⁰₅ et le magnésium Mg²⁴₁₂ après leur bombardement par du polonium émettant une grande quantité de particules α suivant la réaction type :



Ils ont démontré par analyse chimique la réalité de la transmutation de l'aluminium en radiophosphore radioactif. Quelque temps après, Fermi a réussi à provoquer des réactions nucléaires en utilisant des neutrons qui, dépourvus de charge, pénétraient plus aisément dans le noyau chargé, même dans les noyaux de Z élevé, interdits aux particules chargées. Il remarqua l'accroissement du rendement de ces captures entre certaines limites de vitesse des neutrons, d'ailleurs lente. La courbe de probabilité d'interaction du neutron avec les noyaux en fonction de la vitesse a l'allure de résonance d'une courbe de sélectivité (fig. 2).

La capture transforme le noyau en un isotope avec émission de l'excès d'énergie par émission d'un photon. Si cet isotope est instable, il peut y avoir émis-

sion de particules α de protons, de deutérons (3), d'électrons ou de rayons γ . Par exemple, les éléments transuraniens sont ainsi formés :



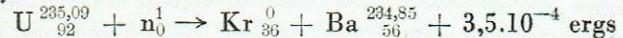
Nous verrons l'utilisation du plutonium 239/94. Il peut même y avoir, pour certains éléments, scission de l'atome en deux autres atomes, de masse environ moitié, eux-mêmes instables. La probabilité de ce phénomène est importante pour le thorium, l'uranium U 235/92 et le plutonium 239/94 (dont nous avons vu la production par les neutrons).

Cette scission sous l'action des neutrons a été démontrée expérimentalement au début de 1939 par F. Joliot, qui a évalué expérimentalement l'énergie dégagée dans la réaction à 2.10^8 eV par atome scindé. C'est la réaction de bombe atomique.

La somme des masses des éléments formés est inférieure de $3.96 \cdot 10^{-25}$ gr à la masse de l'atome d'uranium avant sa scission. Leur énergie totale est donc aussi inférieure à celle de cet atome et, par conséquent, il doit y avoir libération d'une énergie de :

$$3.96 \cdot 10^{-25} \times (3 \cdot 10^{10})^2 = 3.56 \cdot 10^{-4} \text{ ergs}$$

par atome scindé, soit $2,2 \times 10^8$ eV, résultat en concordance avec la mesure de F. Joliot. C'est ce qui symbolise la formule de réaction :



Cette énergie est répartie entre les deux produits Kr et Ba de la réaction qui sont d'ailleurs instables, l'énergie émise dans leur radioactivité étant faible devant celle de la scission. Le bilan énergétique total reste voisin des $2,2 \cdot 10^8$ eV que nous avons trouvé. Cette radioactivité découle de ce que nous avons dit sur la croissance du rapport A/Z avec la masse A des éléments, celles du Ba et Kr étant à peu près la moitié de celle de l'atome scindé, mais leur A/Z ayant gardé en moyenne la même valeur. Il y a donc, comme nous l'avons vu, radioactivité β et émission de neutrons. F. Joliot et Halban ont calculé que le nombre total des neutrons gagnés à la fin de la réaction doit être de 3 avec une énergie comprise entre 2 et $7 \cdot 10^8$ eV.

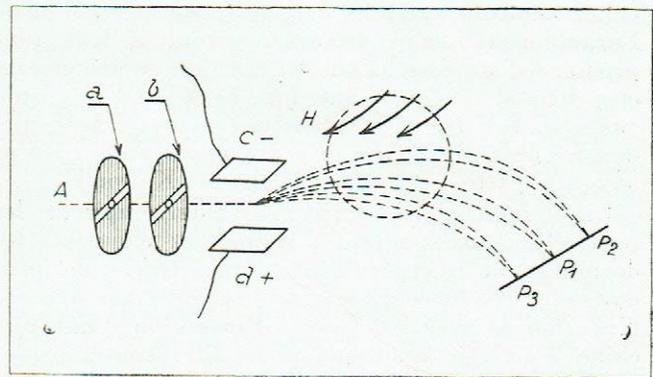


Fig. 5

Production des neutrons lents.

Signalons, pour commencer, la production de neutrons rapides comme produit de la transmutation du beryllium Be bombardé par les particules émises par le radon (émanation du radium) ou par deutérons

(3) Deutéron, noyau de l'hydrogène lourd, isotope de l'hydrogène. On l'extrait de l'eau lourde présente dans l'eau ordinaire dont on accroît la concentration par l'électrolyse prolongée.

accélérés jusqu'à 6 MeV dans le cyclotron de Lawrence. Dans ce dernier cas, on peut obtenir 10^9 neutrons par seconde par microampère de courant deutéronique. Indiquons que le cyclotron (nous ne pouvons pas le décrire, malheureusement, faute de

ceux de l'uranium 238 dans la proportion de 1/140. Pour avoir la quantité minimum de U_{92}^{235} nécessaire à l'amorçage de la réaction, il faut donc isoler ce dernier ; nous verrons bientôt comment et avec quelles difficultés.

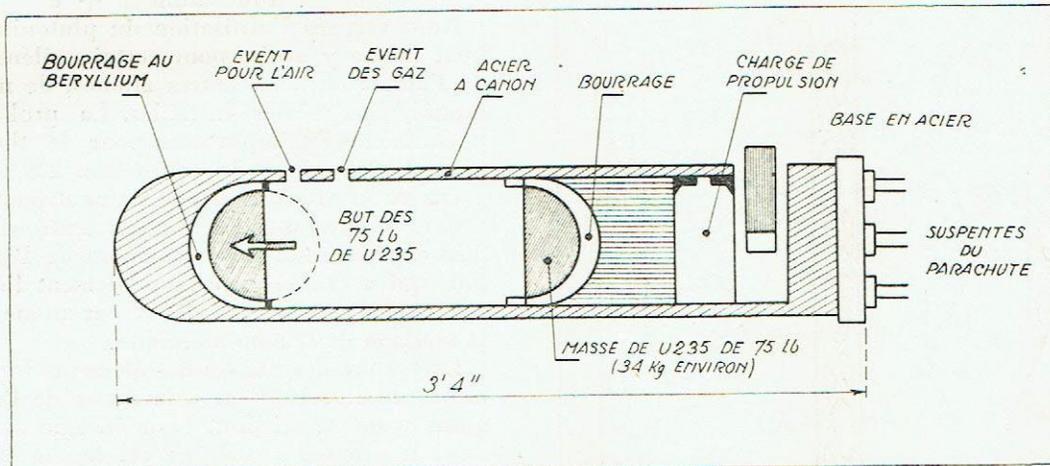


Fig. 6

place) est un appareil accélérateur d'ions, destiné à provoquer des réactions nucléaires en vue de leur étude. On ne peut ralentir les neutrons ainsi formés que par un choc direct avec un noyau, car ils sont dépourvus de charge et ne subissent donc pas de pertes par ionisation. Les lois du choc central indiquent que dans le choc avec un proton de masse presque égale ils peuvent lui céder toute leur énergie. C'est ainsi que s'explique le freinage introduit par les écrans de substances hydrogénées comme l'eau, la paraffine, au sortir desquelles les neutrons ont une énergie voisine des 0,03 eV de l'agitation thermique. Le freinage diminue quand la masse atomique de l'absorbant augmente.

Il faut signaler l'absorption sélective des corps pour la bande d'énergie dans laquelle ils ont une grande probabilité de capture du neutron. Le cadmium, dont nous verrons l'emploi pour freiner la réaction nucléaire sur l' U_{92}^{235} , absorbe les neutrons de moins de 0,18 eV en les capturant (fig. 2).

Les neutrons produits à la suite de la scission de l'uranium étant ainsi freinés pourront à leur tour produire d'autres scissions, la réaction se propageant en progression géométrique (fig. 3). C'est l'idée qu'a émise F. Joliot en 1939 dans une note à l'Académie des Sciences. Il a entrepris des essais dans ce sens auxquels participèrent Von Halban et Kowarski.

Les événements de juin 1940 interrompirent les recherches. Joliot remit à Halban et Kowarski les documents utiles et les projets d'expériences, des produits obtenus au cours des travaux, ainsi que le stock d'eau lourde avec les brevets d'invention d'une machine à énergie atomique pour aller continuer les expériences en Angleterre.

Pour que la chaîne s'entretienne, il faut qu'en moyenne un au moins des neutrons de chaque scission soit utilisé après ralentissement à en produire d'autres.

Pour avoir une telle probabilité d'utilisation, il faut que chacun des neutrons de la scission après freinage et avant sa sortie de la masse scindable rencontre un nombre suffisant d'atomes d'uranium 235 (P. Perrin), et ce, sans être capturés par le 238. Or ceux-ci, à l'état naturel, sont disséminés entre

Lorsqu'une certaine masse d'uranium a été mélangée avec la substance destinée à ralentir les neutrons (probablement le graphite dans la bombe atomique), il suffit d'un neutron vagabond pour amorcer la réaction de façon prématurée. Il faut donc scinder la masse en éléments plus petits pour lesquels, on vient de le voir, la réaction amorcée accidentellement meurt au bout de quelques cycles. On emploie des écrans de cadmium dans ce but et il semble qu'on déclenche le départ de la réaction par leur retrait. La masse utilisée dans la première bombe semble être de 1.500 g d'uranium 235. D'après d'autres renseignements, la masse totale uranium + absorbant serait de 75 kg et, d'après d'autres renseignements, d'une centaine de grammes d'uranium pur (4).

Les neutrons produits à la suite de la réaction peuvent rendre radioactifs les éléments les entourant ; ces derniers peuvent causer des désordres organiques aux habitants séjournant dans leur voisinage.

Les effets énergétiques de la bombe proviennent de la perte de 0,23 g subie par les 235,09 g d'uranium transformés. On peut évaluer l'énergie libérée correspondante à $2.07.10^{20}$ ergs, énergie équivalente à celle résultant de la combustion de 500 tonnes de carbone, soit dix fois l'énergie totale dégagée dans la transformation de 226 g de radium en plomb. En admettant la validité des hypothèses de la théorie cinétique des gaz à des énergies si élevées et avec quelques autres suppositions, on peut évaluer la température de 1.10^{12} degrés (5) correspondant à une vitesse des noyaux formés de 10.000 km.

Séparation de l'isotope 235.

Pour réaliser la réaction nucléaire, il a fallu séparer l'uranium 235 et on ne peut, comme nous l'avons vu, s'adresser qu'à des phénomènes physiques. Dans

(4) Dans le schéma de la figure 5 extrait d'un quotidien anglais, on sépare la masse de l'uranium et de l'absorbant en deux parties éloignées de telle sorte que l'angle solide sous lequel elles se voient soit petit. Le départ de la réaction se commande dans cet exemple sur la réunion de deux parties.

(5) Par application de la formule $W = \frac{3}{2} RT$ avec $R = 8.3 \cdot 10^7$ ergs.

la première méthode, on utilise le spectrographe de masse d'Aston pour cette séparation. Nous voyons son principe dans la figure 4. En A on produit, dans le vide, un faisceau d'atomes (du mélange d'uranium à séparer), ionisés une fois, on le canalise par les fentes *a* et *b*, le faisceau est dévié en sens inverse par le champ électrique produit par les plateaux *c* et *d*, et par le champ magnétique. Par une construction convenable de l'appareil, on arrive à concentrer les ions de même masse en un même point P_1 , même si leurs vitesses sont différentes, les ions de masses différentes étant concentrés en d'autres points P_2 et P_3 , par exemple.

Il suffit de disposer un piège au point d'impact des ions que l'on veut isoler. On voit que l'opération est longue et délicate, puisque l'on opère atome par atome, et dans le vide. On est conduit à employer un grand nombre d'appareils travaillant en même temps.

Dans le deuxième procédé, on utilise le phénomène de diffusion thermique des molécules d'un gaz à travers des orifices de dimensions égales au libre proton moyen. La théorie cinétique des gaz indique que le rapport C/C' des vitesses de diffusion de deux gaz de masses *m* et *m'* est $C/C' = \sqrt{m/m'}$.

La proportion du gaz léger dans le gaz recueilli sera un peu plus grande à chaque opération. On procède donc ainsi :

On forme un composé gazeux de l'uranium que l'on aspire à travers les mailles d'un filtre ultra microscopique et on recommence l'opération un grand nombre de fois.

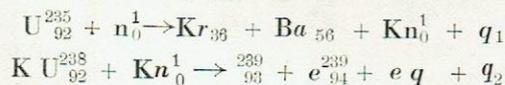
Préparation du plutonium.

Enfin, à côté de ces méthodes de séparation, il faut signaler la production directe d'un élément scissionnable, chimiquement différent de l'uranium, le plutonium 239/94, dont nous avons parlé plus haut et qui convient également pour la réalisation des réactions nucléaires se propageant en chaîne. Cette production plus simple en principe est dangereuse. Voici comment on la prépare. On empile alternativement des morceaux de graphite et d'uranium ordinaire ou d'oxyde d'uranium en ménageant la possibilité d'interposition d'écrans de cadmium. Permi a calculé qu'à partir d'une certaine épaisseur, la réaction doit partir suivant le schéma dont nous parlerons ci-dessous. Il faut alors interposer les écrans pour la freiner et éviter l'explosion de la masse. La réaction

partit comme prévu, mais avant l'épaisseur calculée les avertisseurs indiquaient ce départ. Après la pose des écrans, la réaction s'éteignit normalement. La réaction qui s'est produite est la suivante :

Des neutrons lents scindent l'U 235/92 produisant d'autres neutrons qui, ralentis par le graphite ainsi que les neutrons primaires utilisés, sont captés par l'U 238/92, lequel, par radioactivité β , de vient l'élément 93, le neptunium 239/93, lequel, à son tour, émet un électron négatif en devenant plutonium 239/94, suivant le schéma :

6e mlcodce,b-cdbsoi



La réaction est accompagnée d'une énorme énergie q, q^2 et d'émanations radioactives dangereuses. L'eau de refroidissement arrive à réchauffer une rivière. Aucune être vivant ne peut approcher de la réaction qui a été réalisée dans une région désertique. On sépare le plutonium de la masse par voie chimique. Cette production permet d'espérer la possibilité de production d'éléments scindables à partir de corps plus communs et dont les vitesses de réaction soient assez lentes pour être utilisées comme source d'énergie même pour de petites puissances.

On peut envisager la construction d'usines d'énergie électrique utilisant l'énergie thermique ainsi dégagée. Si l'on ne peut encore en envisager l'emploi pour de petites installations, on peut envisager la réalisation du chauffage urbain.

Une possibilité nouvelle réside dans la production industrielle d'éléments nouveaux isotopes d'éléments communs par transmutation de ceux-ci. Nous aurons ainsi à notre disposition des matières premières stables ou radioactives de qualités différentes de celles que nous utilisons.

Enfin, n'oublions pas, pour terminer, la possibilité de fusées d'essai interplanétaires qui seront peut-être suivies plus tard de réalisations pratiques. La réaction nucléaire marque le début d'une nouvelle ère de notre civilisation et nous promet plus de bien-être, si, comme je l'espère, nous savons nous en montrer dignes.

(6) Le graphite plus maniable et plus facile à préparer que l'eau lourde possède, à un degré assez voisin, un pouvoir d'arrêt pour les neutrons. Les combinaisons hydrogénées pour les énergies thermiques des neutrons voient leur pouvoir d'arrêt diminué et, d'autre part, elles ont l'inconvénient de capter un certain nombre de neutrons.

ÉLECTRO-ACOUSTIQUE

L'ÉTUDE RATIONNELLE DES HAUT-PARLEURS

par A. CLAUSING

Parmi toutes les techniques mises en œuvre dans l'élaboration des récepteurs radio et des reproducteurs sonores divers, les domaines de l'électro-acoustique pure sont à classer dans les plus complexes.

La complaisance de l'oreille humaine, ses remarquables facultés d'adaptation, expliquent que, dans le passé, il a été possible de résoudre sans grandes difficultés et avec succès les différents problèmes relatifs à l'acoustique.

La nécessité de rendre effectifs les importants progrès accomplis dans les autres techniques oblige, aujourd'hui, à abandonner complètement des méthodes qui, de subjectives, deviennent rapidement empiriques. L'ouïe n'est pas à même de juger et de définir le point optimum de fonctionnement lorsqu'on ne modifie, sur un appareil, qu'une seule variable indépendante (pour un haut-parleur électrodynamique, par exemple, on compte 11 variables indépendantes).

Il faut mesurer, tout mesurer.

Chaque étude doit être sanctionnée par des chiffres ou mieux, une courbe ; l'époque de l'adjectif est révolue.

Nous nous sommes donc trouvés en face des difficultés suivantes : avancer à grands pas dans un domaine peu exploré et particulièrement complexe ; et, pour ce faire, créer un appareillage susceptible de fournir des mesures sûres et rapides.

Nous nous proposons, dans ces quelques notes, de présenter un ensemble d'appareils récemment réalisés dans les laboratoires de la « Société Audax ». Ces appareils sont utilisés pour l'étude et les contrôles de fabrication des haut-parleurs.

Vue d'ensemble de l'appareillage.

Les principales données qui permettent de caractériser un haut-parleur sont :

- a) La caractéristique de fréquence ;
- b) Les caractéristiques directionnelles pour diverses fréquences ;
- c) La caractéristique de distorsion non linéaire en fonction de la fréquence (à charge constante ou à distorsion constante) ;
- d) La caractéristique d'impédance en fonction de la fréquence.

Il importe particulièrement que la caractéristique de fréquence soit tracée avec une grande facilité et dans des conditions expérimentales les plus diverses.

La figure 1 montre les principaux éléments de l'installation réalisée en vue de remplir le programme ci-dessus. Les mesures se font, soit à l'extérieur, soit dans une chambre sourde qui complète l'installation.

Fonctionnement pour les différentes mesures.

a) *Caractéristique de fréquence.* — Deux systèmes sont utilisés pour relever cette caractéristique : le tube à rayons cathodiques et l'enregistreur.

Le schéma, représenté figure 2, montre le principe de fonctionnement pour le tracé sur tube.

Un générateur basse fréquence fournit une tension absolument indépendante de la fréquence sur deux voies différentes. Une première direction fournira le balayage horizontal après passage dans un filtre, à la sortie duquel la tension varie d'une manière logarithmique en fonction de la fréquence. D'autres filtres peuvent être substitués au premier en vue d'étaler les basses, moyennes ou hautes fréquences. La seconde voie dessert le balayage vertical après avoir traversé l'intervalle haut-parleur microphone.

Le générateur basse fréquence est commandé, soit manuellement, soit à l'aide d'un système moteur à

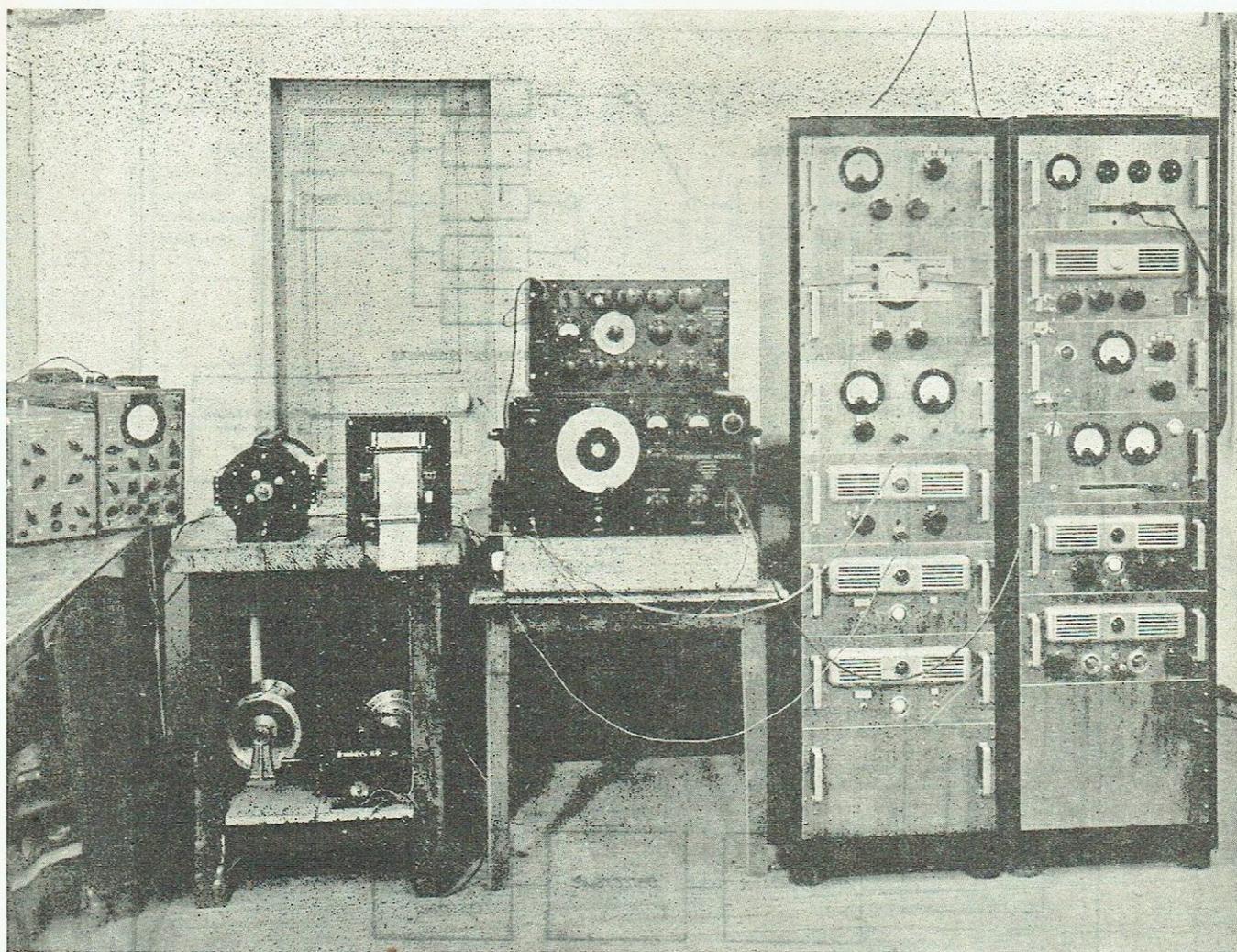


Fig. 1

vitesse réglable entraînant un condensateur à variation logarithmique branché à la place de celui de l'appareil.

La courbe apparaît sur le tube qui présente une certaine rémanence. Celui-ci porté, gravé, en abscisses, les fréquences réparties logarithmiquement de 30 à 10.000 c/s et, en ordonnées, une échelle en db couvrant 40 db. Cette courbe, qui disparaît après quelques secondes (on ne doit pas rechercher une trop grande rémanence afin de permettre de faire successivement plusieurs courbes) ne sert qu'en première approximation au cours des études. Pour conserver le résultat de l'essai, il a été préparé des feuilles de calque transparent qui sont appliquées sur le tube. Ces feuilles sont elles-mêmes munies d'échelles correspondant à la gamme de fréquences en étude. Il suffit de suivre à la plume le spot pour obtenir une courbe telle que celle représentée figure 3. Ce tracé s'exécute très rapidement et avec une précision suffisante. La facilité de repasser plusieurs fois sur la courbe, de ralentir et d'insister sur ses points singuliers (lorsque la manœuvre du générateur basse fréquence se fait manuellement) confère au procédé une très grande souplesse et la certitude que la courbe n'a pas été faussée par un trouble momentané d'origine extérieure.

La figure 4 montre quatre courbes d'un même haut-

parleur. La première est tracée à l'aide du filtre à caractéristique logarithmique, les trois autres le sont avec les filtres étalant les basses, moyennes, puis hautes fréquences. Pour l'utilisation d'un filtre pour lequel il n'a pas été préparé de graphique, il est très aisé d'obtenir l'échelle des fréquences par des « tops » imprimés au moment voulu au spot. C'est aussi un bon procédé pour contrôler la correspondance rigoureuse des fréquences avec celles indiquées sur la feuille de relevé de courbe. A ce sujet, nous pensons inutile d'insister sur les soins apportés, dans toute l'installation, à la stabilité des appareils dans le même temps et aussi sur le fait qu'il est possible (et même indispensable avant chaque série de mesures) de faire cadrer d'une manière absolue les déplacements du spot avec la grille de la feuille transparente. Ces courbes, tracées sur papier calque, sont tirées sur « ozalid » en nombre suffisant d'exemplaires pour classement rationnel.

