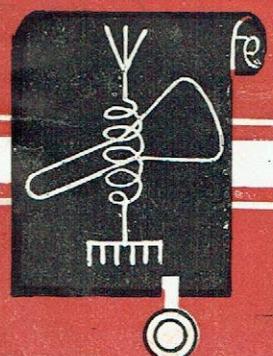
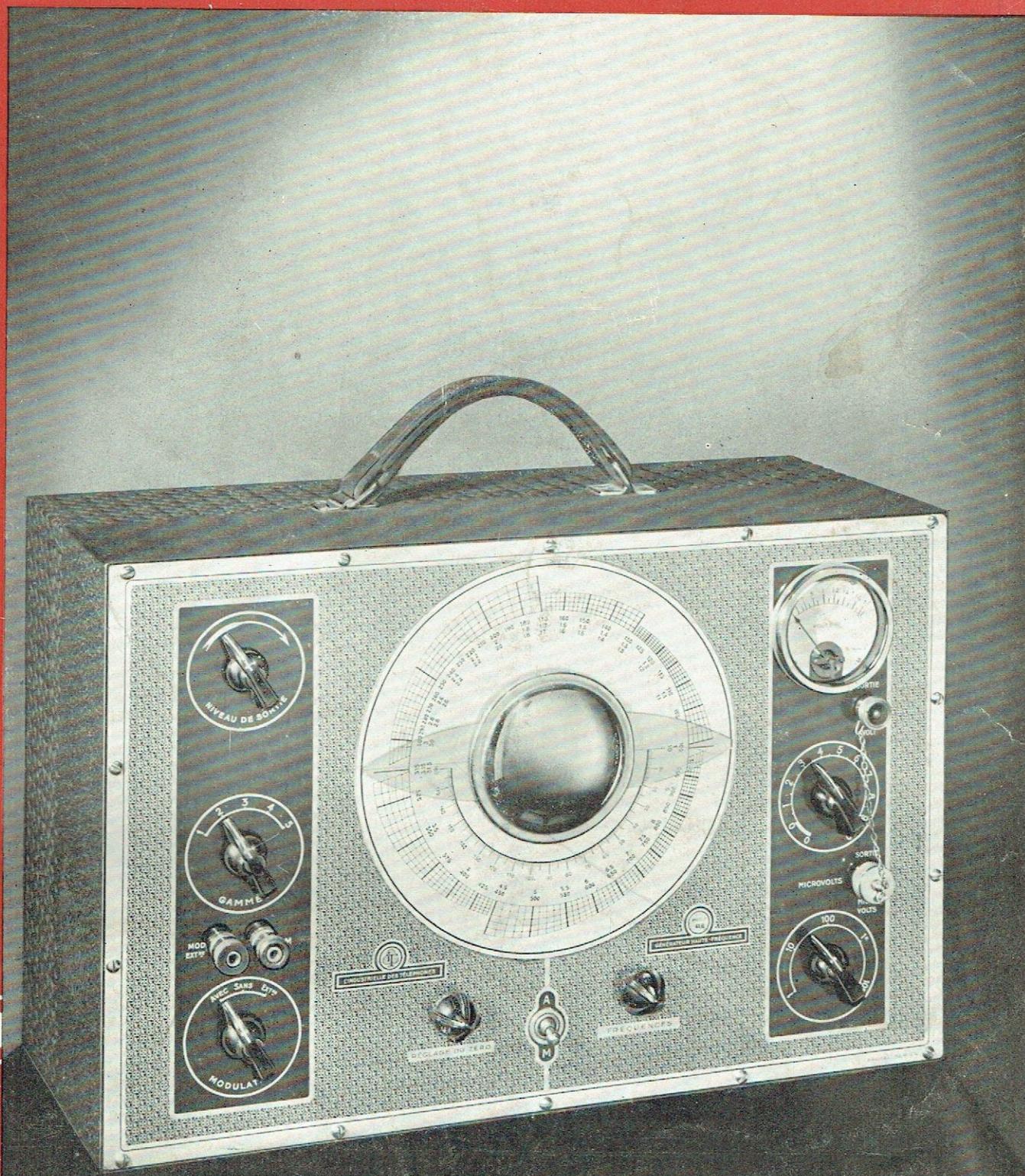
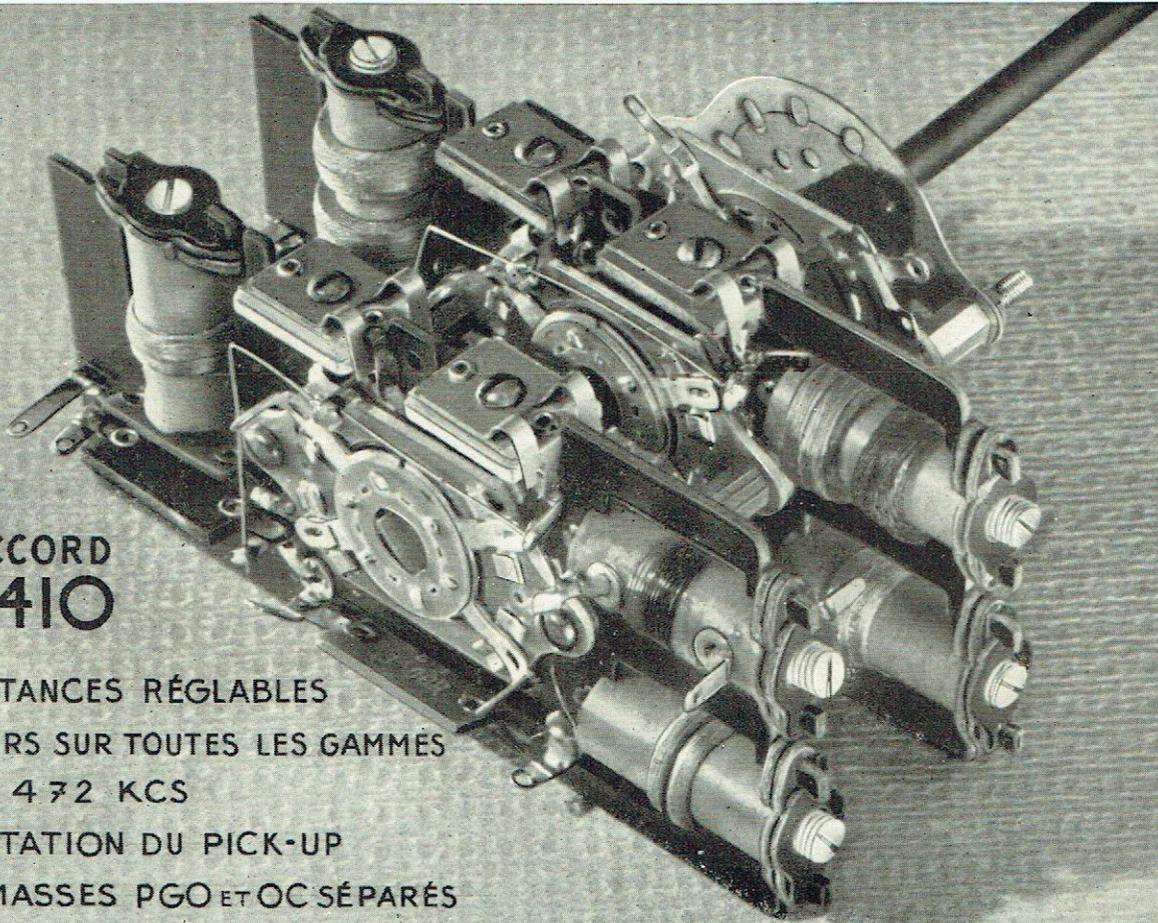


la radio française

Radiodiffusion
Télévision
Electronique
Organisation
professionnelle





BLOC ACCORD GB-410

- 6 INDUCTANCES RÉGLABLES
- TRIMMERS SUR TOUTES LES GAMMES
- FILTRE 472 KCS
- COMMUTATION DU PICK-UP
- AVC ET MASSES PGO ET OC SÉPARÉS

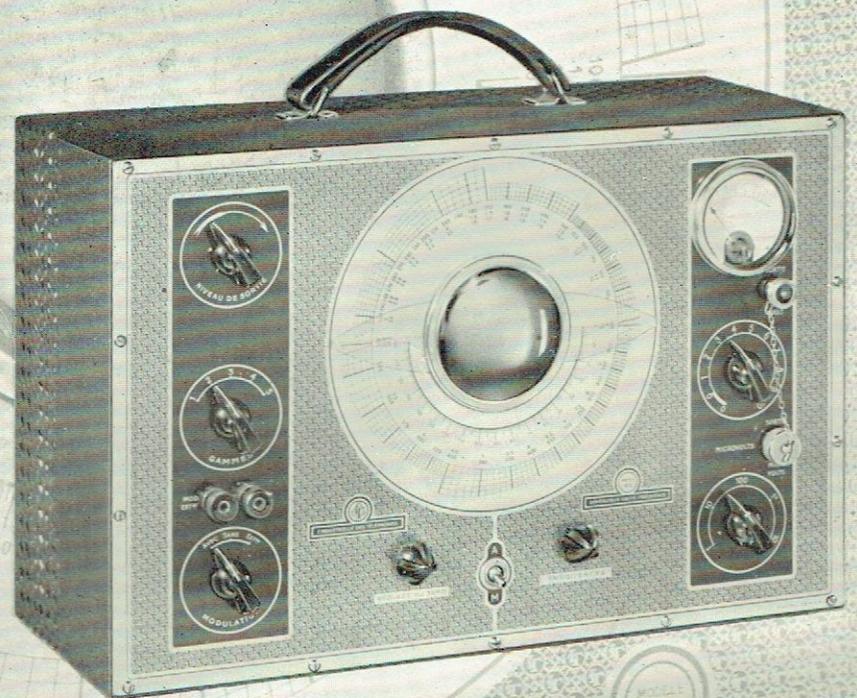
SUPERSONIC
BOBINAGES - MATÉRIEL PROFESSIONNEL

59, Rue de l'AQUEDUC PARIS
TÉL: NOR. 79-64

L'INDUSTRIELLE DES TÉLÉPHONES

GÉNÉRATEUR HAUTE FRÉQUENCE 41. B.

Étalonné en tension de sortie
de 100 KC à 31 MC
de 0,5 pV à 0,1 V



41B
GÉNÉRATEUR HAUTE-FRÉQUENCE

L'INDUSTRIELLE DES TÉLÉPHONES

2. Rue des ENTREPRENEURS . PARIS XV^e. Tél: Vau. 38-71

LE

**NOYAUX
MAGNÉTIQUES**

Publi. Coirat

**TOUTE LA
B.F.**

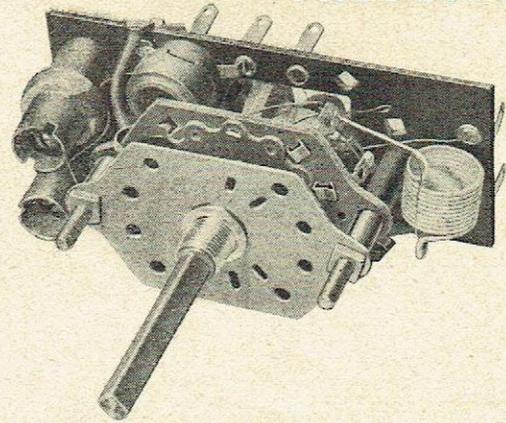
LABORATOIRE INDUSTRIEL D'ÉLECTRICITÉ
41, RUE ÉMILE ZOLA - MONTREUIL. (SEINE)
TEL. AVRON 39-20

**SOCIÉTÉ
OMEGA**

P A R I S
14, r. des Périchaux
Téléphone : LEC 98-40

VILLEURBANNE
11, 13, rue Songieu
Téléphone : VILL 89-90

**BOBINAGES
AMATEUR ET
PROFESSIONNEL**



**NOYAUX
MAGNÉTIQUES**

Publi. Coirat



SIÈGE SOCIAL ET USINE
161, rue des Pyrénées
ROQ. 97-49

SECURIT

BUREAUX ET VENTE
62, rue de Rome
LAB. 00-76

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

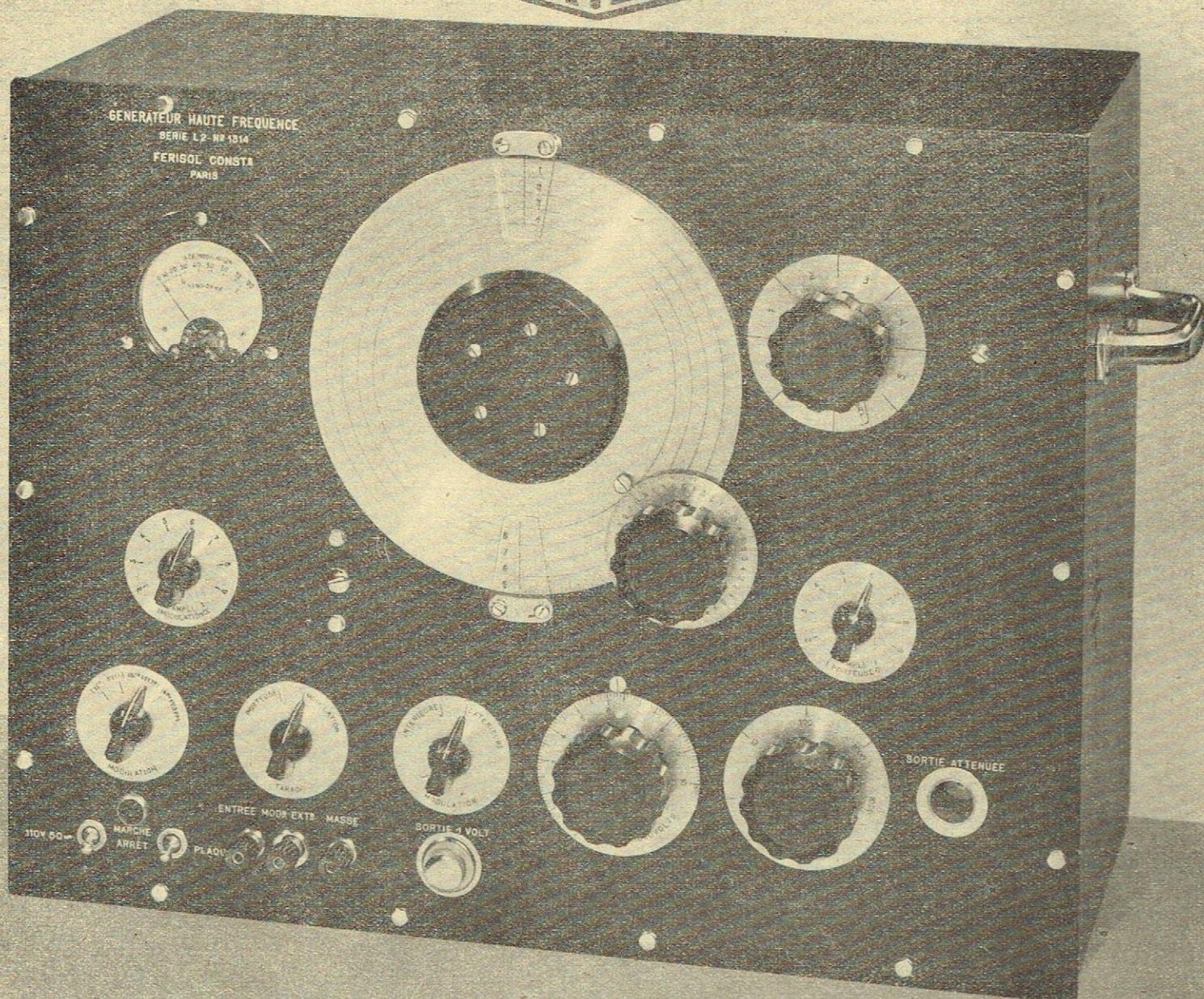
Matériel Radio-Électricité
Circuit magnétique en fer HF
Toutes études pour matériel professionnel

Blocs HF

MF

| | | | | |
|-----|-----------------------|----------|--------------------------|--------------------------------------|
| 507 | Petit modèle | 3 gammes | 207-209 à ajustables | Encombrement 35×35 |
| 509 | Modèle Standard | » | TB20-MB20 | » » 44×44 |
| 510 | Grand modèle | » | TRI-MR3 Noyaux réglables | » 44×44 |
| 511 | Modèle à poussoirs | » | SVTRI-MR3 | — » (sélectivité variable) |
| 512 | Grand modèle | 5 gammes | TR13 - MR23 - MR33 | (Haute musicalité) |
| 513 | » » avec HF | » | SVTRI3 | — (sélectivité variable) |

GÉNÉRATEUR A HAUTE FRÉQUENCE ,Type L.2.



NOUVEAU GÉNÉRATEUR DE HAUTE PRÉCISION
POSSÉDANT LES CARACTÉRISTIQUES SUIVANTES :

- DÉMULTIPLICATEUR AU 1/20^{ème}
- VERNIER DONNANT 32.000 POINTS DE LECTURE ENTRE 30 KILOCYCLES ET 50 MÉGACYCLES
- CONDENSATEUR LINÉAIRE DE FRÉQUENCE
- ALIMENTATION RÉGULÉE
- SORTIE ÉTALONNÉE

GEFFROY & C^{ie} CONSTRUCTEURS 9, Rue des Cloys. PARIS, 18^e Tél. Mon. 29-28

la radio française

REVUE MENSUELLE

Radio-diffusion — Télévision
Electronique — Organisation
professionnelle

Rédacteur en Chef:
Marc CHAUVIERRE

RÉDACTION
92, rue Bonaparte
PARIS (6^e)
TÉL.: DAN. 01-60

« LA RADIO FRANÇAISE » est diffusée en zone non occupée. On la trouve notamment dans les librairies suivantes :

Limoges. — Librairie Duvergier,
15, boulevard Carnot.

Lyon. — Librairie Camugli,
6, rue de la Charité.

Marseille. — Librairie Maupetit,
144, Canebière.

Montluçon. — Librairie Chaubaron,
56, boulevard de Courtais.

Narbonne. — Librairie Firmin,
54, rue Jean-Jaurès.

Toulon. — Librairie Rebufa,
21, rue d'Alger.

ADMINISTRATION



SOCIÉTÉ À RESPONSABILITÉ LIMITÉE
AU CAPITAL DE 1.200.000 FRANCS
ÉDITEUR

92, rue Bonaparte
TÉL.: DAN. 99-15

Le numéro.. .. Frs 10

Abonnements:

France et Colonies Frs 90

Etranger. Frs 140

— (tarif réduit) Frs 123

C. Ch. Paris 75-45

Novembre 1941

SOMMAIRE

N° 10

NOVEMBRE 1941

COUVERTURE

Un appareil remarquable : le générateur haute fréquence modèle 41 B de l'« Industrielle des Téléphones ». Cet appareil, étalonné en tensions de sortie, de 0,5 microvolt à 0,1 volt, couvre la gamme de 100 kilocycles à 31 mégacycles.

RADIODIFFUSION 233
par Marc CHAUVIERRE

La Radiodiffusion Nationale est entrée, d'ores et déjà, dans la voie des grandes réalisations.

**LA TELEPHONIE EN HAUT-PARLEUR PAR « INTER-
PHONES »** 234
par Jean VIVIE

Une incursion intéressante dans un domaine d'activité trop négligé par l'industrie radioélectrique.

**UN OSCILLOGRAPHE POUR LE RELEVÉ DES COURBES DE
SELECTIVITE** 238
par André FERRAND

L'auteur présente ici un oscillographe de conception tout à fait inédite et remarquable par sa grande simplicité.

**COMMENT REMEDIER AUX SIFFLEMENTS DE MOYENNE
FREQUENCE DANS LES SUPERHETERODYNES** 243
par Michel ADAM

Exposé complet d'où il ressort que les conférences internationales ne devraient pas seulement fixer les longueurs d'onde des postes d'émission, mais aussi la longueur d'onde de la moyenne fréquence des superhétérodynes.

**NOTE SUR LES EMETTEURS A PORTEUSE MOYENNE
CONSTANTE ET A PORTEUSE MOYENNE VARIABLE** .. 247
par P. GAMET (Suite)

**QUELQUES DONNEES TECHNIQUES ET PRATIQUES SUR
LES AMPLIFICATEURS BASSE FREQUENCE ALIMENTES
SUR LE SECTEUR SANS TRANSFORMATEUR** 250
par le Laboratoire de « La Radio Française »

Une contribution intéressante à l'étude des récepteurs.

**DISPOSITIF POUR LE RELEVÉ DES COURBES DE REPONSE
BASSE FREQUENCE A L'OSCILLOGRAPHE CATHODIQUE** 255

**LA NORMALISATION DES LAMPES DE RECEPTION A
USAGE PROFESSIONNEL** 256

CHEZ LES CONSTRUCTEURS 257

231

RIBET & DESJARDINS

S.A.R.L. 300.000

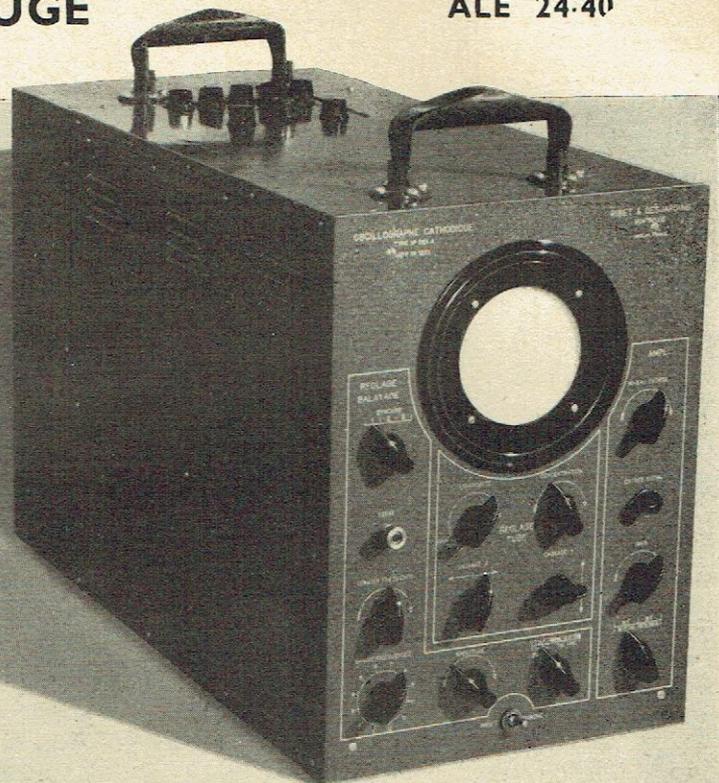
13, rue Périer — MONTROUGE

ALE 24.40

APPAREILS DE CONTROLE

Classe Laboratoire

Oscillographes Cathodiques
Commutateurs Electroniques

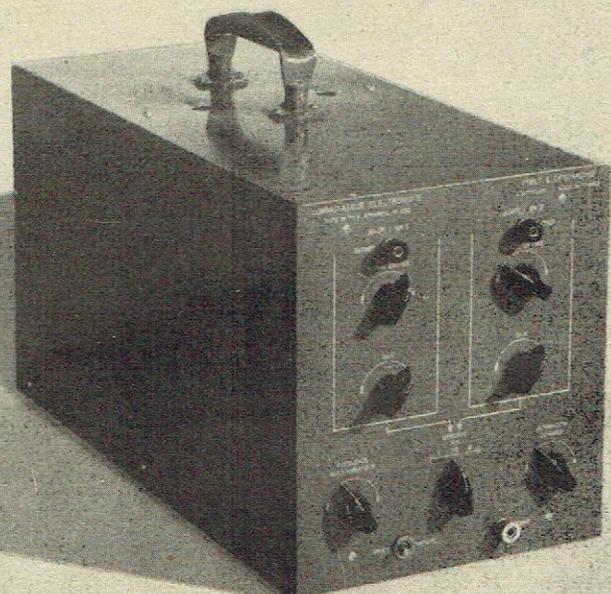


OSCILLOGRAPHIE
263 A



OSCILLOGRAPHIE
265 A

COMMUTATEUR
ÉLECTRONIQUE 715 A



PHOT. M. DUPUIS

RADIODIFFUSION

JE reviens sur le sujet :
D'abord, parce que mon dernier article, mal interprété, a ému beau coup de camarades.

