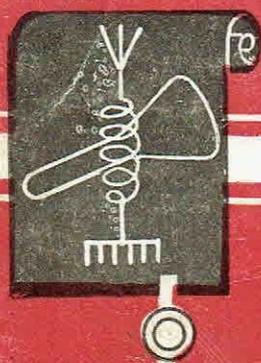
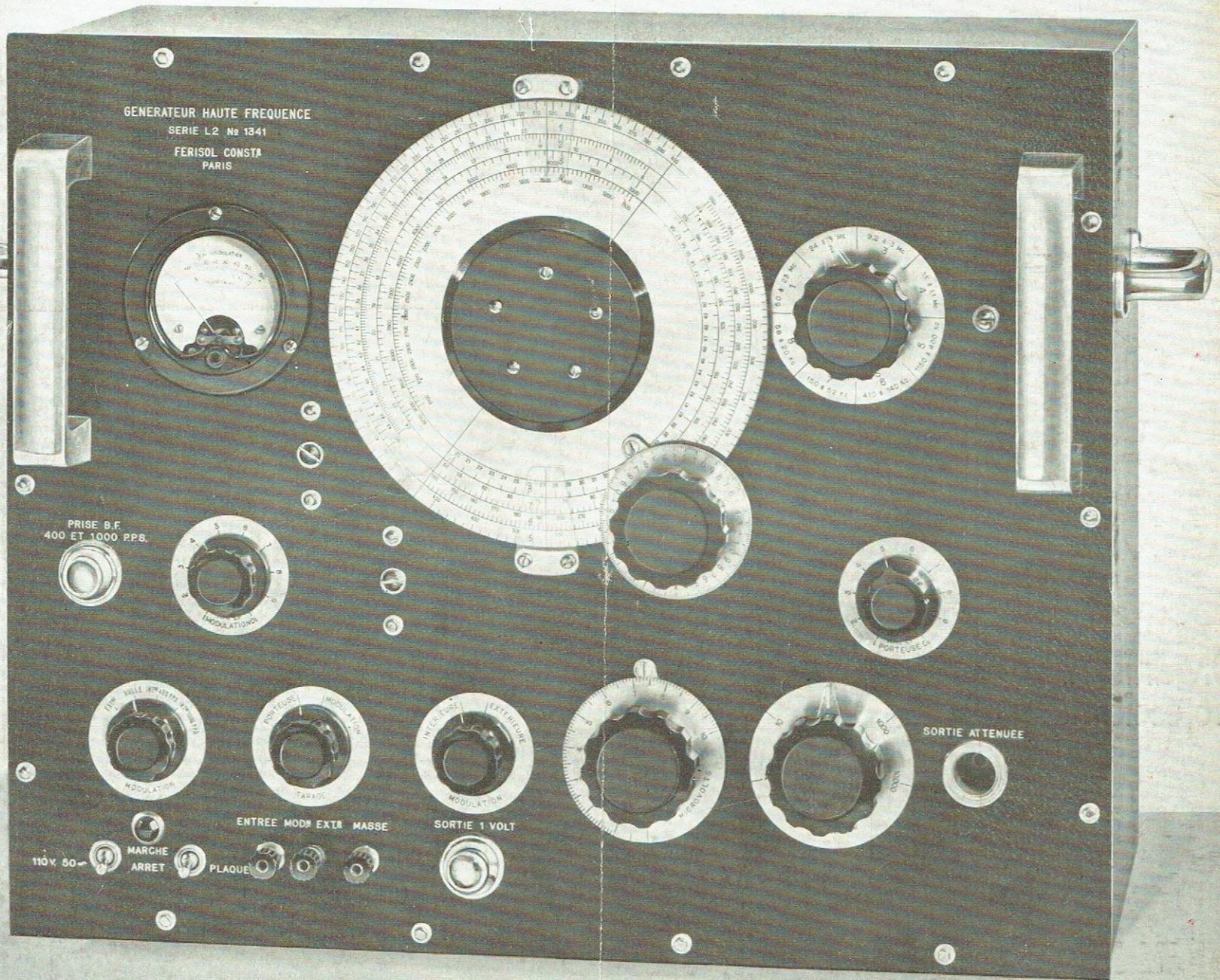


la radio française

Radiodiffusion
Télévision
Électronique
Organisation
professionnelle



GÉNÉRATEUR HAUTE FRÉQUENCE, Type L.2.