Une seconde solution, pour tracer la caractéristique de fréquence, consiste à employer un enregistreur. Celui-ci doit être choisi à très faible constante de temps (80 millisecondes, par exemple, pour 80 % de la course), ce qui permet de faire un relevé en une minute. Pour obtenir une échelle de fréquences correcte, nous avons été amenés à réaliser un condensateur à variation logarithmique (mentionné plus haut).

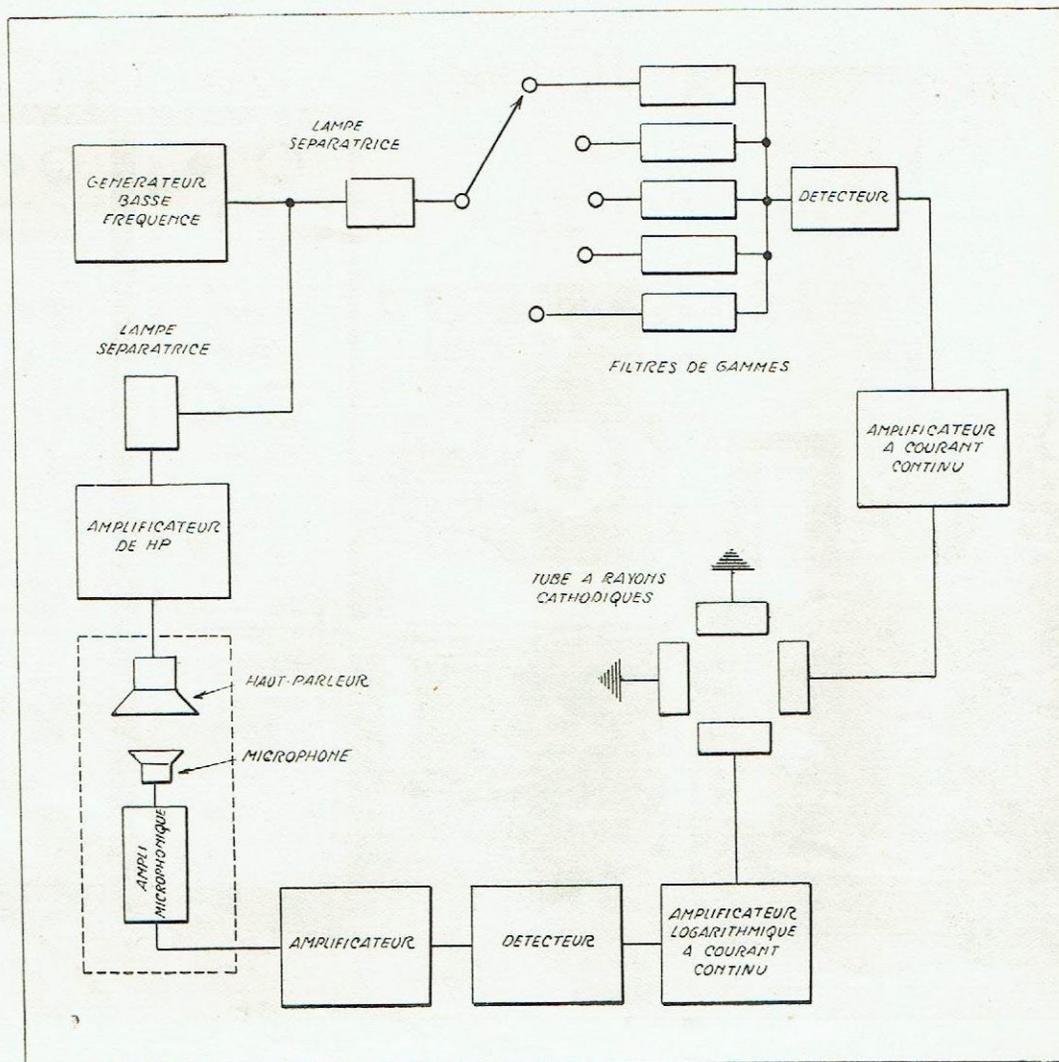


Fig. 2

Ce condensateur est double, en ce sens qu'il comporte deux éléments semblables qui travaillent alternativement; le premier de 0 à 180°, le second de 180° à 360°. Il en résulte un fonctionnement continu (intéressant surtout dans le cas de l'utilisation du tube à rayons cathodiques). La vitesse du tracé peut varier dans un rapport de 1 à 400 grâce à un moteur à répulsion à grande variation de régime et à plusieurs jeux de poulies à gradin.

L'opération est alors entièrement automatique.

Le schéma de principe est donné par la figure 5.

Ce procédé est utilisé pour obtenir d'un certain appareil déjà étudié une courbe complète définitive et à grande échelle.

La photographie, figure 6, présente l'ensemble condensateur, moteur et enregistreur.

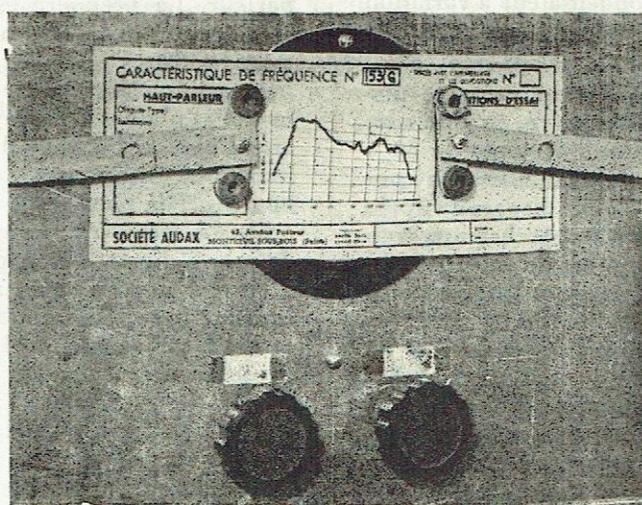


Fig. 3

Toutes les courbes peuvent, à volonté, être obtenues à intensité ou à tension constante dans la bobine mobile. L'amplificateur de haut-parleur est soumis, à cet effet, à une contre-réaction à taux élevé en intensité ou en tension. Etant donné la tendance actuelle des systèmes amplificateurs, la position à tension constante est la plus employée.

b) *Caractéristique directionnelle.* — Les caractéristiques directionnelles se tracent avec le même appareillage que les caractéristiques de fréquence.

Ce sont des systèmes de courbes polaires relevés pour les fréquences de 500, 2.000, 4.000 c/s.

Le tracé se fait point par point et sous les angles de 0°, 15°, 30°, etc.

Ce travail ne peut se faire complètement qu'à l'extérieur. Il est possible pourtant d'obtenir en

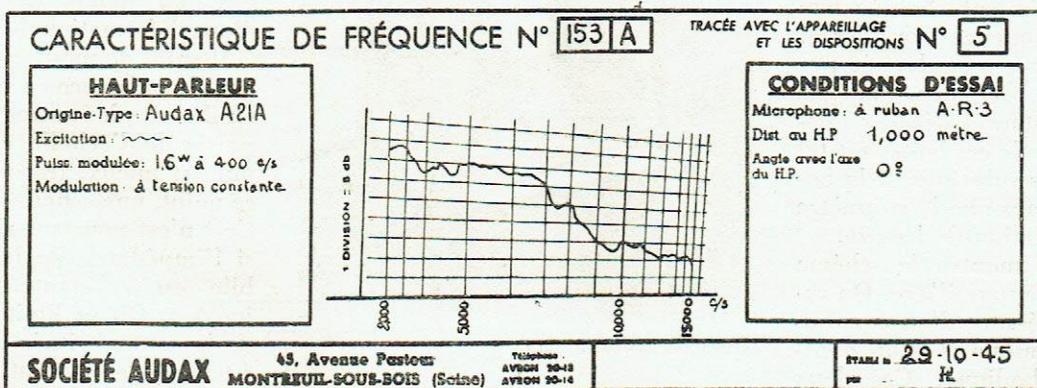
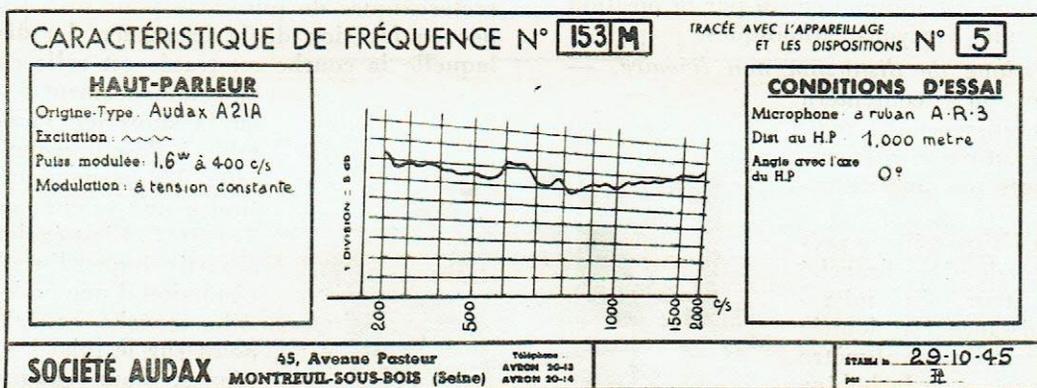
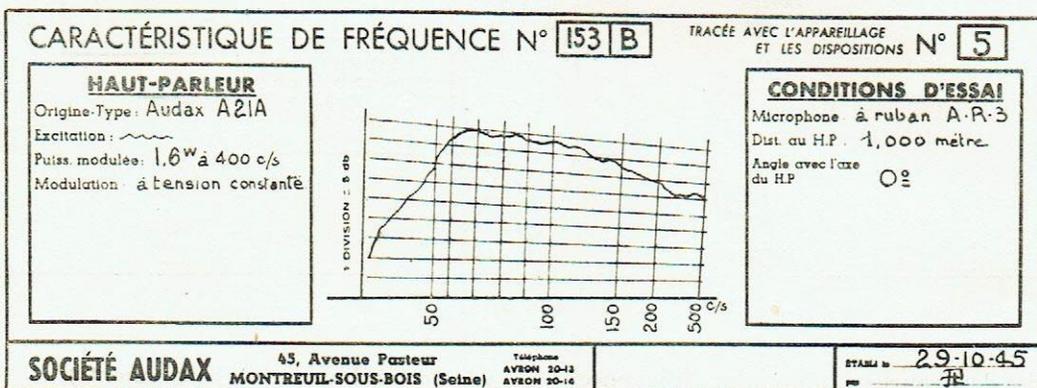
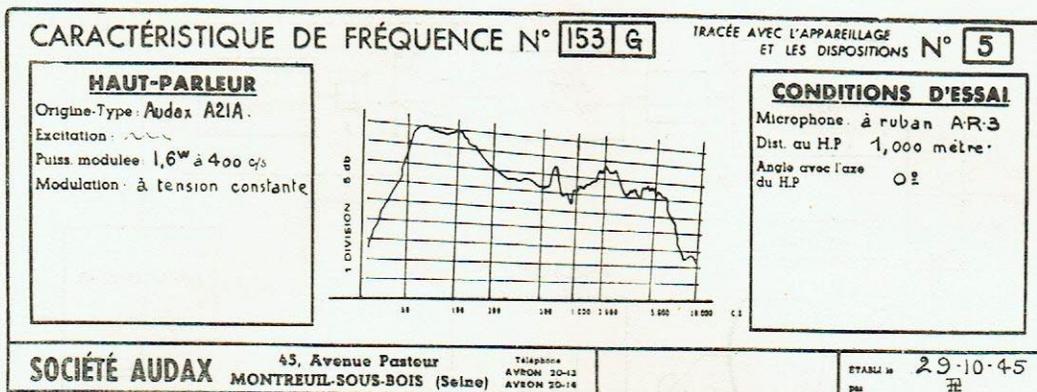


Fig. 4

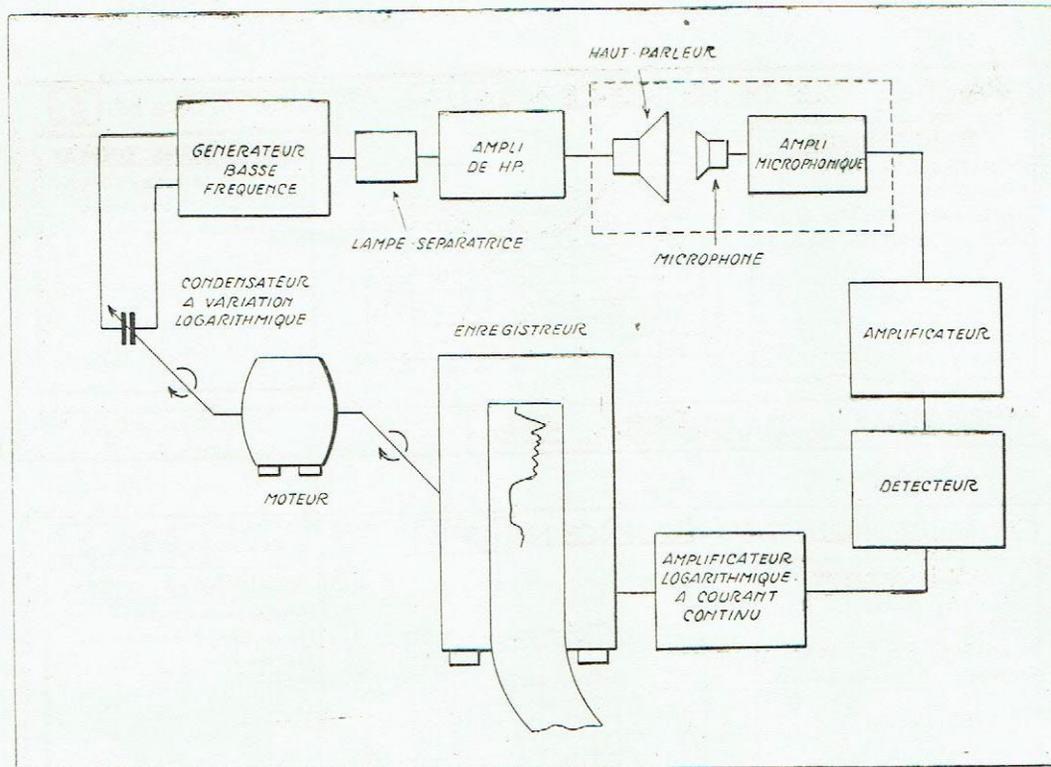


Fig. 5

chambre sourde des courbes pour les fréquences élevées alors que le faisceau est étroit.

Le niveau sonore est indiqué en db par la position du spot sur le tube à rayons cathodiques.

c) *Caractéristique de distorsion non linéaire.* —

Généralement, on se contentera de connaître la puissance que peut supporter le haut-parleur à certaines fréquences par une distorsion donnée.

On adjoint à l'appareillage précédent un distorsiomètre branché sur l'amplificateur du microphone. La puissance est donnée par la lecture d'un voltmètre branché aux bornes de la bobine mobile et la valeur mesurée de l'impédance de cette bobine mobile à la fréquence considérée. Cette impédance sera donnée par la résistance présentée par des boîtes de résistances décades lorsque le réglage de ces boîtes est tel qu'on peut les substituer à la bobine mobile sans que le voltmètre accuse de variation de lecture.

La figure 7 montre le schéma simplifié de l'appareillage. On remarque la présence d'un commutateur électronique et d'un oscillographe cathodique. Ces deux appareils sont continuellement branchés et montrent en deux courbes distinctes la forme du courant alimentant le haut-parleur et celui-ci sortant du microphone. (Lors du tracé des caractéristiques de fréquence, il est particulièrement intéressant d'avoir la certitude qu'aucune saturation ne

viennent troubler le fonctionnement.)

Ces mêmes appareils permettent de trouver des caractéristiques de puissance pour une distorsion donnée en fonction de la fréquence. La distorsion sous laquelle la courbe est tracée est celle correspondant

au commencement de déformation de la sinusoïde facilement décelable à l'oscilloscope. Suivant le rang des harmoniques, la distorsion a une valeur comprise entre 5 et 10 %. C'est également le seuil à partir duquel l'oreille perçoit la distorsion d'une onde sinusoïdale.

La courbe se fait point par point sur le tube à rayons cathodiques. Pour chaque fréquence, l'admission au haut-parleur est réglée au début de l'apparition d'une déformation de la sinusoïde.

Il suffit de mesurer comme plus haut la puissance en un point pour en déduire les autres puissances à partir de l'échelle en db ou, ce qui est mieux, tracer à partir de ce point, une échelle en puissance. Ceci n'est pourtant rigoureux que si l'impédance de la bobine mobile est constante, ce qui est inexact. On se limitera à l'étude de la gamme située au-dessous de 1.000 c/s, en évitant, cela va sans dire, la zone de résonance. Cette

gamme est celle qui présente de beaucoup le plus d'importance. L'impédance de la bobine mobile y varie seulement, pour les haut-parleurs normaux, de 10 à 15 %.

d) *Caractéristique d'impédance.* — Nous avons vu

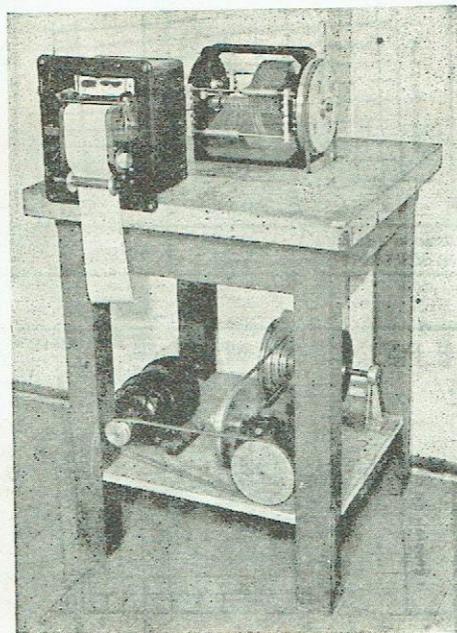


Fig. 6

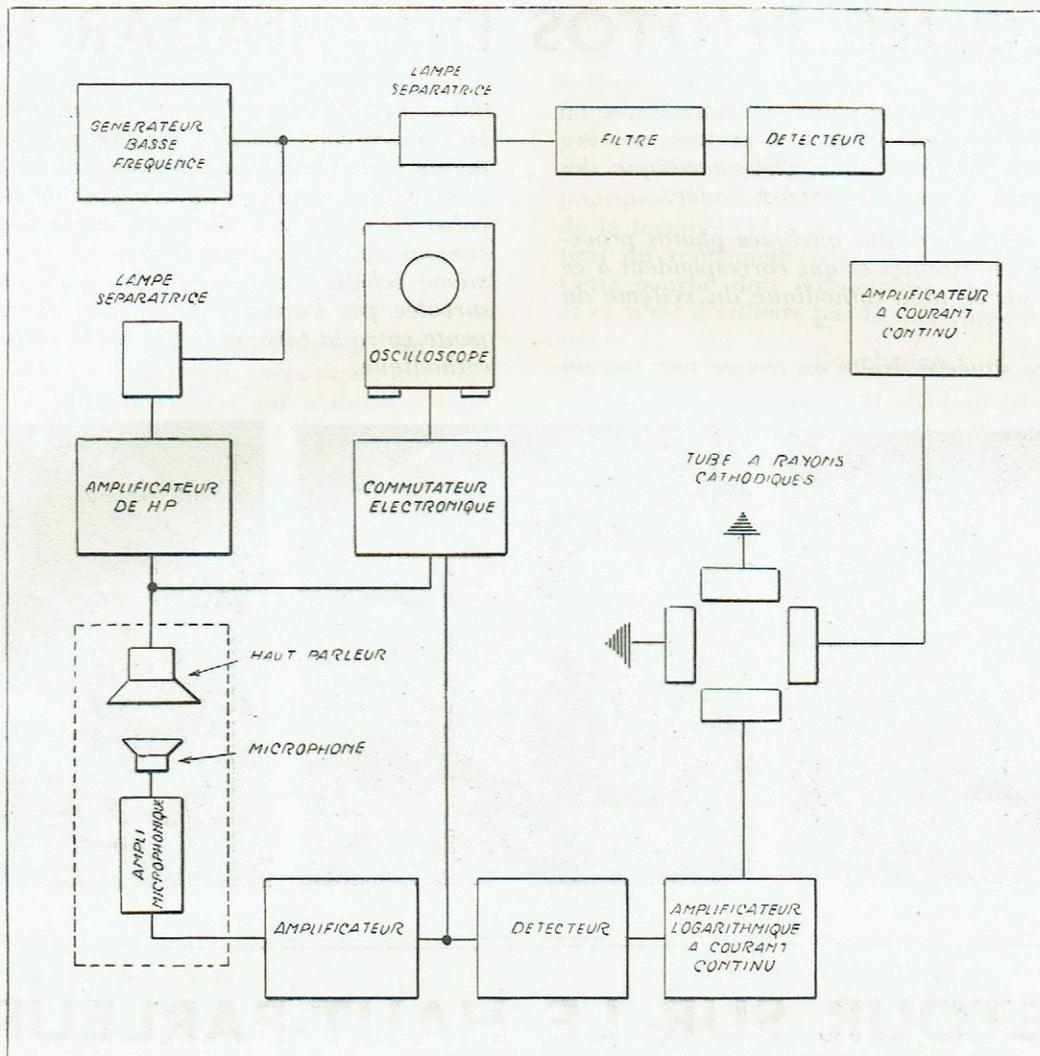


Fig. 7

la nécessité de mesurer l'impédance de la bobine mobile pour connaître la puissance qui lui est appliquée.

Le même procédé permet de tracer des courbes d'impédance en fonction de la fréquence. Etant donné la régularité de ces courbes, un petit nombre de points suffit pour les établir.

Chambre sourde. Microphone.

La grande majorité des essais se fait en chambre sourde. C'est après de nombreuses réalisations que nous sommes parvenus à des résultats satisfaisants. Intérieurement, elle comporte une ouverture de 0 m 60 de diamètre sur 2 m de longueur. Ce volume n'est à considérer que pour les fréquences élevées. En effet, le premier matériau est constitué de laine de verre de très faible densité, perméable aux très basses fréquences. L'épaisseur de cette première couche est de 0 m 30, ce qui porte pour cette gamme le diamètre à 1 m 20.

D'autres matériaux absorbants entourent successivement et par ordre de densité croissante cette première cage. Ce sont particulièrement des déchets de feutre,

des bandes de feutre entrelacées, des tapis de jute, etc.

Le microphone utilisé généralement est un modèle à ruban spécialement réalisé pour cet usage. Sa réponse permet de ne pas nécessiter de correction de courbe. Un câble de 0 m 20 le relie à l'amplificateur microphonique disposé à l'intérieur de la chambre insonore.

Extension de l'emploi de l'installation.

Des courbes comparatives de microphones peuvent être relevées sans aucune modification.

La caractéristique d'un certain appareil, par rapport à un autre, sera la différence des ordonnées des courbes de chacun d'eux tracées avec le même haut-parleur.

Une autre utilisation particulièrement instructive est le relevé de la réponse de récepteurs complets. L'attaque se fait, soit à partir de l'entrée pick-up ou mieux, par l'intermédiaire d'un générateur haute fréquence modulé par l'hétérodyne basse fréquence de l'installation.

Ces mesures nous ont réservé bien des surprises. Mais doit-on s'en étonner !