Ensuite, parce que, au cours d'un voyage récent dans le Midi de la France, j'ai pu prendre contact directement avec les animateurs de la Radiodiffusion Nationale, et constater, par moi-même, l'effort fait en ce moment par cette dernière.

J'ai souvent critiqué la Radiodiffusion Nationale, et je la critique encore ; mais ce ne sont pas les hommes pour la plupart desquels j'ai la plus haute estime, que je discute, c'est surtout l'esprit qui s'y manifeste.

Puisque les circonstances m'y invitent, je vais aller plus au fond de ma pensée.

La Radiodiffusion Nationale s'est actuellement enrichie, aussi bien sur le plan artistique que sur le plan technique, des collaborateurs des Postes privés repliés en zone non occupée. Ceux-ci apportent, dans leur travail, le même esprit créateur dont ils ont fait preuve dans le passé.

Mais, disons-le franchement, ils ne sont pas toujours bien vus des anciens cadres, qui regardent d'un mauvais œil ces intrus venant bouleverser leurs habitudes et leur méthode.

Une minorité de ces représentants des temps révolus s'ingénie à paralyser l'effort des nouveaux, croyant de cette manière défendre leurs positions. Les peaux d'orange et les pelures de banane ne sont pas rares à Marseille, à Lyon et à Vichy : c'est contre cet état d'esprit que je m'élève (état d'esprit qui s'est cristallisé dans le fameux décret auquel j'ai fait allusion).

Mais, ce qu'il y a d'admirable, c'est que, malgré cela, les nouvelles équipes, en collaboration avec ceux des anciennes qui ne sont pas aveuglés par le dépit (qui sont même souvent heureux d'avoir l'occasion de manifester leur valeur), la Radiodiffusion Nationale est entrée, d'ores et déjà, dans la voie des réalisations.

Des difficultés sans nombre surgissent tous les jours ; cependant, à Marseille, des installations se montent : le Cinéma « Chave » a été transformé et, enfin, la Radiodiffusion Nationale possède un studio de 3.000 mètres cubes. Dans quelques semaines, le Palais du Congrès sera, lui aussi, transformé en studio. A Vichy, un embryon de laboratoire a été créé et déjà on travaille aux éléments qui entreront dans la future maison de la Radio.

Sur le plan artistique, les programmes que la Radiodiffusion Nationale élabore sont nettement meilleurs que ceux qu'elle diffusait avant-guerre, et même, ils sont meilleurs que ceux élaborés par la Fédération Française de Radiodiffusion, qui n'est autre chose que la survivance de la Radio privée. Qui l'eût cru ?

Mais ce progrès, pour être durable, demande, qu'une fois pour toutes, la paix soit faite entre les anciennes équipes et les nouvelles. Il ne doit pas y avoir de concurrence entre des hommes qui ont, aujourd'hui, le même but : faire revivre la Radiodiffusion française.

* * *

Pour que le travail entrepris soit encore plus efficace, je demanderai à tous ceux qui, par la force des choses, ont établi leur quartier général au Sud de l'Allier, de ne pas oublier qu'il y a aussi, au Nord, des techniciens et des artistes. Il y a, à Paris, quelques centres d'étude des problèmes de radiodiffusion, et je me flatte d'en animer quelques-uns. La Radio Nationale ne doit pas les ignorer, et il ne s'agit pas seulement de collaborer entre anciens et nouveaux, il faut surtout et tout simplement collaborer entre Français.

Marc CHAUVIERRE.

Un domaine d'activité trop négligé par l'industrie radioélectrique :

LA TÉLÉPHONIE EN HAUT-PARLEUR PAR " INTERPHONES "

par Jean VIVIÉ

Si le champ d'activité offert par la technique du « public-address » a été exploité pour les besoins les plus divers, il semble, par contre, que l'on ait un peu négligé les possibilités de l'échange des conversations téléphoniques en haut-parleur, de ce que les radiotechniciens américains dénomment souvent le système du « private-address » mais que nous désignons plus volontiers par le nom d' « interphone » donné aux appareils utilisés dans ce but.

Les domaines d'application de l'interphone justifient cependant que l'on s'y intéresse, qu'il s'agisse tant des constructeurs que des utilisateurs; sans parler des diverses applications privées, nous citerons seulement les services que peut rendre la téléphonie en haut-parleur dans toutes les grandes administrations et usines où elle permet de joindre très rapidement toute personne en déplacement et de donner sur-le-champ toutes instructions utiles : il s'agit là d'avantages réels que le simple téléphone ne peut rendre aussi rapidement et avec aussi peu de dérangement et autant de facilités; ceci ne constitue qu'un exemple entre beaucoup d'autres, sans parler des cas courants où la téléphonie en haut-parleur doit remplacer le simple téléphone pour des raisons de rapidité et de commodité universellement appréciées.

**

La technique de l'interphone s'est développée sur deux principes différents, selon les buts poursuivis : la solution la plus répandue concerne le cas d'application à un réseau limité et fait appel à l'amplification pure et simple des courants téléphoniques; une autre solution offrant un champ d'action plus vaste repose sur le principe

de la transmission par onde porteuse; dans les deux cas, on a mis en œuvre l'utilisation des haut-parleurs magnéto-dynamiques comme organes émetteurs ou récepteurs et les résultats acquis dans cette voie ont été des plus satisfaisants.

**

Les interphones téléphoniques

Sous le titre d' « interphones téléphoniques », nous désignerons les systèmes du premier type, dans lesquels on réalise les liaisons par transmission sur lignes bifilaires, au moyen de courants à fréquences téléphoniques.

A. — Le principe de base est des plus simples : il consiste dans l'emploi du haut-parleur dynamique à aimant permanent comme microphone ou haut-parleur et dans l'utilisation d'un amplificateur BF de type courant, branché à l'entrée de la ligne de transmission

(fig. 1); sous cette forme simple, un inverseur bipolaire est nécessaire pour passer de la position « émission » à la position « réception » et doit donc être manœuvré à chaque fois que le poste principal veut parler au poste secondaire : celui-ci peut parler à son tour chaque fois que le poste principal se place en position d'écoute. Si l'on envisage le cas où le poste principal doit pouvoir travailler en liaison avec plusieurs correspondants, il y a lieu de prévoir autant de lignes bifilaires que de postes secondaires et d'installer sur le poste principal un contacteur permettant le branchement sur telle ligne désirée : tout se passe alors comme dans le cas de plus simple réduit à deux postes; toutefois, un inconvénient apparaît alors en ce que les postes secondaires non branchés ne peuvent plus appeler le poste principal : on a donc tout simplement consenti à employer des lignes de liaison à trois fils (en réalité des lignes à

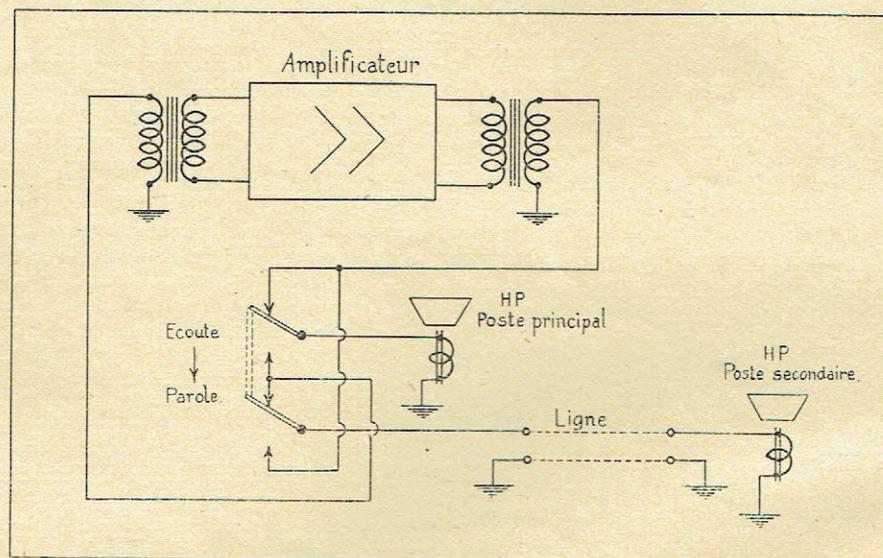


Fig. 1. — Schéma d'un « interphone téléphonique » ne comportant que deux postes : le poste principal et le poste secondaire. Le poste principal fonctionne ici comme récepteur.

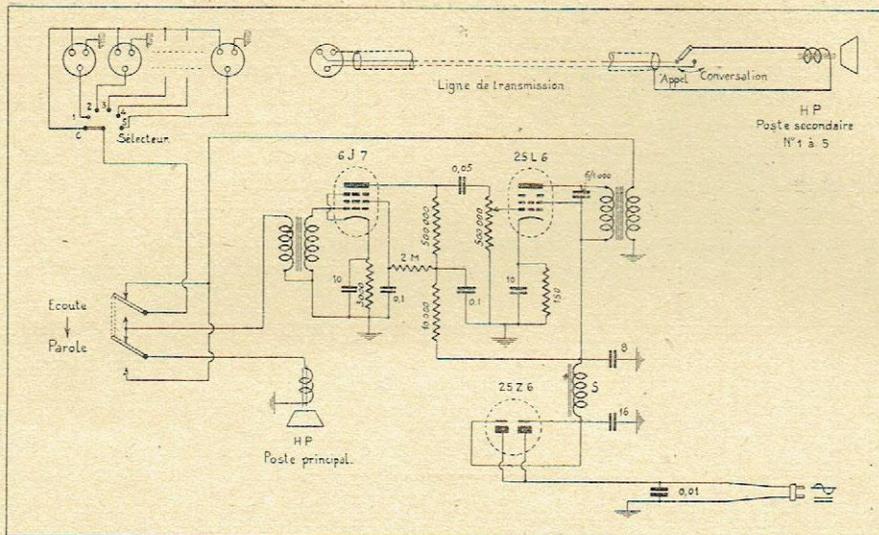


Fig. 2. — Schéma d'un « interphone téléphonique » comportant un poste principal et plusieurs postes secondaires. Le sélecteur est dans la position C, permettant à tous les postes secondaires d'appeler le poste principal, et inversement. Pour parler à l'un quelconque des postes secondaires, le sélecteur devra occuper la position correspondant à ce poste et l'inverseur être mis sur la position « parole ».

deux fils sous gaine métallique), en prévoyant sur le contacteur une position supplémentaire branchant tous les postes secondaires en parallèle sur le poste principal, lequel peut alors recevoir les appels, voire émettre un appel général à tous ses correspondants. C'est ce dispositif qui est utilisé en figure 2, où est donné un schéma complet du type d'interphone le plus courant : l'amplificateur est un « tous courants » classique, utilisant une préamplificatrice 6J7, une lampe de puissance 25L6 et une valve 25Z6 : l'inverseur « parole-écoute » est réalisé sous forme d'un organe à clef à rappel constant, en sorte que le titulaire du poste doit maintenir la clef abaissée tant qu'il parle et lâcher la clef dès qu'il a cessé de parler : cette manœuvre se révèle très facile à l'usage. On remarquera que le transformateur du haut-parleur du poste secondaire est monté dans le poste principal : si donc on utilise le transformateur de type courant dont le secondaire est adapté à la faible impédance de la bobine mobile (valeur moyenne : 2 ohms), on aura soin de limiter la longueur des lignes de transmission et de les constituer avec du câble à très faible résistance (50 à 100 mètres en fil 15/15) ; pour une transmission à plus grande distance, il y a lieu de modifier l'installation : l'entrée de ligne du poste principal comporte un transformateur d'adaptation dont le secondaire présente une impédance de 200 à 500 ohms, et chaque haut-parleur de poste secondaire est muni d'un transfor-

mateur réalisant au primaire la même impédance : dans ces conditions, la distance de communication peut atteindre plusieurs centaines de mètres.

B. — On conçoit facilement la critique des possibilités du système précédent : les communications ne peuvent être établies qu'entre le poste principal et chacun des postes secondaires, lesquels ne sauraient entrer en intercommunica-

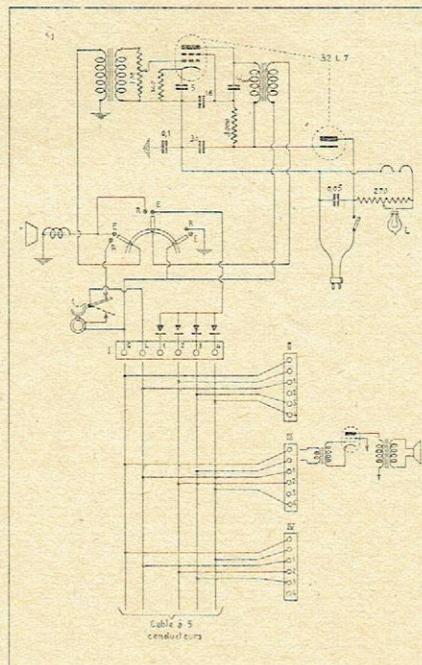


Fig. 3. — Schéma d'un « interphone téléphonique » permettant une intercommunication totale entre les correspondants. C'est le même appareil, ne comportant qu'un seul étage d'amplification, qui est utilisé pour chaque correspondant.

tion ; par contre, les postes secondaires sont des plus simples et n'exigent aucune alimentation sur secteur. On peut cependant préférer l'obligation d'une alimentation à chaque poste et obtenir en contrepartie la possibilité d'une intercommunication totale entre les correspondants.

Divers systèmes ont été proposés dans ce but ; l'un des plus ingénieux consiste à utiliser pour chaque correspondant le même appareil ne comportant qu'un seul étage d'amplification, de sorte que les postes travaillent en cascade et fournissent une puissance suffisante pour assurer normalement des liaisons à 150 mètres de distance. Le schéma de la figure 3 indique les détails du montage utilisé ; l'étage d'amplification est du type courant avec transformateurs d'entrée et de sortie (prévus pour une impédance de ligne de 5 ohms) et tube pentode formant l'un des éléments d'une lampe multiple 32L7 ; un contacteur rotatif donne les deux positions « parole-écoute » et l'inverseur commandé automatiquement par le décrochage du combiné réalise l'écoute téléphonique ; le poste avec lequel on désire entrer en communication est sélectionné par bouton-poussoir. La liaison entre les divers postes est assurée par une ligne comportant autant de conducteurs que de correspondants plus un, soit 5 fils pour 4 correspondants, ainsi qu'il est indiqué sur le schéma où l'un des postes correspondants (n° III) est figuré en position d'écoute, le contacteur du poste n° I étant en position de parole. On remarquera enfin que, dans le cas d'utilisation du combiné, le haut-parleur reste branché à l'entrée du poste pour servir de microphone, tandis que l'écoute téléphonique est connectée à la sortie de ligne L : de cette façon, l'opérateur du poste n'a plus à agir sur le contacteur pour passer de parole à écoute.

C. — La sujétion de la manœuvre d'un inverseur pour passer de la position d'émission à la position de réception a été souvent reprochée à la technique courante de l'interphone, quoiqu'en pratique, ainsi que nous l'avons dit, cette manœuvre devienne rapidement un geste automatique. Or, une solution existe, qui permet d'échanger les conversations de la façon courante, solution empruntée d'ailleurs à la technique téléphonique des « répé-

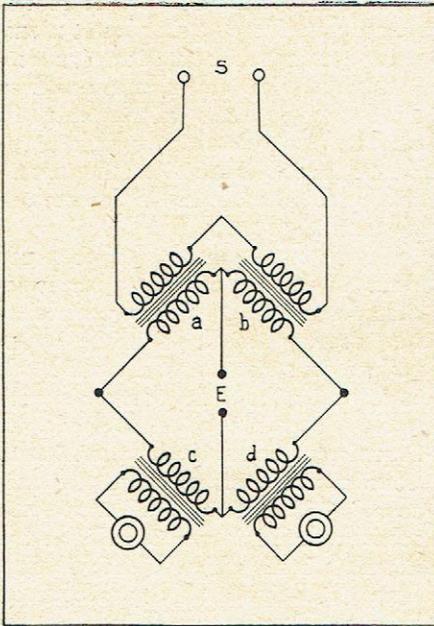


Fig. 4a. — Montage en pont de quatre transformateurs équilibrés deux à deux ; $a = b$ et $c = d$. Une tension alternative, appliquée en S, ne fait apparaître aucune tension en E ; par contre, des tensions variables induites par les transformateurs c et d font apparaître une tension en E.

tance : toutefois, l'application de cette technique exige évidemment un matériel plus onéreux.

Le principe de la solution consiste à brancher simultanément le haut-parleur-microphone à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur sans provoquer d'effet réactif grâce à un montage en pont soigneusement équilibré ; étant donné (fig. 4 a) un pont comportant quatre transformateurs deux à deux équilibrés sur les branches a, b et c, d on observe évidemment que, si une tension alternative est appliquée en S, elle parvient aux secondaires des transformateurs c et d, mais qu'aucune tension n'apparaît en E sur la dia-

gonale du pont : par contre, toute tension induite par les transformateurs des branches c et d parvient en E. Le schéma de la figure 4 b montre le dispositif en pont appliqué au cas de l'amplificateur dont l'entrée est connectée sur la diagonale du pont et la sortie sur le primaire des transformateurs des branches a, b ; il apparaît ainsi que la

l'entrée de l'amplificateur : la tension amplifiée sera induite en a et b, et comme les deux enroulements sont bobinés en sens opposé, les tensions correspondantes seront égales et en opposition de phase : elles passeront par c et d, actionnant le haut-parleur II, pour se boucler sur la prise médiane du potentiomètre P connectée à la

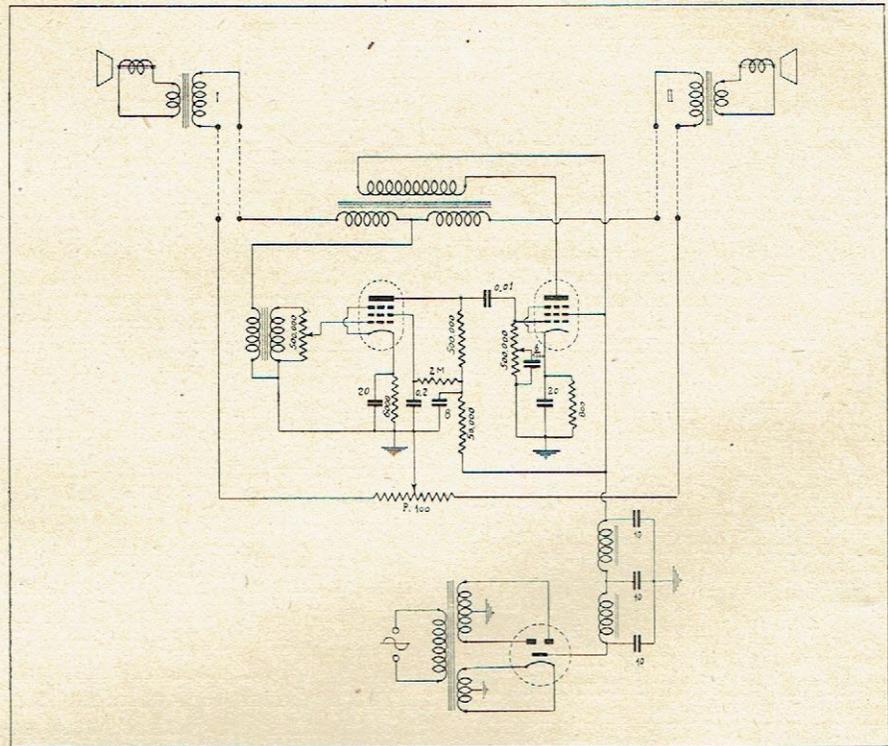


Fig. 5. — Schéma de montage d'un « interphone téléphonique » utilisant le principe du pont équilibré représenté fig. 4 b.

tension amplifiée n'agira pas sur l'entrée de l'amplificateur, d'où annulation de tout effet de réaction ; considérons, en effet, une tension modulée issue du microphone I et induite en c : cette tension passant en a sera appliquée à

masse : le potentiomètre étant réglé pour l'équilibre du pont, aucune tension ne sera réinjectée sur l'entrée de l'amplificateur.

Les détails d'un montage utilisant ce principe de pont équilibré sont indiqués en figure 5 ; l'amplificateur est de type courant avec contrôle de volume et contrôle de tonalité ; les transformateurs des haut-parleurs-microphones sont prévus pour fonctionner avec le transformateur spécial d'équilibrage : les impédances réalisées conviennent pour l'utilisation sur une ligne longue, soit :

250 ohms pour chaque secondaire du transformateur d'équilibrage ;

500 ohms pour les primaires des transformateurs de haut-parleurs ;

10.000 ohms pour le primaire du transformateur d'équilibrage, et le potentiomètre d'équilibre de ligne présente une résistance de 100 ohms, suffisante pour égaliser

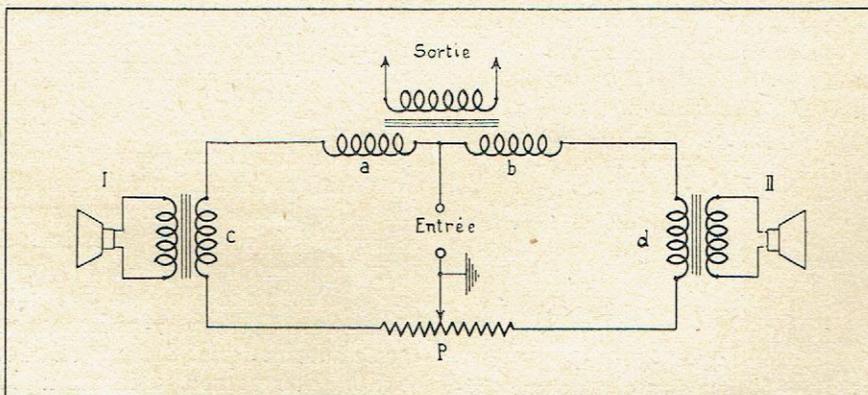


Fig. 4b. — Montage en pont dans lequel l'amplificateur est connecté sur la diagonale du pont et sur le primaire des transformateurs a-c et b-d. Les haut-parleurs-microphones sont branchés simultanément à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur, sans provoquer d'effet réactif.

les deux branches d'une ligne de transmission de 500 ohms. La réalisation d'un tel ensemble ne peut évidemment souffrir la médiocrité et le blindage de tous les éléments est indispensable pour éviter toute induction parasite à la fréquence du secteur.

Les interphones à onde porteuse

La téléphonie par onde porteuse connaît un domaine d'application vaste autant qu'important pour les transmissions sur les réseaux d'énergie électrique à haute tension ; on a en effet tout naturellement pensé utiliser les lignes de transport de force pour servir de ligne de transmission téléphonique entre les usines génératrices et les sous-stations. La technique de la téléphonie par onde porteuse sur les lignes à haute tension a fait l'objet d'études approfondies et de nombreuses réalisations ; nous nous contenterons ici d'en rappeler le principe pour nous borner au problème plus limité de l'interphone à onde porteuse ; il s'agit tout simplement de moduler un étage oscillateur dont les ondes à haute fréquence se propagent sur la ligne à laquelle l'oscillateur est couplé ; il convient naturellement de prévoir sur la ligne des circuits de dérivation HF aux bornes de tous les points de coupure et de tous les organes présentant une impédance élevée. Dans le cas de l'interphone à onde porteuse, de tels circuits de dérivation ne seront pas utilisés, étant donné qu'il s'agit de transmission à faible distance ; il faudra néanmoins ne pas perdre de vue que l'onde porteuse ne franchira pas les organes à haute impédance intercalés sur la ligne, tels que compteurs, transformateurs, etc... : si d'ailleurs il pouvait en résulter un inconvénient quelconque pour le champ de rayonnement, il suffirait — au lieu d'avoir recours aux canalisations de distribution électrique — d'installer une ligne de transmission à fil unique reliant entre eux tous les postes interconnectés.

Le schéma d'un interphone à onde porteuse comporte naturellement un étage oscillateur pour l'émission et un étage détecteur pour la réception ; la plupart des équipements réalisés ont cherché à utiliser la même lampe alternative-ment en oscillatrice ou en détec-

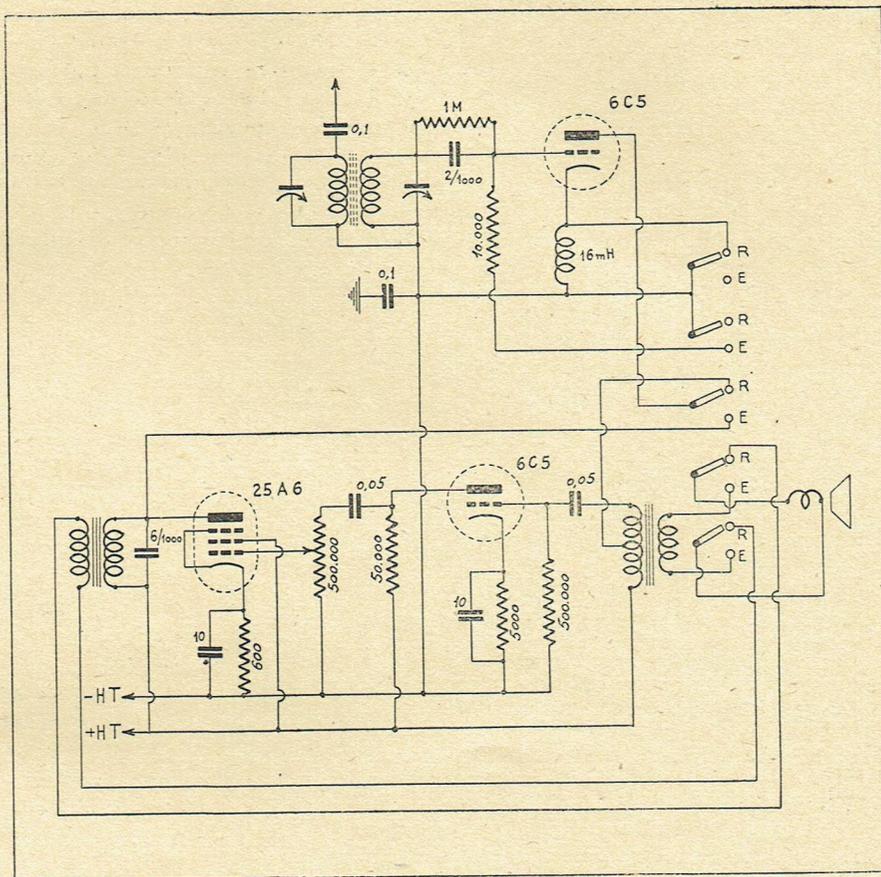


Fig. 6. — Schéma d'un interphone à onde porteuse. Une même lampe est utilisée, soit en oscillatrice, soit en détectrice. L'inverseur quintuple est dans la position de réception.

trice : quant à la fréquence de l'onde porteuse utilisée, elle a été la plupart du temps choisie aux alentours des fréquences de 450-470 kc, correspondant à l'amplification intermédiaire des récepteurs de radio, afin de ne provoquer aucun trouble dans la réception des émissions radiophoniques.

Un schéma type est représenté en figure 6 ; l'équipement comprend 3 lampes et une valve en montage « tous-courants », dont une triode 6C5 utilisée soit en oscillatrice, soit en détectrice, une triode 6C5 montée en préamplificatrice et une penthode 25A6 utilisée en amplificatrice-modulatrice. Un inverseur bipolaire quintuple permet de passer de la position émission à la position réception ; pour l'émission, la lampe 6C5 est amenée à l'oscillation en insérant dans la cathode une self de choc et en branchant sur la grille une résistance de fuite connectée à la masse : la modulation est assurée à partir de la penthode 25A6 par connexion des plaques respectives, et le haut-parleur faisant office de microphone est branché sur le transformateur d'entrée de la préamplificatrice 6C5.

Dans la position de réception, la détectrice 6C5 fonctionne normalement par condensateur shunté et le couplage à la préamplificatrice 6C5 est effectué par une portion du primaire du transformateur d'entrée ; le haut-parleur est connecté par ailleurs au transformateur de sortie de la penthode 25A6.

Nous signalerons, pour terminer, que l'interphone à onde porteuse est capable d'assurer avec un seul fil de transmission des intercommunications sélectives : il suffit, à cet effet, d'utiliser des fréquences différentes pour l'onde porteuse, chaque poste possédant à la réception une fréquence d'accord particulière.

**

Comme on le voit par cette étude succincte, la technique des « interphones » est simple et les avantages d'emploi que nous avons détaillés en début d'article sont suffisants pour prévoir, dès que les conditions d'approvisionnement seront redevenues normales, le plus bel essor au développement de la téléphonie privée en haut-parleur.

Un Oscillographe pour le relevé des courbes de sélectivité

par **André FERRAND**

On sait qu'il est impossible de régler un récepteur dont la courbe de sélectivité présente un palier ou deux bosses avec la solution classique du voltmètre de sortie. Le relevé de la courbe de sélectivité à l'oscillographe s'impose ; mais ces derniers appareils sont, en général, compliqués et coûteux.

C'est pourquoi « La Radio Française » est heureuse de présenter une solution tout à fait inédite et dont le principal mérite est la très grande simplicité. En effet, l'ensemble complet (oscillographe et générateur modulé), ne comporte qu'un tube cathodique, trois lampes et une valve. En outre, l'oscillographe peut être utilisé pour étudier la basse fréquence du récepteur.

Buts proposés

Faire apparaître sur l'écran d'un tube cathodique le dessin de la courbe moyenne fréquence d'un récepteur radio à la fréquence standard de 472 kc ;

Pouvoir moduler une fréquence provenant d'un générateur extérieur de façon à pouvoir examiner, en un point quelconque de la gamme, la courbe de réponse d'un étage HF, par exemple ;

Pouvoir faire varier la largeur de la bande de fréquences balayée.

Description

L'ensemble comprendra donc :

- a) Un générateur HF ;
- b) Un tube cathodique avec son alimentation et un système de balayage ;
- c) Un amplificateur pour le sens vertical.

Le générateur

Pour faire apparaître la courbe, il faut promener la fréquence du générateur d'un certain nombre de kilocycles de part et d'autre de la fréquence incidente F . En effet, pour chaque fréquence $F - f$ ou $F + f$ apparaît, aux bornes de la résistance de détection du récepteur, une certaine tension déterminée par la forme de la courbe MF.

Plus la sélectivité est élevée, plus cette tension sera faible pour un désaccord donné.

Le moyen le plus répandu est celui du moteur synchrone (générateurs Clogh Brengle et similaires). Nous emploierons ici le procédé électronique, bien préférable au point de vue simplicité et sécurité de fonctionnement. Rappelons-en ici le principe :

Lorsqu'un constructeur indique pour une lampe une certaine capacité d'entrée, il s'agit là de la *capacité STATIQUE*. Mais, en fonctionnement, cette capacité varie avec le facteur d'amplification. La capacité grille cathode restant immuable, la capacité dynamique est représentée par la formule :

$$C_e = C_{gk} + C_{gp} (1 + K).$$

D'autre part, $K = S$.

Donc, si par un moyen quelconque, je fais varier , la capacité d'entrée pourra varier dans de grandes

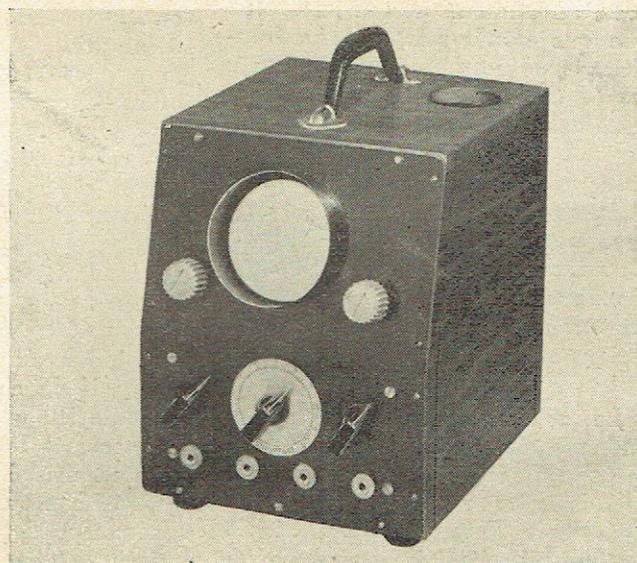


Fig. 1. — L'oscillographe cathodique.

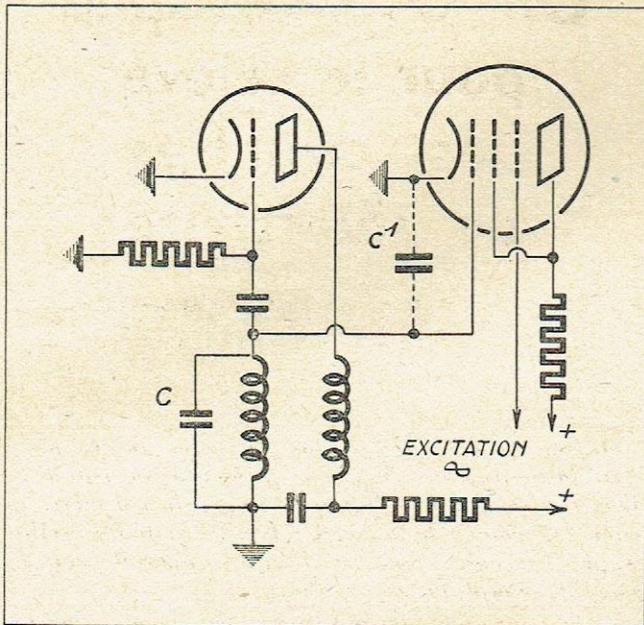


Fig. 2. — Schéma de principe d'un modulateur de fréquence. La capacité C' de la lampe de contrôle de fréquence est en parallèle sur la capacité d'accord C du circuit oscillant. Il faut que C soit relativement faible par rapport à C' .

proportions. Ce sera le cas si, dans une penthode, je fais varier la polarisation de la grille suppressor.

Si je monte cette lampe en parallèle avec un circuit oscillant (fig. 2), la fréquence dudit circuit variera donc avec la polarisation du suppressor ; si je lui

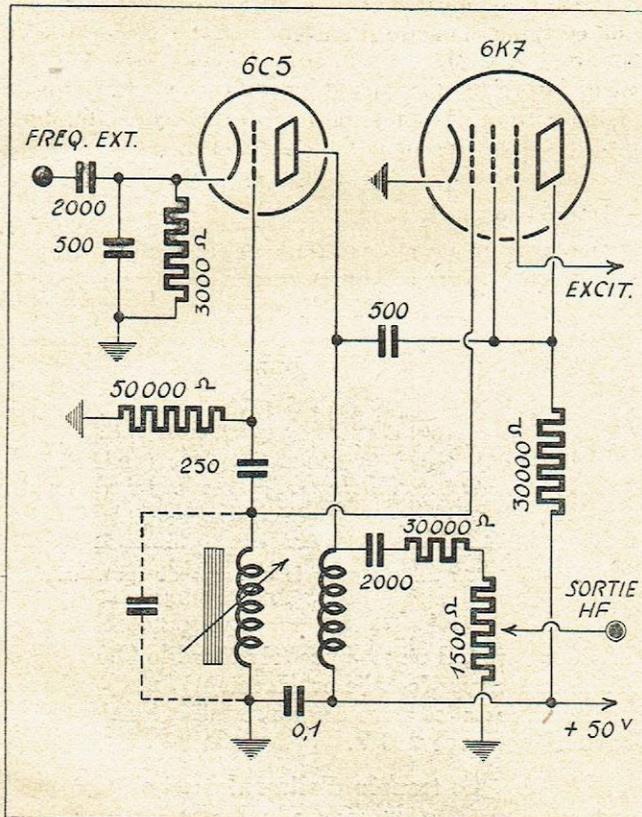


Fig. 3. — Schéma pratique du modulateur de fréquence. La capacité C est constituée par la capacité répartie du bobinage d'accord en introduisant dans le circuit cathode la tension provenant d'un générateur HF. On a par battement une fréquence modulée.

applique une tension alternative, la fréquence d'accord variera à la fréquence de la tension appliquée.

Mais, attention ! Au cours de notre variation de tension de G_3 , nous devons rester dans la partie utilisable de la caractéristique de la lampe ; avec une 6J7 alimentée à 50 V plaque, nous avons toutes chances de ne pas satisfaire à cette condition. Nous utiliserons donc la lampe à pente variable 6K7 et arriverons définitivement au schéma de la figure 3.

Remarque importante. — La variation de capacité obtenue ne pourra être que d'une vingtaine de centimètres. Il est donc nécessaire de constituer le circuit oscillant avec beaucoup de self et peu de capacité. Dans cette voie, j'ai utilisé avec succès le bobinage décrit figure 4.

Il faut veiller, néanmoins, à ce qu'il n'y ait pas trop d'harmoniques.

Le potentiomètre P_3 est l'atténuateur HF classique ; il permet de délivrer environ 1 V HF en laissant une résistance de garde très élevée du côté plaque. De cette façon, il ne réagit pas du tout sur la fréquence du circuit oscillant.

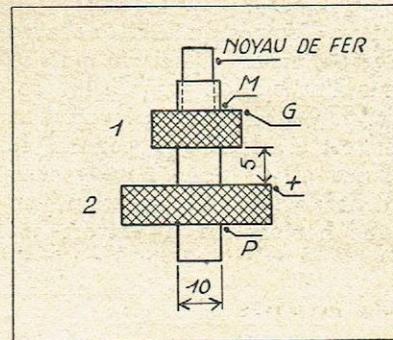


Fig. 4. — Le bobinage oscillateur choisi est un bobinage d'accord grandes ondes étalonnage S.P.I.R. La capacité répartie du bobinage et l'action du noyau de fer permet d'accorder l'ensemble à 472 kc.

Le tube cathodique et son alimentation

J'ai utilisé pour cette réalisation un tube Philips DG71, mais les valeurs indiquées peuvent, avec de faibles retouches, convenir pour tout autre tube de petit diamètre (906 RCA ou Mazda...).

Ce tube peut fonctionner sous 500 V, mais, pour obtenir une plus grande finesse du spot, je l'alimenterais avec 700 V.

Le pont, pour cette raison de faible consommation, sera établi très résistant (3,5 mégohms) (fig. 5). La valve pourra être une 80, mais on voit sur le schéma général que l'ampli et le générateur sont alimentés à travers des résistances de 300.000 ohms à partir du + HT, ce qui fait qu'au départ, les condensateurs de découplage supportent les 700 V, ce qui, à moins d'utiliser des condensateurs à fort isolement, toujours encombrants, risque d'être mauvais pour leur santé. Il est donc bien préférable d'utiliser une valve à chauffage indirect (80S ou 5Y3GB).

Balayage

Il doit être synchrone avec la tension appliquée à G_3 . Il vient donc tout d'abord à l'idée de balayer en sinusoïde à 50 périodes et d'appliquer le filament à G_3 . Mais, dans ce cas, il faut prévoir une mise en phase de l'aller et du retour, ce qui s'est révélé assez délicat à réaliser. J'emploierai donc un balayage linéaire sans thyatron, en utilisant un brevet L.M.T. qui date de quelques années.

Dans un redressement à une alternance, et à la double condition que le débit soit faible et le filtrage

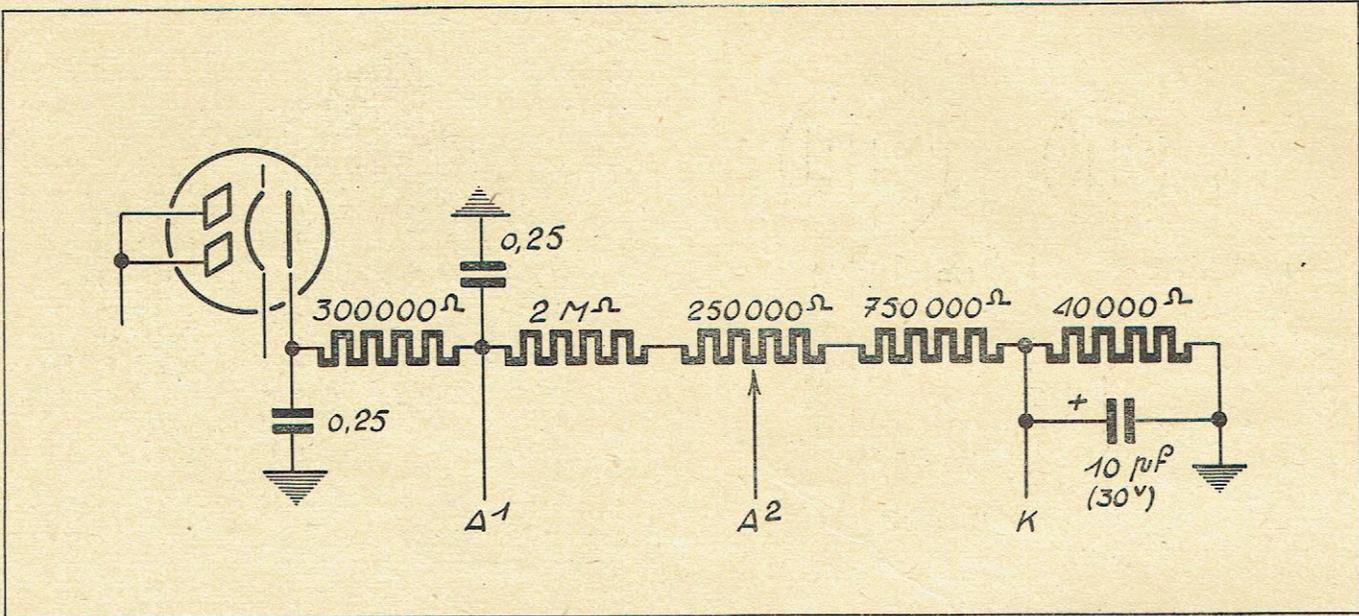


Fig. 5. — Pont d'alimentation du tube cathodique.

mauvais — le condensateur d'entrée du filtre se charge pendant la première demi-alternance positive, puis se décharge dans le circuit d'utilisation jusqu'à la prochaine alternance positive. On obtient ainsi une dent de scie dont le retour est évidemment comme le montre la figure 6. Nous allons donc nous servir, pour balayer, de la dent de scie en question, en l'appliquant à la plaque horizontale à travers un condensateur C (fig. 7).

La tension ainsi développée dépend de la valeur du condensateur de filtrage C2. J'ai déterminé expérimentalement la valeur de 0,25 MF.

Evidemment, le retour du spot est gênant. Je monte dans le circuit de retour une résistance de 2.000 ohms qui me fournira une tension négative d'extinction du spot pendant le retour de celui-ci. La polarisation fixe du tube devra être ajustée à + 5 V, par la résistance du pont.

Les fuites du condensateur de liaison, bien que faibles, peuvent apporter un décentrage du spot qu'il sera facile de corriger en mettant une résistance R (fig. 7) de l'ordre de 20 mégohms entre la plaque déflectrice et la masse.

L'amplificateur vertical

Il sera réduit à sa plus simple expression et comportera uniquement une 6J7 montée avec 100.000

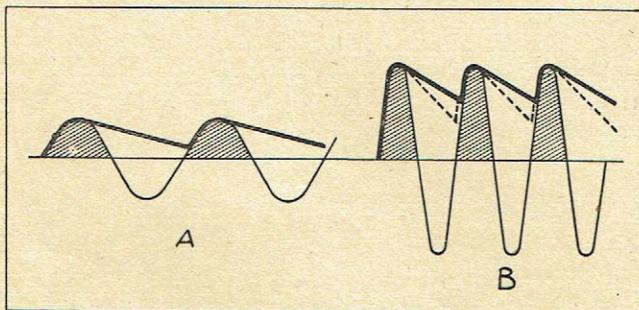


Fig. 6. — Méthode utilisée pour obtenir le balayage en « dent de scie » du tube cathodique. Comme on ne redresse qu'une alternance, le condensateur de filtre se décharge lentement, et la tension aux bornes du condensateur correspond approximativement à la tension représentée en A (trait plein sur la figure B). On voit que la tension en « dent de scie » varie avec la valeur de la capacité du filtre.

ohms plaque, ce qui permet de passer le 8.000 périodes environ. La résistance de cathode sera laissée en contre-réaction pour éviter toute distorsion de phase, très sensible vu la forme des signaux correspondant à de très basses fréquences.

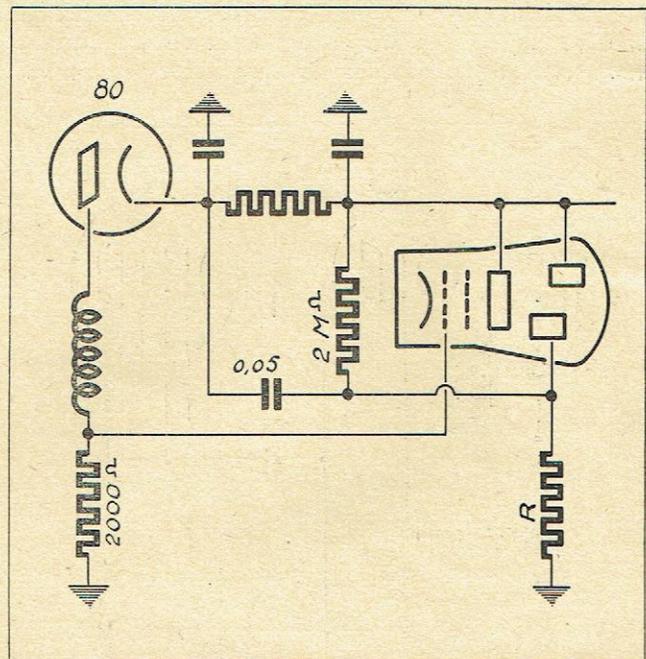


Fig. 7. — Solution utilisée pour le centrage du spot. La résistance R est de l'ordre de 100 mégohms.

Evidemment, il ne sera pas très sensible (0,8 V d'entrée pour balayer le tube entièrement), mais cela n'a aucune importance pour ce que nous voulons en faire. Il fonctionne sous 250 V.

Le transfo d'alimentation

Nous ne consommons qu'une très faible puissance (25 W). Un circuit de 45 × 45 est donc suffisant avec 2,5 cm de tele.

La règle de Boucherot nous donne 7 spires par volt et nous aurons comme secondaire :

6 V — 0,9 A, lampe ;
 5 V — 2 A, valve ;
 700 V — 10 MA, HT (largement calculée) ;
 4 V — 1 A CH, tube.

On pourrait, évidemment, chauffer le tube sur l'enroulement lampes à travers une résistance de 2 ohms, mais le circuit de chauffage n'ayant pas de point commun avec la masse, on risquerait d'avoir une modulation à 50 périodes.

Montage de l'ensemble

L'ensemble est monté sur un châssis, comme le montre clairement la photo illustrant cet article. Le tube est incliné de façon à faciliter l'observation. Le transformateur est monté en dessous du châssis, qui forme ainsi écran électromagnétique par rapport au tube.

Réglage

La tension appliquée à G3 avait tout d'abord été prévue sinusoïdale, mais on se rendra compte, d'après la figure 8, que cela est impossible. Elle doit être, en réalité, une fraction de la tension de balayage avec un maximum de 10 V (pour ne pas saturer la lampe).

La sortie HF est connectée à la grille de la changeuse, celle-ci étant mise, de préférence, en OC pour éviter les interférences.

L'entrée ampli à la résistance de détection.