QUELQUES PHOTOS DU "RADAR HSS"

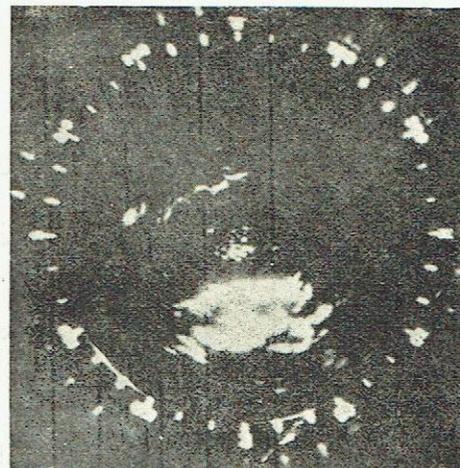
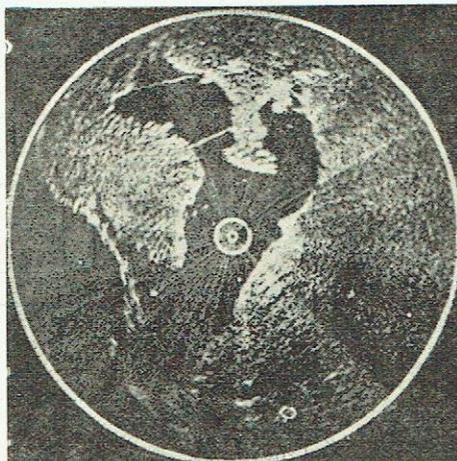
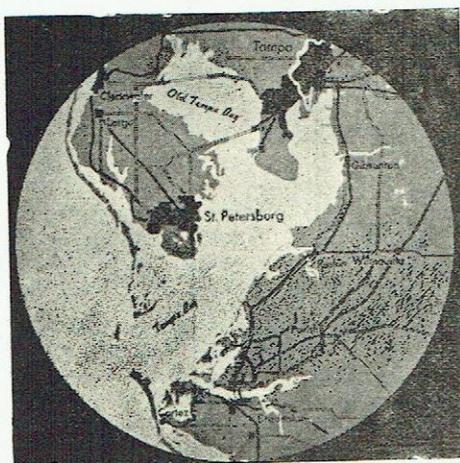
Dans les deux précédents volumes de La Radio en France, nos lecteurs ont trouvé un certain nombre d'indications sur la détection électromagnétique des avions, autrement dit, sur le fameux Radar.

Nous publions aujourd'hui quelques photos provenant de revues américaines et qui correspondent à ce que l'on voit sur le tube cathodique du système du type HSS.

Sur la figure située à droite on trouve une vue du

débarquement dans l'île de Luçon. La grosse masse blanchâtre correspond à l'île proprement dite et les points blancs indiquent des navires de guerre.

Au milieu, une vue de la région de Leningrad survolée en avion. On distingue parfaitement bien le contour des côtes. Enfin, à gauche, reproduction à la même échelle d'une carte correspondant à la région survolée par l'avion ; on voit la ressemblance frappante entre la carte et la vue de la région sur le tube cathodique.



RETOUR SUR LE HAUT-PARLEUR, QUADRIPOLE ELECTRO-MÉCANIQUE

par L. BOË

L'article sur le haut-parleur, considéré comme quadripôle électrodynamique, qui a paru dans le volume I^{er} de 1945 de *La Radio en France*, a attiré l'attention de plusieurs de nos lecteurs qui nous ont demandé quelques précisions complémentaires ; c'est avec plaisir que nous leur répondons.

Que signifie exactement le qualificatif de quadripôle attribué au haut-parleur ?

Nous caractérisons le haut-parleur de quadripôle parce que, entre les quantités :

U tension appliquée aux bornes d'entrée,

I courant entrant dans la bobine mobile,

F force appliquée par la membrane sur l'air extérieur,

v vitesse de la membrane,

il existe deux relations linéaires et homogènes (en régime sinusoïdal et en notation complexe) analogues, à un facteur j près, aux équations d'un quadripôle passif électrique.

Les bornes d'entrée du quadripôle sont tout simplement les connexions aboutissant aux deux extrémités de la bobine mobile.

La sortie du quadripôle est constitué par le dipôle

mécanique (force F , vitesse v) débitant sur une impédance mécanique Z' due à la charge d'air sur la membrane. Cette impédance « de sortie » dépend de la forme du baffle (ou de l'ébénisterie) dans lequel est encastré le haut-parleur. Dans notre étude, nous avons supposé que l'on avait à faire à un *baffle plan infini*, et, même dans ce cas simple, il est assez difficile de déterminer exactement, par le calcul, la valeur de cette impédance Z' ; il est à noter que celle-ci dépend évidemment du diamètre de la membrane.

L'article ne comporte-t-il pas d'erreurs typographiques ?

La reproduction de plusieurs formules a été altérée lors de la composition du « marbre ».

La première formule doit évidemment s'écrire :

$$U = L \frac{dI}{dt} + RI + Hlv$$

La formule (3) devient :

$$Z'_0 = f + j(m\omega - \frac{1}{s\omega})$$

Nous avons utilisé, pour le système mécanique, un coefficient de souplesse s plutôt qu'un coefficient de raideur, afin qu'il existe une meilleure analogie entre équations mécaniques et équations électriques, la souplesse correspondant à la capacité. Voir, à ce sujet, dans le volume II, 1945, l'article sur la « Généralisation de la notion d'impédance ».

La formule (4), ainsi que celle se trouvant sept lignes plus bas, doit s'écrire :

$$Z_m = jHl \quad \text{et non } Z_m = jH\varrho$$

Z_m représente l'impédance de couplage entre le système électrique et le système mécanique. On voit que Z_m est une pure réactance qui n'absorbe donc aucune énergie.

Les formules (5) :

$$\begin{aligned} U &= Z_0 I - Z_m (jv) \\ jF &= Z_m I - Z'_0 (jv) \end{aligned}$$

établies en régime sinusoïdal et en notation complexe sont les équations de base permettant l'étude électro-

Le terme r' représente la composante active de l'impédance Z' due à la charge d'air, tandis que la composante réactive a pour expression : $jm'\omega$.

Il ne faudrait pas croire que r' et m' soient des constantes. Ce sont deux termes que l'on met en évidence par le calcul, et qui sont fonction de la pulsation ω des oscillations d'audiofréquence transmises. C'est pourquoi il serait très difficile de construire, à partir de la formule (13), une courbe représentant la variation du rendement η en fonction de la fréquence. Cette courbe doit être établie expérimentalement... et ce n'est d'ailleurs pas là une chose aisée.

Conclusion.

Si les caractéristiques électriques (résistance, auto-induction) d'un haut-parleur sont faciles à déterminer, il n'en est pas de même des caractéristiques mécaniques. Le schéma général, donné figure 3, présente surtout un intérêt didactique et permet d'avoir une vue à la fois générale et simple du fonctionnement du haut-parleur. En outre, il met en évidence les analogies entre les éléments du système électrique et du système mécanique.

Mais pour avoir une idée plus précise du compor-

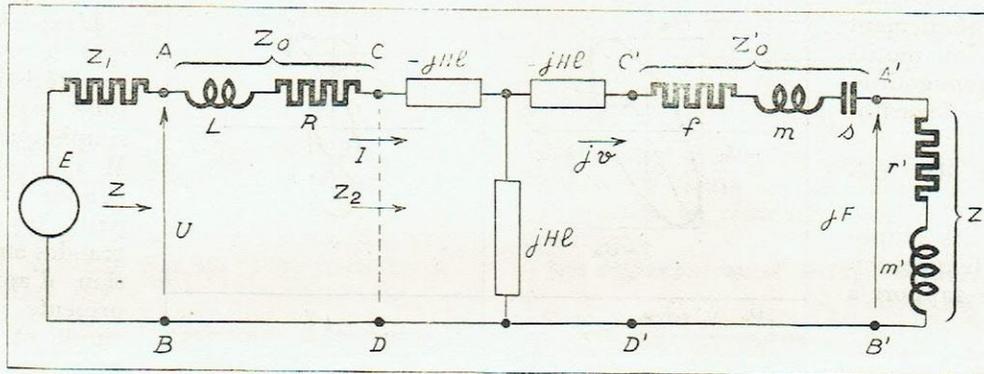


Fig. 1

mécanique du haut-parleur ; elles montrent clairement comment cet appareil peut être considéré comme un quadripôle. Tout l'artifice du calcul a consisté à faire apparaître le symbole j des nombres complexes.

Rendement du haut-parleur.

Les trois formules, se trouvant après l'équation 12, comportent des erreurs typographiques et doivent être rectifiées.

L'expression donnant le rendement du haut-parleur peut se calculer aisément à partir des formules : (12), (2), (3) rectifiée, et (6). On trouve :

$$\eta = \frac{r'}{r' + f + \frac{R}{H^2 l^2} \left[(r' + f)^2 + (m\omega + m'\omega - \frac{1}{s\omega})^2 \right]} \quad (13)$$

Cette formule permet de faire apparaître facilement la fréquence de résonance du haut-parleur ; pour cette fréquence, le rendement passe par un maximum. On notera que la fréquence de résonance dépend de la masse m' ; cette fréquence n'est donc pas la même lorsque le haut-parleur vibre dans l'air ou dans le vide.

tement du haut-parleur à toutes les fréquences acoustiques, et à différentes puissances, il convient de se livrer à des mesures nombreuses et variées.

L'expérience et la théorie doivent toujours être considérées comme les deux aspects d'une étude scientifique, et l'ingénieur ne doit se trouver satisfait que lorsqu'il constate entre elles une bonne concordance.

Retenons, en ce qui concerne l'étude théorique du haut-parleur, que celle-ci nous explique que les performances d'un tel appareil dépendent, non seulement de la nature du haut-parleur lui-même, mais aussi de la résistance interne de la source qui l'attaque, et des caractéristiques de l'écran (ou de l'ébénisterie) sur lequel il est disposé. C'est là une loi tout à fait générale régissant les valeurs des tensions et des courants dans un quadripôle ; ces valeurs dépendent, en effet, des impédances sur lesquelles le quadripôle est branché, aussi bien du côté « entrée » que du côté « sortie ».

Ainsi, on peut prévoir que les performances d'un haut-parleur varieront, suivant que la contre-réaction sera, ou non, appliquée à l'étage final. En particulier, une contre-réaction de tension, qui produit une diminution de la résistance interne, a pour effet d'amortir les oscillations libres du haut-parleur ; il s'ensuit une meilleure fidélité de reproduction.

UNE MÉTHODE RAPIDE DE RELEVÉ DES CARACTÉRISTIQUES D'UN MICROPHONE

par A. MOLES

du Laboratoire d'Electroacoustique du Centre de Recherches de Marseille.

I. — Rappel de quelques notions classiques.

Un microphone, placé dans un champ sonore d'amplitude H , incident normalement à sa face et de pulsation $\omega = 2\pi f$, fournit à ses bornes une force électro-motrice u qui peut s'écrire :

$$u = H \cdot f(H, \omega)$$

La fonction des deux variables $f(H, \omega)$ représente la surface des distorsions du microphone et caractérise le fonctionnement de l'appareil étudié. Les courbes $f(H, \omega_0)$ avec $\omega_0 = \text{Cte}$ sont les caractéristiques de fréquence et l'ensemble de ces deux réseaux de courbes forme la surface caractéristique.

Pratiquement, ces courbes sont généralement tracées, pour des motifs évidents de commodité, en coordonnées logarithmiques :

Logarithmes des fréquences.

Logarithmes des amplitudes sonores (expression en décibels par rapport à un niveau P_0).

Logarithmes des amplitudes des f.é.m. recueillies.

Les f.é.m. données par un microphone sont généralement trop faibles pour être directement utilisables et nécessitent une préamplification.

Aussi les caractéristiques d'un microphone correspondent-elles souvent à l'ensemble microphone, transformateur de liaison, préamplificateur, qui donne une f.é.m. $U = H \cdot F(H, \omega)$.

Il est évident que la surface $U/H \cdot (H, \omega)$ est en chaque point le produit des côtés des deux surfaces caractéristiques de chacun des trois éléments constitutifs du système : en coordonnées logarithmiques, la somme en décibels des trois côtés.

Dans la pratique, les caractéristiques des transformateurs de liaison et amplificateur ne sont pas si éloignées d'un plan ou d'une surface simple que les principales irrégularités de la surface résultante $F(H, \omega)$ ne puissent être imputées exclusivement au microphone. On peut vérifier également que le remplacement d'un tube par un autre de même type n'entraîne pas de grandes modifications de la surface caractéristique — s'il n'en était pas ainsi, la considération de la fonction $F(H, \omega)$ perdrait tout son intérêt.

C'est dans ce qui suit de la fonction $F(H, \omega)$ que nous parlerons sous le nom de surface caractéristique.

Le relevé de celle-ci se fait d'ordinaire en comparant point par point sur deux oscillographes ou sur un voltmètre à lampe les f.é.m. obtenues à la sortie des deux systèmes microphoniques placés dans le même champ sonore : d'une part, le système étudié, et, d'autre part, un système étalon de caractéristiques déjà connues :

$$U_0 = H \cdot F_0(H, \omega)$$

On déduit H de la déviation correspondant au système étalon et l'on peut construire le réseau de courbes point par point.

L'expérience montre que le réseau $f(H)$ des caractéristiques d'amplitude est beaucoup plus simple que le réseau $f(\omega)$. Il s'éloigne généralement peu de l'horizontale, sauf pour les faibles et les grandes amplitudes (distorsion d'amplitude) et ne présente pas de variation ample et inattendue analogue aux points de résonance des caractéristiques de fréquence.

Aussi estimera-t-on dans la pratique que la surface des caractéristiques est suffisamment bien établie avec trois courbes de fréquence $f(\omega)$ pour les champs très faibles, moyens et très forts, et quelques courbes d'amplitude $f(H)$ pour des fréquences telles que 100 ps, 1.000 ps, 10.000 ps.

Les courbes d'amplitude sont d'ailleurs faciles à relever. Il n'en est pas ainsi pour les courbes de fréquence susceptibles de pointes de résonance très accusées, même en coordonnées logarithmiques et très nombreuses — on peut en compter facilement jusqu'à 300 dans une seule courbe — ceci généralement parce qu'aux pointes de résonance du système étudié s'ajoutent dans le relevé expérimental toutes celles du système étalon qui, quelles que soient ses qualités, n'en est jamais dépourvu.

Le relevé soigneux par la méthode classique d'une caractéristique de microphone est donc une opération longue et assez délicate. Enfin, on remarquera que les tensions ainsi lues sont des tensions maximums et qu'il est difficile de définir à partir de celles-ci la

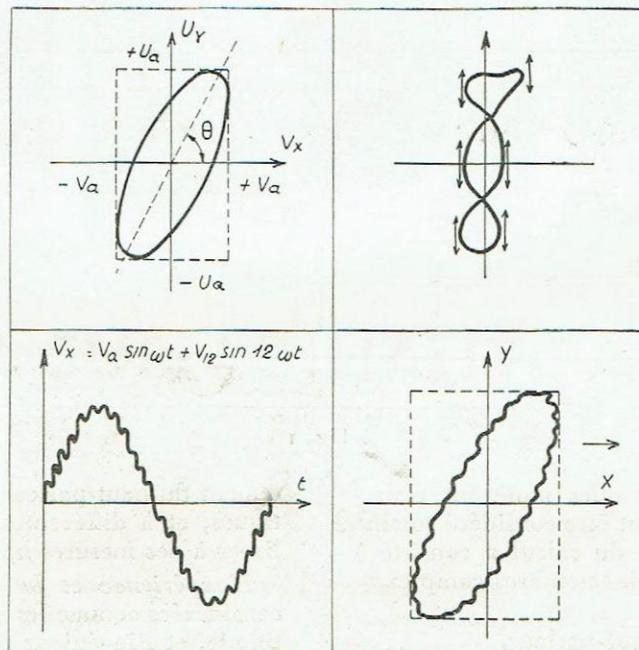


Fig. 1

forme d'onde obtenue. Soit en effet une onde acoustique de forme quelconque tombant sur le microphone :

$$p = p_0 \sum_{i=1}^{\infty} a_i \sin(\omega_i t + \varphi_i)$$

Chacun des harmoniques composants, de fréquence différente, sera capté par le microphone comme s'il

duira la forme d'une des composantes connaissant l'autre.

On voit que cette méthode se présente comme une méthode de comparaison des distorsions de deux systèmes microphoniques.

Dans la pratique, on choisira évidemment comme micro de comparaison un appareil donnant très peu de distorsion et fournissant une onde pratiquement

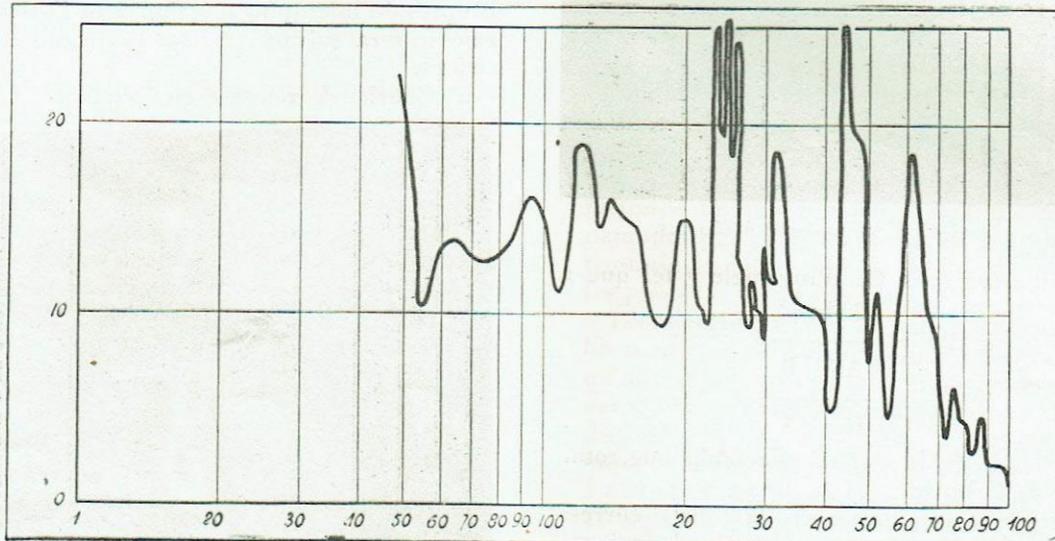


Fig. 2

était seul et amplifié de façon différente, puisque la caractéristique d'amplitude n'est pas forcément une droite.

L'onde obtenue à la sortie pourra donc avoir une forme différente de celle fournie à l'entrée et le relevé de la surface des caractéristiques ne donne que des indications fragmentaires sur cette distorsion « de forme », puisque celle-ci ne pourrait théoriquement en être déduite que par l'intermédiaire de la sommation d'une série de Fourier.

On voit alors apparaître l'intérêt d'une nouvelle représentation des caractéristiques d'un microphone, le diagramme « forme d'onde en fonction de la fréquence et de l'amplitude », diagramme à quatre dimensions dont on peut pratiquement donner une idée par des coupes à trois dimensions.

II. — Méthode proposée.

La méthode que nous proposons ici consiste à comparer directement les indications des deux microphones placés dans le même champ sonore en appliquant les f.é.m. issues de ceux-ci sur les plaques horizontales et verticales d'un oscillographe après amplification suffisante dans un rapport fixe et connu.

De la forme de la courbe fermée obtenue, on dé-

terminera la forme d'une des composantes connaissant l'autre.

Les règles suivantes, évidentes, permettront de préciser les résultats obtenus :

1° Quand la courbe obtenue varie de dimensions sans changer de forme, le champ sonore varie dans le même rapport. On fera l'étude à champ sonore constant en réglant celui-ci de façon à ramener la courbe aux mêmes dimensions sur l'écran de l'oscillographe. Pratiquement, même si la courbe change de forme, des dimensions principales sensiblement constantes suffisent à définir, avec une approximation déjà bonne, un champ sonore constant.

2° La courbe fermée obtenue évolue autour d'une ellipse. En effet, si les deux phénomènes obtenus sont tous les deux sinusoïdaux, ce qui est le cas fondamental en acoustique, on applique sur les plaques de l'oscillographe deux tensions de la forme :

$$\begin{aligned} x & U = A \cos \omega t \\ y & V = B \sin(\omega t + \varphi) \end{aligned}$$

On sait que le spot décrit alors une ellipse inscrite dans le rectangle de côtés A et B et dont l'axe prin-

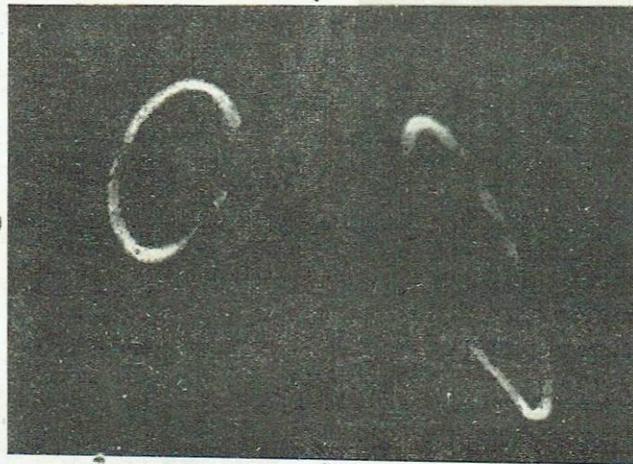


Fig. 3. — Essai d'un microphone à 7.600 p.s. (à gauche) et à 2.050 p.s. (à droite).

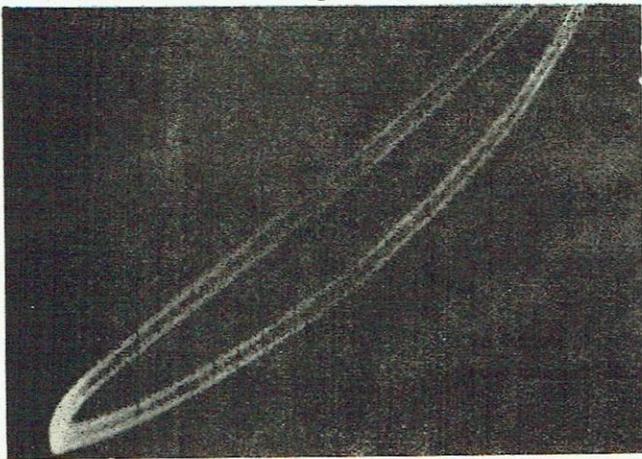


Fig. 4. — Essai d'un microphone à 850 p.s.

principal est incliné sur l'axe Ox d'un angle θ tel que :

$$\operatorname{tg} 2\theta = \frac{2 \sin \varphi}{\frac{A}{B} - \frac{B}{A}}$$

comme il est facile de le voir en effectuant une rotation des axes de l'ellipse.

3° La présence d'une boucle sur la courbe correspond à la création d'un harmonique par le microphone étudié et l'ordre de cet harmonique est égal à $(n - 2)^2$, n étant le nombre des minimums relevés sur la courbe, par rapport à l'un quelconque des axes.

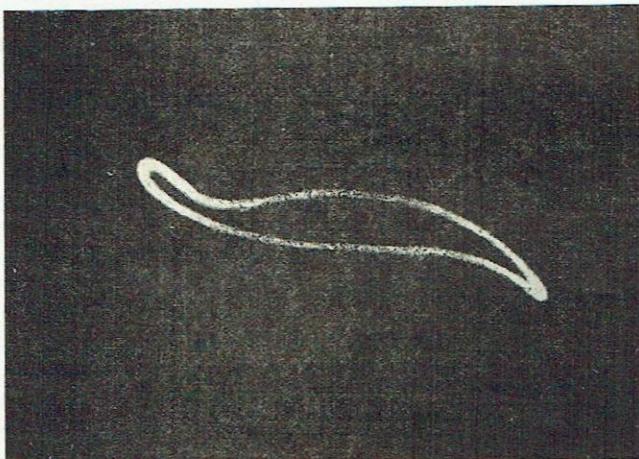


Fig. 5. — Essai d'un microphone à 520 p.s.

Superposons en effet à l'une des f.é.m. composantes une f.é.m. harmonique, la tension déviatrice sur Ox , par exemple, devient :

$$x = A \cos \omega t + A_n \cos n \omega t$$

et admettons que A_n est petit devant A . Cela revient à supposer que la courbe résultante se modifie par rapport à la sinusoïde fondamentale de référence comme l'indique la figure 2. Considérons alors l'ellipse de référence correspondante dont l'équation avec un choix convenable des axes peut s'écrire :

$$y = B \sin \omega t$$

$$x = A \cos \omega t$$

ou
$$\frac{x^2}{A^2} + \frac{y^2}{B^2} = 1$$

En un certain point, n_0, y_0 de la courbe, l'une des composantes s'écarte de la sinusoïde d'un terme petit :

$$A_n \cos (n \omega t + \varphi_n)$$

qui déforme latéralement l'ellipse. La dérivée dx/dy s'annulera un nombre de fois égal au double du rang de l'harmonique ainsi introduit + 2 correspondant au maximum et au minimum de l'ellipse originale.