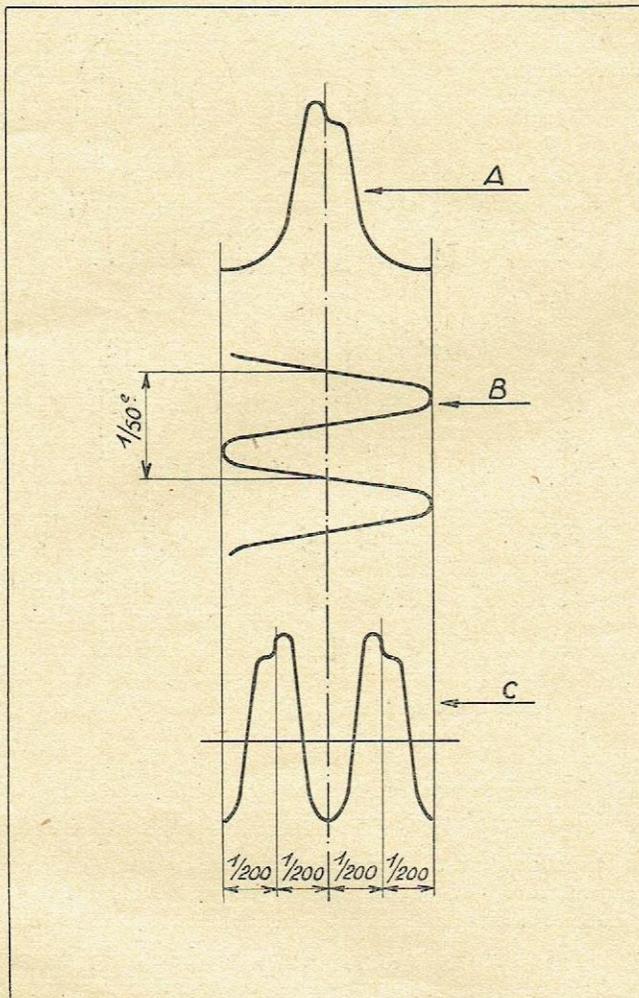


Fig. 8. — Ce qui se passe si on applique une tension sinusoïdale B à la grille de la lampe modulatrice de fréquence : on obtient deux courbes symétriques C au lieu d'obtenir la courbe A.

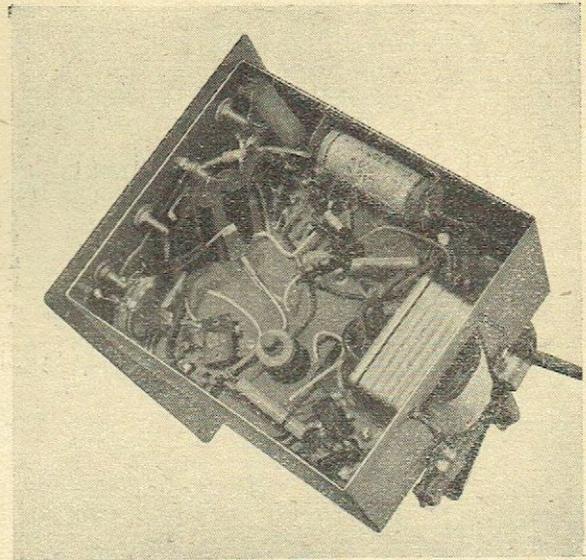


Fig. 9. — L'oscillateur cathodique vu par en-dessous.

Le VCA sera avantageusement mis à la masse pour éviter l'amortissement du réglage.

Pour accorder l'oscillatrice, le meilleur moyen est d'utiliser un récepteur réglé précédemment sur 472 kcs, avec un générateur étalonné ; on passe ensuite sur le générateur de l'oscilloscope et on glisse le noyau de fer dans la bobine jusqu'à ce que l'image apparaisse au milieu de l'écran. Il est *très important* de ne pas se régler sur une harmonique, car on obtiendrait alors des dessins ne correspondant à aucune réalité.

La meilleure preuve du fonctionnement consiste à faire varier légèrement la fréquence de l'oscillateur ; l'image doit se déplacer de droite à gauche ou de gauche à droite sur l'écran, comme l'explique clairement la figure 10. Egalement, en dérégulant les ajustables des MF, on doit, évidemment, constater une variation de forme.

On devra choisir la plaque déflectrice du tube, de

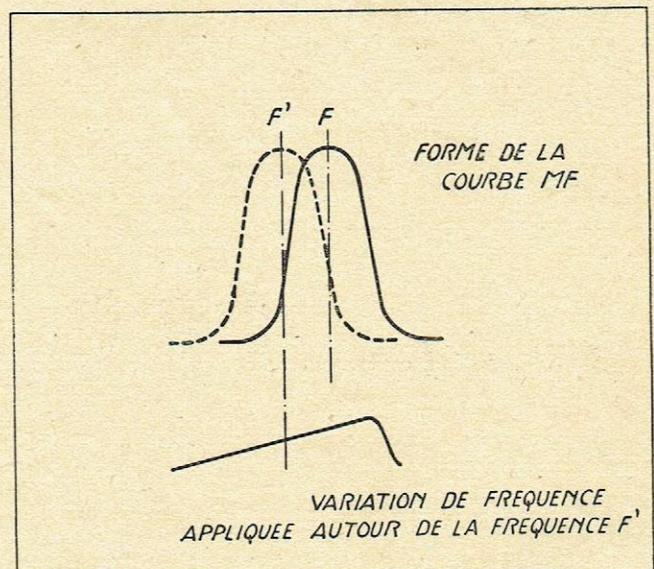


Fig. 10. — Lorsque l'appareil est bien réglé, on déplace la courbe de sélectivité à droite ou à gauche ; lorsqu'on dérègle l'oscillateur, on utilise cette propriété pour l'étalonnage de l'écran.

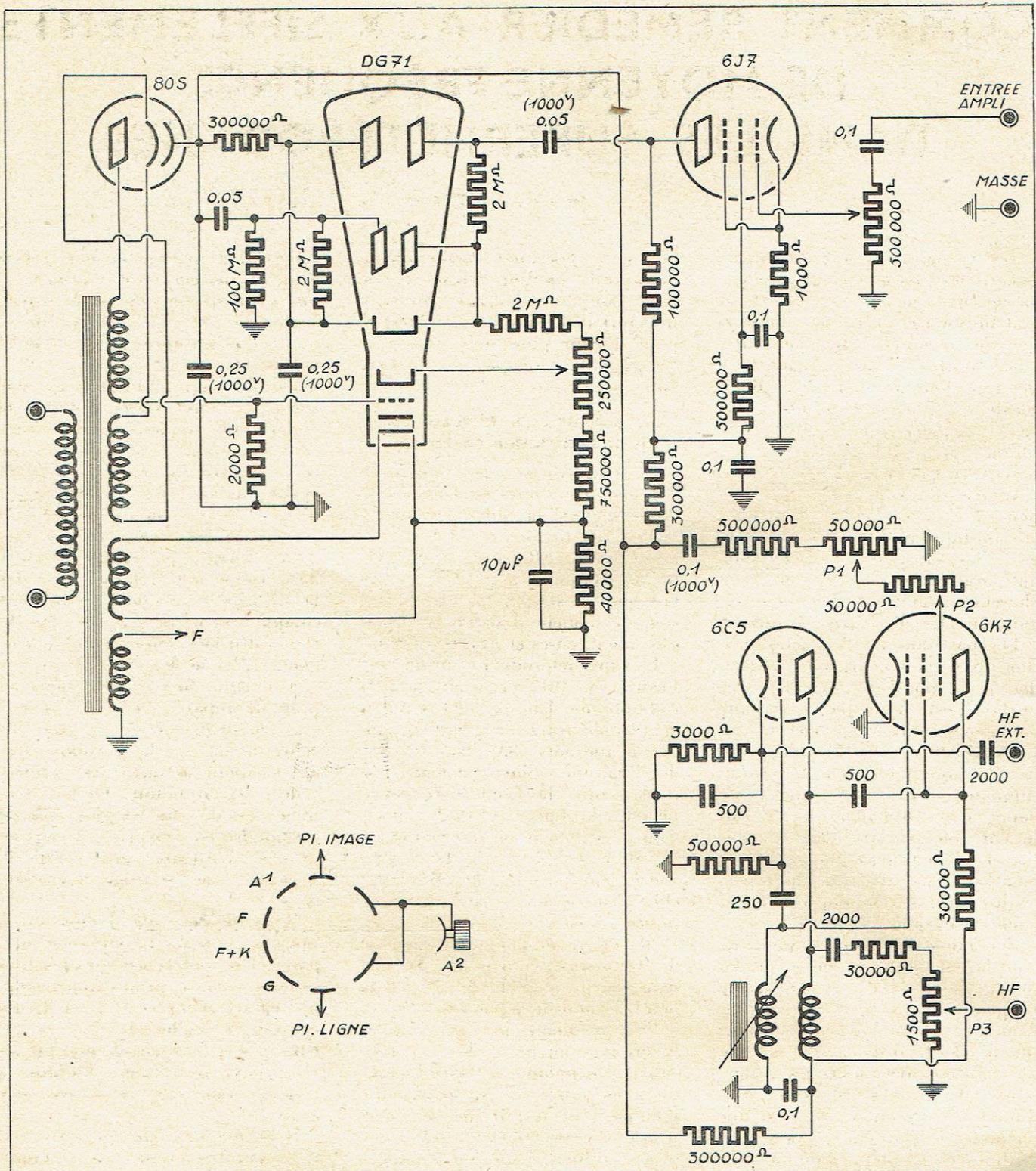


Fig. 11. — Schéma complet de l'oscillographe et du dispositif pour le relèvement de courbes de sélectivité. — En bas, à gauche, le culottage du D.G.7.

façon à ce qu'à une tension négative appliquée à la grille (cas le plus fréquent de la détection diode) corresponde une courbe apparaissant vers le haut.

Pour moduler une fréquence extérieure, il est prévu une entrée qui procède par changement de fréquence à couplage par la cathode ; on doit alors mettre le générateur sur une fréquence :

F à examiner + ou - 472 kcs

Dans le cas d'un récepteur à HF, notamment, on

se branchera dans la borne antenne. On peut penser étalonner le potentiomètre P en largeur de bande, mais il ne faut pas chercher à obtenir de valeurs absolues ; par contre, il sera judicieux de placer devant le tube un flexi-glass quadrillé qui servira de repère.

Outre cette application, l'oscillographe peut être utilisé pour l'examen des tensions BF dans les différents étages du récepteur, permettant ainsi de déceler les distorsions.

COMMENT REMÉDIER AUX SIFFLEMENTS DE MOYENNE FRÉQUENCE DANS LES SUPERHÉTÉRODYNES

par Michel ADAM

Il y a vingt ans, nombreux étaient encore les constructeurs qui pensaient que jamais le superhétérodyne n'arriverait à s'imposer comme récepteur de radiodiffusion. Motif : « Il est barbare d'engendrer une fréquence auxiliaire locale à l'intérieur desdits appareils, fréquence qui ne peut être qu'un nid à sifflements, dont on n'arrivera pas à se débarrasser. »

L'idée trahissait une sage prudence ! Et d'ailleurs ce principe a été appliqué par ailleurs avec succès. C'est ainsi que les meilleurs antiparasites sont ceux qui vont chercher l'audition dans une région où elle n'est pas perturbée.

Les partisans de l'« amplification directe » étaient donc persuadés qu'on pourrait toujours, avec un bon poste à résonance, obtenir les mêmes résultats qu'avec un superhétérodyne. Or, les faits sont là : le superhétérodyne a partout supplanté le poste à résonance, en dépit de ses sifflements et en raison de son extraordinaire sensibilité et de sa très grande sélectivité pour une part, ainsi que de la possibilité qu'il offre d'amplifier à fréquence constante.

Cependant, à mesure que s'accroît la sensibilité du récepteur, les inconvénients du changement de fréquence s'avèrent plus gênants. A mesure que se vulgarise la radiophonie, les auditeurs, qui ne sont plus des techniciens ou des « amateurs éclairés », se montrent plus difficiles à contenter. Et c'est une clientèle de plusieurs centaines de millions d'auditeurs, pour la seule Europe, qu'il faut débarrasser des interférences produites par les ondes parasites et les « images » de fréquence.

Or le problème, tel qu'il se trouve ainsi posé sur le plan social, comporte une solution technique. Elle consiste à bâtir tout le plan de distribution des longueurs d'onde européennes en fonction d'une onde unique, préalablement choisie pour servir de « moyenne fréquence ».

Peut-être paraîtra-t-il prématuré

de se préoccuper actuellement d'une telle question. Notre avis est qu'il faut, au contraire, préparer la solution technique qui s'impose pour n'avoir plus qu'à passer à l'application lorsque le moment opportun sera arrivé.

Le problème de la réception de radiodiffusion en Europe

La répartition des longueurs d'onde européennes est faite périodiquement à la suite des Conférences internationales de Télécommunications. Elle soulève des problèmes toujours plus délicats du fait que les stations de radiodiffusion deviennent d'année en année plus nombreuses et plus puissantes.

Le superhétérodyne, inventé en France en 1917 et appliqué à la radiophonie dans ce pays à partir de 1923 environ, n'a guère été vulgarisé que vers 1935 dans le reste de l'Europe. Son avènement se place entre la Conférence européenne de Lucerne (1932) succédant à la Convention internationale de Madrid (1931), et la Conférence européenne de Montreux (1939) succédant à la Convention internationale du Caire (1938). En 1939, les montages à changement de fréquence étaient en Europe dans la proportion de 70 % du nombre total des récepteurs.

Pour médiocre que fût le superhétérodyne au point de vue musical, il a supplanté les autres montages en raison de sa commodité d'emploi, et surtout de ses deux propriétés essentielles : sélectivité et sensibilité. A tort ou à raison, les auditeurs se figuraient qu'ils devaient avoir la possibilité de recevoir toutes les stations inscrites sur le cadran de leur appareil, ce qui implique à la fois la sensibilité — la plupart de ces émissions étant faibles ou lointaines — et la sélectivité, pour éviter qu'elles se brouillent mutuellement. Ces raisons suffisent à expliquer le succès des changeurs de fréquence.

Mais le superhétérodyne fait payer cher ces avantages indiscu-

tables. Son oscillateur local est la cause de battements d'interférence, qui apparaissent dans le haut-parleur sous forme de sifflements et de transmodulations qui altèrent la qualité de l'audition.

Or ces interférences ont leur cause à la fois dans le choix de la « moyenne fréquence » du récepteur et dans la position qu'occupe cette « moyenne fréquence », eu égard au tableau des longueurs d'onde. Pour chaque récepteur, il y a donc des brouillages permanents, tenant à la valeur constante de la « moyenne fréquence » et des brouillages vagabonds, qui varient chaque fois qu'un nouveau plan de radiodiffusion bouleverse les longueurs d'onde des stations.

A chaque fois qu'un nouveau plan de répartition entre en service, le problème qui se pose est celui de choisir la moyenne fréquence pour réduire les interférences au minimum. Or ce problème est de plus en plus difficile à résoudre en pratique, et rien ne prouve, d'ailleurs, qu'il comporte *a priori* une solution mathématique.

Il semble donc que la question a, jusqu'à ce jour, toujours été mal posée. Les conférences européennes successives ne se préoccupaient que des caractéristiques des émetteurs et non de celles des récepteurs. Elles pensaient, sans doute, que les récepteurs arriveraient toujours à assumer sans trop de peine leur fonction.

Nous pensons, au contraire, que la radiodiffusion est arrivée actuellement à un stade tel que la question doit être reconsidérée dans son ensemble, mais cette fois sans séparer les émetteurs des récepteurs. Ou plutôt en considérant tous les émetteurs, jusques et y compris l'*émetteur local* que constitue l'oscillatrice du superhétérodyne.

Des suggestions diverses, qui donneraient soit une solution générale de la question, soit une solution particulière pour chaque pays, ont été proposées par les Adminis-

trations des Télégraphes des divers pays, ainsi que par les organismes nationaux et internationaux compétents. Nous allons envisager ces possibilités après avoir examiné les diverses causes de brouillage dans les changeurs de fréquence.

Battements d'interférence

On peut réaliser le changement de fréquence en superposant au signal reçu de fréquence f_1 une onde locale auxiliaire de fréquence f_2 , produite par l'hétérodyne intégrée dans le récepteur. On peut aussi appliquer à une grille de modulation de la lampe oscillatrice-modulatrice une tension provenant de l'oscillation auxiliaire. On réalise ainsi la modulation du signal.

L'onde de « moyenne fréquence » f_m résulte de l'interférence entre f_1 et f_2 .

$$(1) \quad f_m = f_2 - f_1$$

$$(2) \quad f_m = f_1 - f_2,$$

l'une ou l'autre de ces formules étant applicable selon que la fréquence reçue est plus basse (f_1) ou plus élevée (f_2) que celle de l'hétérodyne.

Origine des sifflements

La méthode des battements permet de transférer à la moyenne fréquence f_m la modulation appliquée à l'onde porteuse f_1 . Mais là ne se limitent pas les phénomènes d'interférence. Ce serait trop beau et trop commode ! L'univers des ondes n'est pas composé que de la fréquence f_1 et de la fréquence f_2 . Il comprend aussi toutes les autres fréquences des stations de radio, parmi lesquelles il existe souvent une onde f_3 susceptible de donner une onde voisine de la « moyenne fréquence » f_m par battement avec f_1 ou f_2 . Un sifflement naît aussitôt du battement audible produit entre la « moyenne fréquence » et la fréquence voisine.

Pour tenir compte de cet inconvénient grave, la Radio Manufacturer's Association a proposé de choisir f_m en sorte qu'aucune émission convenablement audible ne se trouve dans la bande de fréquences de $f_m \pm 6$ kilohertz. Ainsi, une marge de 12 kilohertz serait ménagée entre les fréquences des stations reçues de manière satisfaisante et celles des battements normaux f_m . Ceci conduit à choisir entre 120 et 135 kilohertz la moyenne fréquence des superhété-

rodynes pour ondes intermédiaires et ondes longues.

Pour les ondes courtes, dont les bandes ont été intégrées à tous les récepteurs depuis plusieurs années, on n'a pu éviter la formation de la « fréquence-image » sur ondes courtes qu'en prenant la moyenne fréquence entre 465 et 480 kilohertz.

Mais, comme l'on a dû recourir à des dérogations et distribuer des bandes de fréquences intermédiaires en ondes longues et moyennes, on ne peut arriver à supprimer complètement les sifflements. On devra donc se contenter de les atténuer sur les émissions les plus écoutées.

Pratiquement, en l'absence d'une règle universellement reconnue, les constructeurs ont choisi la moyenne fréquence selon leurs critères respectifs. Certains ont adopté la valeur de 465 kilohertz pour se conformer au plan de Bruxelles. Mais depuis, les normalisations de circuits oscillants et récepteurs faites depuis 1936 ont prévu la valeur de 472 kilohertz en conformité avec le plan de Lucerne. Cette valeur devait d'ailleurs être modifiée pour tenir compte du plan de Montreux.

Brouillages par la fréquence-image

On appelle *image de fréquence* ou *fréquence-image* de celle du signal reçu f_1 la fréquence f_1' définie par l'équation (2). Cette fréquence-image est symétrique de celle du signal par rapport à la fréquence auxiliaire f_2 de l'hétérodyne. Des deux équations (1) et (2) ajoutées membre à membre, on tire l'équation suivante d'où la fréquence de l'hétérodyne est éliminée et qu'on peut écrire des deux façons suivantes :

$$(3) \quad f_1' = f_1 + 2f_m$$

$$(4) \quad f_1 = f_1' - 2f_m$$

Ce qui nous montre que toute station de fréquence f_1' , telle que

$$(5) \quad f_1' = f_1 \pm 2f_m$$

produira une interférence par fréquence-image, f_1 et f_1' jouent des rôles symétriques en l'occurrence.

La présentation par circuit accordé sur l'onde directe de haute fréquence avant l'hétérodyne permet d'éviter ce brouillage.

Pratiquement, on a intérêt à utiliser une onde de moyenne fréquence élevée, $f_m = 440$ à 490 kilo-

hertz, pour rejeter aussi loin que possible l'image indésirable.

Avec un circuit résonnant unique de présélection avant changement de fréquence, on obtient dans la bande des petites ondes un affaiblissement de 56 décibels et dans la bande des grandes ondes un affaiblissement de 70 décibels. C'est-à-dire qu'on a pour le rapport du champ du signal S au champ perturbateur P :

En G.O.,

$$\frac{S}{P} = 3.000$$

$$\log e \left(\frac{S}{P} \right)^2 = 70 \text{ décibels.}$$

En P.O.,

$$\frac{S}{P} = 600$$

$$\log e \left(\frac{S}{P} \right)^2 = 56 \text{ décibels.}$$

D'après ce qu'on a vu plus haut, le brouillage de fréquence-image est d'autant plus rare que la moyenne fréquence est plus élevée ; il est donc plus rare avec la moyenne fréquence de 473 kilohertz qu'avec celle de 135 kilohertz. Ce sifflement apparaît pourtant si l'on écoute sur onde moyenne assez longue, par le fait d'une station puissante à onde plus courte, et par le fait d'une station locale ou puissante en petites ondes, lorsqu'on écoute en grandes ondes.

Exemple I : Les auditeurs voisins de la station de Londres-National ($f_1' = 1.149$ kilohertz) entendent un sifflement sur le réglage de Motala ($f_1 = 216$ kilohertz en G.O.).

Exemple II : Les auditeurs du Nord de la France qui écoutent Radio-Budapest ($f_1 = 546$ kilohertz) entendent un sifflement provenant de l'onde des stations privées belges ($f_1' = 1.474$ kilohertz), l'intervalle entre ces deux stations étant précisément $2f_m = 928$ kilohertz.

Effets des harmoniques

Le problème serait assez limité dans ses effets si l'on n'avait également affaire aux harmoniques des fréquences en jeu. Des interférences apparaissent, en effet, entre les harmoniques voisins de la fréquence du signal f_1 , de celle de l'hétérodyne f_2 et de celle d'un perturbateur quelconque f_3 . Toutes ces interférences sont représentées par la quadruple infinité des équations

tions générales suivantes :

$$(6) \quad f_m = p f_2 - q f_1,$$

$$(7) \quad f_m = r f_3 - s f_2,$$

où p, q, r et s sont simplement des nombres entiers positifs.

Fort heureusement, dans les postes de bonne fabrication, les dites interférences se limitent d'ordinaire au battement entre la fréquence de l'oscillateur local f_2 et celle de l'harmonique 2 d'une émission perturbatrice f_3 , harmonique engendré par un effet détecteur dans la lampe d'amplification à haute fréquence. Si bien que le système des équations générales se résoud au nouveau système simplifié :

$$(1) \quad f_m = f_2 - f_1, \quad p = q = 1$$

$$(8) \quad f_m = 2 f_3 - f_2, \quad r = 2, s = 1$$

On remarque qu'on retombe en fait sur le premier battement. Ainsi, l'image de fréquence du signal f_1 s'identifie avec la fréquence de l'harmonique perturbateur $2 f_3$. En éliminant la variable f_2 entre ces équations, on en tire la relation

$$(10) \quad 2 f_1 = 2 f_3 - f_m.$$

Le perturbateur f_3 est souvent une station locale.

Il peut arriver que cette station soit justement celle qu'on écoute. Alors

$$(11) \quad f_1 = f_3$$

L'équation (8) devient alors

$$(12) \quad 2 f_m = f_1.$$

Le brouillage, très net, est caractérisé par le fait que le signal est son propre perturbateur, comme le montre l'exemple suivant :

Exemple III : Si sur un récepteur dont la moyenne fréquence est de 472 kilohertz on écoute Radio-Alger ($f_1 = 941$ kilohertz), la différence $2 f_m - f_1 = 3.000$ hertz donne un battement audible, correspondant à un fort sifflement aigu.

Triple interférence

Comme son nom l'indique, la triple interférence apparaît lorsque les ondes en jeu sont au nombre de quatre. Les sifflements sont engendrés par le rayonnement de l'hétérodyne d'un voisin, qui brouille directement l'émission cherchée. Le meilleur moyen pour les éliminer consiste à blinder le récepteur et la descente d'antenne pour éviter l'induction directe.

Il peut arriver que la fréquence f_3 d'une station perturbatrice diffère de celle du signal f_1 de la moyenne fréquence :

$$(13) \quad f_1 = f_3 + f_m.$$

ou bien que la fréquence de cette

station perturbatrice, ajoutée à celle du signal, reproduise la moyenne fréquence :

$$(14) \quad f_1 = f_m - f_3.$$

Exemple IV : Lorsque la station de North-Regional ($f_1 = 668$ kilohertz) fonctionnait tandis qu'on écoutait celle de Droitwich ($f_3 = 200$ kilohertz) sur un récepteur dont la moyenne fréquence était comprise entre 465 et 470 kilohertz, on percevait nettement des sifflements entre 2.000 et 3.000 p:s environ, ce que démontre l'équation (13).