4° Il est facile d'apprécier l'amplitude de l'harmonique introduit à partir de la déformation de l'ellipse de référence. Enfin, dans les cas simples (faible amplitude des harmoniques), qui seuls se présentent en pratique, on décèlera facilement les déformations propres du microphone étalon dont l'orientation générale se fera suivant un axe perpendiculaire au précédent.

5° Courbe de réponse en fréquence. C'est, d'après

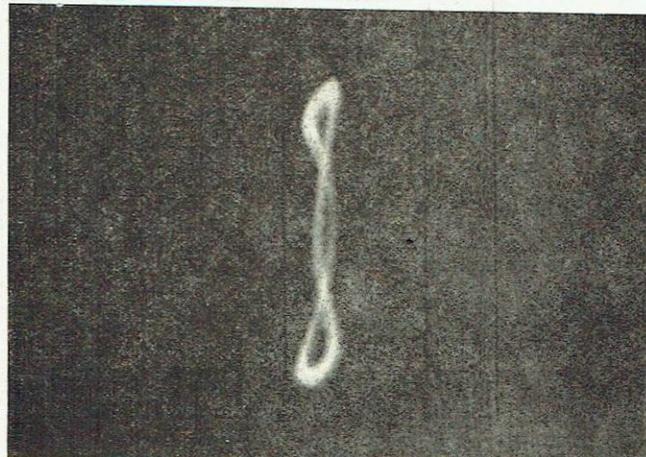


Fig. 5. — Essai d'un microphone à 520 p.s.

la définition que nous avons plus haut, le rapport :
amplitudes fournies par le micro étudié.
gain propre de l'étalon

amplitudes fournies par le micro étalon
en fonction de la fréquence

C'est donc ici le rapport des côtés du rectangle circonscrit à la courbe, rapport facile à mesurer qui devra être multiplié par le gain relatif donné par la courbe de réponse de l'étalon (1).

(1) Si l'on opère dans un champ sonore plan, constant, uniforme, tel que celui obtenu dans une chambre sourde de grandes dimensions, on peut toujours, pour une fréquence donnée, ramener l'ellipse obtenue à avoir Ox et Oy pour axes en déplaçant l'un des microphones par rapport à l'autre d'une distance au plus égale à $\varphi/4$. Cette méthode n'est pas recommandée, car elle entraîne une incertitude sur les interactions entre les micros variable avec la position ainsi que sur les distorsions d'amplitude.

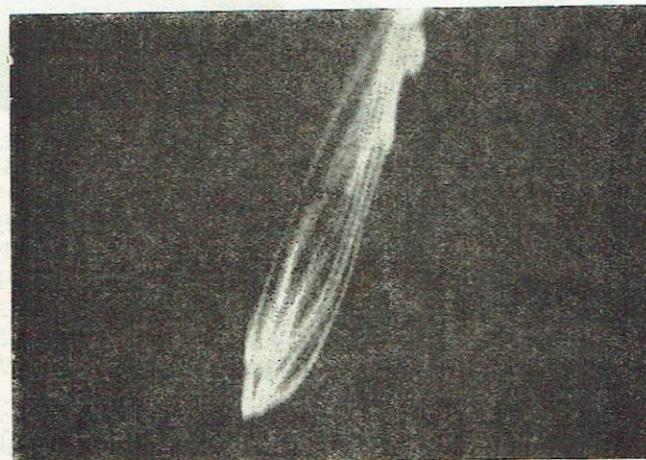


Fig. 7. — Essai d'un microphone à 100 p.s.

L'obligation de repasser par la courbe de réponse de l'étalon enlève beaucoup d'intérêt au relevé « numérique » de la courbe de réponse, sauf pour les fréquences aiguës où les distorsions sont faibles et où les courbes sont pratiquement toutes homothétiques. Dans ce cas, l'amplitude du champ sonore est directement donnée par la grandeur de cette ellipse. L'emploi de deux microphones ainsi montés permet alors de passer directement au champ sonore, donc de faire des relevés de courbes de réponse en fréquence de haut-parleurs. Le deuxième microphone sert alors uniquement à contrôler que les deux microphones présentent un gain uniforme. La courbe (fig. 3) est un exemple de caractéristique de fréquence de haut-parleur relevée par cette méthode. On a ainsi poursuivi l'étalonnage dans toute la zone où les deux microphones *a priori* inconnus donnaient des réponses uniformes. On peut, en effet, supposer pratiquement que la probabilité pour que les résonances de chaque microphone coïncident est extrêmement faible, vu la grandeur et la forme des pointes de résonance acoustique.

III. — Conclusion. — Valeur de la méthode.

Le procédé décrit ci-dessus, étant strictement comparatif, ne présentera d'intérêt que si l'on s'en sert effectivement pour une étude comparative et non pour des mesures absolues qui obligent à repasser par la courbe d'étalonnage.

Il sera d'autant plus satisfaisant que le microphone de comparaison est lui-même de bonne qualité, car il présente peu de pointes de résonance et de distorsions propres. Le meilleur appareil répondant à ces conditions est évidemment le microphone électrostatique équipé d'un bon préamplificateur.

Cette méthode est particulièrement bien adaptée à l'étude des distorsions des formes d'ondes. On sait en effet que les courbes fermées obtenues par la composition de deux mouvements périodiques sont extrêmement sensibles à la moindre variation de la forme d'une des composantes et accusent ainsi infailliblement la moindre distorsion.

C'est ainsi que le procédé décrit ici paraît particulièrement recommandable :

1° Pour l'examen rapide de la qualité d'un microphone. On peut ainsi, en quelques minutes, donner une opinion sur la valeur et la sensibilité de celui-ci.

2° Pour la comparaison de microphones de série à un prototype dans une fabrication industrielle.

A titre d'exemple, nous avons étudié par cette méthode un microphone Melodium 75 A électrodynamique par comparaison avec un microphone électrostatique pour diverses fréquences. Les courbes et les photos ci-jointes indiquent les résultats obtenus.

Le microphone électrostatique ne présentait sensiblement pas de distorsions considérables. On voit qu'aux fréquences élevées supérieures à 3.500 ps les deux microphones sont tous deux excellents : pas de distorsion appréciable, pas d'introduction d'harmonique. Une première zone de distorsions s'étend entre 3.050 et 2.700 ps, distorsions dues principalement à l'harmonique 2 et correspondant sans doute à une vibration parasite d'un élément du système mobile ; de 2.700 ps à 2.400 ps la résonance parasite disparaît, le microphone est de nouveau fidèle. Vers 2.200 ps apparaissent de fortes distorsions causées par un harmonique 3 très intense.

Enfin, les distorsions se multiplient aux basses fréquences (2.150 harmoniques 2 — 1.750 harmoniques 3 et 4 — 700 et 350 ps harmoniques 4 et 8), jusqu'à des distorsions considérables au seuil de sensibilité du micro vers 100 ps.

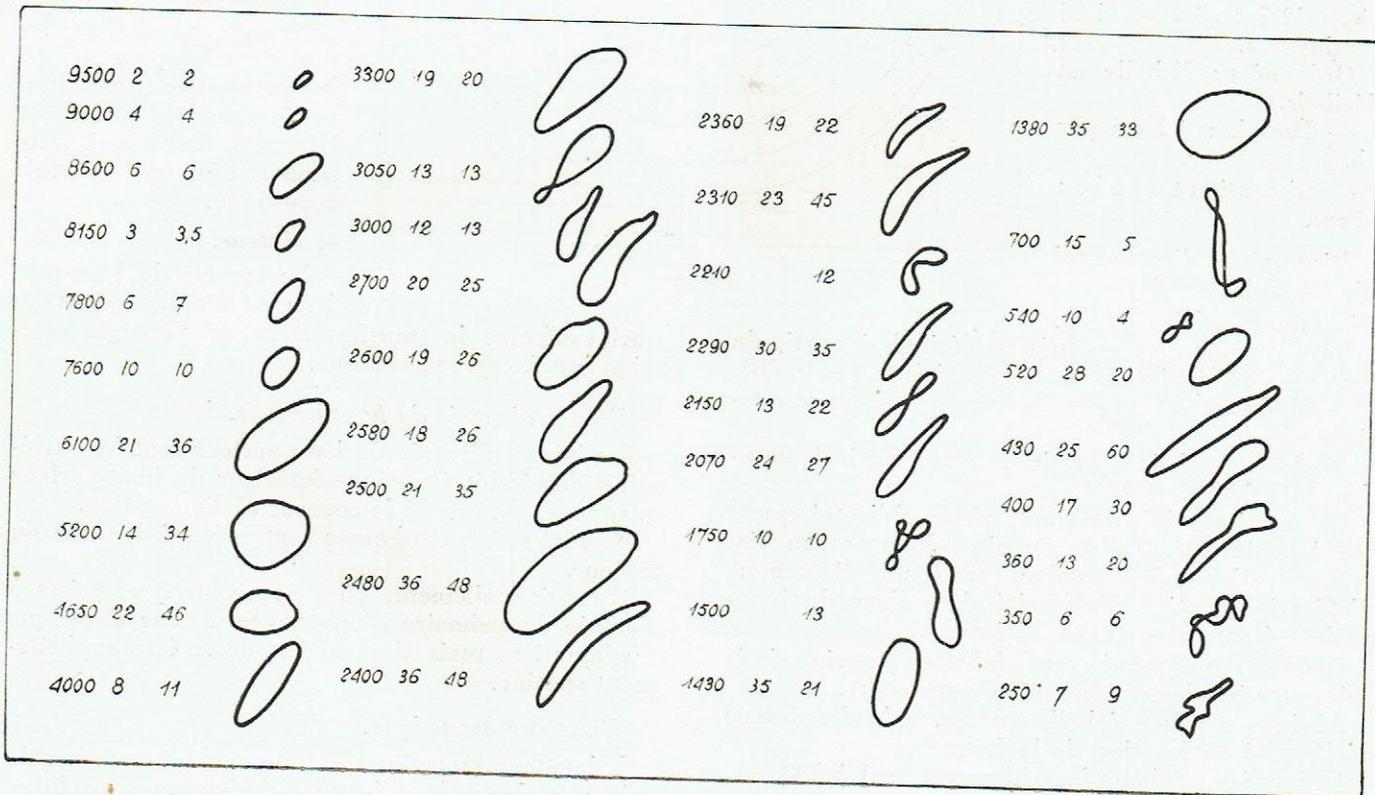


Fig. 8

RAPPORT DE LA COMMISSION DES HAUT-PARLEURS

(Ministère de la Production Industrielle)

Présidence de M. Jean BRILLOUIN

On trouvera ci-dessous le texte du rapport résumant les premiers travaux de la Commission des Haut-Parleurs au Ministère de la Production Industrielle.

PRESENTATION DES RESULTATS DE MESURES

1° Règles générales. — Les diagrammes devront représenter la valeur vraie de la quantité mesurée, toutes corrections nécessaires étant effectuées.

Si certaines corrections n'avaient pu être effectuées, ou si elles ont exigé des hypothèses, ce fait devra être explicitement mentionné, et les conditions d'établissement du diagramme indiquées avec précision.

Les conditions expérimentales seront également mentionnées avec le maximum de précision possible.

2° Dimensions des diagrammes (et modèles).

Diagramme d'efficacité en fonction de la fréquence.

Abcisses : Echelle logarithmique graduée en Hertz de 10 à 20.000.

— Module : 12,5 cm pour le rapport 10/1 (module des règles à calcul).

— Dimension totale : environ $12,5 \times 3,3 = 41,25$ centimètres.

Ordonnées : Echelle en décibels.

— Module : 0,2 cm par db.

— Dimension totale : 12 cm.

Diagramme directionnel d'efficacité.

Diagramme polaire (fig. 1).

Rayons vecteurs : gradués en décibels à partir du centre (— 30 db) jusqu'au cercle extérieur, (+ 10 db).

— Module : 0,2 cm par db diamètre du cercle extérieur : 16 cm.

Angles : gradués à partir de l'axe vertical ascendant (0°) de 0° à $\pm 180^\circ$.

Observation : le diagramme passe obligatoirement par le point (0°, 0 db). Ce n'est donc pas un diagramme d'efficacité absolue, mais un diagramme d'efficacité relative, l'efficacité dans l'axe du haut-parleur étant prise comme référence.

Diagramme de rendement global en fonction de la fréquence (rendement mesuré en pour cent).

Abcisses : même échelle que pour le diagramme d'efficacité en fonction de la fréquence.

Ordonnées : échelle logarithmique de 1 à 100.

— Module 6,25 cm pour 1/10.

— Dimension totale : $6,25 \times 2 = 12,5$ cm.

PROJET DE DEFINITIONS

du 6 juillet 1943 révisé le 5 avril 1945

I. — Termes généraux.

1. Grandeur modulée.

Une grandeur modulée est une grandeur dont la valeur, toujours de même signe, varie en fonction du temps autour d'une valeur moyenne dite valeur de la grandeur porteuse.

La différence entre la valeur instantanée et la valeur moyenne d'une grandeur modulée est dite valeur de la grandeur portée.

La grandeur portée en électroacoustique est l'image d'une grandeur acoustique (pression, vitesse, etc.).

2. Haut-parleur.

Un haut-parleur est un transformateur électroacoustique destiné à rayonner de l'énergie sonore dans une salle ou en plein air.

3. Courant d'alimentation.

Le courant d'alimentation d'un haut-parleur est le courant électrique alternatif ou modulé qui fournit l'énergie destinée à être transformée en énergie acoustique.

4. Moteur.

Le moteur du haut-parleur est l'organe dans lequel

s'effectue la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique.

5. Bornes d'entrée du haut-parleur.

Les bornes d'entrée du haut-parleur sont les extrémités du circuit électrique intérieur du haut-parleur auxquelles est amené le courant d'alimentation.

Normalement, ces bornes sont prises à l'entrée du moteur.

Exceptionnellement, elles pourront être prises à l'entrée du primaire d'un transformateur électrique d'adaptation, mais alors ce fait devra être explicitement spécifié.

6. Emetteur acoustique.

L'émetteur acoustique est l'organe qui transmet du milieu ambiant les vibrations mécaniques produites par le moteur.

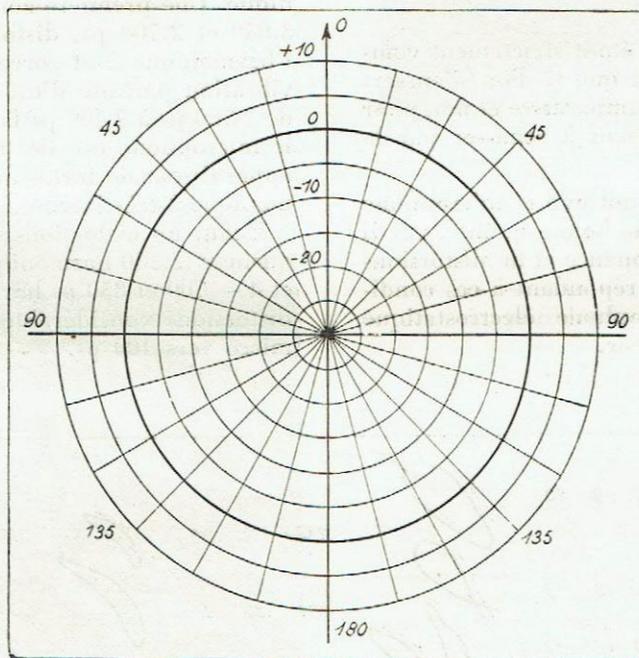


Fig. 1

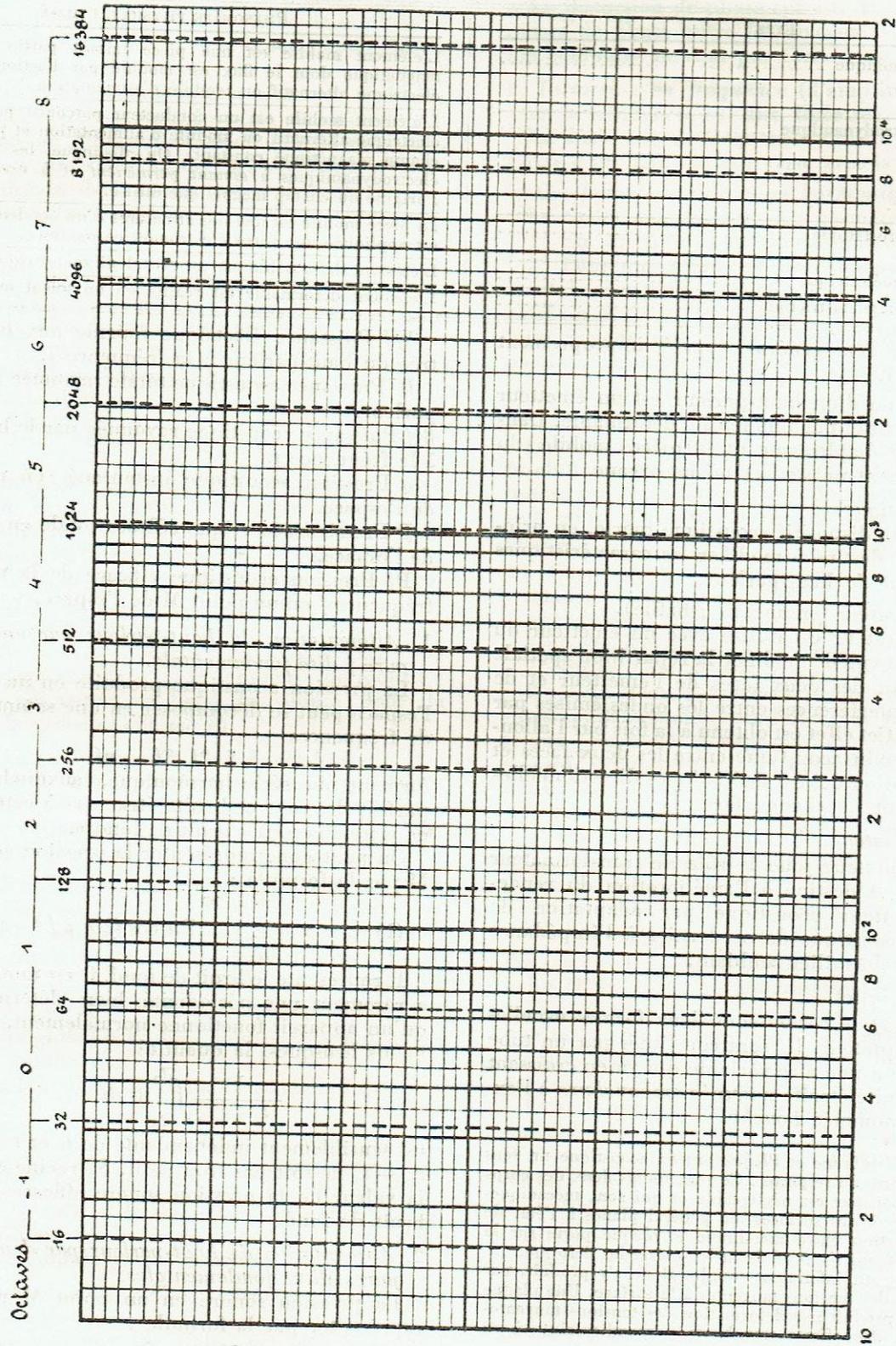


Diagramme d'efficacité en fonction de la fréquence.

7. Classification des haut-parleurs.

On distingue divers types de haut-parleurs selon la nature du phénomène physique utilisé dans le moteur du haut-parleur.

Le tableau suivant en donne la classification actuelle.

TYPE
Haut-parleur magnétique
Haut-parleur électrodynamique
Haut-parleur électrostatique
Haut-parleur piézoélectrique
Haut-parleur à magnétostriktion

8. Diaphragme (en général appelé improprement membrane) (1).

Le diaphragme d'un haut-parleur est un émetteur acoustique constitué par une feuille déformable. Dans certains cas, le diaphragme et la pièce mobile du moteur constituent un seul et même organe.

9. Ecran acoustique.

L'écran est un dispositif acoustique inerte, en principe immobile, destiné à modifier les caractéristiques de rayonnement du haut-parleur.

10. Ecran séparateur (en anglais : baffle).

L'écran séparateur est utilisé avec un émetteur du type doublet en vue de modifier la répartition spatiale du rayonnement des deux faces de l'émetteur et de diminuer les interférences entre les ondes émises par ces deux faces. Cet effet est obtenu à la fois par l'allongement du chemin acoustique entre les deux faces et par la modification des caractéristiques directionnelles du rayonnement de chaque face.

11. Ecran adaptateur.

L'écran adaptateur joue le rôle de transformateur acoustique et est destiné à l'amélioration du rendement de l'émetteur acoustique par adaptation de l'impédance acoustique de ce dernier à l'impédance caractéristique du milieu ambiant.

12. Pavillon. Cornet.

Le pavillon et le cornet sont deux formes usuelles de l'écran adaptateur. Ils sont constitués par un tube dont la section a une aire variable qui va en croissant depuis l'extrémité étroite nommée *embouchure* à l'extrémité large nommée *bouche*.

(1) NOTA. — *Membrane* et *Plaque* ont en acoustique un sens précis qu'il importe de respecter. Ce sont toutes deux des corps minces dont l'épaisseur est négligeable et qui sont mécaniquement assimilables à des surfaces en général planes à l'état de repos. La distinction entre membrane et plaque porte sur la nature des efforts qui s'y produisent lorsqu'on les déforme.

Une *membrane* est infiniment souple. Il ne s'y produit, par déformation que des tensions tangentes à la surface. Une *plaque* est raide. Il s'y produit par déformation des tensions tangentes à sa surface et des efforts tranchants perpendiculaires à sa surface.

Cette distinction est la même qui, dans les systèmes à une dimension, est faite entre les *cordes* et les *verges*.

La vibration d'un diaphragme se rapproche parfois de celle d'une membrane ou d'une plaque. Elle en est souvent très différente, par exemple, lorsque le diaphragme se compose d'une partie centrale rigide ayant un mouvement de piston, entourée par une collerette souple.

II. — Caractéristiques techniques des haut-parleurs en régime permanent.

Notations et formules fondamentales.

W Puissance électrique totale fournie aux bornes d'entrée du haut-parleur.

PHÉNOMÈNE PHYSIQUE UTILISÉ
L'élément mobile est une pièce faisant partie d'un circuit magnétique dont le flux est modulé par l'action du courant électrique alternatif ou modulé d'alimentation.
L'élément mobile est un conducteur parcouru par le courant électrique alternatif ou modulé d'alimentation et placé dans un champ magnétique constant. On distingue les haut-parleurs électrodynamiques à <i>aimant permanent</i> et à <i>excitation</i> , selon l'origine du champ magnétique utilisé.
La pièce mobile est une des armatures d'un condensateur auquel est appliquée une force électromotrice modulée.
L'élément déformable est un cristal piézoélectrique.
L'élément déformable est réalisé en un métal magnétostriectif.

Wf Puissance électrique fournie aux bornes d'entrée du haut-parleur à la fréquence f .

W Puissance acoustique totale rayonnée par le haut-parleur.

Wf Puissance acoustique rayonnée par le haut-parleur à la fréquence f .

p Pression acoustique instantanée en un point M de l'espace.

P Pression acoustique efficace totale en un point M de l'espace.

Pf Pression acoustique efficace de la vibration de fréquence f en un point M de l'espace.

1. Alimentation du haut-parleur par une fréquence pure f dite fondamentale.

La pression acoustique produite en un point M de l'espace peut se décomposer en une somme de termes de fréquences

$$f, 2f, 3f, \dots, nf, \dots$$

formant une série harmonique, auxquels s'ajoutent parfois des sons et bruits étrangers à cette série, que nous nommerons « bruit de fond ».

On peut donc représenter la pression acoustique en M par la formule :

$$(1) \quad p = \sum_{n=1}^{n=\infty} P_n \cos(2n\pi ft + \varphi_n) + R$$

R représente le bruit de fond. C'est une fonction qui a rarement une périodicité bien déterminée. Lorsqu'un appareil fonctionne normalement, sans crachements brusques, la quantité

$$\frac{1}{t_1 - t_0} \int_{t_0}^{t_1} R^2 dt$$

est sensiblement indépendante de t_0 et t_1 , pourvu que $t_1 - t_0$ ne soit pas trop petit. Sa racine carrée définit la valeur de la pression sonore efficace moyenne du bruit de fond.

2. Alimentation du haut-parleur par deux fréquences pures dites fondamentales.

La pression sonore en un point M peut alors se représenter par la formule :

$$(2) \quad P = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A, \text{ avec}$$

$$A = P_{m,n} \cos \{ 2\pi |mf_1 + nf_2| t + \varphi_{m,n} \} + R$$

où on exclut le cas $m = n = 0$.

Dans cette formule, bien que le phénomène soit

symétrique en f_1 et f_2 , la sommation par rapport à m n'est faite que de 0 à l'infini, et la fréquence résultante est la valeur absolue du terme $mf_1 + nf_2$, afin d'éviter de faire apparaître deux termes $P_{-m, n}$ et $P_{m, -n}$ qui correspondent à la même fréquence résultante.

Dans la double somme, les termes pour lesquels $n = 0$ représentent la série harmonique de fondamentale f_1 , ceux pour lesquels $m = 0$, la série harmonique de fondamentale f_2 .

Les termes pour lesquels m et n sont tous deux différents de zéro représentent les sons de combinaison (additionnels ou différentiels selon que m et n sont ou non de même signe), sons qui résultent, comme les harmoniques, de la non-linéarité du système.

R représente toujours le bruit de fond. Ceci étant, nous pouvons en venir aux définitions.

3. Définitions.

1. Efficacité d'un haut-parleur (E) :

L'efficacité d'un haut-parleur se définit :

1° En un point donné M du milieu ambiant ;

2° A une fréquence donnée f

par la formule suivante :

$$E = \frac{Pf}{\sqrt{Wf}}$$

L'efficacité d'un haut-parleur à fréquence f en un point M est donc le quotient de la pression efficace Pf de la vibration de fréquence f produite au point considéré, par la racine carrée de la puissance électrique fournie à la même fréquence f aux bornes d'entrée du haut-parleur.

Il suit de cette définition que les pressions acoustiques, dues aux harmoniques ou à tout autre son dont la fréquence diffère de la fréquence de mesure f ne doivent pas entrer en ligne de compte pour la mesure de la pression efficace Pf .

2. Efficacité d'un haut-parleur en champ libre.

L'efficacité d'un haut-parleur est dite « en champ libre », si le milieu ambiant est isotrope, homogène et s'étend en tous sens dans un espace libre de tout obstacle autre que le haut-parleur.

3. Efficacité pratique d'un haut-parleur dans des conditions spécifiées.

L'efficacité d'un haut-parleur est dite « pratique », lorsque le milieu ambiant n'est pas un espace libre. Les conditions réalisées pour la mesure ou le calcul devront alors être spécifiées en détail.

4. Rendement global brut d'un haut-parleur à une fréquence f donnée (η).

On définit le rendement global brut par la formule :

$$\eta = \frac{W}{Wf}$$

C'est le rapport de la puissance acoustique totale rayonnée par le haut-parleur, quelle que soit sa répartition en fréquence, à la puissance électrique fournie aux bornes d'entrée du haut-parleur par un courant alternatif ou modulé de fréquence f .

5. Rendement global net d'un haut-parleur à une fréquence f donnée (η_f).

On définit le rendement global net par la formule

$$\eta_f = \frac{Wf}{Wf}$$

C'est le rapport de la puissance acoustique rayonnée à la fréquence f donnée, à la puissance électrique fournie aux bornes d'entrée du haut-parleur par un courant alternatif ou modulé de fréquence f .

6. Distorsion.

Défaut d'un haut-parleur qui ne reproduit pas avec exactitude la forme d'onde du courant électrique qui lui est appliqué.

7. Distorsion de phase.

La distorsion de phase consiste en ce que les différences de phase entre les diverses composantes d'un son complexe ne sont pas conservées.

8. Distorsion en fréquence (d'amplitude en fonction de la fréquence, ex. dist. linéaire).

La distorsion de fréquence consiste en ce que l'efficacité d'un haut-parleur varie avec la fréquence.

9. Coefficient de distorsion harmonique (Dh).

Le coefficient de distorsion harmonique se définit :

1° En un point donné M du milieu ambiant ;

2° Pour une fréquence pure donnée f , dite fondamentale, produite par un courant sinusoïdal (alternatif ou modulé) fournissant aux bornes d'entrée du haut-parleur une puissance électrique donnée Wf , par la relation :

$$Dh = \frac{P - Pf}{Pf}$$

C'est donc le rapport de la pression sonore efficace produite au point M par l'ensemble des sons (harmoniques ou non) autres que le fondamental, à la pression efficace produite au point M par le son fondamental de fréquence f .

10. Coefficient de son de combinaison (C) (appelé aussi coefficient de son différentiel quand le son de combinaison considéré est un son différentiel).

Le coefficient de son de combinaison se définit :

1° En un point donné M du milieu ambiant ;

2° Pour deux fréquences pures données, f_1 et f_2 , dites fondamentales, produites par un courant électrique formé de la superposition de deux courants sinusoïdaux (alternatifs ou modulés) fournissant tous deux aux bornes d'entrée du haut-parleur la même puissance électrique $Wf_1 = Wf_2$ donnée ;

3° Pour une valeur déterminée des puissances électriques égales entre elles Wf_1, Wf_2 , par la relation

$$C = \frac{Pm, n}{Pf_1 + Pf_2}$$

Pm, n étant la pression sonore efficace produite au point M par le son de combinaison considéré, dont la fréquence est $|mf_1 + nf_2|$ m étant un entier positif non nul, n un entier positif ou négatif non nul (1), les pressions sonores efficaces produites au point M par les sons fondamentaux de fréquences.

La superposition des sons fondamentaux produisant souvent un battement, la mesure de la somme $Pf_1 + Pf_2$ doit être faite avec un appareil ayant une durée d'intégration nettement supérieure à la période du battement.

NOTA. — Si l'on considère le son différentiel de premier ordre ($m = 1, n = -1$) de fréquence $|f_1 - f_2|$, le coefficient de son de combinaison correspondant caractérise la distorsion quadratique ; de même les coefficients de son de combinaison pour les sons différentiels de second ordre ($m = 1, n = -2$ ou $m = 2, n = -1$) caractérisent la distorsion cubique ; ces résultats caractéristiques n'étant d'ailleurs corrects que si les effets de la distorsion d'ordre supérieur sont négligeables.

(1) Voir formule (2).

TÉLÉVISION

SYSTÈME DE TÉLÉVISION A MODULATION MIXTE, AMPLITUDE FRÉQUENCE POUR LES TRANSMISSIONS SUR PORTEUSE UNIQUE DES SIGNAUX D'IMAGE DE SYNCHRONISME ET DE MODULATION SONORE

par **Marc CHAUVIERRE**

Nos lecteurs vont trouver ici, en première publication, le résultat d'un travail poursuivi depuis plusieurs années en collaboration avec Jacques Donnay.

Il s'agit du problème si tentant de l'emploi simultané, en télévision, de la modulation en fréquence et de la modulation en amplitude dont l'idée a été lancée il y a près de trois ans.

On a d'abord fait à la double modulation une objection théorique de première importance : les bandes latérales caractéristiques des deux modulations se superposent et interfèrent, ce qui rend impossible la réception.

D'autre part, d'après les essais effectués personnellement sur ce principe, on peut faire une deuxième objection : la non-linéarité inévitable des filtres de bandes utilisés avant la détection d'amplitude a pour résultat de faire paraître aux bornes du détecteur d'amplitude des tensions qui résultent de la modulation en fréquence, d'où superposition des deux modulations à la réception.

Toutefois, il nous a semblé que les avantages de la double modulation étaient tels qu'il fallait trouver une solution au problème : cette solution existe, c'est l'emploi successif des deux types de modulation à la place de leur emploi simultané en télévision. L'utilisation du temps de retour du spot permet ce découpage dans le temps de la porteuse de télévision (1).

Enfin, en s'inspirant de la technique de la modulation par impulsions, on a pu utiliser les signaux de synchronisme de ligne comme sous-porteuse de la modulation sonore, ce qui permet de réaliser un système de télévision complet (son, vision, synchronisme) sur porteuse unique. Le système décrit dans les lignes qui suivent a été expérimenté intégralement avec un émetteur de laboratoire à faible puissance et les résultats obtenus correspondent à ceux que laissait prévoir la technique utilisée.

Il y a lieu d'insister sur le fait qu'il ne s'agit pas là d'une théorie échauffée sur le papier, mais d'un système dont le résultat est d'ores et déjà consacré par l'expérience, le système complet émission-réception ayant été réalisé avec un émetteur de quelques watts.

Certains points de détail seront développés ultérieurement.

Une liaison par télévision comporte en général la transmission de la modulation à vidéo fréquence d'une part, des signaux de synchronisation d'autre part et, par voie séparée, la modulation à audio fréquence. Dans la plupart des systèmes, les signaux de synchronisme

et les signaux à vidéo fréquence sont superposés, la séparation des signaux de synchronisme des signaux vidéo s'obtenant à partir des différences d'amplitude, et la séparation des signaux de synchronisme d'image des signaux de synchronisme de lignes s'obtenant au moyen de circuits intégrateurs à constantes de temps différentes.

(1) Brevets L. M. C.

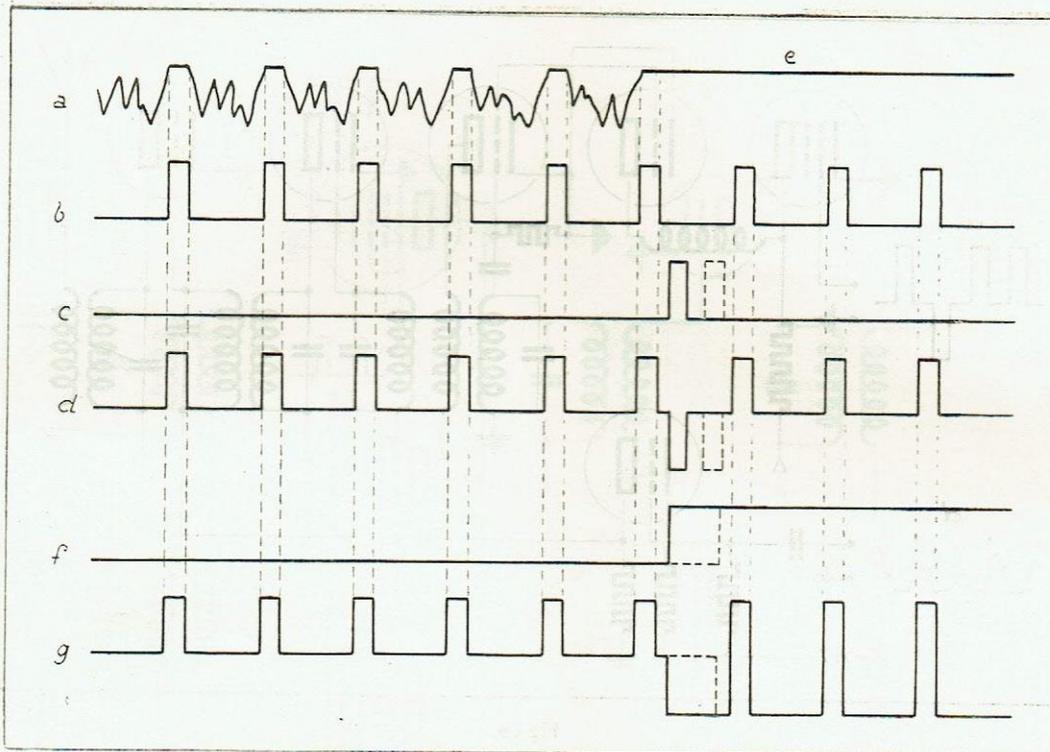


Fig. 1

Cette solution présente plusieurs inconvénients et, en particulier, la séparation des signaux est très délicate, des variations dans le rapport des amplitudes entre l'image et le synchronisme se traduisant par la perte du synchronisme ; en outre, le système intégrateur manque de précision, ce qui nuit à la qualité de l'interlignage lorsqu'on utilise celui-ci.

Le système proposé a pour but de remédier à ces différents défauts : il assure une séparation absolue des signaux de synchronisme d'avec les signaux à vidéo fréquence et une séparation absolue des signaux de synchronisme de lignes d'avec les signaux de synchronisme d'images.

En outre, il est particulièrement insensible aux parasites et il permet, toutes choses égales, d'augmenter dans des proportions considérables le rendement de l'émetteur.

Enfin, il rend possible la transmission à audio fréquence sur la même porteuse.

Le résultat est obtenu par l'emploi successif de la modulation en amplitude et en fréquence de la porteuse, ce qui permet de constituer ainsi deux voies indépendantes pour la transmission des signaux de vidéo et des signaux de synchronisme.

La voie « vidéo » est constituée par la modulation en amplitude ; celle-ci a lieu en négatif, c'est-à-dire que les noirs d'image correspondent à une augmentation du courant d'antenne. La porteuse peut être modulée jusqu'à 100 % par le signal « vidéo ».

Dans les systèmes habituels, on n'utilise à cet effet que les deux tiers de la porteuse. Dans le système décrit, du fait que l'on module à 100 % pour la vidéo, la tension détectée sur le récepteur est donc, toute chose égale, la même avec un émetteur de puissance moitié.

Enfin, la modulation d'amplitude se faisant dans le

sens négatif, les parasites à la réception se présentent sous la forme de « noirs » et non pas de « blancs » ; ils sont donc pratiquement invisibles.

D'autre part, le signal de synchronisme est transmis par une variation de fréquence, pendant le noir d'image correspondant à la marge verticale ou à la marge horizontale (temps de retour du spot), période pendant laquelle l'amplitude de la porteuse est maximum.

Le signal de synchronisme de lignes correspond à une variation de fréquence dans un sens, et le synchronisme d'image correspond à une variation de fréquence dans l'autre sens. De cette façon, les tensions de synchronisme étant mises en évidence par un circuit discriminateur, une inversion de phase suivie d'un écrêtage permet la séparation absolue du signal de synchronisme de lignes d'avec le signal de synchronisme d'images.

La modulation de fréquence ayant des propriétés antiparasites bien connues, le système de synchronisme est pratiquement insensible aux parasites.

Il faut observer que la modulation en fréquence et en amplitude ayant lieu *non simultanément, mais au contraire successivement*, il n'y a à craindre aucune réaction l'une sur l'autre des deux modulations, car le signal de synchronisme est envoyé pendant une marge d'images, et, d'autre part, le signal d'images ne peut réagir sur le signal de synchronisme, car le discriminateur est insensible à la modulation d'amplitude.

On trouvera dans les figures suivantes, et à titre indicatif, quelques exemples de réalisation d'un système complet, émission-réception de télévision utilisant le procédé précédemment décrit.

En a) (fig. 1) sont représentés la modulation vidéo + marge noire qui est appliquée au modulateur d'am-

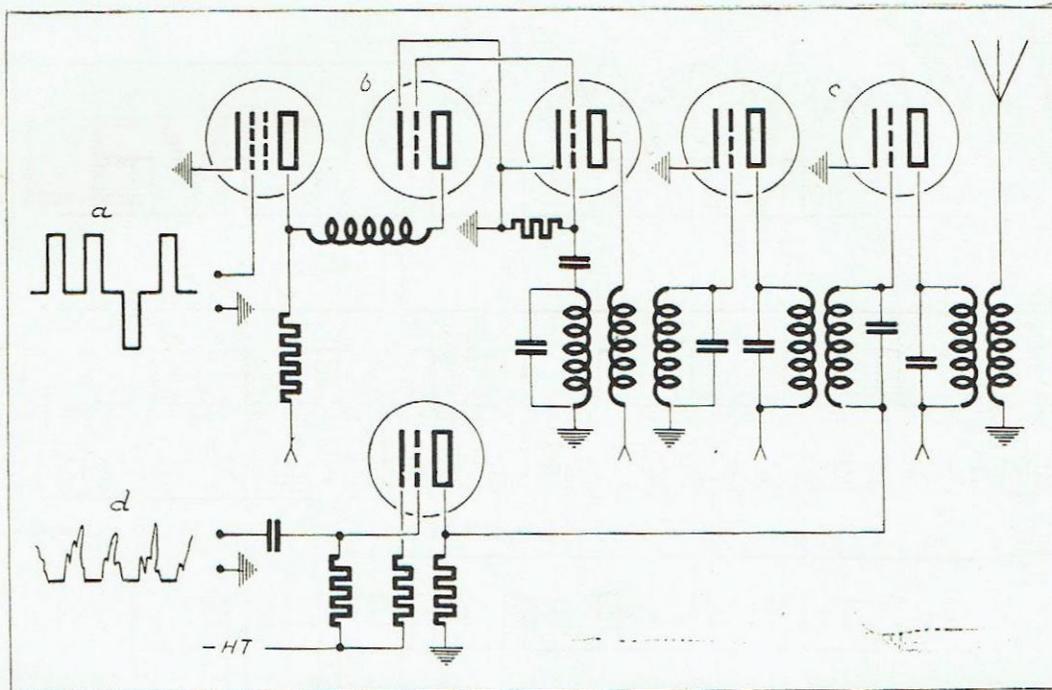


Fig. 2

plitude ; en *b*) le signal de synchronisme de lignes ; en *c*) le signal de synchronisme d'images (dans le cas d'un signal bref).

En *d*) est représentée la combinaison du signal de synchronisme de lignes et du signal de synchronisme complet appliqué au modulateur de fréquence.

De préférence, le signal de synchronisme de lignes est plus bref que la marge noire de lignes. On remarquera que le signal de synchronisme de lignes est maintenu pendant la période correspondant à la marge d'images *e*).

Si l'on utilise un système d'analyse comportant un interlignage double ou triple, le signal du synchronisme d'images se trouve déplacé d'une demi-ligne par rapport au signal de synchronisme de lignes, et il occupe, pour les cadres de rang $2n + 1$, la position indiquée en pointillé (en *d*).

Si l'on préfère utiliser un signal de synchronisme d'images correspondant à plusieurs lignes (signal du type *d*), on découpe à la fréquence de lignes le signal d'images et le signal appliqué au modulateur de fréquence *a*, dans ce cas, l'allure représentée en *g*).

De cette façon, la fréquence de lignes est maintenue pendant la marge d'images.

La figure 2 représente le schéma de principe d'un émetteur de télévision utilisant le procédé décrit.

Le signal de synchronisme *a*) est appliqué au modulateur de fréquence *b*), celui-ci pouvant être du type absolument quelconque, sous réserve qu'il a été étudié pour permettre une variation de fréquence porteuse de l'ordre de plusieurs centaines de kilocycles.

D'autre part, la lampe finale *c*) de l'émetteur est réglée de façon à pouvoir être modulée en amplitude par la modulation à vidéo fréquence *d*). Il importe simplement de maintenir la modulation d'amplitude correcte pendant la période correspondant à la transmission de la vidéo. Une surmodulation de la lampe

pendant la modulation de fréquence n'a pratiquement aucune importance.

Sur la figure 3, on représente le schéma de principe d'un émetteur permettant d'arriver au même résultat, mais avec un procédé de modulation en fréquence différent. Pour cela, on utilise trois étages pilotes représentés en *a*), *b*), *c*). Ces étages pilotes excitent à travers le ou les étages amplificateurs classiques *d*), l'étage en amplitude comme il a été dit précédemment.

Derrière chaque étage pilote est disposée une lampe de blocage (*f*), (*g*), (*h*) de telle façon que, la lampe étant bloquée, aucun signal ne puisse passer.

Les lampes sont débloquées successivement par l'application dans l'ordre et dans la phase voulue des signaux de synchronisme, la lampe laissant passer la fréquence F_0 correspondant à la fréquence porteuse lorsque l'émetteur est modulé en amplitude. La lampe *g* correspond à la fréquence (plus grande ou plus petite que la fréquence précédente) du signal et la lampe *h* correspond à la fréquence (plus petite ou plus grande) du signal de synchronisme d'images découpé s'il y a lieu à la fréquence de lignes.

Ce procédé permet d'obtenir, pour les différentes fréquences correspondant à la modulation et au synchronisme, des fréquences très stables, les étages pilotes initiaux pouvant être commandés par quartz. Les fréquences F_1 et F_2 ne sont pas forcément symétriques par rapport à F_0 .

Sur la figure 4, on a représenté le schéma de principe d'un récepteur utilisant ce procédé. Il comporte (après amplification haute fréquence et changement de fréquence s'il y a lieu) une chaîne amplificatrice à larges bandes *a*). Cette chaîne aboutit, d'une part à un détecteur de modulation d'amplitude et, d'autre part, à une lampe amplificatrice écrêteuse. La détection d'amplitude peut être assurée par une diode