Exemple V : Si l'on écoute Radio-Paris ($f_1 = 182$ kilohertz), tandis que transmet celle de Tiflis ($f_3 = 283$ kilohertz), la somme des fréquences de ces deux stations est voisine de 465 kilohertz, donc voisine de la moyenne fréquence, comme l'indique l'équation (14). On entend donc un sifflement.

Généralisation

D'une manière plus générale, on observe le triple sifflement pour tout accord du récepteur sur une onde donnée f_1 , dès qu'une station locale et une station puissante interfèrent pour reproduire l'onde de moyenne fréquence par somme ou par différence de leurs harmoniques, comme le montrent les équations suivantes :

$$(13') \quad p f_1 - q f_3 = f_m$$

$$(14') \quad p f_1 + q f_3 = f_m$$

Un phénomène analogue est observé lorsque la somme ou la différence de ces fréquences ou de leurs harmoniques est égale à la fréquence f_1' , image de celle du signal f_1 , c'est-à-dire si

$$(15) \quad f_1' - f_3 = f_1'$$

$$(16) \quad f_1' + f_3 = f_1'$$

Si l'on remplace la fréquence-image par son expression tirée de l'équation (2), il vient :

$$(17) \quad f_4 - f_3 + f_2 = f_m$$

$$(18) \quad f_4 + f_3 + f_2 = f_m$$

Harmonique de l'hétérodyne brouillant sur onde longue

L'harmonique 2 ($2 f_2$) de l'hétérodyne peut produire avec une émission locale f_3 , lorsque le poste est accordé sur onde longue, supérieure à 1.000 m, un battement dont la fréquence est voisine de la moyenne fréquence, d'où résulte un sifflement d'interférence, comme l'indiquent les équations suivantes :

$$(1) \quad f_2 - f_1 = f_m$$

$$(19) \quad 2 f_2 - f_3 = f_m$$

Exemple VI : Un poste, dont la

moyenne fréquence est $f_m = 465$ kilohertz, est réglé sur l'émission $f_1 = 182$ kilohertz. L'oscillateur fonctionne sur 647 kilohertz. Une station locale émettant sur l'onde $f_3 = 2 f_2 - f_m = 829$ kilohertz, donne un sifflement. C'était précisément le cas de la station Radio 37 ($f_3 = 832$ kilohertz) pour les récepteurs de la région parisienne. Le seul remède à ce sifflement consiste à changer la moyenne fréquence, par exemple en choisissant 472 kilohertz au lieu de 465.

Exemple VII : De même, sur un récepteur dont la moyenne fréquence est de 465 kilohertz, on retrouve le même sifflement dans le voisinage de la station de Londres-Regional ($f_3 = 877$ kilohertz) lorsqu'on règle l'appareil sur celle de Droitwich ($f_1 = 200$ kilohertz).

Induction directe d'une station à onde longue par harmonique

Il peut y avoir induction directe des circuits de moyenne fréquence par l'harmonique 2 d'une station à onde longue, dont la fréquence f_3 est moitié de la moyenne fréquence

$$(20) \quad f_3 = 1/2 f_m$$

Il s'ensuit, bien entendu, un sifflement d'interférence, du fait que la vérification de l'équation n'est jamais exacte.

Exemple VIII : On observe cette interférence par induction directe de l'harmonique 2 lorsqu'on reçoit sur un appareil dont l'onde moyenne est de 465 kilohertz, du fait de la station de Radio-Luxembourg ($f_3 = 232$ kilohertz).

Fréquences à éviter

Il paraît évident que, pour éviter les interférences, le procédé le plus recommandable consiste à mettre en quarantaine, si l'on peut dire, les fréquences critiques et à les séparer des fréquences utiles et interférentes par un fossé de sécurité, dont la largeur atteindra utilement 12 à 14 kilohertz.

Or les fréquences critiques à éviter sont principalement les suivantes :

Premier groupe. — Fréquences f_3 et f_4 d'émissions puissantes, telles que :

$$(21) \quad 2 f_3 - f_4 = 2 f_m$$

$$(22) \quad - f_3 = 2 f_m$$

Deuxième groupe. — Fréquences f_3 et f_4 de stations locales ou puissantes, dont la différence est égale au double de la moyenne fréquence :

$$(23) \quad f_3 - f_4 = 2 f_m$$

Troisième groupe. — Fréquences de stations puissantes, dont la somme ou la différence est égale à la moyenne fréquence :

$$(24) \quad f_3 \pm f_4 = f_m$$

Quatrième groupe. — Fréquences de stations puissantes f_3 et f_4 , telles que :

$$(25) \quad f_4 - 2f_3 = f_m$$

Cinquième groupe. — Fréquences

éviter pour réduire les sifflements d'interférence. On a porté en abscisses et en ordonnées les fréquences de 0 à 1.500 kilohertz. Les ondes à éviter sont d'abord la moyenne fréquence, puis ses multiples (harmoniques) et ses sous-multiples. Dans la nécessité de choisir une onde intermédiaire pour dresser le graphique, on a

Il va sans dire que toutes ces possibilités d'interférence n'ont pas la même valeur. Leur importance dépend essentiellement des conditions locales de la réception, de la puissance des stations interférentes, de la proximité des stations locales, de l'écart plus ou moins grand entre la fréquence interférente et la fréquence interférée.

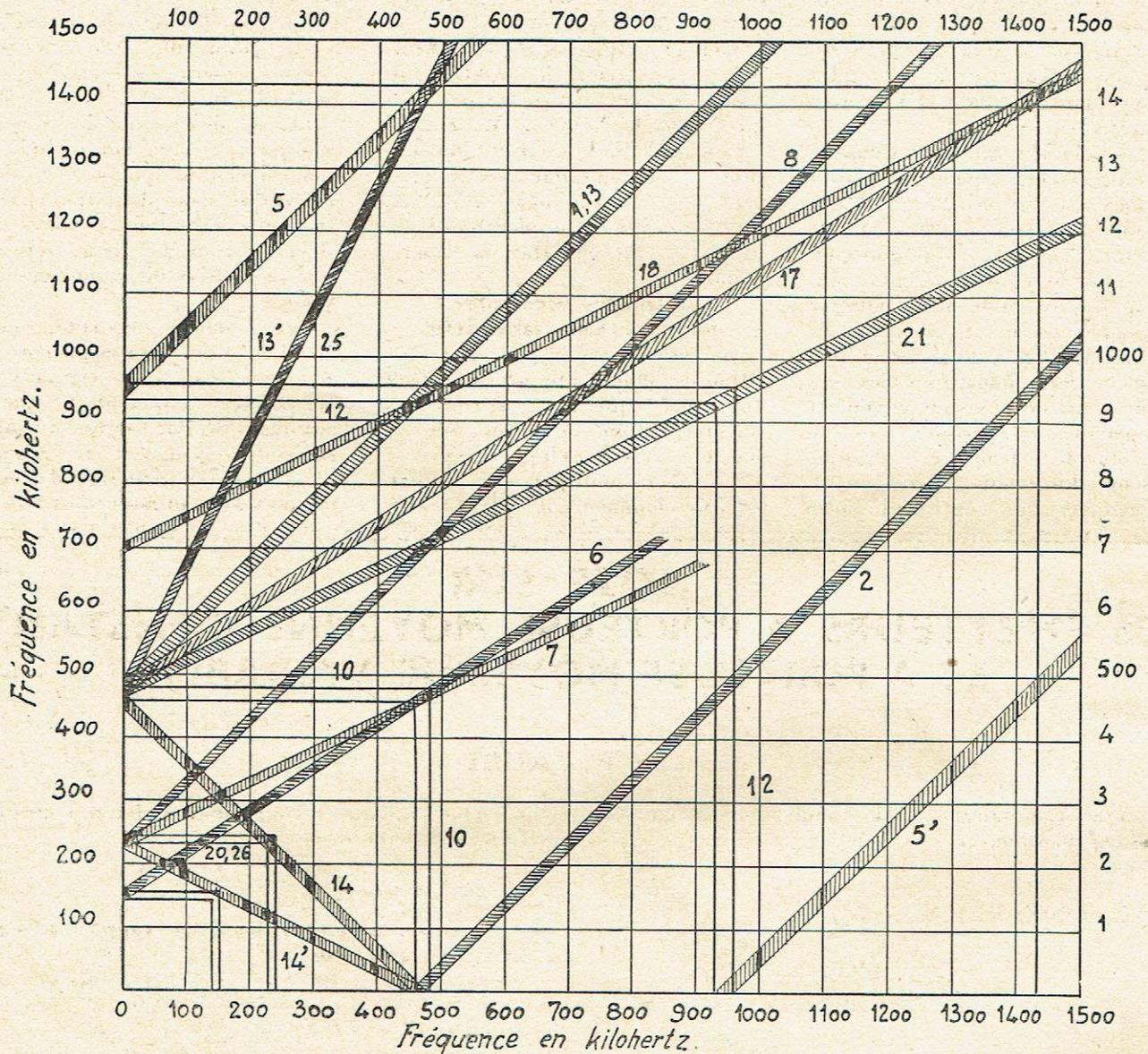


Fig. 1. — Détermination de la fréquence des émetteurs pour éviter les sifflements d'interférence dans les chargeurs de fréquence réglés sur 473 kilohertz.

ces de stations égales à la demi-moyenne fréquence :

$$(20) \quad f_3 = 1/2 f_m$$

A noter que, dans ce dernier cas, l'écart de sécurité avec les autres fréquences peut être ramené à 6 kilohertz.

Graphique des fréquences à éviter

Le graphique de la figure 1 indique quelles sont les fréquences à

pris $f_m = 473$ kilohertz, moyenne fréquence normale actuelle.

Les bandes diagonales représentent les diverses équations d'interférences reliant les fréquences. Ces équations sont rappelées par leur numéro de référence au cours de l'article. Au lieu d'indiquer seulement la fréquence porteuse, on a tenu compte de la bande de modulation, qui a, bien entendu, son importance.

Solutions à envisager

Il est, certes, assez inquiétant de voir figurer parmi les possibilités de brouillages plusieurs infinités d'harmoniques commandés par des paramètres variables. Il ne faut pas s'effrayer, cependant, de ces infinités d'interférences possibles, parce que la plupart n'interviennent que dans des cas particuliers en nombre assez restreint.

Il n'en reste pas moins que le

facteur essentiel de la non-perturbation est le choix de la moyenne fréquence dans le cadre du plan de répartition des longueurs d'onde.

Le problème des interférences peut alors comporter deux solutions de principe.

Première solution. — Tenir compte de la moyenne fréquence en usage dans chaque pays (par exemple 473 kilohertz) pour répartir les ondes entre les stations des divers pays.

Deuxième solution. — Intégrer au plan de répartition des ondes européennes une onde de moyenne fréquence normalisée.

Il est évident que la première solution est moins générale que la seconde, du fait qu'elle prend en considération chaque pays comme formant une entité radiophonique. Elle n'est donc, en principe, valable qu'à l'intérieur des frontières de chaque nation.

A l'heure où l'on se préoccupe de rechercher, dans tous les domaines, des solutions effectivement européennes, la seconde solution présente des avantages certains, présente des avantages certains. Il est évident que les conférences

radiophoniques européennes qui suivront cette guerre auront à en connaître.

La densité très grande des postes émetteurs — et récepteurs — en service en Europe obligera tôt ou tard à se mettre d'accord sur le choix d'une moyenne fréquence normale au moins pour toute cette région continentale. Cette solution ne sera pas nouvelle, puisqu'elle a déjà été adoptée par les Etats-Unis d'Amérique, qui ont choisi la moyenne fréquence de 455 kilohertz. Cependant, le problème se posait avec moins d'acuité que chez nous dans le Nouveau Monde, en raison de la faible densité des stations et des auditeurs sur la plus grande surface du pays, ainsi que de la limitation considérable de la puissance de ces stations américaines.

Avantages escomptés de la méthode rationnelle

On réserve, sur le plan de répartition des ondes, l'onde de moyenne fréquence, qui n'est attribuée à aucune station, de même que les harmoniques de cette fréquence — et ses sous-multiples. La répartition des longueurs d'onde est faite

en tenant compte de ce choix. On évite ainsi la plupart des interférences qui découlent de l'application des formules (2) à (25). La valeur de f_m sert, en quelque sorte, de paramètre pour l'attribution de toutes les autres ondes.

Dans chaque pays, les brouillages sur les stations nationales seront ainsi très diminués et, d'autre part, l'auditeur de chaque nation recevra dans de meilleures conditions les principales stations étrangères.

Au point de vue industriel, l'avantage sera également considérable. Il équivaudra à la normalisation de l'écartement des voies ferrées pour le trafic continental. Un même récepteur pourra, en effet, être utilisé sans adaptation spéciale préalable dans tous les pays dont la répartition des ondes sera liée au même choix de la moyenne fréquence.

Nous sommes persuadés que ce problème de l'après-guerre n'échappera pas à la vigilance des organismes compétents et que les avantages de l'utilisation du super-hétérodyne pourront être généralisés grâce à la réduction des interférences au minimum possible.

NOTE SUR LES ÉMETTEURS A PORTEUSE MOYENNE CONSTANTE ET A PORTEUSE MOYENNE VARIABLE

Suite (I)

par P. GAMET

Examinons maintenant le rendement global en cours de modulation.

On a :

$$\begin{aligned} \eta hf + BF &= \frac{Pu}{Pa + Pabs BF \text{ à } K\%} \\ &= \frac{Pu}{Pa + \frac{Pa K^2}{2 \eta BF}} \\ &= \frac{2 Pu \eta BF}{2 \eta BF Pa + Pa K^2} \end{aligned}$$

Remarquons que $\frac{Pu}{Pa} = \eta hf$

Il vient :

$$\eta hf + BF = \frac{2 \eta hf \cdot \eta BF}{K^2 + 2 \eta BF} \quad (1)$$

Le rendement global ainsi défini est donc égal à :

$$\frac{P_{utile}}{\text{Puissance totale absorbée par les anodes}}$$

Il est donc défini par rapport à la porteuse ; en réalité, du fait même de la modulation, la puissance

(1) Voir *La Radio Française*, livraison d'octobre, page 218.

moyenne antenne en cours de modulation sinusoïdale à $K\%$ est de la forme :

$$P_{\text{moy.}} = Pu \left(1 + \frac{K^2}{2} \right)$$

Le rendement global défini par rapport à la puissance libérée devient :

$$\eta hf + BF = \frac{2 \eta hf \cdot \eta BF \left(1 + \frac{K^2}{2} \right)}{K^2 + 2 \eta BF}$$

Le rendement global, par rapport à la puissance libérée d'un émetteur, est directement proportionnel au produit des rendements des étages haute fréquence et basse fréquence.

On voit donc que le rendement et le soin d'établissement des circuits basse fréquence représentent, dans les émetteurs, un rôle exactement analogue à celui du rendement des étages haute fréquence.

Aux faibles taux de modulation, le rendement basse fréquence ne doit pas être non plus négligé.

Dans ce qui a précédé, nous avons supposé un transformateur convenablement chargé sur une résistance constituée par la résistance que représente l'amplificateur à moduler.

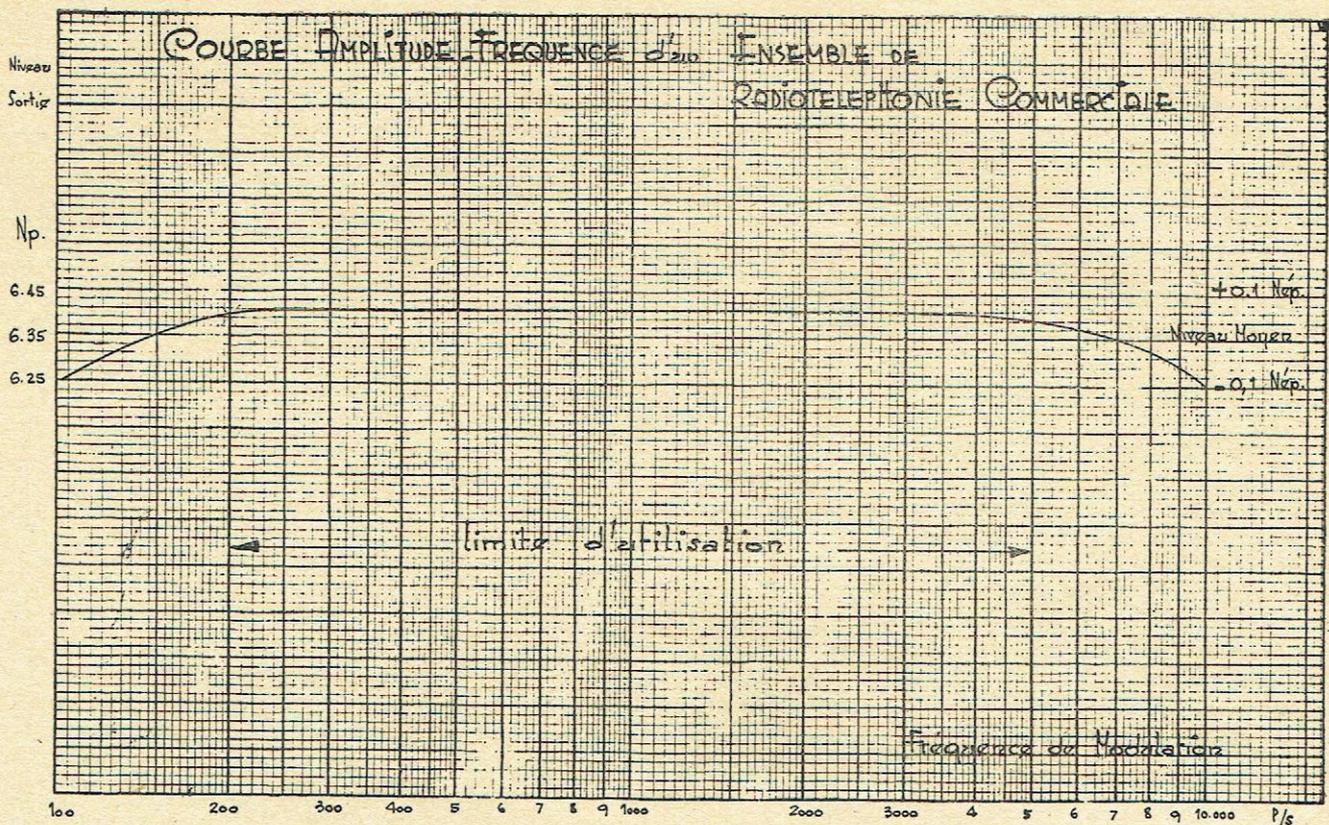


Fig. 3. — Courbe amplitude/fréquence d'un ensemble de radiotéléphonie commerciale.

Or, cette résistance présente une impédance de capacité (condensateur de blocage de l'amplificateur) qui peut intervenir lorsque les fréquences à reproduire dépassent 5.000 périodes par seconde.

Pour les fréquences élevées, le secondaire du transformateur débite sur la capacité de blocage et la capacité propre du bobinage secondaire.

Pour les fréquences basses, le courant magnétisant du transformateur augmente, ainsi le rendement basse fréquence varie. Cette variation du rendement BF est surtout sensible dans le cas d'émetteur à large bande.

En téléphonie commerciale 300-3.000 périodes, ces inconvénients sont sans importance (fig. 3).

Si l'on reprend la formule (1), on s'aperçoit qu'avec un transmetteur sur ondes métriques il y a avantage à moduler un étage terminal à bon rendement et à choisir une tension d'anode faible, cependant compatible avec l'excitation grille dont on dispose, enfin à insérer dans la chaîne BF un écrêteur permettant d'éviter le dépassement du 100 %.

En effet, pour un émetteur de faible puissance transmettant à 2.000 volts anode par exemple, on a en crête de modulation à 100 %.

Tension crête instantanée anode = 4.000 volts.

Tension anode cathode \leq 8.000 volts.

B — Porteuse moyenne variable :

On sait que dans un émetteur modulé en amplitude à porteuse moyenne constante, le taux de modulation fait varier l'amplitude de la crête de la haute fréquence générée et que cette variation d'amplitude est sans influence sur la valeur moyenne de l'amplitude porteuse.

Il y a lieu de remarquer que dans certains émetteurs à haute fréquence modulée du type amélioré, en crête de modulation l'amplitude moyenne porteuse est légèrement variable (de quelques %).

Dans les émetteurs à porteuse moyenne variable, la tension HF est fonction de la tension BF, de telle façon que l'émetteur travaille à taux de modulation sensiblement constant (fig. 4).

On peut définir pour ces émetteurs, deux types :

a) Les émetteurs à porteuse sans seuil (que l'on pourrait logiquement classer dans les émetteurs à commande vocale) ;

b) Les émetteurs avec porteuse variable et seuil, ces émetteurs travaillant à porteuse moyenne constante, jusqu'au dépassement du seuil.

Le seuil est susceptible d'être réglé au tiers ou à la moitié de la puissance que fournirait normalement l'émetteur en régime de porteuse.

**

Reprenons la formule du rendement global :

$$\eta_{hf} + BF = \frac{\eta_{hf}}{1 + \Delta}$$

où

$$\Delta = \frac{P_{m1}}{P_a}$$

et où P_{m1} indique la puissance prise par le modulateur et P_a la puissance absorbée par l'amplificateur modulé. On a en porteuse constante :

$$\frac{P_{m1}}{P_a} = \frac{1}{10}$$

et en porteuse variable avec seuil au tiers :

$$P_a = \frac{P_a}{3}$$

$$\frac{P_{m1}}{P_a} \approx \frac{1}{3.3}$$

Le rendement $\eta_{hf} + BF$ diminue en raison inverse de la puissance choisie comme seuil (a puissance initiale égale absorbée par le modulateur).

**

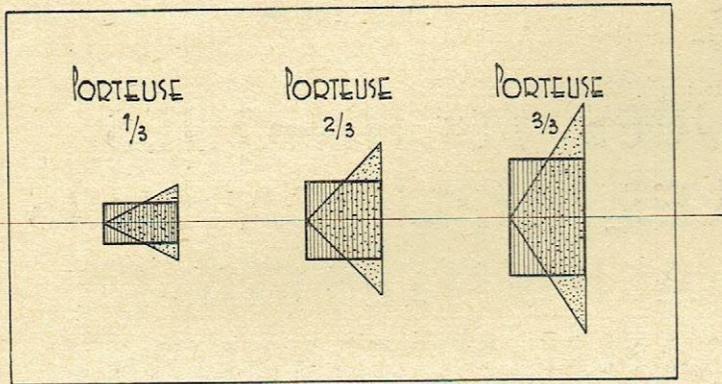


Fig. 4. — Schéma de porteuse variable.

Reprenons la formule :

$$P_{abs\ BF\ à\ K\%} = \frac{P_a K^2}{2 \eta_{BF}}$$

on a :

$$\frac{P_{abs\ BF\ à\ K\%} \times 2 \eta_{BF}}{P_a} = K^2$$

en porteuse variable :

$$\frac{P_{abs\ BF\ à\ K\%} \times 2 \eta_{BF}}{P_a} = \text{Constante}$$

et si l'on travaille au plus haut taux $K = 1$,

$$\frac{P_a}{2} = P_{abs\ BF} \cdot \eta_{BF}$$

mais $\eta_{BF} = \frac{P_{utile\ BF}}{P_{abs\ BF}}$

On retrouve enfin :

$$\frac{P_a}{2} = P_{utile\ BF}$$

La puissance alimentation de l'émetteur à porteuse variable varie linéairement avec la puissance utile basse fréquence.

Efficacité d'une station de téléphonie

On sait qu'à amplitude constante, l'efficacité d'un émetteur est en général proportionnelle au carré de son taux de modulation, c'est-à-dire qu'un émetteur

modulé à 33 %, d'une puissance porteuse de 10 kilowatts, est sensiblement équivalent, au point de vue efficacité (fig. 5), à un émetteur de

| | |
|------|-------------------------|
| 1 | kilowatt modulé à 100 % |
| 1,55 | 80 % |
| 2,8 | 60 % |
| 4 | 50 % |
| 6,3 | 40 % |
| 25 | 20 % |

Alors que dans les émetteurs modulés en amplitude à porteuse moyenne constante la tension basse fréquence est quadratique avec l'efficacité (taux variable), dans les émetteurs à porteuse variable la tension basse fréquence est linéaire avec l'efficacité (taux constant).