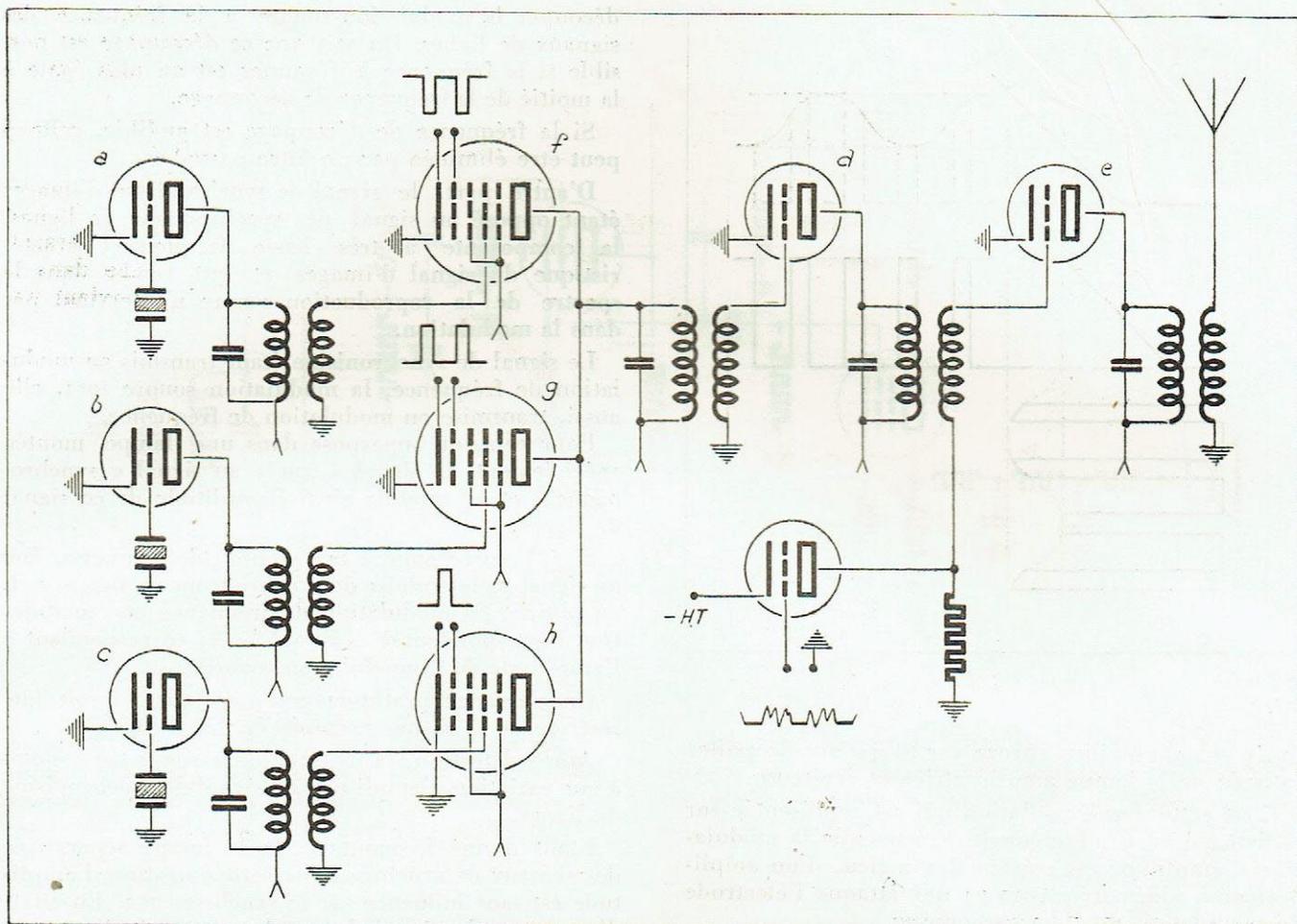


Fig. 3

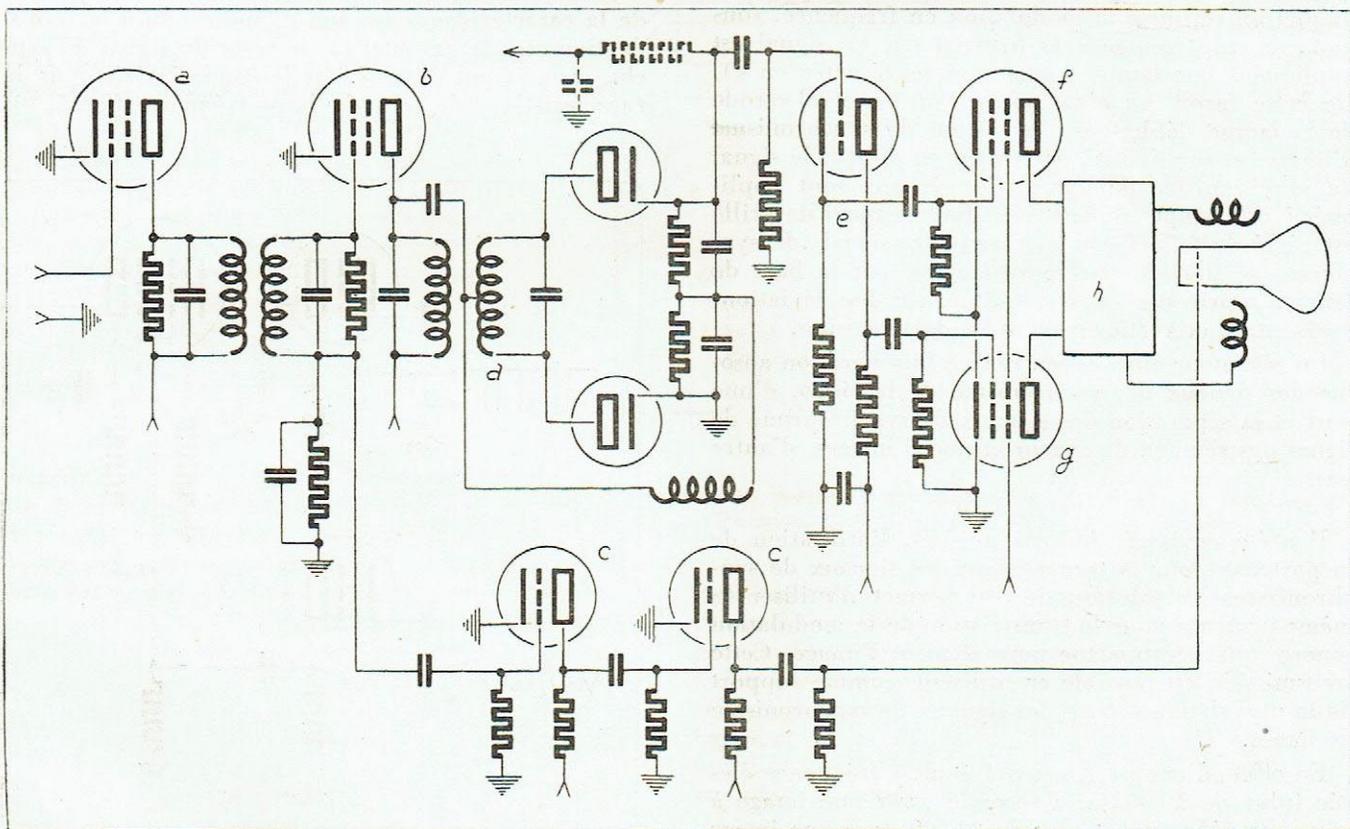


Fig. 4

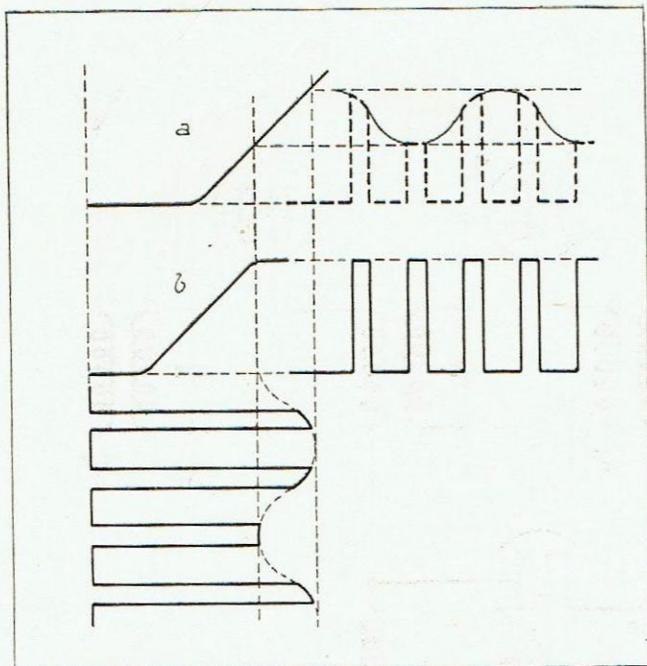


Fig. 5

indépendante ou bien encore par le système de grille/cathode de la lampe amplificatrice et écrêteuse.

C'est cette dernière solution qui est représentée sur la figure 4 en b). L'élément détecteur de la modulation d'amplitude est suivi, s'il y a lieu, d'un amplificateur à vidéo fréquence a) qui attaque l'électrode de modulation du tube cathodique.

La plaque de la lampe écrêteuse comporte un circuit discriminatoire du type classique représenté en d) qui lui-même attaque un système de diode aux bornes duquel on retrouve la modulation en fréquence, sous la forme représentée à la figure 1 d). Ce signal est appliqué à une lampe déphaseuse représentée en e). De cette façon, on a *en positif* sur une électrode de la lampe déphaseuse le signal du synchronisme d'images et sur l'autre, *également en positif*, le signal du synchronisme de lignes. Ces signaux sont appliqués à des lampes séparatrices dont le recul de grille est réglé de telle façon que seul le signal de synchronisme dans le sens positif agisse sur la base de temps, représenté en h), qui assure les déviations horizontale et verticale du tube de télévision.

Un récepteur ainsi conçu réalise la séparation absolue des signaux de synchronisme de la vidéo, d'une part et la séparation des signaux de synchronisme de lignes des signaux de synchronisme d'images, d'autre part.

Il a été envisagé, jusqu'à présent, l'utilisation de la porteuse pour la transmission des signaux de synchronisme. La solution décrite permet d'utiliser la même porteuse pour la transmission de la modulation sonore qui accompagne normalement l'image. Cette transmission est possible en utilisant, comme support de la modulation sonore, les signaux de synchronisme de lignes.

En effet, d'une part, ceux-ci étant à fréquence élevée (plus de 10.000 à la seconde pour une image à moyenne définition et plus de 20.000 pour une image de très haute définition), on peut les utiliser pour

découper la modulation sonore à la fréquence des signaux de lignes. On sait que ce découpage est possible si la fréquence à découper est au plus égale à la moitié de la fréquence de découpage.

Si la fréquence de découpage est audible, celle-ci peut être éliminée par un filtre passe-bas.

D'autre part, le signal de synchronisme d'images étant opposé au signal de synchronisme de lignes, la composante à très basse fréquence caractéristique du signal d'images et qui tombe dans le spectre de la reproduction sonore n'intervient pas dans la modulation.

Le signal de synchronisme étant transmis en modulation de fréquence, la modulation sonore sera, elle aussi, transmise en modulation de fréquence.

Pour cela, on superpose dans une lampe montée spécialement, le signal « son » au signal « synchronisme » et on module ainsi l'amplitude de ce signal de lignes.

Si ΔF correspond à la variation de fréquence due au signal rectangulaire de synchronisme de lignes seul, on obtient en modulation de fréquence une modulation correspondant à $\Delta F \pm \delta f$; δf correspondant à l'amplitude de la modulation sonore.

On s'arrange pratiquement pour que δf soit une fraction de ΔF , par exemple de 1 à 3/10.

Après détection, la modulation « son » correspond à une variation d'amplitude du signal de synchronisme de lignes.

Etant donné le montage de la lampe séparatrice des signaux de synchronisme, cette variation d'amplitude est sans influence sur le synchronisme. En effet, d'une part, le signal de synchronisme de lignes est appliqué à une lampe amplificatrice basse fréquence polarisée de telle façon que la partie correspondant à la modulation sonore reste dans la partie rectiligne de la caractéristique (ce qui donnera lieu à la reproduction sonore habituelle), le reste du signal de synchronisme étant éliminé par le coude inférieur de la caractéristique de la lampe basse fréquence (fig. 5, a).

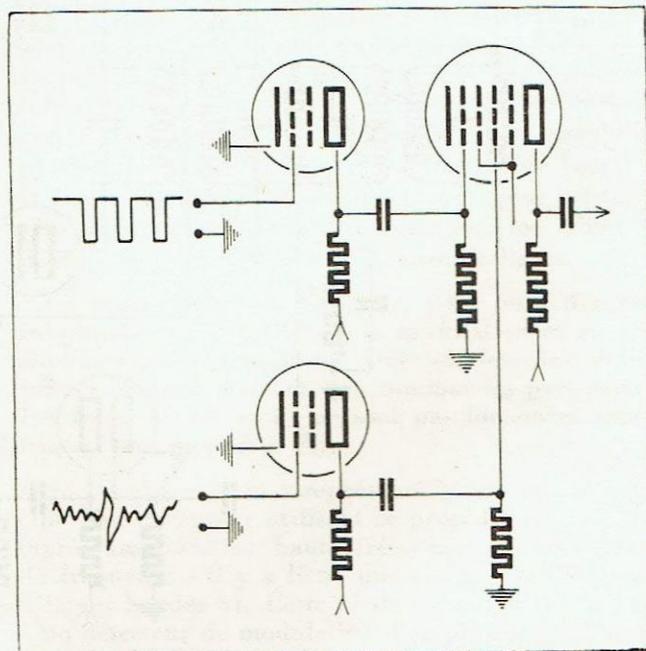


Fig. 6

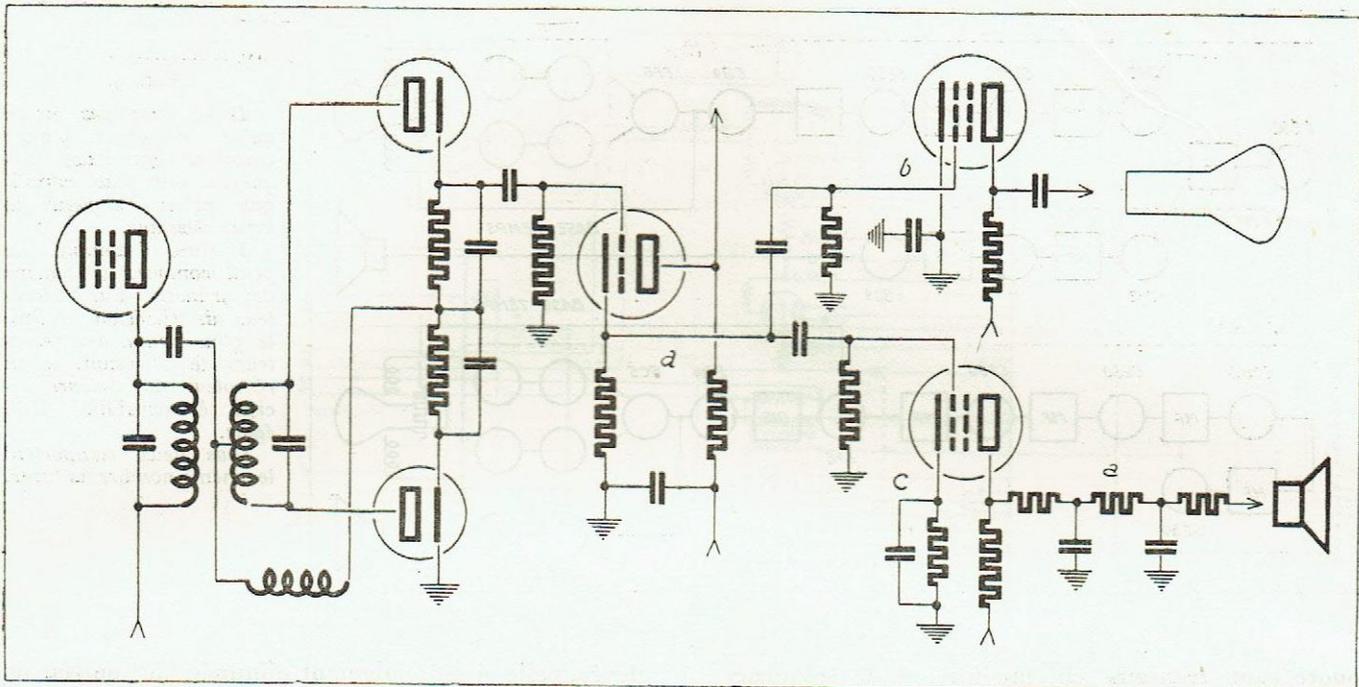


Fig. 7

D'autre part (fig. 5, b), on a représenté le réglage des tensions d'écran et de la charge de la lampe séparatrice des signaux de synchronisme de telle façon qu'un coude supérieur dans la caractéristique soit mis en évidence, ce qui permet d'obtenir dans le circuit-plaque un signal de synchronisme d'amplitude constante malgré la modulation du son.

En ce qui concerne l'émission, sur la figure 6 on a représenté, à titre indicatif, le schéma de principe de la partie basse fréquence.

On y trouve une lampe a) comportant plusieurs électrodes de contrôle, le signal rectangulaire étant appliqué sur l'une des électrodes et le signal correspondant à la modulation sonore étant appliqué sur l'autre, l'amplitude respective des signaux étant réglée de telle façon que l'on obtienne le rapport voulu entre ΔF et δf .

Sur la figure 7, on a représenté un récepteur comportant, en plus des éléments nécessaires à la voie « vidéo » les éléments nécessaires à la voie « son ». On y rencontre les mêmes éléments que sur la figure 4, mais en plus, à la suite de la lampe déphaseuse a), le signal correspondant au lancer positif du synchronisme de lignes est appliqué simultanément, d'une part à la lampe séparatrice réglée comme il est expliqué sur la figure 5b) et, d'autre part, à la lampe amplificatrice basse fréquence réglée comme il est expliqué sur la figure 5 a).

Cette lampe est suivie d'une lampe de puissance qui attaque le haut-parleur. Le circuit basse fréquence comporte, en outre, le filtre passe-bas destiné à éliminer la composante correspondant à la fréquence du signal de ligne, si celle-ci tombe dans la gamme des fréquences audibles.

Résumé.

Système de transmission sur une onde porteuse unique des signaux correspondant :

- 1° à la modulation à vidéo fréquence ;
- 2° aux signaux de synchronisme d'images ;
- 3° aux signaux de synchronisme de lignes ;
- 4° aux signaux de modulation à fréquence audible.

La modulation à vidéo fréquence s'effectue en modulation d'amplitude dans le sens négatif ; les signaux de synchronisme de lignes correspondent à une variation de fréquence

dans un sens par rapport à la porteuse et les signaux de synchronisme d'images correspondent à une variation de fréquence dans l'autre sens. Enfin, la modulation à audio fréquence est obtenue en découpant celle-ci au moyen de signaux de synchronisme de lignes et en faisant varier l'amplitude de ceux-ci en fonction de la modulation sonore. Il en résulte une modulation complexe de la porteuse.

Etant donné le fait que les signaux de synchronisme ainsi que le signal correspondant à la modulation

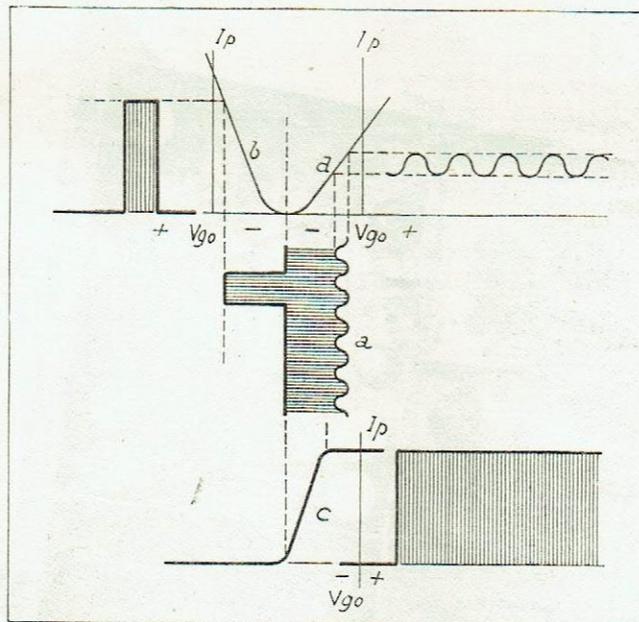


Fig. 8. — Modulation complexe en fréquence appliquée à l'émetteur et principe de la séparation après détection.

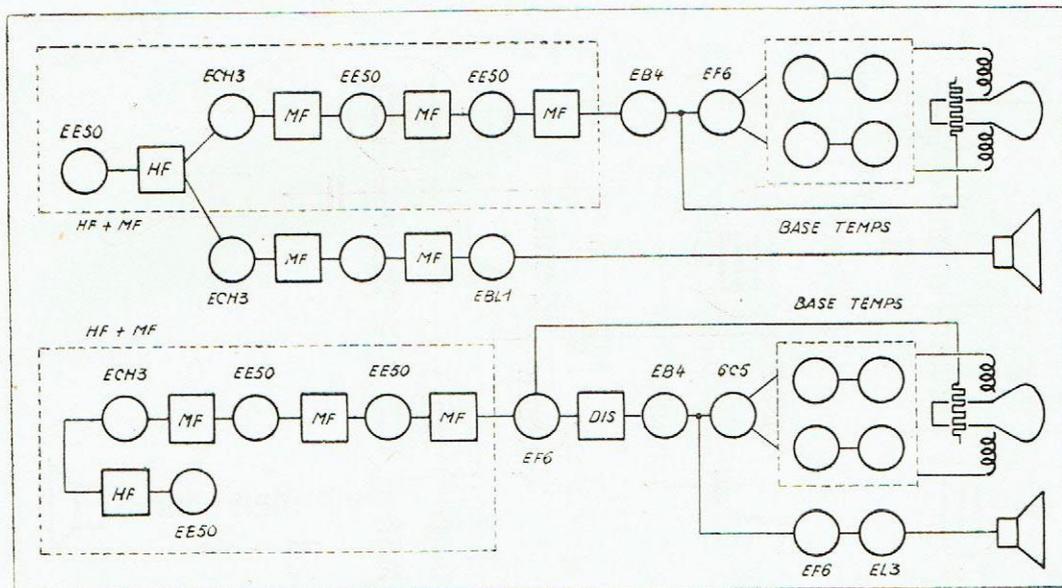


Fig. 9.

Il ne faut pas croire qu'un récepteur pour émission amplitude fréquence soit plus compliqué qu'un récepteur du type classique.

A titre d'exemple, on peut comparer le schéma de principe d'un récepteur de télévision Philips, le plus simple des récepteurs de télévision, et un récepteur du système décrit, à sensibilité H.F. égale.

Tous deux comportent le même nombre de tubes.

sonore sont transmis en modulation de fréquence dans une période correspondant à une marge d'images, ces modulations ne peuvent réagir sur la modulation d'amplitude qui correspond à l'image proprement dite.

Le récepteur est caractérisé par une chaîne amplificatrice attaquant simultanément un système détecteur de variation d'amplitude et un système détecteur de variation de fréquence.

Les signaux de synchronisme sont appliqués à deux séparatrices indépendantes, la phase du signal étant choisie de telle façon que dans un cas seul le signal de lignes agit et dans l'autre cas, seul le signal d'images agit.

Enfin le signal de synchronisme de lignes modulé à audio fréquence est appliqué à une lampe amplificatrice basse fréquence, de telle façon que la composante à audio fréquence se trouve seule dans la partie rectiligne de la caractéristique.

Etant donné que la fréquence de lignes est en général une fréquence très

élevée, celle-ci est facilement éliminée au moyen de filtre passe-bas.

Comme on le voit, le système qui vient d'être décrit présente, par rapport au système classique, les avantages suivants :

1° Séparation absolue des voies vidéo et synchronisme avec indépendance des rapports d'amplitude entre les signaux différents.

2° Séparation absolue des signaux de synchronisme de lignes d'avec les signaux de synchronisme d'images qui permet d'assurer un interlignage impeccable.

3° Possibilité de moduler la porteuse en amplitude à 100 % sur la voie vidéo qui, à fréquence égale, double l'efficacité de l'émetteur.

4° Possibilité de transmettre la modulation sonore accompagnant l'image sur la même porteuse que l'image.

5° Enfin, possibilité de réaliser des récepteurs très simples présentant toute sécurité de fonctionnement.

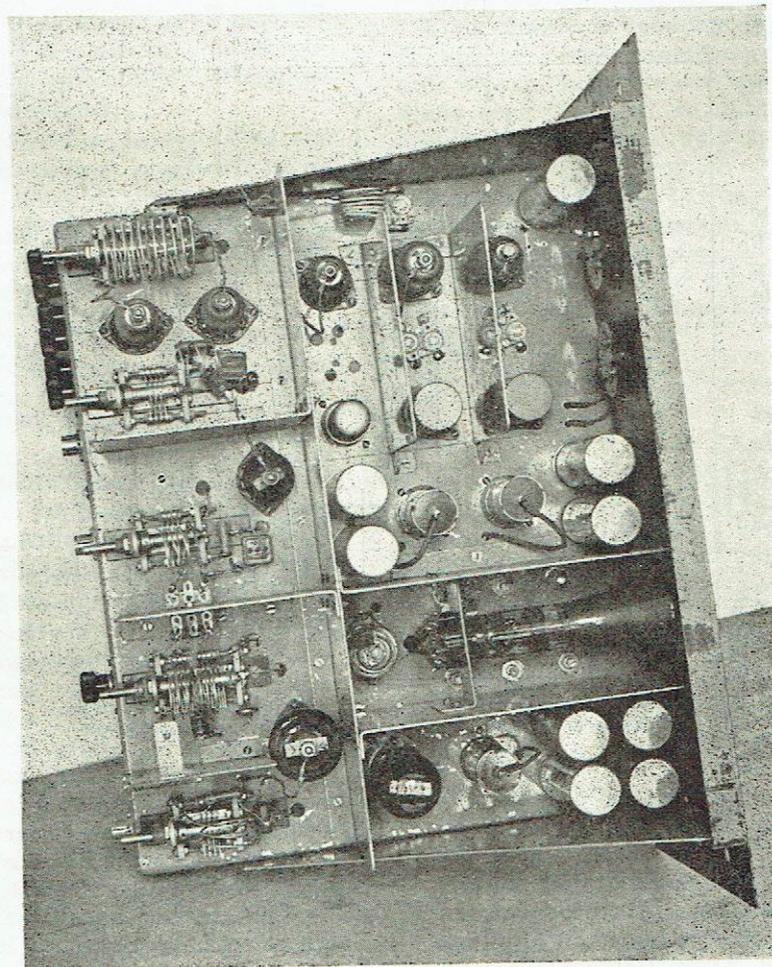
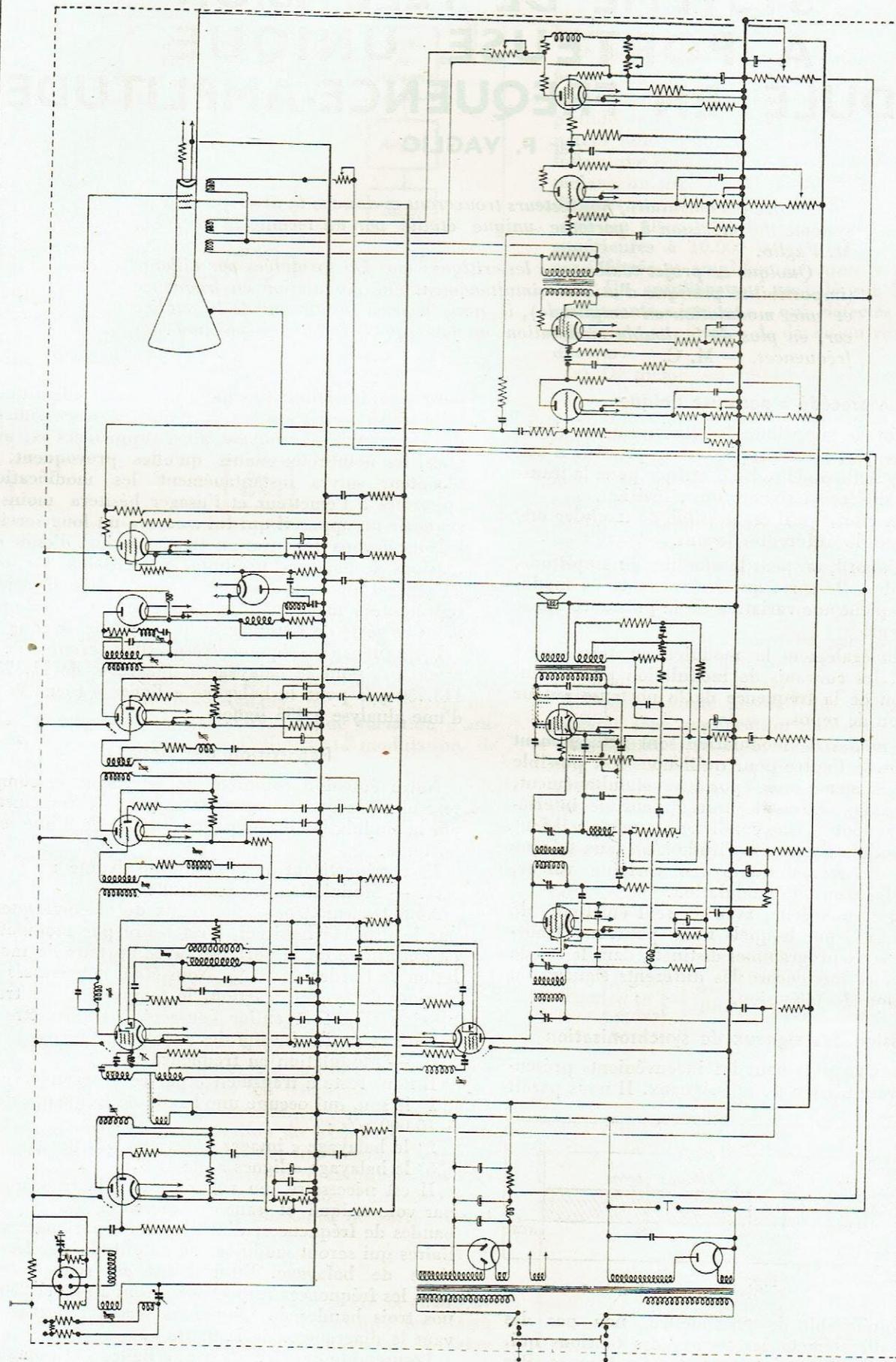


Fig. 10. — Emetteur de 4 watts à modulation amplitude fréquence, ayant servi à faire la démonstration expérimentale du système.

Schéma d'ensemble du récepteur de télévision « Philips »



Nous avons publié dans le volume 3 de La Radio en France, la description du récepteur de télévision « PHILIPS » d'après les documents de la Revue Philips. Pour compléter cette description, nos lecteurs trouveront ci-contre un schéma complet du récepteur. A la partie supérieure le récepteur de télévision proprement dit. En bas à gauche, le récepteur « son » dont on remarquera le montage « rétro » tout à fait spécial. En bas, à droite, la base de temps.

SYSTÈME DE TÉLÉVISION A PORTEUSE UNIQUE MODULÉ EN FRÉQUENCE-AMPLITUDE

par F. VAGLIO

A titre documentaire, nos lecteurs trouveront ci-dessous la description d'un système de télévision à porteuse unique étudié par un technicien de Nice, M. Vaglio.

Quoique ce projet tombe sous les critiques que j'ai formulées par ailleurs (impossibilité pratique d'utiliser simultanément une modulation en fréquence et une modulation en amplitude), il nous a paru intéressant de le publier car, en plus de la double modulation, on fait appel à la transposition des fréquences. — M. C.

Le procédé à porteuse unique

Dans le but de supprimer les inconvénients de la solution classique, nous proposons un procédé n'utilisant qu'une seule onde radioélectrique pour la transmission des différents signaux de télévision.

On sait, en effet, qu'il est possible de moduler une onde porteuse de différentes façons.

1° Tout d'abord, on peut la moduler en amplitude, c'est-à-dire de telle sorte que les courants de modulation provoquent une variation de la puissance émise par l'émetteur.

2° On peut également la moduler en fréquence ; dans ce cas, les courants de modulation provoquent une variation de la fréquence de la porteuse autour de sa position de repos.

Ces deux modes de modulation sont suffisamment distincts l'un de l'autre pour qu'il nous soit possible de moduler la même onde porteuse simultanément, par des signaux différents, sans qu'aucune interférence soit à redouter. Une condition toutefois : il faut limiter la modulation en amplitude à un taux tel que la porteuse conserve toujours une certaine valeur, même dans les creux de modulation.

Nous disposerons donc, avec un seul émetteur, de deux « canaux » par lesquels nous pourrions transmettre, soit deux programmes distincts, dans le cas de la radiophonie, soit encore les différents signaux de notre émission de télévision.

Suppression des signaux de synchronisation

Nous avons vu plus haut les inconvénients présentés par la transmission de tels signaux. Il nous paraît

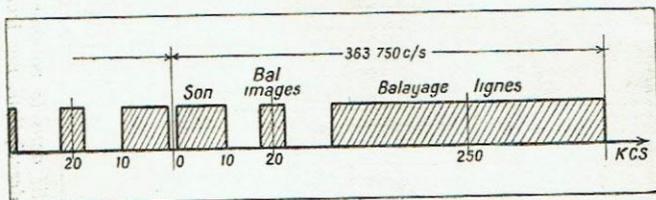


Fig. 1

infiniment préférable de transmettre, non pas des tops, mais directement les formes des tensions qui, à l'émission, provoquent le balayage par l'image. Par ce moyen nous disposerons, à la réception, de courants de formes convenables qu'il suffira d'amplifier

pour obtenir automatiquement une image identique à celle transmise. Les bases de temps, signes et images du récepteur se trouvent ainsi supprimées et, avec elles, les nombreux ennuis qu'elles provoquent. Le récepteur suivra instantanément les modifications apportées à l'émetteur et l'utilisateur hésitera moins à acquiescer à un appareil qui lui assurera un long service.

Nous devons donc transmettre les formes d'onde des tensions de balayage produites à l'émission. Ce sont, en général, des tensions en forme de « dents de scie », représentées mathématiquement par un développement en série de Fourier jusqu'au terme de rang 10.

Les bandes de fréquence respectives seront : de 50 à 500 p/s pour le balayage « images », de 11.375 à 113.750 p/s pour le balayage « lignes » (dans le cas d'une analyse à 455 lignes).

Répartition des signaux

Notre émission complète de télévision se composera ainsi de quatre sortes de signaux à transmettre par la modulation en fréquence-amplitude d'une seule porteuse.

Ils se répartiront de la manière suivante :

A. — Modulation en amplitude :

Nous transmettrons les signaux de vidéo fréquence par le procédé habituel, c'est-à-dire par modulation en amplitude de la porteuse, avec un taux de modulation de l'ordre de 70 %. Nous étant débarrassés des signaux de synchronisation, le temps total de transmission sera tout entier consacré à transmettre les variations de luminosité des points de l'image.

B. — Modulation en fréquence :

Il nous reste à transmettre par cette seconde voie :
1° le son, qui occupe une bande de fréquence de 20 à 10.000 p/s ;

2° le balayage « images », de 50 à 500 p/s ;

3° le balayage « lignes », de 11.375 à 113.750 p/s.

Il est nécessaire, en vue d'assurer la transmission par voie unique et sans interférences de ces trois bandes de fréquences, d'utiliser deux porteuses auxiliaires qui seront modulées en amplitude par les tensions de balayage. En utilisant des sous-porteuses dont les fréquences respectives seront 20 kc et 250 kc, nos trois bandes de fréquences seront réparties suivant le diagramme de la figure 1.

L'ensemble des signaux son, « lignes » et « images » occupera donc, dans ce cas particulier, une bande de fréquence s'étendant de 25 c/s à 363.750 c/s, qui sera

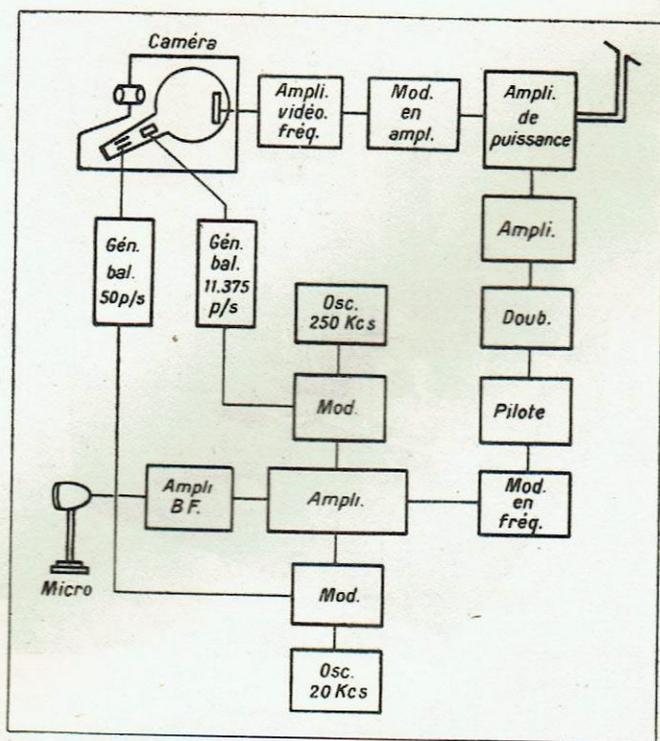


Fig. 2

transmise par la modulation en fréquence de la porteuse. Le « swing » de modulation pourra être de 400 kc autour de la fréquence moyenne.

Cette variation de fréquence est peu importante par rapport à la large bande de modulation que requiert la transmission des signaux de vidéo fréquence (3 mégacycles) et, par suite, aucune variation d'amplitude n'aura lieu sous l'effet de la modulation de fréquence.

Schéma de principe de l'émetteur (fig. 2)

L'image à transmettre est analysée par une caméra du type courant (Iconoscope, Orthicon, Dissector...). Les courants de vidéo fréquence sont amplifiés et servent à moduler en amplitude, suivant les procédés habituels, l'étage de puissance de l'émetteur.

Une partie des tensions produites par les générateurs de balayages horizontal et vertical modulent en amplitude les deux porteuses auxiliaires produites par des oscillateurs séparés.

Ces courants modulés sont appliqués ensuite à un amplificateur-mélangeur, lequel reçoit également les courants microphoniques. La tension de sortie est appliquée au modulateur en fréquence (modulateur de phase, lampe de glissement...), lequel imprime à l'onde porteuse une variation de fréquence de \pm dF. Cette porteuse, ainsi modulée, fait ensuite l'objet de multiplications de fréquences et d'amplifications successives pour atteindre la fréquence d'émission avec un swing de 400 kc et la puissance de sortie nécessaire.

Le récepteur (fig. 3)

Il comprend tout d'abord les étages HF et changeur de fréquence du type normal. Ensuite, les étages amplificateurs à fréquence intermédiaire, à large bande passante. A ce stade, le récepteur se divise en deux branches.

1° Un détecteur d'amplitude, suivi de l'amplifica-

teur à vidéo fréquence, restitue ces dernières tensions, qui sont appliquées à l'électrode de modulation de lumière du reproducteur.

2° Dans la deuxième branche, après un étage amplificateur à fréquence intermédiaire supplémentaire, une lampe limiteuse occupe toute modulation d'amplitude de la porteuse. A sa suite, un étage discriminateur nous donne à sa sortie des tensions de même forme que celles obtenues à l'émission à la sortie du mélangeur (fig. 1). Il suffit donc de séparer les diverses composantes. A cet effet :

a) Un filtre passe-bas coupe toutes les fréquences supérieures à 10.000 p/s et la composante « son » ainsi filtrée et amplifiée actionne le haut-parleur.

b) Un amplificateur accordé sur 30 kc sépare la composante « images », qui, détectée et amplifiée, est appliquée au système de déviation verticale du reproducteur.

c) De même, un amplificateur accordé sur 250 kc, suivi d'un détecteur et d'un amplificateur, permet d'appliquer la tension correspondante au système de déviation horizontale.

Un tel récepteur peut paraître, au premier examen, plus compliqué qu'un récepteur de télévision courant. En réalité, il n'en est rien ; en effet, le nombre de lampes n'est pas plus élevé et, par contre, les tubes fonctionnent dans de bien meilleures conditions et d'une manière absolument automatique.

Avantages du système

1° Suppression d'émetteur par la transmission du son sur la même porteuse que la vision. Moindre encombrement de l'éther.

2° Automaticité absolue du récepteur qui peut recevoir sans modification toutes les émissions.

3° Aucune période de stabilisation ni aucun « standard » ne seront plus nécessaires. Il suffira de fixer une fois pour toutes le taux de modulation en amplitude et les fréquences des deux porteuses auxiliaires. A l'intérieur de ce cadre très large, toutes les modifications désirables pourront être apportées sans que l'utilisateur ait à s'en préoccuper, tout comme en radio-diffusion.

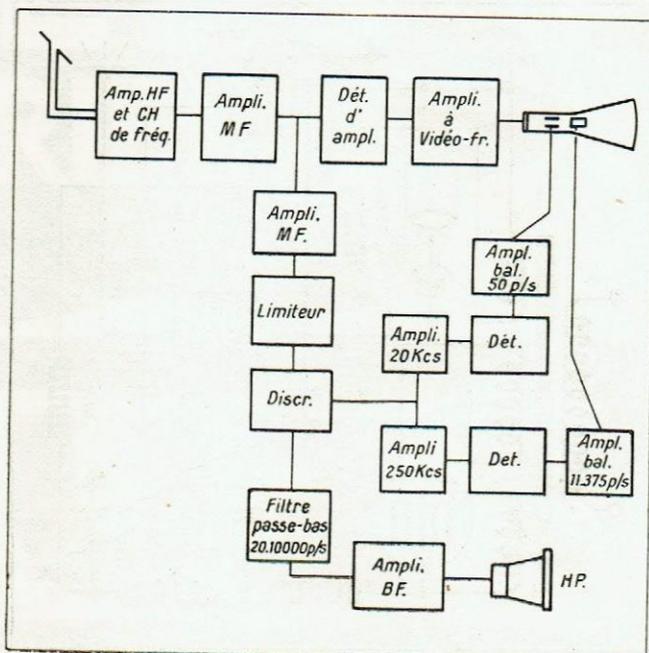


Fig. 3

UN MODULATEUR DE FRÉQUENCE POUR LE RELEVÉ DES COURBES DES RÉCEPTEURS DE TÉLÉVISION

Par le LABORATOIRE DE LA RADIO EN FRANCE

On sait combien il est difficile de régler un récepteur de radiodiffusion à larges bandes passantes ; à plus forte raison la mise au point d'un récepteur de télévision qui nécessite des bandes passantes de 2 à 6 mégacycles est presque impossible avec un générateur HF et un voltmètre à lampe. Il faut, à chaque retouche des circuits moyenne fréquence, retracer la courbe complète, ce qui est long et fastidieux ; aussi bien, la seule solution pratique réside dans l'emploi d'un modulateur de fréquence qui fait apparaître la courbe de réponse sur l'écran d'un oscillographe cathodique. Mais, si cette solution est bien connue pour les récepteurs de radiodiffusion, elle a été rarement utilisée pour les récepteurs de télévision. En effet, la mise au point d'un modulateur de fréquence pour couvrir une bande de plusieurs mégacycles est assez délicate. On peut s'arrêter, soit à une solution électronique, soit à une solution mécanique. La première est évidemment plus élégante, mais la mise au point d'un tel dispositif représente de nombreuses heures d'études. Si l'on veut arriver rapidement à un résultat pratique, il est plus simple d'adopter la solution mécanique, c'est-à-dire celle du condensateur tournant. C'est ce qui a été fait au Laboratoire de La Radio en France pour réaliser un appareil qui sert à aligner les récepteurs de télévision.

Toutefois, de nombreuses précautions doivent être prises pour éviter des erreurs. Il faut que la tension de sortie soit aussi constante que possible dans la gamme de modulation ; pour arriver à cela, il faut utiliser un circuit très amorti et accordé par de fortes capacités, mais en contre-partie ce sont là les caractéristiques d'un circuit qui oscille difficilement. Il faut donc utiliser un montage correspondant à un couplage élevé ; c'est pourquoi, dans le modèle que représentent les figures ci-dessous, on a utilisé un montage colpitts dont on fait varier, à l'aide d'un

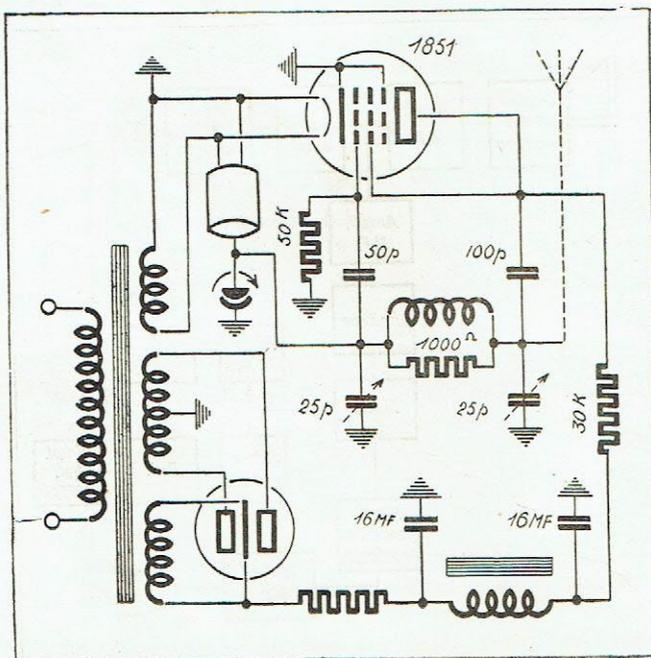


Fig. 1

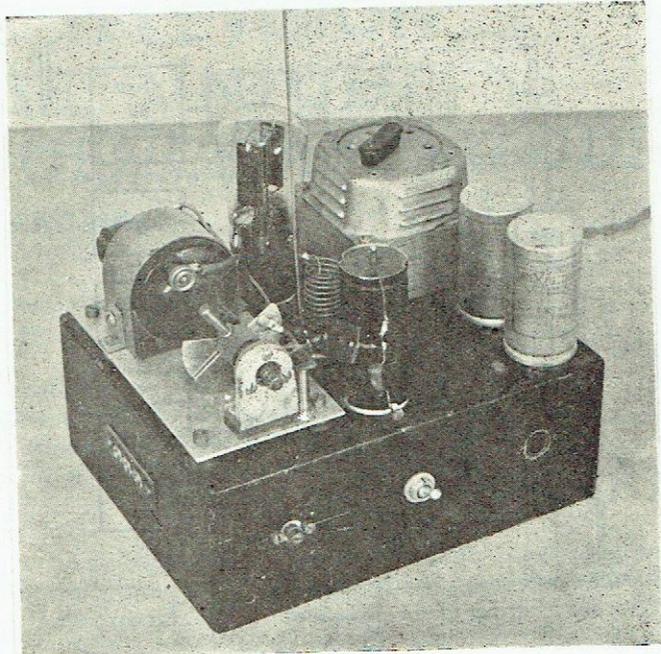


Fig. 2

condensateur tournant, les capacités situées entre grille et masse.

On arrive ainsi au schéma de réalisation ci-contre qui, comme on le voit, a été simplifié au maximum. Le circuit oscillant est monté sur broches, de façon à être facilement interchangeable. Celui utilisé est normalement réglé sur 46 mégacycles. On fait donc les courbes de réponse du récepteur en HF et non pas uniquement en moyenne fréquence, ce qui est important en télévision, car la sélectivité du circuit d'entrée est du même ordre de grandeur que la sélectivité de circuit de fréquence intermédiaire.

Le circuit oscillant comporte une tige servant d'antenne, car, à des fréquences aussi élevées, c'est la meilleure solution pour coupler le générateur avec le récepteur.

Le condensateur tournant a été réalisé très simplement en utilisant comme moteur un petit alternateur de bicyclette au bout d'arbre duquel on a mis l'armature tournante.

Ce générateur est alimenté directement sur les 6 volts du circuit de chauffage. Bien entendu, comme l'alternateur travaille comme un moteur synchrone et qu'il faut le lancer à la main, la lame fixe est montée sur un support réglable et en faisant varier la distance entre les deux armatures on règle la capacité variable dans la bande de fréquence balayée.

D'autre part, en faisant pivoter l'armature fixe, on règle la phase du balayage, ce qui permet de cadrer exactement l'image sur l'écran.

L'alternateur en question étant à quatre pôles, la vitesse de rotation (sur secteur à 50 périodes) est de 1.500 tours-minute, soit 25 tours à la seconde.

Bien entendu, avec un tel appareil, on ne peut avoir la prétention de faire des mesures quantitatives. En revanche, on voit ce que l'on fait lorsqu'on agit sur les organes de réglage d'une fréquence intermédiaire et on peut, grâce à lui, boucher les trous, aplatis les bosses et finalement élargir au mieux la bande passante. Après quoi, on a toujours le loisir de tracer la courbe de sélectivité point par point, avec un générateur de précision.



30

**ANNÉES
D'EXPÉRIENCE**

R. GAZAY

LEMOUZY

63, rue de Charenton
PARIS. Diderot 07-74

LA MARQUE FRANÇAISE
DE QUALITÉ

LA SEULE SPÉCIALISÉE
DEPUIS 30 ANS
UNIQUEMENT EN T.S.F.

*Agents et revendeurs... Si vous avez du dynamisme
une place vous est réservée dans l'Équipe*



Sonor

RADIO

Ecrivez-nous:

5, Rue de la Mairie
PUTEAUX

Tél. : LON. 08-33 - LON. . 21-60

★ AMPLIFICATEURS ★ TÉLÉVISION ★

PUBL. RAPHY

VIENT DE PARAÎTRE

CATALOGUE 1945-1946 DE LA LIBRAIRIE DUNOD

Il comprend plus de 3.000 titres répartis dans les 11 fascicules suivants :

Organisation.
Physique et mécanique générales et industrielles.
Automobilisme. Aéronautique.
Électricité. Télégraphie. Téléphonie. T. S. F.
Télévision.
Chimie. Industries diverses.
Agriculture. Élevage.

Architecture. Urbanisme. Travaux publics. Construction.
Hydraulique. Distribution d'eau. Assainissement.
Navigation. Ports.
Chemins de fer et tramways.
Géologie. Exploitation des mines.
Métallurgie.

Envoi fait sur demande accompagnée de :

Pour le catalogue général.....	France : 30 fr. ; Étranger : 40 fr.
Pour chaque fascicule.....	— 6 fr. — 8 fr.

92, Rue Bonaparte

DUNOD

Éditeur - PARIS (6^e)

SOUSCRIPTION A RESPONSABILITÉ LIMITÉE AU CAPITAL DE 5.000.000 FRANCS

RENÉ DERVEAUX

Ingénieur E. C. P.

**RÉCEPTEURS Batteries et Secteur
TÉLÉVISION — AMPLIS**

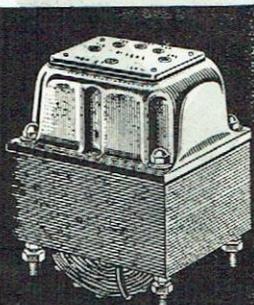
Le matériel de classe internationale

Laboratoires
R. DERVEAUX



115, rue des Dames
PARIS (17^e)
Téléph. CAR 37-24

Publ. RAPHY



**Branche
AMATEURS**

Transformateurs
d'alimentation
modèle 1945
répondant aux
conditions du LABEL,
aux nouvelles règles
U.S.E. et à la Nor-
malisation du S.C.R.