Au point de vue reproduction, cette disposition n'a pas grande importance, car l'efficacité est une caractéristique « du rayon d'action de la station ».

Le rayon d'action varie donc avec le taux de modulation, quadratiquement à porteuse fixe et linéairement à porteuse variable.

Nous venons d'examiner le rendement d'un émetteur à porteuse constante et à porteuse variable.

On peut donc dire qu'en crête de modulation, le rendement des deux systèmes est équivalent.

Par contre, en porteuse constante, et sur l'onde porteuse, le rendement global est meilleur qu'en porteuse variable. Le rendement est d'autant plus mauvais que le seuil est plus faible.

Cependant, dans l'étude d'un émetteur il faut tenir compte en plus des questions de rendement :

- De la puissance des tubes installés ;
- De la consommation en énergie électrique.

En ce qui concerne la puissance des tubes installés à même rendement global et dans les deux systèmes, la crête sera satisfaite à même puissance de tubes installés.

Toutefois, en ce qui concerne la consommation en énergie électrique, la porteuse variable est avantageuse pour un émetteur faiblement utilisé dans le temps ; par contre, pour un émetteur modulé à amplitude constante (Radiophare), elle est sans intérêt.

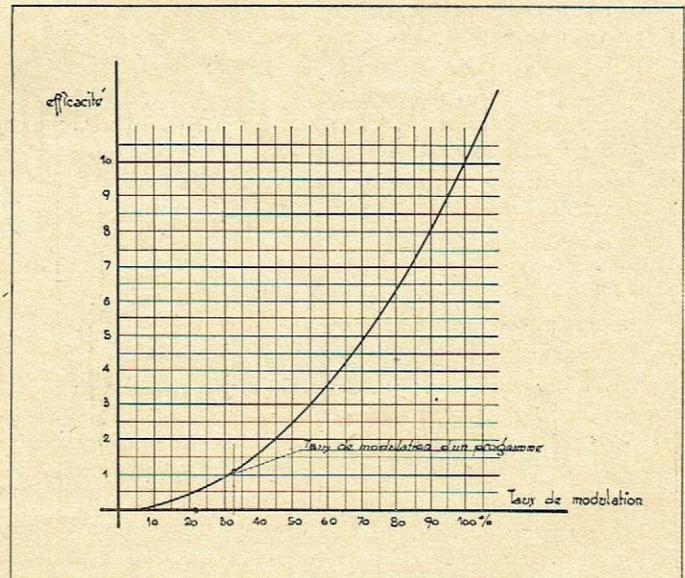
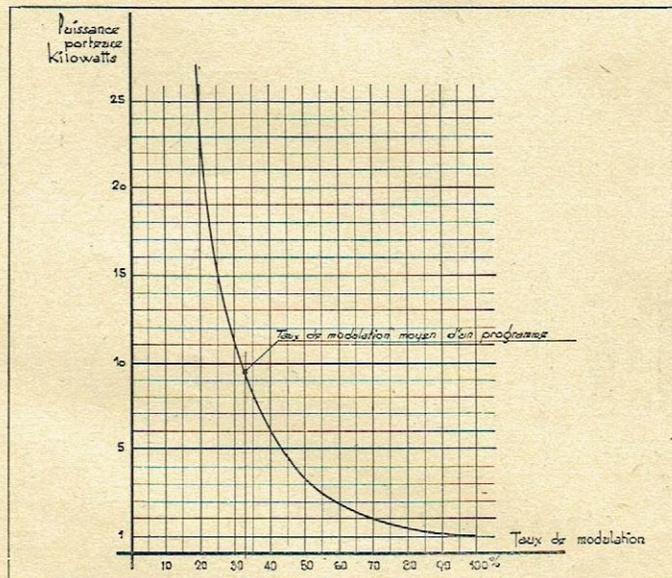


Fig. 5. — Système de modulation à porteuse variable.

A gauche : variation de l'efficacité en fonction du taux de modulation.
A droite : variation de la puissance porteuse pour une même efficacité.

QUELQUES DONNÉES TECHNIQUES ET PRATIQUES SUR LES AMPLIFICATEURS BASSE FRÉQUENCE ALIMENTÉS SUR LE SECTEUR SANS TRANSFORMATEURS

PAR LE LABORATOIRE DE LA RADIO FRANÇAISE

Il est regrettable de voir avec quelle légèreté certains constructeurs de récepteurs abordent le problème de la basse fréquence. C'est pourquoi il nous a paru utile de faire faire une étude générale du problème (dans le cas des récepteurs sans transformateurs qui sont à l'ordre du jour), par le Laboratoire de LA RADIO FRANÇAISE. Nous pensons que tous les constructeurs trouveront, dans cet article, des renseignements utiles et des directives pour leurs futures réalisations, le Laboratoire de la RADIO FRANÇAISE remplissant ainsi le rôle qu'il s'est assigné.

Généralités

Au cours des essais faits sur un certain nombre de récepteurs du commerce, on a été frappé par les résultats médiocres obtenus en basse fréquence relativement aux possibilités théoriques des lampes utilisées. C'est pourquoi nous avons fait une étude systématique sur les possibilités d'emploi en basse fréquence de la lampe 25L6, précédée soit d'une 6Q7, soit d'une 6H8. Nous avons choisi ces lampes parce qu'elles s'appliquent aux montages sans transformateurs d'alimentation, types de montage qui sont par-

ticulièrement intéressants dans les circonstances actuelles.

Bien entendu, les mêmes conclusions s'appliquent, à très peu de chose près, aux lampes correspon-

Bien entendu, les mêmes conditions s'appliquent, à très peu de chose près, aux lampes correspondantes de la série européenne CBL1, CY2, etc. Les caractéristiques de ces deux types de lampes peuvent être pratiquement considérées comme les mêmes. C'est pourquoi il nous a paru inutile de répéter les mesures relativement longues avec la série européenne, puisque les résultats sont identiques.

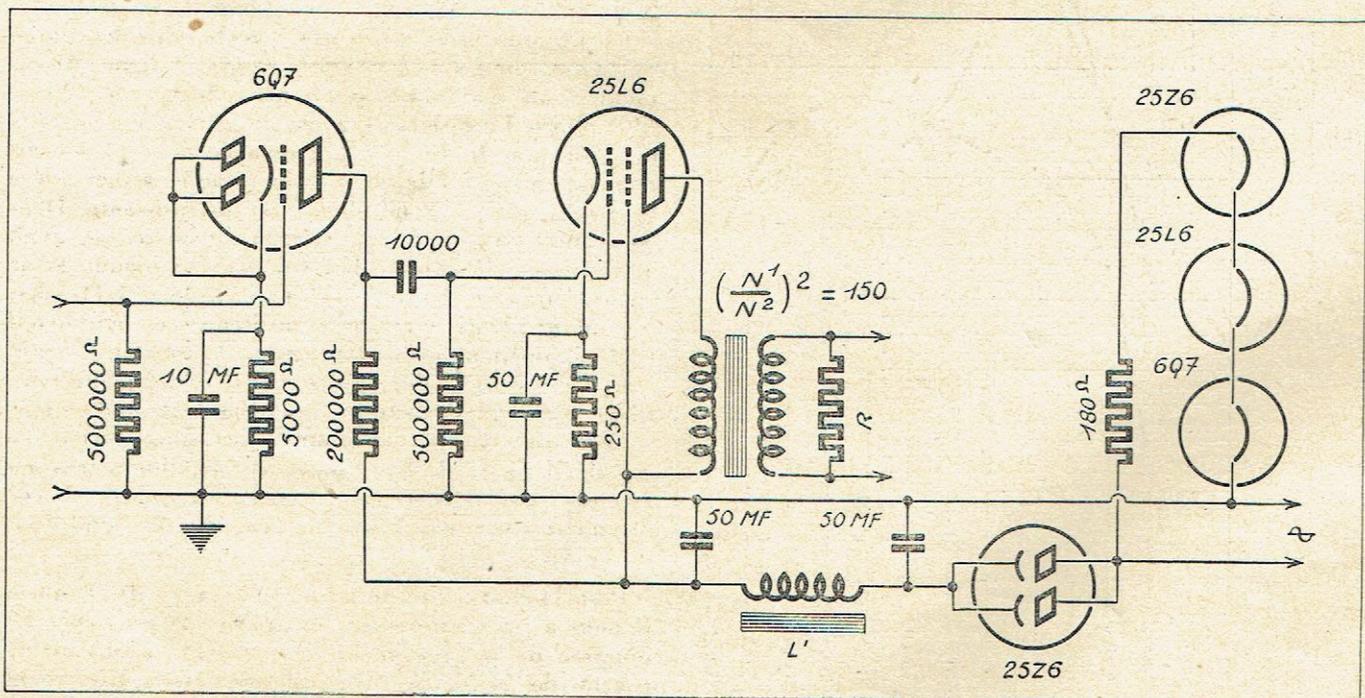


Fig. 1

Etude du montage classique type « tous courants »

Comme point de départ, nous sommes partis d'un montage tout à fait classique 6Q7 — 25L6 et 25Z6 — schéma correspondant exactement à la figure 1. Une résistance non représentée sur la figure correspondait au débit sur les deux lampes HF et MF du récepteur. En revanche, le débit correspondant à l'excitation d'un haut-parleur n'a pas été prévu (on suppose l'emploi d'un haut-parleur à aimant permanent). Les valeurs du schéma ne présentent aucune particularité à signaler. Toutefois, il y a lieu d'observer que dans toutes les mesures qui suivent, les mesures de puissance de distorsion et de courbe de réponse ont été faites aux bornes de la résistance R chargeant le secondaire du transformateur d'adaptation lampe de puissance bobine mobile.

Le transformateur utilisé était un transformateur de qualité dont le rendement mesuré à la fréquence de 400 cycles-seconde, est de 68 %. La charge réelle de la lampe était constituée par la résistance R qui était de l'ordre de 10 à 20 ohms. La charge proprement dite du circuit plaque de la lampe a été calculée en multipliant la valeur R, par le carré du rapport de transformation. Cette méthode n'est pas digoureuse, mais nous l'avons appliquée, car il nous a paru utile de relever les puissances directement sur le secondaire d'un transformateur d'adaptation, afin de se rapprocher des conditions d'emploi.

Sur la figure 1 représentant le premier schéma utilisé au cours des essais, la polarisation de la 6Q7 était

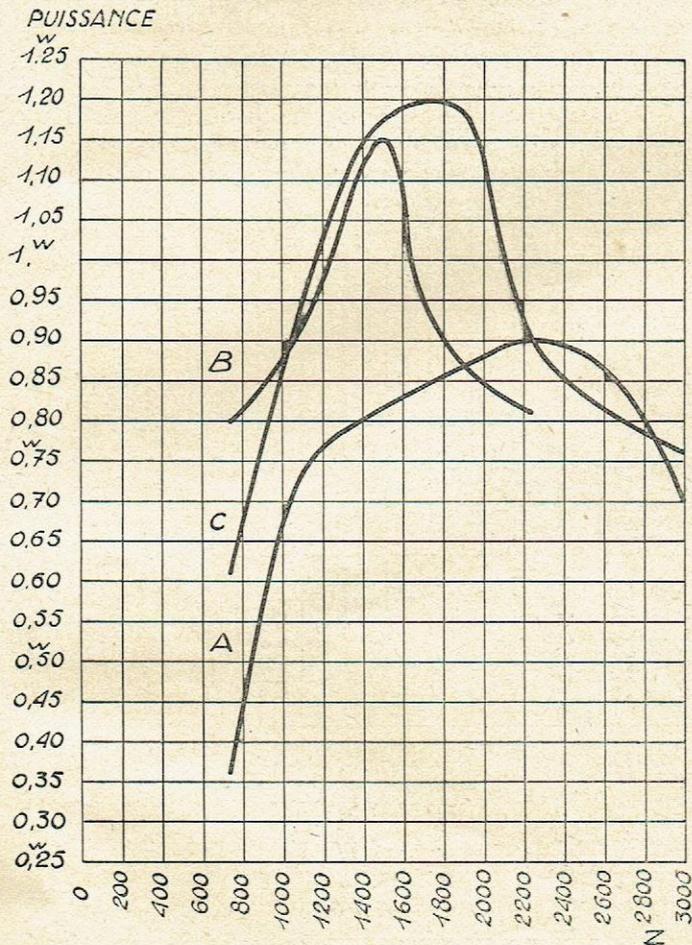


Fig. 2.

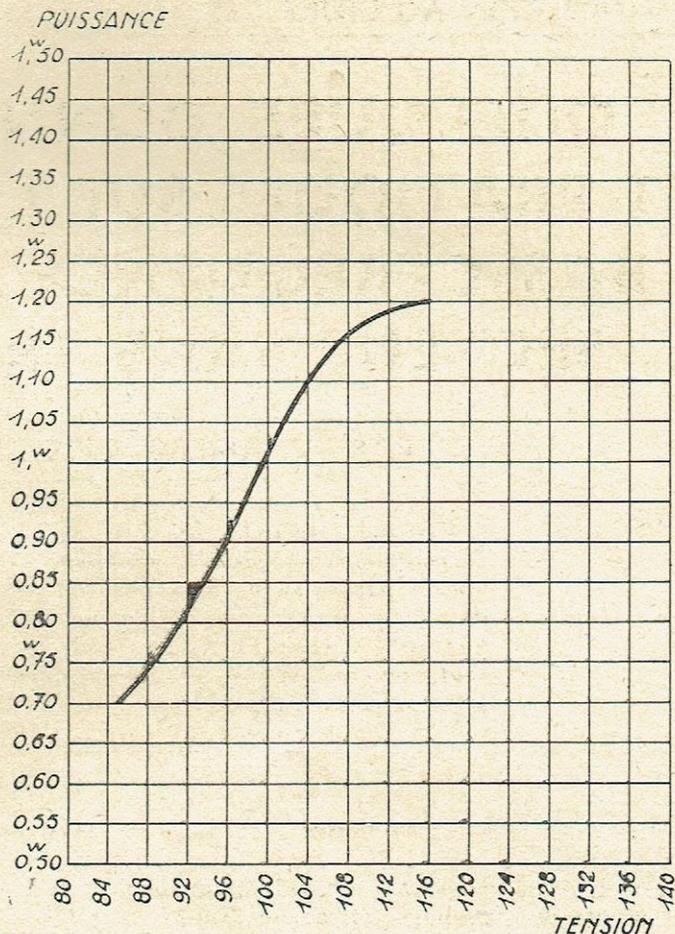


Fig. 2 bis.

de — 1,2 volt et le courant plaque de 0,7 milliampère. Pour la 25L6, au cours des mesures, on avait, sur la plaque, 102 volts, et sur l'écran 110 volts, la grille était polarisée à — 7,5 volts, le courant plaque était de 48 milliampères sans signal, et de 50 milliampères avec signal.

Un premier essai a consisté à rechercher la charge optimum, on a ainsi obtenu la courbe A figure 2, qui montre un maximum pour une charge de 2200 à 2400 ohms. La puissance a été mesurée pour un taux de distorsion de 10 % ; la puissance nous paraissant anormalement faible, la tension plaque a été élevée en utilisant une self de filtrage moins résistante. Dans ces conditions, pour 107 volts au secteur, on avait 120 volts sur l'écran et 112 volts sur la plaque de la basse fréquence. La polarisation était de — 7,11 volts, le courant plaque était de 50 milliampères sans signal et de 52 milliampères avec signal ; le courant d'écran était de 3 milliampères sans signal et de 6 milliampères avec signal. Dans ces conditions, on a obtenu la courbe de charge optimum correspondant à la courbe B figure 2, qui montre un maximum très net aux environs de 1500 ohms. On voit que la charge optimum a très sensiblement varié avec les conditions de l'essai.

Pour la charge optimum précédemment déterminée, il nous a paru intéressant de relever la puissance en fonction de la tension du secteur. On a obtenu la courbe de la figure 2 bis qui est particulièrement suggestive.

Sensibilité

Pour avoir une puissance de sortie de 500 milli-watts, il faut une tension de 0,074 V appliquée à la grille de la 6Q7.

la courbe A de la figure 4. Il y a lieu de remarquer qu'il serait logique de prendre comme puissance normale d'un ampli basse fréquence, la puissance correspondant à une distorsion de 7 % (pour ainsi dire

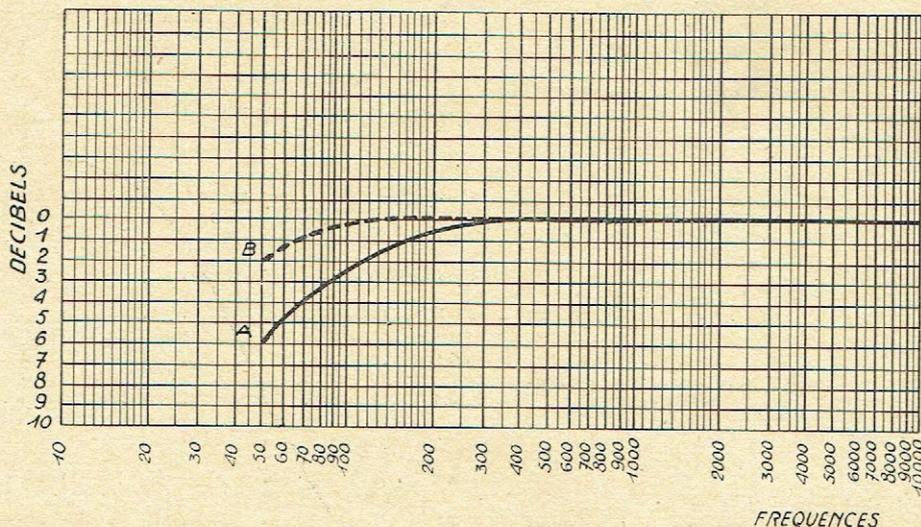


Fig. 3.

Courbe de réponse

La courbe de réponse de l'amplificateur est donnée par la figure 3 ; on remarque une chute de 6 db. à 50 périodes. Il y a d'ailleurs lieu de noter que la courbe de répons est prise aux bornes d'une résistance pure. Il n'en est évidemment pas de même, lorsqu'il s'agit de l'impédance motionnelle de la bobine mobile d'un haut-parleur.

insensible à l'oreille) ; il est, en effet, anormal d'admettre des distorsions de 10 ou 15 % qui sont déjà très sensibles à l'oreille. Dans ces conditions, on remarque que la puissance utile de l'ampli envisagé est de l'ordre de 1 watt. A titre de comparaison, on a tracé sur la courbe C de la figure 4, la caractéristique d'un ampli d'un poste du commerce ; les mauvais résultats s'expliquent uniquement par un choix

DISTORSION

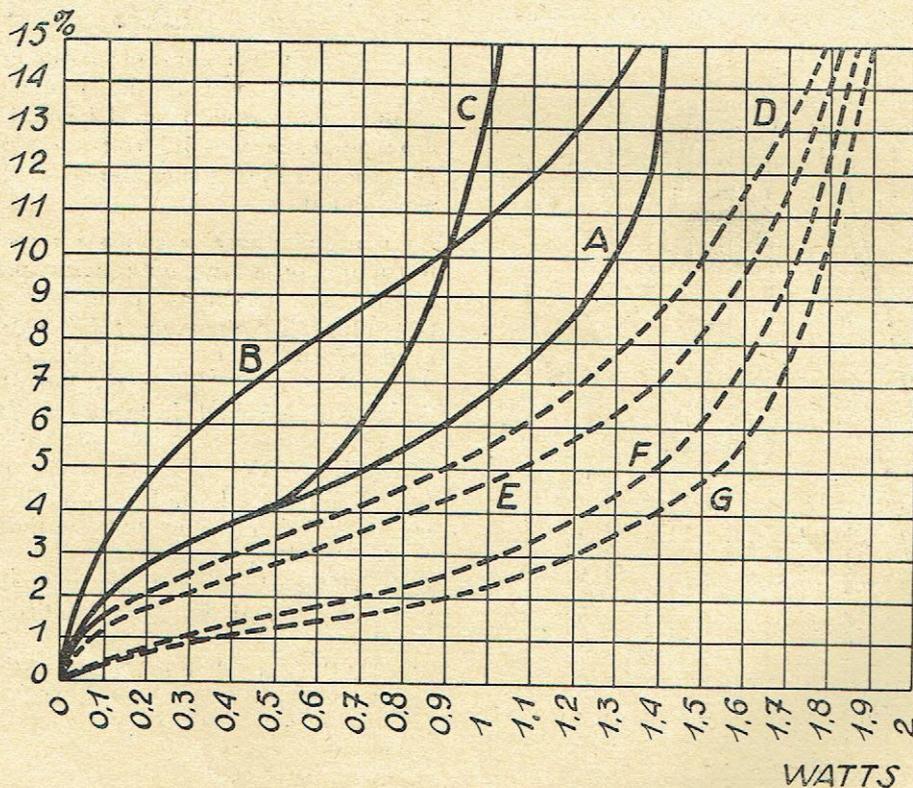


Fig. 4.

Distorsion en fonction de la puissance

L'ampli étant réglé pour une tension d'entrée de 110 volts, on a relevé la courbe de distorsion en fonction de la puissance. On a trouvé dans ces conditions

incorrect des éléments du montage. Sur la courbe B de la figure 4, on a tracé la courbe de distorsion du même montage, en remplaçant la polarisation de la 6Q7 par une autopolarisation due au courant rési-

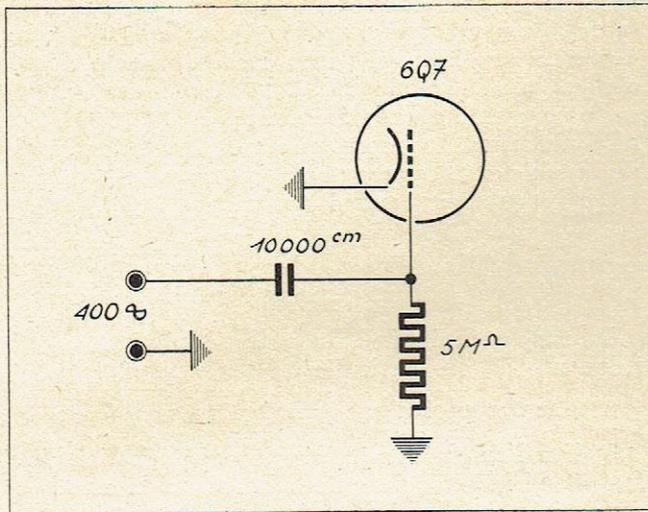


Fig. 5.

duel de grille. On voit que ce montage crée une distorsion importante même à basse puissance ; ce montage représenté par la figure 5 ne semble donc pas recommandable.

Essais avec polarisation semi-fixe

On sait que les résultats obtenus en basse fréquence théoriquement et pratiquement sont meilleurs lorsqu'on utilise la polarisation fixe. En effet, la résistance de polarisation dans la cathode crée une contre-réaction qui se manifeste malgré la présence du condensateur de shunt par suite de la variation de courant plaque due à l'inévitable courbure de la caractéristique.

Il n'est pas question, dans un montage commercial, d'employer une polarisation rigoureusement fixe, mais on peut toutefois utiliser une polarisation semi-fixe, par exemple suivant le schéma de la figure 6. Dans ce cas, on a choisi la résistance de la self de filtrage de telle façon que la tension aux bornes de celle-ci soit égale à la tension de polarisation. Il y a aussi lieu d'observer qu'avec ce montage, la résis-

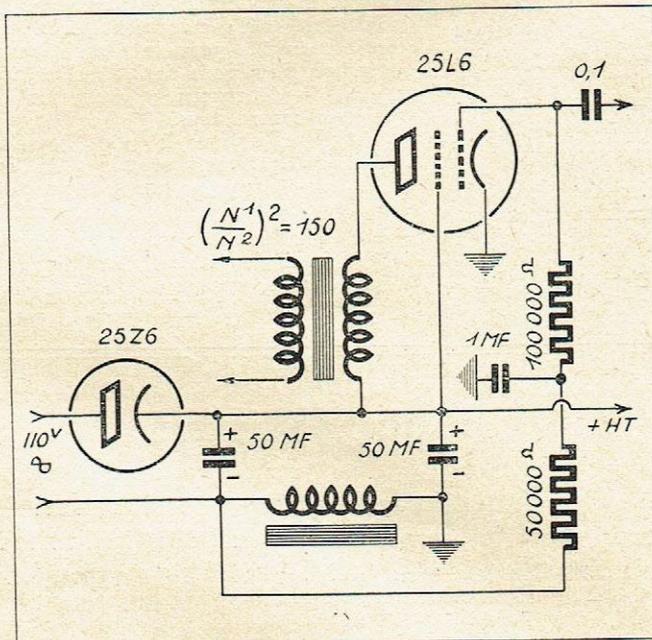


Fig. 6.

tance de grille de la lampe de puissance doit être nettement plus faible que dans le cas de l'auto-polarisation.