Selfs inductance
Transformateurs B.F.

**Branche
PROFESSIONNELLE**

Tous les transformateurs
selfs et B.F.

pour
**ÉMISSION
RÉCEPTION
TÉLÉVISION
REPRODUCTION SONORE**

Les plus hautes
références

TRANSFORMATEURS HAUTE ET BASSE TENSION POUR
TOUTES APPLICATIONS INDUSTRIELLES

ETS VEDOVELLI, ROUSSEAU & C^{IE}

5, Rue JEAN MACÉ, Suresnes (SEINE) - Tél: LON. 14-47, 48 & 50

PUBL. RAPHY

ADRÉLUX

présente...

Ses nouvelles Fabrications

ELECTROPHONES AUTOMATIQUES
TOURNE-DISQUES
CHANGEUR DE DISQUES
PICK-UP PIEZO CRYSTAL
MICROPHONE PIEZO CRYSTAL

Société ADRÉLUX

5, Square Perronnet, Neuilly-sur-Seine
Téléphone : MAI. 05-56

LE MATÉRIEL SIMPLEX

MAISON DE CONFIANCE FONDÉE EN 1920



TOUS LES
APPAREILS
DE MESURE
DES GRANDES
MARQUES

EN STOCK

Pièces détachées grandes marques
RÉSISTANCES: 1/2 watt, 1 et 2 watts.
POTENTIOMÈTRES toutes valeurs
avec ou sans interrupteur.
CONDENSATEURS FIXES toutes va-
leurs, mica et papier sous tube.

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

PUBL. BONNANGE



CONDENSATEURS PAPIER & MICA
RÉSISTANCES - POTENTIOMÈTRES
BOBINAGES - SOUPLISSO
APPAREILS DE MESURES

PIÈCES DÉTACHÉES POUR DÉPANNAGE

Agent général des microphones piézo "La Modulation"

Demandez tarif général

E^{ts} SIGMA-JACOB, 17, rue Martel, Paris-X^e - Tél.: PRO 78-38
VENTE EXCLUSIVEMENT AUX CONSTRUCTEURS, COMMERÇANTS & ARTISANS

PUBL. RAPHY

BOBINAGES H.F. OREOR

AMATEUR
PROFESSIONNEL

9 à 11^{bis} Passage Dartois - Bidot
SAINT-MAUR (SEINE)
TÉL: GRAVELLE 05-33 et 05-34

PUBL. RP

Les Revendeurs des Postes

SERRE



sont assurés de

VENDRE

sans difficulté

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 ■

PUBL. RAPHY

RADIO-L. G.

SES RÉCEPTEURS de haute qualité

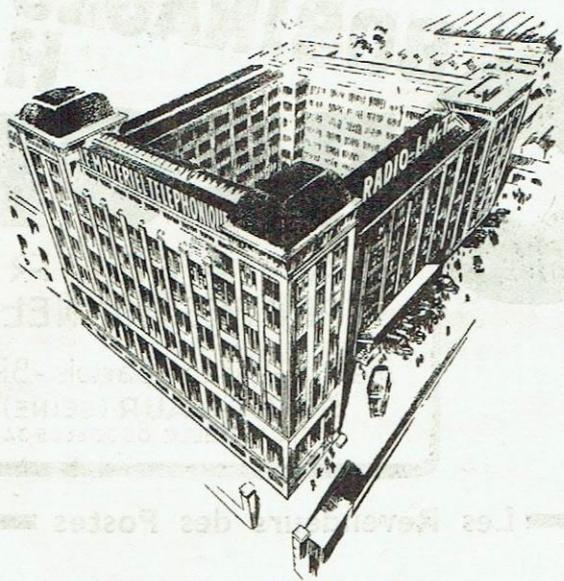
RÉORGANISATION DE
NOTRE RÉSEAU D'AGENTS

48, RUE DE MALTE
PARIS (XI^e)

CONSULTEZ-NOUS!

Téléphone : OBERkampf 13-32
Métro : RÉPUBLIQUE

PUBL. RAPHY



Constructeur des réseaux téléphoniques automatiques de Paris, Marseille, Nantes, etc.



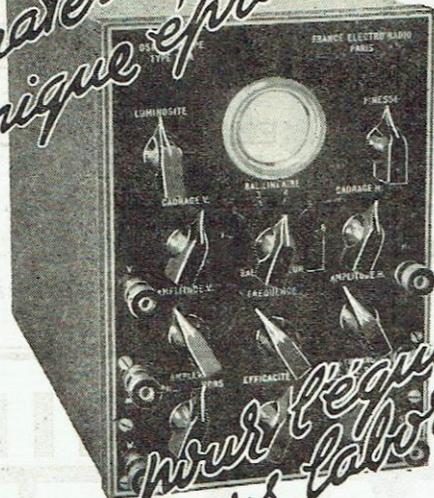
Constructeur de plus de 100 stations d'émission radiophonique dans le monde entier,

L.M.T.

Le Matériel Téléphonique

Société Anonyme au Capital de 175.000.000 de Frs
46, Quai de Boulogne, Boulogne-Billancourt (Seine)
MOLitor 50.00

Tout un matériel d'une technique éprouvée



pour l'équipement de vos laboratoires.

Fournisseurs des grandes Administrations

LABORATOIRE NATIONAL
MINISTÈRE DE LA MARINE
MINISTÈRE DES P. T. T.
D^{ON} DE LA RADIODIFFUSION

PUBL. RAPH

FRANCE-ELECTRO-RADIO

Anciens Etablissements GIRAUD Freres, HARDY & C^{ie}

25 bis Avenue Eugène Thomas · LE KREMLIN-BICÈTRE (Seine)
Tél : ITA. 04-81 & 82

COMMENT CHOISIR UN POSTE DE T. S. F.

Comment l'essayer, l'installer, le régler, l'utiliser

par

P. HÉMARDINQUER

Ingénieur électricien

VIII-130 pages 13×21, avec 29 figures. 1935. Broché 40 frs

92, rue Bonaparte



Editeur, PARIS (6^e)

LA TÉLÉVISION EXPÉRIMENTALE

par

J. G. R. Van DYCK

Ingénieur

189 pages 15×23, avec 146 figures. 1932. Broché 98 frs

92, rue Bonaparte



Editeur, PARIS (6^e)

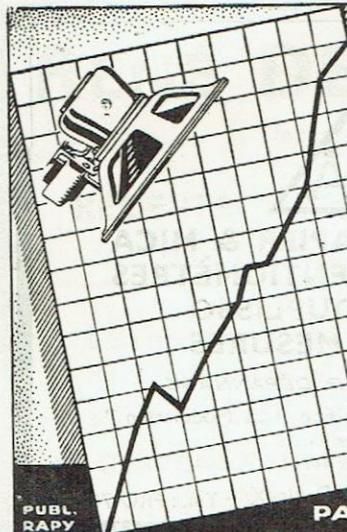


HAUTE FIDÉLITÉ
ROBUSTESSE
PRIX RAISONNABLE
GARANTI PAR UNE FABRICATION SUIVIE DEPUIS 1936

LIVRÉ AVEC COURBE DE RÉPONSE EN FRÉQUENCE ET COURBE DE SENSIBILITÉ BI-DIRECTIONNELLE.

MICROPHONE A RUBAN
LEM

145, AVENUE DE LA RÉPUBLIQUE
TÉL. ALE. 03-13 CHATILLON sous BAGNEUX (SEINE)



*Une qualité!
Une production qui croit!*

CELLES DES

HAUT-PARLEURS

S.E.M

S. A. R. L. 825.000 Frs

26, RUE DE LAGNY
PARIS, 20^e Tél : DORIAN 43-81

PUBL. RAPH

*La plus haute
qualité
caractérise
les récepteurs*

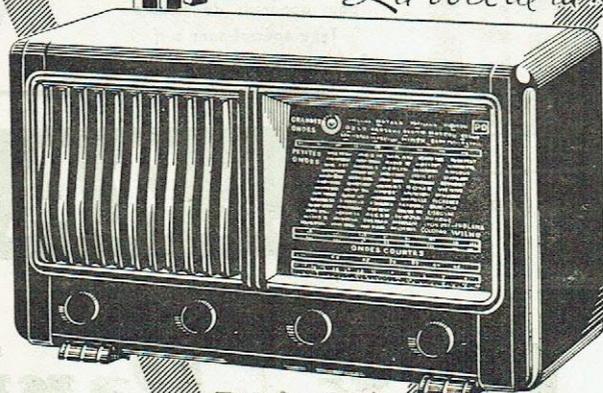
TELECO

175, rue de Flandres
PARIS - 19^e

**GRANDE VICTOIRE
DE LA TECHNIQUE**

RADIOVOX

La voix de la Radio



**RV. 63
SUPER
6
LAMPES
GRAND LUXE**

SOCIÉTÉ INDUSTRIELLE ET TECHNIQUE DE RADIO-ELECTRICITÉ

16, RUE SAINT MARC - PARIS-2^e

Téléphone : CENTRAL 54-36

TOUS APPAREILS

DE

SERVICE

H. F. et B. F.

SUPERSONIC

34, rue de Flandre. 34 — PARIS

Tél. : NOR. 79-64

**THÉORIE ET PRATIQUE
DES
AMPLIFICATEURS**

EXPOSÉES PAR LE CALCUL DES IMAGINAIRES
MIS A LA PORTÉE DE TOUS
AVEC DE NOMBREUX EXEMPLES NUMÉRIQUES

PAR

J. QUINET

Ingénieur de l'École supérieure d'électricité,
professeur à l'École centrale de T. S. F.

PRÉFACE DE

C. GUTTON

Membre de l'Institut

VIII-396 pages 16 x 25, avec 228 figures. 2^e édition.
Nouveau tirage. 1945. Broché. 363 fr.

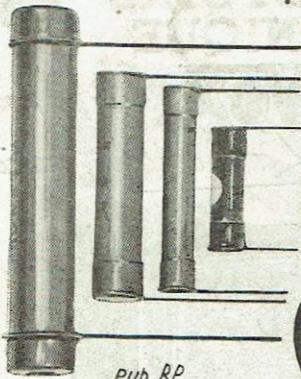
92, rue Bonaparte



Editeur, PARIS (6^e)

RÉSISTANCES ET POTENTIOMÈTRES

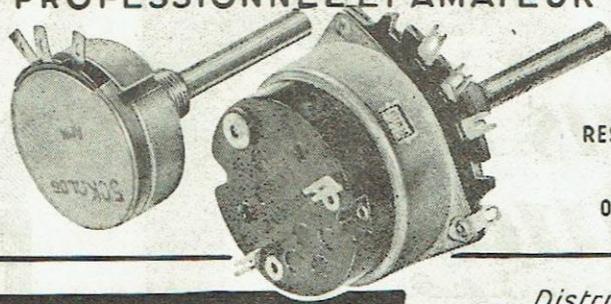
POUR MATÉRIEL PROFESSIONNEL ET AMATEUR



Pub. RP

PRÉCISES
STABLES
SOLIDES
SILENCIEUSES

Haute précision $\pm 1\%$
pour appareils de mesure
Type spécial sans self
Type amateur au code couleur



INTERRUPTEUR SOLIDE
SILENCIEUX
RÉSISTANCE STABILISÉE
Modèles
0,3 w. 0,5 w. et 1 watt

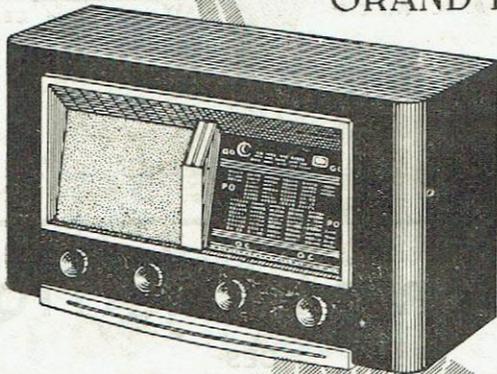
S.A. RADIAC

Distributeur
P. BARANGER
81, Rue du F⁹ Poissonnière
PARIS 9^e
Tel: PROVENCE 39-51.39-52

la Voix de Paris

La plus belle voix du monde

RÉCEPTEURS
de
GRAND LUXE



LA RÉALISATION DE
NOTRE PROGRAMME
DU TEMPS DE PAIX
EST COMMENCÉE

PUBL. RAPY

COMPAGNIE PARISIENNE DE RADIOPHONIE
16 Rue, S^t MARC PARIS 2^e • Tél: CEN. 54-36

REDRESSEURS A VAPEUR DE MERCURE

PAR

D. C. PRINCE, E. B. VOGDES, O. GRAMISCH

TRADUIT DE L'ALLEMAND PAR

P. RAPIN
Ingénieur E. S. E.

XX-243 pages 16x25, avec 197 figures. 1936.

Relié 322 fr. Broché 212 fr

92, rue Bonaparte



Éditeur, PARIS (6^e)

PETITES ANNONCES

On recherche REICHER Jacob, né à Auschwitz. Polonais, radio-technicien. Dernières nouvelles Paris 1943.

Donner renseignements à O.S.E. R. F., 62, rue Spontini, Paris (16^e).

Ingénieurs qualifiés radio ay. satisf. oblig. militaires, demandés p^r import. Sté radio. Ec. M. DELLE, 5, rue Washington, Paris (8^e).

APPAREILS DE MESURES ÉLECTRIQUES

SIGOGNE & C^{ie}

4, 6, 8, rue du Borrégo - PARIS (20^e) - MEN. 93-40

CENTRAL RADIO

35, rue de Rome - PARIS-8^e - Tél. : LABorde 12-00, 12-01

APPAREILS de MESURE de toutes Marques aux meilleurs prix pour Électricité et Radio

APPAREILS de TABLEAUX, de CONTRÔLE et de LABORATOIRE

Générateurs BF et HF, Lampemètres, Impédancemètres, Contrôleurs, etc

Seul agent dépositaire pour Paris et la Seine des Ets Radio-Contrôle



ANCIEN/ ET/
BAC

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



CRÉATEUR EN FRANCE DU RIVET RADIO

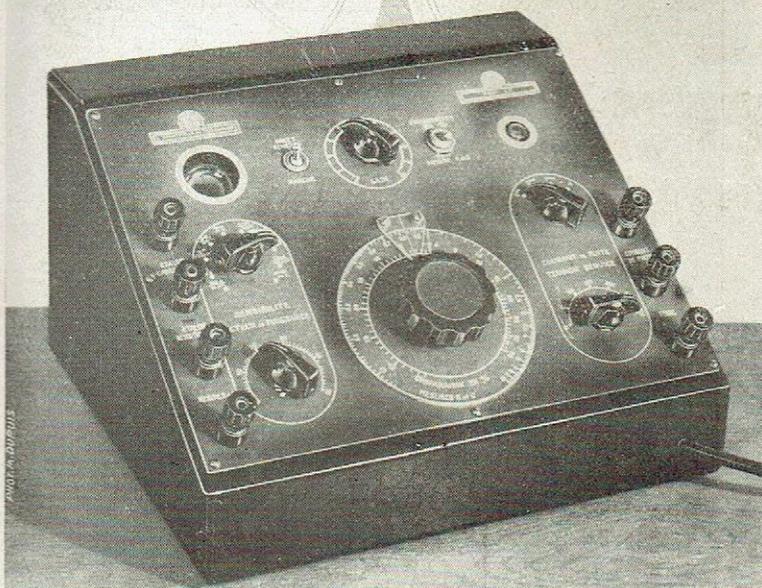
Tous les Œillets Rivets-Cosses-Capsules et toutes Pièces découpées Machines et Accessoires de pose pour T.S.F.



fondés en
1783

PONT DE MESURES

I.T.
MOD. 55.A



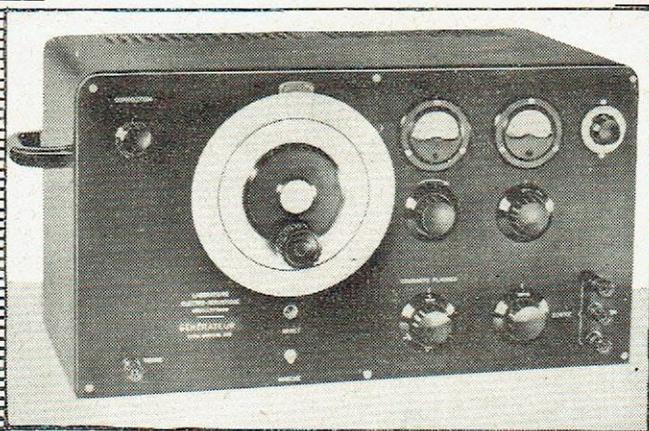
L'INDUSTRIELLE DES TÉLÉPHONES
2, RUE DES ENTREPRENEURS, PARIS, TÉL. VAU. 38-71

PUB. ROPY

AMPLIFICATEUR PORTABLE ■
OUTILS POUR SYNTONISATION
■ MIROIR A POIGNÉE ■
TOURNEVIS ■ TATEURS ■
RASOIRS ÉLECTRIQUES ■
BOITES DE DÉRIVATION
Marque déposée « PRONTO »

A. ROTHFUCHS, ING., ZURICH 8
FABRICATION EXPORT
(REPRÉSENTATIONS GÉNÉRALES A DISPOSITION)

APPAREILS DE MESURES DE HAUTE PRÉCISION



TYPE
GBM 6
(25 à 15.000 c/s)

GÉNÉRATEUR

TYPE
GMM 4
(25 à 100.000 c/s)

EXTRAIT DU CATALOGUE :
GÉNÉRATEURS — VOLTMÈTRE ÉLECTRONIQUE
PONT UNIVERSEL — MICROPHONE ÉTALON
DISTORSIOMÈTRE — SONOMÈTRE — AUDIOMÈTRE

Photo. M. J. J. J.

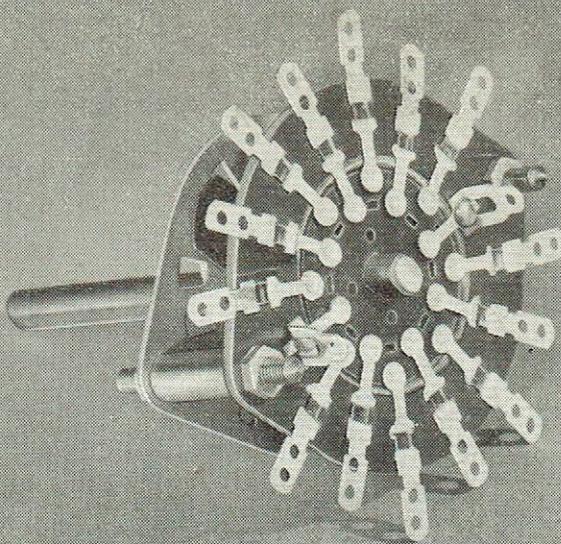
LABORATOIRE
ÉLECTRO-
ACOUSTIQUE

L.E.A.

5, R. CASIMIR PINEL
NEUILLY-S/SEINE
Tél: MAI. 55-06, 55-21

SPECIALISÉ DEPUIS 1933 DANS LES MESURES ÉLECTRO-ACOUSTIQUES

C.I.M.E. présente son nouveau CONTACTEUR 16.P BREVETÉ S.G.D.G. à 16 Positions

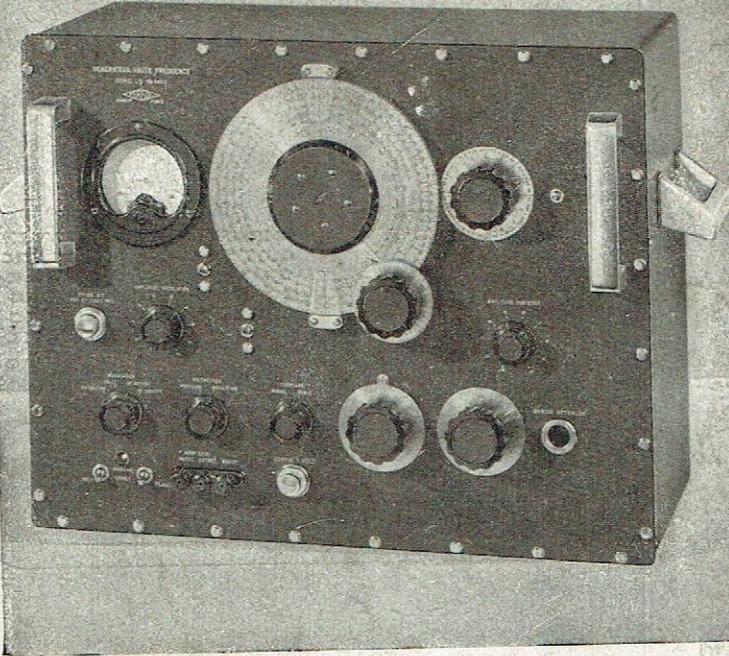


17, RUE DES PRUNIER
PARIS XX^e

C.I.M.E. S.A.R.L. Cap. 1.000.000
TEL. MÉN. 90-56 et la suite



NOUVEAU
GÉNÉRATEUR H.F.
Type L3



VOLTMÈTRE
ÉLECTRONIQUE



GÉNÉRATEUR H.F.
GÉNÉRATEUR B.F.
CONDENSATEUR
ÉTALON
ONDEMETRE
HÉTÉRODYNE
VOLTMETRE
ÉLECTRONIQUE
Q.MÈTRE WATTMÈTRE
PONT DE DISTORSION
DÉTECTEUR
QUADRATIQUE
SPECTROGRAPHE
PANTOGRAPHE
CUVE D'ANALOGIE

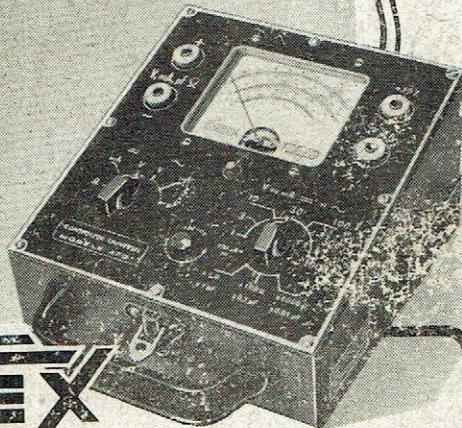
GEFFROY & CIE
CONSTRUCTEURS
7 et 9, Rue des Cloys - PARIS - 18^e
Tél. : MONTmartre 44-65 (3 lignes groupées)



39 *sensibilités*

CONTRÔLEUR
UNIVERSEL 470^B

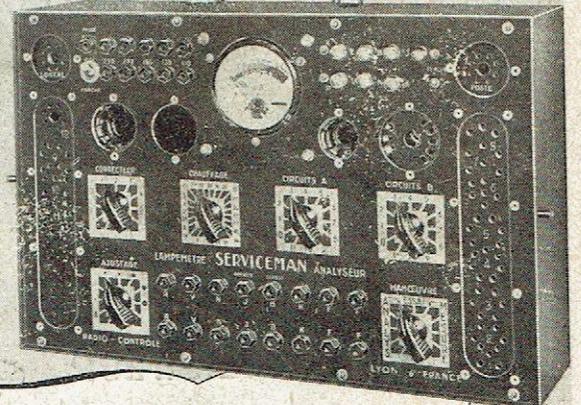
- Voltmètre et micro-ampèremètre continu (5.000 Ω /V) et alternatif.
- Capacimètre.
- Ohmmètre.
- Galvanomètre de haute précision.



CARTEX

15, Avenue de Chambéry, ANNECY (Haute-Savoie)
Téléph. : 8-61 — Adr. Télegr. RADIO-CARTEX
Agent pour SEINE et SEINE-&-OISE : R. MANCAIS, 15, Fg Montmartre, PARIS
Téléph. : PRO 79-00
Agent pour l'ALSACE : M. BISMUTH, 15, Place des Halles, STRASBOURG

LAMPÈMETRE
SERVICEMAN



CONTROLEURS UNIVERSELS
LAMPÈMÈTRES
HÉTÉRODYNES-OSCILLOGRAPHES
MODULEURS DE FRÉQUENCE
VOLTÈTRES A LAMPES
DÉCADES DE RÉSISTANCES

Demandez la documentation technique
sur nos différents appareils

RADIO-CONTROLE
141, RUE BOILEAU · LYON (6^e)
Téléphone : LALANDE 43-18