C'est une précaution importante que négligent, à tort, beaucoup de constructeurs et qui peut expliquer souvent la vie relativement brève de certaines lampes de puissance.

Les mêmes essais que précédemment ont donc été effectués à partir du schéma de la figure 6. La recherche de la charge optimum est donnée par la courbe C de la figure 2. La courbe de distorsion en fonction de la puissance est donnée par la courbe D de la figure 4. On voit que ce montage apporte une amélioration très nette et par exemple que, pour 7 % de distorsion, on atteint 1,8 watt sur le secondaire du transformateur. Pour 15 % de distorsion, on obtient 1,8 watt, ce qui correspond en réalité à plus de 2,2 watts, compte tenu du rendement du transformateur.

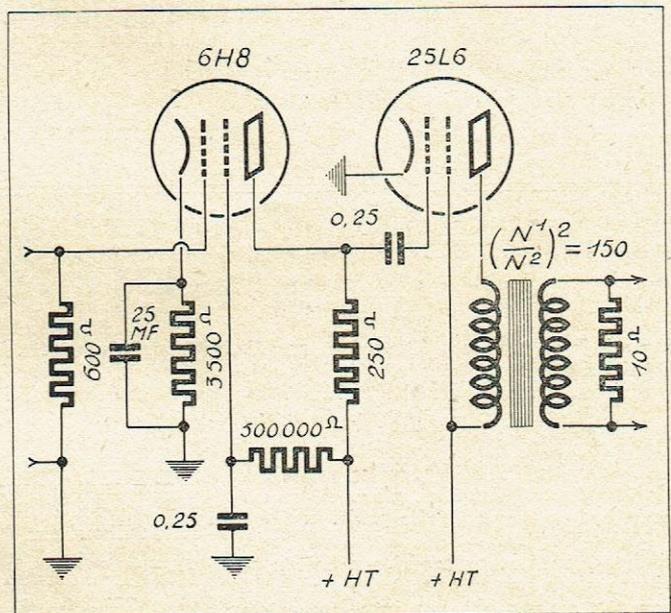


Fig. 7.

Essais de contre-réaction

La contre-réaction permet d'améliorer encore ces résultats, ainsi qu'on va le voir. Toutefois, la contre-réaction apporte une perte de sensibilité notable ; nous avons remplacé la 6Q7 par une 6H8, qui permet un gain d'entrée plus élevé ; le montage devient alors celui de la figure 7. La sensibilité du montage, sans contre-réaction, se trouve nettement améliorée, car pour obtenir 500 milliwatts, il suffit d'une tension d'entrée de 0,055 volt ; la courbe de distorsion n'est pas modifiée et celle de la figure 4 (D) reste valable. Ensuite, les essais de courbe distorsion/puissance ont été tracés pour différents taux de contre-réaction, ceux-ci étant réalisés d'après le montage de la figure 8.

La variation du taux de contre-réaction a été obtenue en agissant sur la résistance de cathode initialement de 30 ohms.

Sur la figure 4 (E), on a tracé la courbe avec 3 décibels de contre-réaction (de façon à ramener la sensibilité avec 6H8 à la sensibilité obtenue avec 6Q7 sans contre-réaction (3 décibels de contre-réaction). La courbe F correspond à 10 décibels de contre-réaction (sensibilité 0,14 volt pour 500 milliwatts). La courbe G

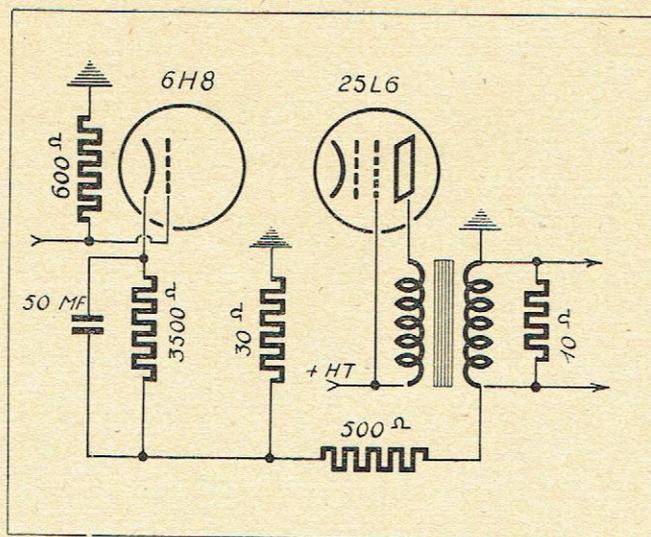


Fig. 8.

correspond à 12 décibels de contre-réaction (sensibilité 0,2 volt pour 500 milliwatts).

Avec 10 décibels de contre-réaction, la courbe

réponse de l'ampli devient celle de la figure 3 (B) (avec le même transformateur de sortie). Il y a lieu de noter que si la résistance de charge était remplacée par une bobine mobile dont l'impédance motionnelle augmente avec la fréquence, on constaterait un affaiblissement de fréquence élevé dû à la diminution de la résistance apparente de la lampe de sortie qui se comporte alors comme une triode.

En résumé, les résultats obtenus avec une 25L6 alimentée à basse tension peuvent être améliorés :

1° Par le choix judicieux des éléments de basse fréquence et, en particulier, de la charge ;

2° Par l'emploi d'une polarisation semi-fixe ;

3° Par l'emploi conjugué d'une polarisation semi-fixe et de la contre-réaction. La perte de sensibilité apportée par celle-ci peut être compensée par l'emploi d'une penthode à la place d'un triode, et de toute façon, elle reste largement suffisante pour un récepteur normal.

(A suivre.)

BIBLIOGRAPHIE

Pour le monteur radio-électricien, par G. MOUSSERON, officier radio de 1^{re} classe de la marine. Vol. 12 X 18. VIII-163 pages avec 77 figures. (Librairie Dunod. Prix : broché, 19 fr. 50).

Ce livre a été fait pour les praticiens de la radio qui, jusqu'ici, n'avaient aucun ouvrage leur tenant lieu de guide.

Ceux-ci trouveront dans cet ouvrage, où l'auteur apporte une expérience de vingt-cinq ans de pratique, tous les procédés, tours de mains, « trucs », etc., étayés du strict minimum de théorie nécessaire à leur compréhension, qui leur éviteront des tâtonnements et leur faciliteront la tâche toujours délicate du montage et du dépannage.

Aux excellents livres existant où la théorie tient une grande place, cet ouvrage, pratique avant tout, vient s'adjoindre heureusement à l'intention d'une foule toujours plus nombreuse de professionnels et d'amateurs qui ont fait de la radio ce qu'elle est aujourd'hui.

**

Amplificateurs basse fréquence. Théorie et pratique, par M. G. MARK, traduit et adapté du russe par W. SOROKINE,

ingénieur radio. Tome II, IV-123 pages 16 X 25, avec 79 figures. 1941. (Librairie Dunod. Prix : broché, 65 fr. ; relié, 89 fr.)

Les applications des amplificateurs BF sont innombrables et touchent aussi bien la construction des récepteurs et émetteurs radio que le cinéma sonore, la télévision, le téléphone, etc.

L'importance de l'ouvrage nous a conduit à le publier en deux volumes. Le premier traite de la théorie de l'amplification BF, le second envisage les applications pratiques : construction des transformateurs, stabilisation des amplificateurs à plusieurs étages, correction des distorsions, etc.

La partie consacrée au calcul des transformateurs contient des indications théoriques et pratiques sur les dimensions du noyau, des tôles, la façon de réaliser l'enroulement. Elle se termine par quelques exemples de calcul de transformateurs classiques.

Le calcul des cellules de découplage tient une place importante, avec examen de plusieurs exemples d'amplificateurs à deux ou trois étages.

La correction des distorsions en fré-

quence et en phase et la contre-réaction BF terminent cet ouvrage, qui rendra les plus grands services à tous ceux qui s'occupent de l'amplification BF.

**

Aide-Mémoire du Sans-Filiste et des Professionnels de la Radio, par A. BRANCARD. VIII-159 pages 13 X 21, avec 166 figures. 1941. — Librairie Dunod. — Prix : broché, 49 fr.

Illustré de nombreux schémas de montage et figures, cet aide-mémoire constitue actuellement, de l'avis unanime des techniciens, une documentation très complète et inédite pour le sans-filiste, le revendeur d'appareils de T.S.F., le serviceman, le dépanneur professionnel et l'amateur-constructeur.

L'auteur a consacré les principaux chapitres à d'importants et très utiles exposés, tant techniques que pratiques, sur tout ce qui concerne la radioélectricité.

Par l'étendue des sujets traités, cet ouvrage sera également un guide très précieux pour l'apprenti et l'étudiant.

ABONNEMENTS POUR NOS PRISONNIERS

Désormais, les prisonniers de guerre français en Allemagne (Stalag ou Oflag) pourront recevoir notre revue. Les abonnements seront exclusivement souscrits par les camps eux-mêmes (sur la demande des intéressés) et par l'intermédiaire de la **Maison Auslandszeitungshandel G. M. B. H., à Cologne Stolk-gasse 25-31**, qui fera également le nécessaire pour la livraison de la revue aux camps.

Il appartient aux familles des prisonniers de leur faire connaître cette intéressante nouvelle.

DISPOSITIF POUR LE RELEVÉ DES COURBES DE RÉPONSE BASSE FRÉQUENCE A L'OSCILLOGRAPHIE CATHODIQUE

On trouvera ci-dessous le schéma d'un dispositif simplifié qui permet de relever les courbes de réponse d'un ampli BF à l'oscillographe cathodique.

On applique aux plaques du tube cathodique au moyen de deux amplis laissant passer la composante continue :

Verticalement une tension proportionnelle à la tension de sortie de l'ampli, horizontalement une tension approximativement proportionnelle à la fréquence (suivant une échelle presque logarithmique).

FONCTIONNEMENT

Le système $C_1 R_1 C_2 R_2 R_3$ a la propriété d'appliquer à la cathode de la 6H6 une tension qui croît linéairement avec la fréquence.

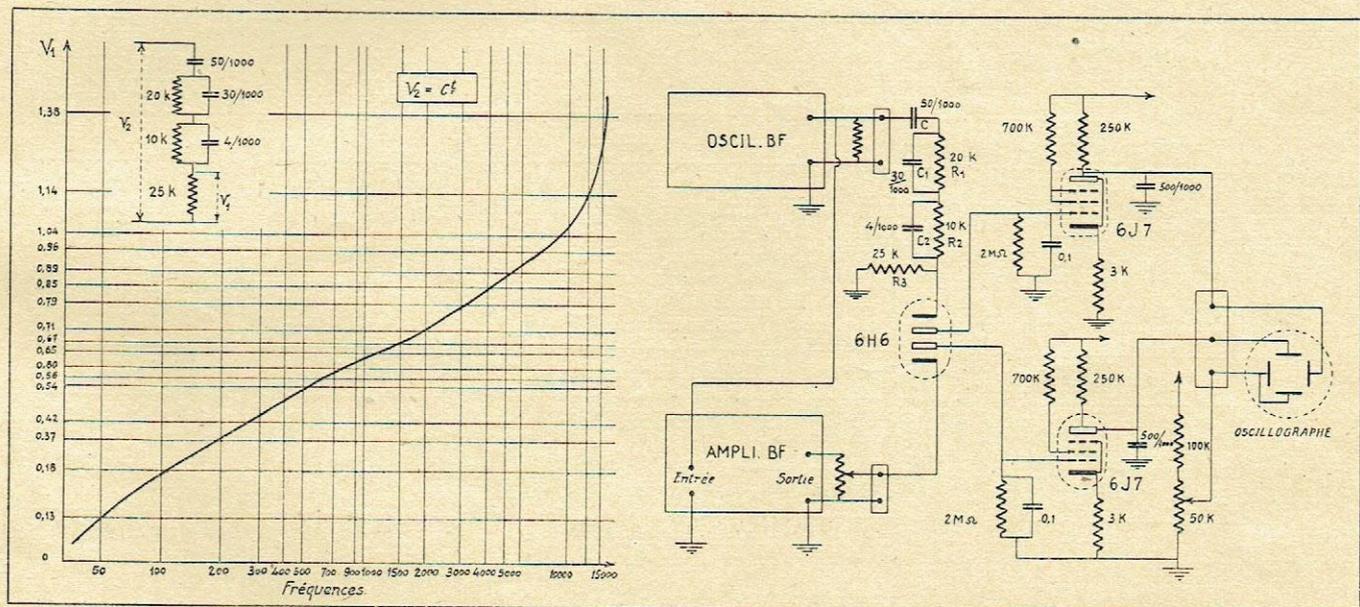
La diode 6H6 attaque une 6J7

montée en amplificatrice de courant continu ; le déplacement horizontal du spot, fonction de la plaque P, dépend de la 6J7.

Donc, si nous faisons varier la fréquence de l'oscillateur BF, la tension détectée par la diode va varier. Si nous augmentons la fréquence, cette tension augmente, le potentiel + de la grille de la 6J7 augmente ; le courant plaque augmente donc et, par suite, la chute de tension dans la résistance de 250.000 ohms augmente ; la tension plaque diminue donc. La plaque de déviation deviendra moins positive.

La seconde 6J7, qui commande la déviation verticale du spot, est montée de la même façon que la première. Pour étudier la réponse d'un ampli, on attaquera celui-ci par la même fréquence, c'est-à-dire que l'oscillateur BF attaquera en même temps l'ampli.

En tournant à la main le bouton de commande du générateur BF, le spot trace sur le tube cathodique la courbe de réponse de l'amplificateur BF. On peut facilement relever celle-ci en disposant une feuille de papier calque sur l'écran du tube cathodique.



LA NORMALISATION DES LAMPES DE RÉCEPTION A USAGE PROFESSIONNEL

Dans notre numéro de mars 1941, nous avons publié la nouvelle normalisation des lampes pour récepteurs de radiodiffusion.

Cette première normalisation vient d'être complétée par une seconde relative aux tubes de réception à usage professionnel. Elle fait l'objet de la recommandation n° 1 du Groupe professionnel des Industries Radioélectriques en date du 8 juillet 1941.

La première est une décision d'un Observatoire d'abord la différence de forme entre ces deux prescriptions.

caractère absolu, explicable par la simplicité même des buts à atteindre et le petit nombre des séries des lampes en usage pour la radiodiffusion.

La seconde, au contraire, n'a que le caractère d'une recommandation, et cela se conçoit du fait qu'il est difficile d'imposer des normes très strictes à un matériel qui est susceptible d'évoluer selon les nécessités très variées des problèmes à résoudre.

Cependant, l'intérêt général commande, aussi bien aux utilisateurs qu'aux constructeurs, de limiter autant que possible les modèles des lampes de réception requises par le matériel professionnel et d'éviter leur foisonnement.

Il ne s'agit pas, bien entendu, d'empêcher le progrès technique en obligeant les constructeurs à se cantonner dans un choix très strict de modèles, mais de leur recommander d'employer, autant que possible, les modèles proposés, qui sont au nombre de quarante-trois et doivent pouvoir suffire normalement à tous les usages professionnels. C'est du moins ce qui résulte de l'enquête faite auprès des administrations intéressées et des constructeurs.

Cette initiative vient à son heure, car

le nombre des types de lampes actuellement en usage atteint quelques centaines.

Il faut tenir compte pourtant que la diversité des résultats à atteindre au moyen des appareils professionnels oblige à envisager un nombre relativement grand de tubes, qui ne sont souvent réalisés que par petites séries, les besoins des commandes professionnelles étant en général beaucoup plus faibles que ceux de la radiodiffusion.

La liste limitative recommandée, qui tient compte de tous les problèmes posés aux constructeurs de matériel professionnel, qu'il s'agisse d'émetteurs, d'oscillateurs, d'amplificateurs, de modulateurs ou de téléviseurs, ne comprend, pour chaque fonction, que deux modèles de tubes au maximum, l'un pour la série américaine, l'autre pour la série européenne.

On peut constater que la liste recommandée renferme toutes les lampes déjà normalisées pour les récepteurs de radiodiffusion, à l'exception de ceux chauffés sous 25 volts pour récepteurs universels. On y a ajouté un certain nombre de tubes

qui sont spécialement du domaine professionnel.

A noter que les lampes américaines des types 954, 955 et 6J5 ne peuvent pas être actuellement fabriquées par l'industrie française en raison des circonstances. Cependant la lampe 6J5 peut être remplacée en attendant mieux par la lampe 6C5, qui a été maintenue à cette intention sur la liste des tubes de vente.

En somme, les lampes recommandées sont au nombre de vingt pour la série américaine et de vingt-trois pour la série européenne.

Le tableau I indique la liste des tubes recommandés rangés d'après leurs fonctions.

Le tableau II indique les lampes réceptrices de remplacement pour le matériel professionnel, destinées à être maintenues sur le marché de vente. Cette liste de 121 tubes comprend, outre les lampes dont l'emploi est recommandé, toutes celles qu'il est utile de maintenir comme tubes de remplacement.

TABLEAU II. — Lampes de réception de remplacement pour le matériel professionnel.

| | | | | | |
|-------|-------|------|-------|-------|------|
| A409 | C12 | EBF2 | F443N | 6A7 | 6M6 |
| A415 | C443 | EBL1 | 506 | 6A8 | 6M7 |
| A441N | CBL1 | ECH3 | 954 | 6AF7G | 6Q7 |
| B406 | CBL6 | ECF1 | 955 | 6B7 | 6V6 |
| B424 | CF3 | EF5 | 1561 | 6B8 | 25A6 |
| B442 | CK1 | EF6 | 1851 | 6C5 | 25L6 |
| R80 | CL2 | EF8 | 1875 | 6C6 | 25Z5 |
| X6 | CL6 | EF9 | 1882 | 6D6 | 25Z6 |
| Y25 | CY1 | EF50 | 1883 | 6E8 | 42 |
| AB2 | CY2 | EFM1 | 4654 | 6F5 | 43 |
| ABC1 | DW601 | EH2 | 4673 | 6F6 | 47 |
| ABL1 | DW802 | EK2 | 4688 | 6F7 | 56 |
| AF3 | E406N | EL2 | 2A5 | 6G5 | 57 |
| AF7 | E424N | EL3N | 2A7 | 6H6 | 58 |
| AK1 | E443H | EL6 | 2B7 | 6H8 | 75 |
| AK2 | E446 | EM1 | 5Y3G | 6J5 | 76 |
| AL2 | E447 | EM4 | 5Y3GB | 6J7 | 80 |
| AL3-4 | EA50 | EZ3 | 5Z3 | 6K7 | 83 |
| AM1 | EB4 | EZ4 | 6A5 | 6L6 | 89 |
| AZ1 | EBC3 | F410 | 6A6 | 6L7 | 879 |
| | | | | | 2A3 |

TABLEAU I. — Lampes de réception recommandées pour le matériel professionnel.

| Fonctions | Nature de la lampe | Série américaine * | Série européenne |
|--|---|-----------------------------------|---|
| Oscillatrice HF Amplificatrice HF | Triodes Pentodes | 955, 6J5 954, 1851 6J7, 6M7 | EF6, EF8 EF9, EF50, 4673 |
| Changeuse de fréquence | Triodes-hexodes | 6E8 | ECH3 |
| Déteçtrice Redresseuse Régulatrice Oscillatrice HF-BF Amplificatrice HF-BF | Diode Doubles diodes Double diode-triode Doubles diodes-pentodes HF Triodes-pentodes HF Double diode-pentode BF Triode-pentode BF | 6H6 6Q7 6H8 6F7 X6 | EA50 EB4 EBF2 ECF1 EBL1 |
| Indicateur d'accord | Tubes luminescents | 6AF7G | EM4 |
| Amplificatrice BF | Triodes Tétrapodes Pentode | 6L6, 6V6 | F410, E406N DW601 EL3N, F443N 4654 |
| Redresseuse Alimentation HT et BT | Valves biplaques | 5Y3G, 5Y3GB 5Z3, 83 879 | AZ1, 1883 EZ3, EZ4 1875 |

CHEZ LES CONSTRUCTEURS

APPAREILS DE MESURE

LABORATOIRE CIMEL

Le Laboratoire de Construction d'Instruments de Mesures Electriques s'est spécialisé dans la construction de tous appareils de contrôle répondant à des spécifications déterminées, pour Laboratoires, Etablissements d'Enseignement, Industries électrique et radioélectrique, Téléphonie, Signalisation, Industries des chemins de fer, Constructions navales, Aviation, etc.

D'une gamme très riche d'appareils comprenant des microampèremètres à grande sensibilité, des milliampèremètres et des ampèremètres, des appareils combinés à sensibilités multiples, des ohmmètres et mégohmmètres à pile et à lecture directe, des wattmètres, décinepermètres, etc., nous retiendrons spécialement le controhm 6 PW et le voltmètre à lampe 5 V 50.

Le controhm 6 PW, basé sur le principe du pont de Wheatstone, est destiné à la mesure rapide, par lecture directe, des résistances de valeur comprise entre 0,05 ohm et 5 mégohms. L'appareil se présente sous forme d'un bloc compact, d'encombrement et de poids réduits, en boîtier métallique à couvercle amovible.

L'alimentation est assurée par une pile sèche contenue dans le boîtier, aisément interchangeable et permettant l'utilisation directe de l'appareil sur les cinq premières sensibilités.

Deux bornes permettent, en outre, l'alimentation par une source extérieure, 6 volts environ pour les cinq premières sensibilités et 30 volts environ pour la sensibilité 5 mégohms.

La lecture de la valeur de la résistance mesurée se fait directement sur une échelle à graduation logarithmique dont la longueur développée est d'environ 180 mm.

Les caractéristiques générales du controhm 6 PW sont les suivantes :

Galvanomètre de zéro à cadre mobile et aimant spécial ; sensibilités : 50, 500,

5.000, 50.000, 500.000 ohms et 5 mégohms.

Le voltmètre à lampe 5 V 50. — Cet appareil permet de mesurer des tensions de 0,1 volt à 150 volts entre 20 périodes et 50 mégacycles avec une précision de $\pm 2\%$. Il possède 5 sensibilités : 1,5, 5, 15, 50 et 150 volts.

Son impédance d'entrée est de 5 mégohms ; sa capacité d'entrée de 8 cm. environ. Il est alimenté par le secteur alternatif 110 volts, 50 périodes, avec un dispositif d'autorégulation.

LE VOLTMÈTRE A LAMPE VL-10

Utilisation. — Un voltmètre ayant une impédance d'entrée élevée et une gamme de mesure étendue telle que le VL-10 est un appareil inestimable pour qui-conque travaille en électricité ou radio-électricité.

Il peut être utilisé soit en haute, soit en basse fréquence ; sa gamme est comparable à celle d'un appareil à thermocouple haute fréquence, mais sa consommation est négligeable. Utilisé avec des shunts capacitifs, il peut, dans de nombreux cas, être utilisé comme ampèremètre haute fréquence dont la consommation est de l'ordre de 6 microwatts, alors qu'il faut envisager 6 milliwatts avec les meilleurs thermocouples.

Description. — Un circuit de détection spécial, utilisant une diode appropriée, est logé dans un petit boîtier en matière isolante haute fréquence.

Un amplificateur à courant continu à contre-réaction d'intensité est utilisé pour les mesures de la tension redressée. Les différentes sensibilités sont obtenues en modifiant la pente de cette amplificatrice par le réglage du taux de contre-réaction.

Caractéristiques. — L'utilisation de la contre-réaction donne le bénéfice d'une très grande stabilité du gain de l'amplificateur et assure par suite la permanence de l'étalonnage. Une seule échelle prati-

C.I.M.E.

FABRIQUE AUSSI

DES

Calorifères électriques

ET DES

Résistances chauffantes

C.I.M.E.

17, r. des Pruniers, PARIS-20^e

Tél. : MEN. 79-02

quement linéaire est utilisée pour les différentes sensibilités, et les lectures sont directes, à un facteur de multiplication près.

L'alimentation de l'ensemble s'effectue directement sur secteur alternatif 110-130 volts 50 pps. et une régulation de la tension redressée rend sans influence les variations instantanées de la tension du réseau. Pour les mesures particulièrement précises, on peut effectuer un tarage en utilisant le galvanomètre de l'appareil et un rhéostat inséré que commande un bouton placé sur le panneau dans le circuit primaire du transformateur d'alimentation.

Un seul réglage de zéro est utilisé pour toutes les gammes et le léger glissement initial sur la plus grande sensibilité disparaît après environ cinq minutes de chauffage.

D'importantes surcharges ne causent aucun dommage au voltmètre et la tension à mesurer étant appliquée aux bornes, il suffit en changeant de gammes de se placer sur la sensibilité qui en permet la mesure facile.

Presque tout le circuit de mesure alternatif est placé dans un petit boîtier mobile, les connexions reliant l'appareil au circuit de mesure peuvent être très courtes, ce qui permet d'obtenir la meilleure précision possible en haute fréquence.

RADIO · PHOTO · CINÉ · PHONO · DISQUES · ARTICLES MÉNAGERS · ÉCLAIRAGE

... vous trouverez ce que vous cherchez à ...

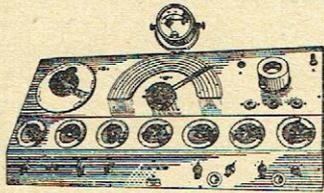
ENTRE LA GARE SAINT-LAZARE ET LE 8^{ème} HAUSSMANN

RADIO-EUROPE

3, RUE DE ROME · PARIS (8^e)

TELEPHONE : EUROPE 61-10 et 61-11





BIPLEX

LE PUPITRE UNIVERSEL
Licence Lucien CHRETIEN
comprenant

- 1° Ohmmètre-capacimètre.
- 2° Hétérodyne,
- 3° Lampemètre.

Une véritable station de dépannage et de contrôle en un seul appareil créé spécialement à l'usage des dépanneurs et des constructeurs.

■ SPÉCIALISTES DES APPAREILS DE MESURE RADIOÉLECTRIQUES ■

Dépanneurs demandez la documentation à :

BIPLEX

30 bis, rue Cauchy, PARIS (15^e) Tél. : Vaug. 45-93. R. C. Seine 28.256

tout pour la Radio
DU MATÉRIEL NEUF

CELLULE PHOTO ÉLECTRIQUE
POTENTIOMÈTRES
ALIMENTATIONS TOTALES
TENSIONS PLAQUES
CONDENSATEURS
RÉSISTANCES
ÉBÉNISTERIES
BOBINAGES
CHASSIS
TRANSFOS B. F.
FERS A SOUDER
LAMPÈMÈTRES
HÉTÉRODYNES
LAMPES
MICROS
PICK UP
FICHES
ANTENNES
C. V.
ETC. ETC.

POSTES COMPLETS • NEUFS ET D'OCCASION

ÉTABLISSEMENTS PYPYRUS
Dépannage de tous postes. Prise à domicile
25, BOUL. VOLTAIRE • PARIS-XI^e
MÉTRO : GRENELLE

LISTE DES EXPOSANTS A LA FOIRE DE LYON

ATELIERS RENE HALFTERMEYER (ARENA), 35, avenue Faidherbe, Montreuil. — BRION, LEROUX, 40, quai Jemmapes, Paris. — J. CANETTI ET Cie, 16, rue d'Orléans, Neuilly. — CARTEX, 15, avenue de Chambéry, Annecy. — CELAR-ERGOS, 1, avenue Alsace-Lorraine, Grenoble. — CHAUVIN-ARNOUX, 190, rue Championnet, Paris. — CONSTRUCTIONS ROCH, avenue de Thion, Annecy. — DA ET DUTILH, 81, rue Saint-Maur, Paris. — DARIO, 51, rue Carnot, Suresnes. — DUCRETET-THOM-

SON, 37, rue de Vouillé, Paris. — ELECTROVOX (MM. RENARD ET MOIROUX), 11, rue de Trianon, Le Perreux. — ELVECO, 70, rue de Strasbourg, Vincennes. — FERISOL, 9, rue des Cloys, Paris. — FOREVER, 15, rue Bugeaud, Lyon. — GODY, quai des Marais, Amboise. — L. M. T., 46, quai de Boulogne, Boulogne. — MILDE RADIO, 58, rue Desrenaudes, Paris. — PHILIPS, 2, cité Paradis. — POINT-BLEU, rue Pouchet, Paris. — RADIALVA (MM. VECHAMBRE FRERES), 1, rue J.-J.-Rousseau,

Asnières. — RADIO-CONTROLE, 141, rue Boileau, Lyon. — RADIO J. D., 139, rue Tahère, Saint-Cloud. — RIBET ET DESJARDINS, 13, rue Perrier, Montrouge. — SFERNICE (Société Française de l'Electro-Résistance), 115, boulevard de la Madeleine, Nice. — S. F. R., 79, boulevard Haussmann, Paris. — SOCIÉTÉ INDUSTRIELLE RADIOÉLECTRIQUE, 31, r. Censier, Paris. — L'INDUSTRIELLE DES TELEPHONES, 2, rue des Entrepreneurs, Paris. — VISSEAUX, 87, quai Pierre-Scize, Lyon.

AMPLIFICATEURS BASSE FRÉQUENCE

Théorie et Pratique

par

M. G. MARK

Traduit et adapté du russe par

W. SOROKINE

Ingénieur Radio

TOME I. - IV - 250 pages 16 × 25, avec 179 figures. 1941. (Relié, 151 fr.) — Broché, 125 fr.

TOME II - V - 123 pages 16 × 25, avec 79 figures. 1941. (Relié, 91 fr.) — Broché, 65 fr.

— 92 —
rue Bonaparte

DUNOD

Éditeur,
PARIS (VI^e)

*En plein centre de Paris...
Place de l'Opéra...*

ÉLECTROPERA

PRÉSENTE
UN CHOIX
DE MATÉRIEL
RADIO, PHOTO
& ÉLECTRICITÉ

PUÇL ROPY

49, Avenue de l'Opéra

Téléphone : OPÉRA 35-18

PRINCIPAUX FOURNISSEURS DE LA RADIO

ARENA.
35, avenue Faidherbe.
Montreuil-sous-Bois.

ARTEX G.
6, impasse Lemièrre, Paris.
NOR 12-22

AUDAX.
45, rue Pasteur, Montreuil-sous-Bois.
AVR 20-13

BIPLEX, H. POUCHET ET Cie.
30 bis, rue Cauchy (15°).
VAU 45-93

BOBINAGES A. C. R.
60, rue des Orteaux, Paris.
ROQ 83-62

BRION-LEROUX ET Cie.
40, quai Jemmapes, Paris.
NOR 81-48

J.-E. CANETTI ET Cie.
16, rue d'Orléans, Neuilly-sur-Seine.
MAI 54-00

CENTRAL-RADIO.
35, rue de Rome, Paris (8°).
LAB 12-00/01

C.I.M.E.
17, rue des Pruniers (20°).
MEN 79-02

Cie DES COMPTEURS.
12, place des Etats-Unis,
Montrouge.

COMPTOIR M.B. RADIOPHONIQUE.
160, rue Montmartre (2°).
CEN 41-32

ETS DYNA.
34, avenue Gambetta, Paris.
ROQ 03-02

ECOLE CENTRALE DE T.S.F.
12, rue de la Lune (2°).
CEN 78-87

E.C.R.
127, avenue du Maine, Paris.
SUF 67-70

E F. A. R.
67, rue Caumartin, Paris.
TRI 67-66

ELECTROPERA.
49, avenue de l'Opéra, Paris.
OPE 35-18

ELVECO.
70, rue de Strasbourg,
Vincennes.

FERISOL.
9, rue des Cloys, Paris.
MON 29-28

FILM & RADIO.
5, rue Denis-Poisson (17°).
ETO 24-62

GEKA.
41, Grande-Rue,
Le Plessis-Robinson.

GIRAUD.
79, avenue d'Italie,
Paris.

GUERPILLON & Cie.
64, avenue Aristide-Briand, Montrouge.
ALE 29-85/86

ISOLANTS DE PARIS.
22, rue Violet,
Paris.

L'INDUSTRIELLE DES TELEPHONES.
2, rue des Entrepreneurs, Paris (15°).
VAU 38-71

Sté KNOCK-OUT.
22, boulevard de Grenelle, Paris.
SUF 64-50.

LEMOINE, BOBINAGES.
42, rue André-Chénier, Bois-Colombes.
CHA 21-14

LEMOUYZ.
63, rue de Charenton (12°).
DID 07-74

L. I. E. (LABORATOIRE INDUSTRIEL
D'ELECTRICITE).
41, rue Emile-Zola, Montreuil-sous-Bois.
AVR 39-20

MANUFACTURE
D'ÉILLETTS METALLIQUES
64, boulevard de Strasbourg Paris.

H. MARGUERITAT, Constructeur de Ma-
chines à bobiner et bobinages.
31, rue de Gergovie, Paris.
SUF 47-57

MELODIUM.
296, rue Lecourbe (15°).
VAU 69-27

Sté Fse NATIONAL.
27, rue de Marignan,
Paris.

SOCIETE OMEGA.
14, rue des Périchaux (15°).
LEC 98-40/41

ETS PAPA-RADIO.
8, rue A.-G.-Belin, Argenteuil.
TEL. 796

ETS PAPHYRUS.
25, boulevard Voltaire,
Paris.

PHILIPS.
2, Cité Paradis,
Paris.

AU PIGEON VOYAGEUR.
252 bis, bd Saint-Germain, Paris.
LIT 74-71 (4 lignes).

LA PRECISION ELECTRIQUE.
10, rue Crocé-Spinelli (14°).
SEG 73-44

RADIALVA (MM. VECHAMBRE FRERES)
1, rue J.-J.-Rousseau, Asnières.
GRE 33-34

[S.A.E.D.R.A.] RADIO-L.L.
5, rue du Cirque (8°).
ELY 14-30

RADIO-CONTROLE.
141, rue Boileau,
Lyon.

RADIO EUROPE.
3, rue de Rome, Paris.

RADIO L. G.
48, rue de Malte,
Paris.

RIBET ET DESJARDINS (S.A.R.L.)
13, rue Périer,
Montrouge.

RADIO MARINO.
14, rue Beaugrenelle, Paris.
VAU 16-65

RADIQ PRIM.
5, rue de l'Aqueduc (10°).
NOR 05-15.

S.E.C.R.E.
27 et 29, rue des Récollets, Paris.
BOT 97-98

SECURIT (MM. Bougault et Pogu).
Usine : 161, rue des Pyrénées.
Magasin : 62, rue de Rome.

S.I.C. (Sté IND. DES CONDENSATEURS).
95, rue de Bellevue, Colombes.
CHA 29-22

MATERIEL SIMPLEX.
4, rue de la Bourse, Paris.
RIC 62-60

S. O. F. C. I.
Sté Coloniale Française d'Importation.
145, rue Saint-Dominique, Paris.
INV 22-87

STEAFIX.
17, rue Francœur, Paris.
MON 02-93

SUPERSONIC.
59, rue de l'Acqueduc, Paris.
NOR 79-64

LA VOIX DE PARIS.
34, rue Vivienne, Paris.
CEN 37-46

ZENITH RADIO-FRANCE.
4, boulevard Pershing,
Paris.

PETITES ANNONCES

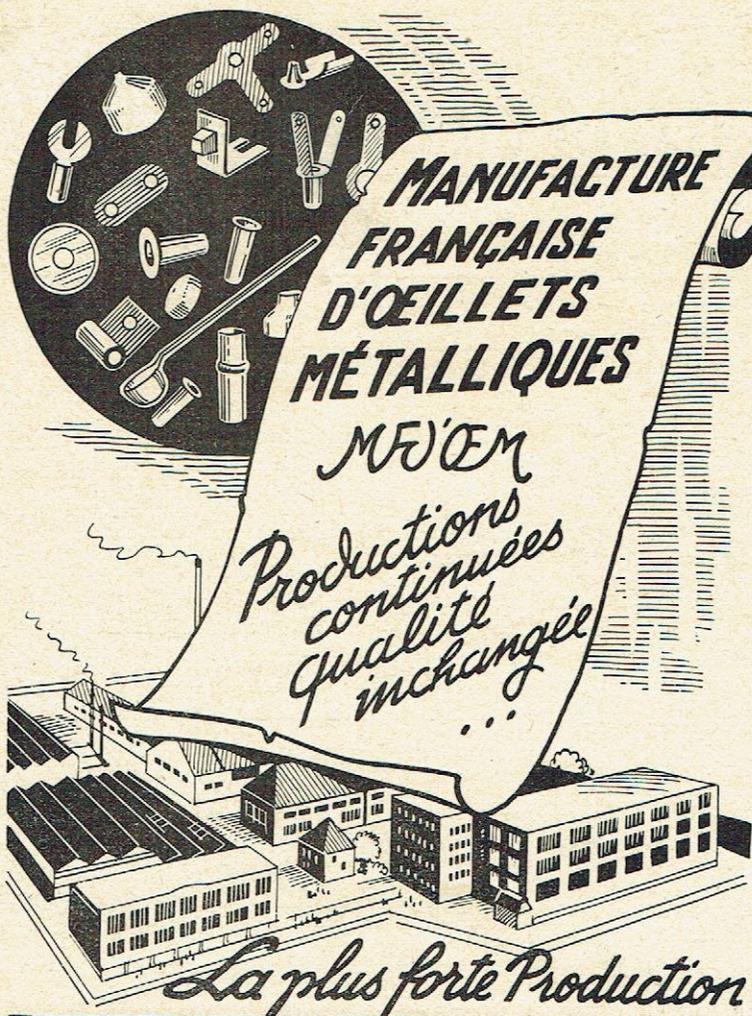
On demande un **ingénieur radioélectri-**
cien pour études d'appareils H.F. S'adres-
ser N° 102, au Journal, qui transmettra.

Importante usine T.S.F. rech. pour SI-
TUATION STABLE :

INGÉNIEURS et AGENTS TECHNIQUES

posséd. pratiq. matériel Radio Profession.
et Emission petite et moyenne puissance.
Ecr. en indiqu. âges et référ. détaill. à
M.-C. COMTESSE, 8, square de la Dor-
dogne (17°) qui transmettra.

Ingénieur particulièrement au courant
travail laboratoire, radio, oscillographes,
appareils de mesure, cherche situation
zone libre. Ecrire : SACRE, 3, rue Mon-
tardy, TOULOUSE.



64, Boulevard de Strasbourg PARIS^x TEL. BOTZARIS 72-76-77-78

LES POSTES

SLAM

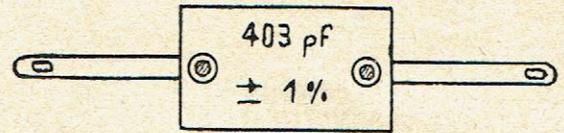
21 ANS
D'EXPÉRIENCE
ET DE SUCCÈS

■
DISTRIBUTEUR
EXCLUSIF :

**LE MATÉRIEL
SIMPLEX**

4, rue de la Bourse à PARIS (2^e)

Téléphone : RICHELIEU 62-60



STEAFIX

fabrique des condensateurs
mica et ajustables

LIVRAISON RAPIDE
PAR TOUTES QUANTITES

STEAFIX = S. A. R. L.

17, rue Francœur, PARIS (18^e)

Tél. : MON 02-93

Radialva

la
construction
irréprochable

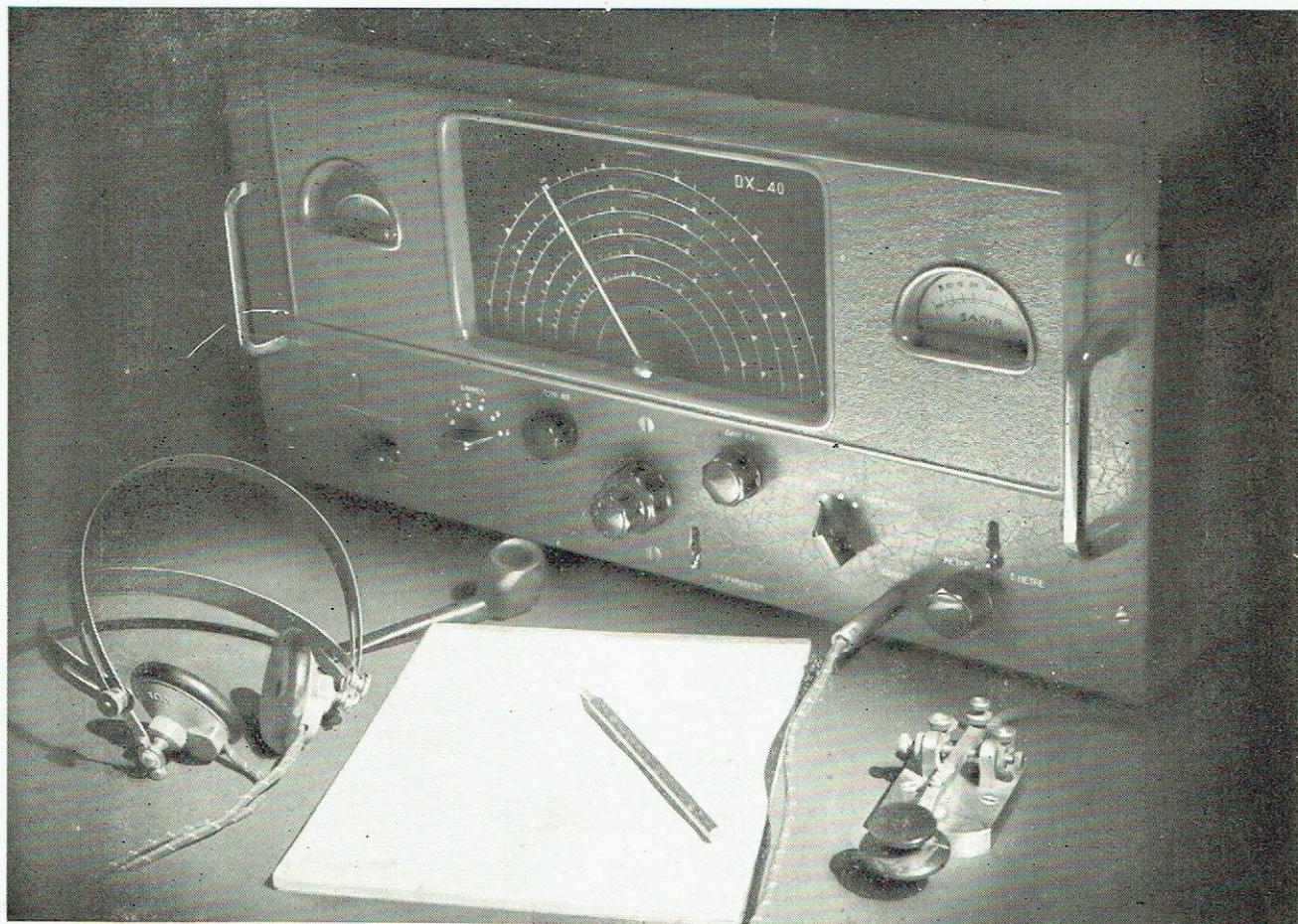
Peu de modèles,
mais bien au point
et toujours munis
des derniers
perfectionnements.

VECHAMBRE FRÈRES

CONSTRUCTEURS

1, RUE J.-J.-ROUSSEAU, ASNIÈRES (Seine)

MAISON ET FABRICATION 100 % FRANÇAISE



RECEPTEUR DX.40

- *Six gammes de 7,50 à 600^m.*
- *Filtre à quartz.*
- *Sensibilité meilleure que 1 microvolt.*
- *Oscillateur pour ondes entretenues.*
- *Limiteur de parasites.*
- *Cadran gradué en mégacycles.*
- *Vernier donnant 1000 points de lecture.*
- *Fonctionne sur secteur ou sur batterie.*
- *Décibelmètre.*
- *Prise de casque séparé.*

SOCIÉTÉ ANONYME DES INDUSTRIES RADIOÉLECTRIQUES
101, BOULEVARD MURAT - PARIS -
TELEPHONE AUT. 81-25



en **1941**
mieux qu'en 1938

GIRAUD FRÈRES



PARIS

Malgré les difficultés actuelles, grâce à leur conception technique et aux nouveaux procédés de fabrication, *nos POSTES* sont d'une qualité supérieure aux meilleurs récepteurs d'avant guerre.



ÉTABLISSEMENTS
GIRAUD FRÈRES
CONSTRUCTEURS

79 AVENUE d'ITALIE - PARIS 13^e - GOB: 29-51

Nouveauté

en préparation :
Nouveau SUPER
6 lampes à 5 gammes
2 O.C. - 2 P.O. - 1 G.O.
Sélectivité variable.
Contre - réaction.
Dynamique de 24 cms
à aimant permanent.
Dé multiplicateur
— à 2 vitesses —
Sensibilité en o.c. environ
— 5 microvolts. —
Prix probable-4.000 F.
ment inférieur à

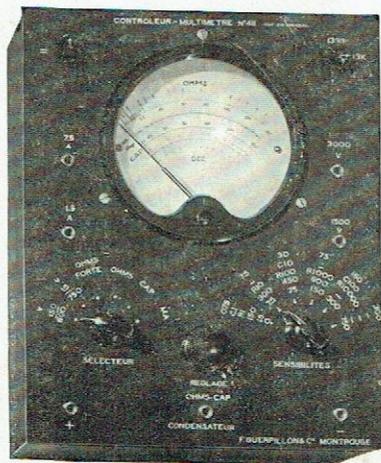
malgré les difficultés provisoires actuelles malgré le très faible contingent qui nous est attribué pour satisfaire **nos 600 Agents.**

LEMOUZY.

63, Rue de Charenton, PARIS est et restera la marque Française de qualité.

F. GUERPILLON & C^{IE}

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



UNE NOUVELLE CRÉATION LE MULTIMÈTRE N° 411

- 0° Toutes les mesures sur deux prises de courant.
- 2° Changement de sensibilités par commutateurs.
- 3° Résistance interne de 1300 ohms sur CONT. et ALT. et de 13.000 ohms sur CONT.
- 4° Echelles de 100 m/m de longueur.

- Nombre d'Echelles de MESURES
- 10 TENSIONS, continu, 1300 ohms par volt : de 1,5 V à 3000 V
 - 10 TENSIONS, alternatif, 1300 ohms par volt : de 1,5 V à 3000 V
 - 12 TENSIONS, continu, 13000 ohms par volt : de 0,15 V à 600 V
 - 8 INTENSITÉS en continu, de 75 microampères à 7,5 A
 - 7 INTENSITÉS en alternatif, de 750 microampères à 7,5 A
 - 10 OUTPUTMÈTRE.
 - 10 DECIBELMÈTRE, de - 14 decibels à + 46 decibels
 - 5 OHMMÈTRE, de 0,5 ohm à 5 Megohms
 - 3 CAPACIMÈTRE, de 0,0025 m. f. d. à 10 m. f. d.

75 SENSIBILITÉS dimensions : 250 x 200 x 120 mm.

NOTICES ET TARIFS FRANCO SUR DEMANDE

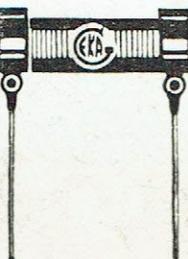


RESISTANCES A COUCHE CONDUCTRICE

1/4 à 3 watts

Stabilité - Sécurité - Précision
Absence de tous crachements

Sur demande
précision jusqu'à $\pm 0,5 \%$



CONDENSATEURS FIXES AU MICA ARGENTÉ

Tout mica
Angle de perte minima
Précisions jusqu'à $\pm 0,5 \%$
Type grattable



Souvent copiées. Jamais égales