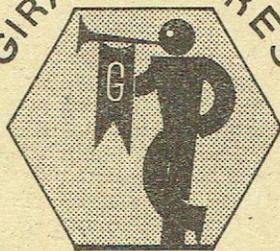
NOUVEAU GÉNÉRATEUR DE HAUTE PRÉCISION
POSSÉDANT LES CARACTÉRISTIQUES SUIVANTES :

- GAMME DE FRÉQUENCES : 50 MC A 20 KC
- SORTIES ÉTALONNÉES HF DE 0,5 A $10^5 \mu V$, et 1^V
- SORTIES ÉTALONNÉES EN FRÉQUENCES : 400 ET 1000 PPS
- PROFONDEUR DE MODULATION : 80 %
- DÉMULTIPLICATEUR DE PRÉCISION AU 1/20^{ème}
- VERNIER DONNANT 32000 POINTS DE LECTURE
- CONDENSATEUR LINÉAIRE DE FRÉQUENCES
- ALIMENTATION RÉGULÉE + OU - 10 %

PLUS M. DURVILLE

en **1942**
mieux qu'en 1939

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

PUBL. RAPP.

OMEGA

P A R I S

14, r. des Périchaux

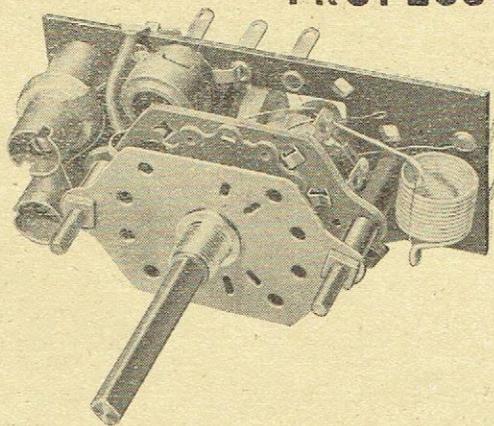
Téléphone : LEC 98-40

VILLEURBANNE

11, 13, rue Songieu

Téléphone : VILL 89-90

BOBINAGES
 AMATEUR ET
 PROFESSIONNEL



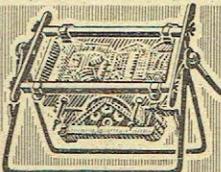
NOYAUX
 MAGNÉTIQUES



Publi. Contrat

TOUT
L'OUTILLAGE
 DU
DÉPANNEUR

BERCEAU DE MONTAGE ET DE DÉPANNAGE



FERS A SOUDER
 résistance sur stéatite,
 — GARANTIS UN AN —



PERFORATEURS ET TRÉPANS



— TROUSSE —
D'OUTILLAGE



— Clés en tube —
 Tournevis à padding
 — Clés à trimmer —
 Perforateurs et trépons
 Grip - fils — Pick - fils
 Clés flexibles, etc., etc.



Demandez
 le catalogue



ET^S Aim. CHABOT

34-36, Avenue Gambetta, Paris (20^e) ROQ. 03-02

Publi. d. Grégoire



PROCÉDÉ BREVETÉ

41, Grande Rue

PLESSIS-ROBINSON

RESISTANCES
A COUCHE
CONDUCTRICE

1/4 à 3 watts

Stabilité - Sécurité - Précision
 Absence de tous crachements

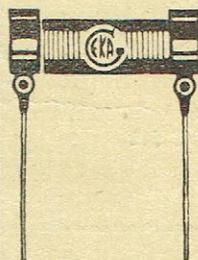
Sur demande
 précision jusqu'à $\pm 0,5 \%$



RÉSISTANCES BOBINÉES

2 à 100 watts

Étalonnage précis
 Contrôle minutieux



CONDENSATEURS FIXES
AU MICA ARGENTÉ

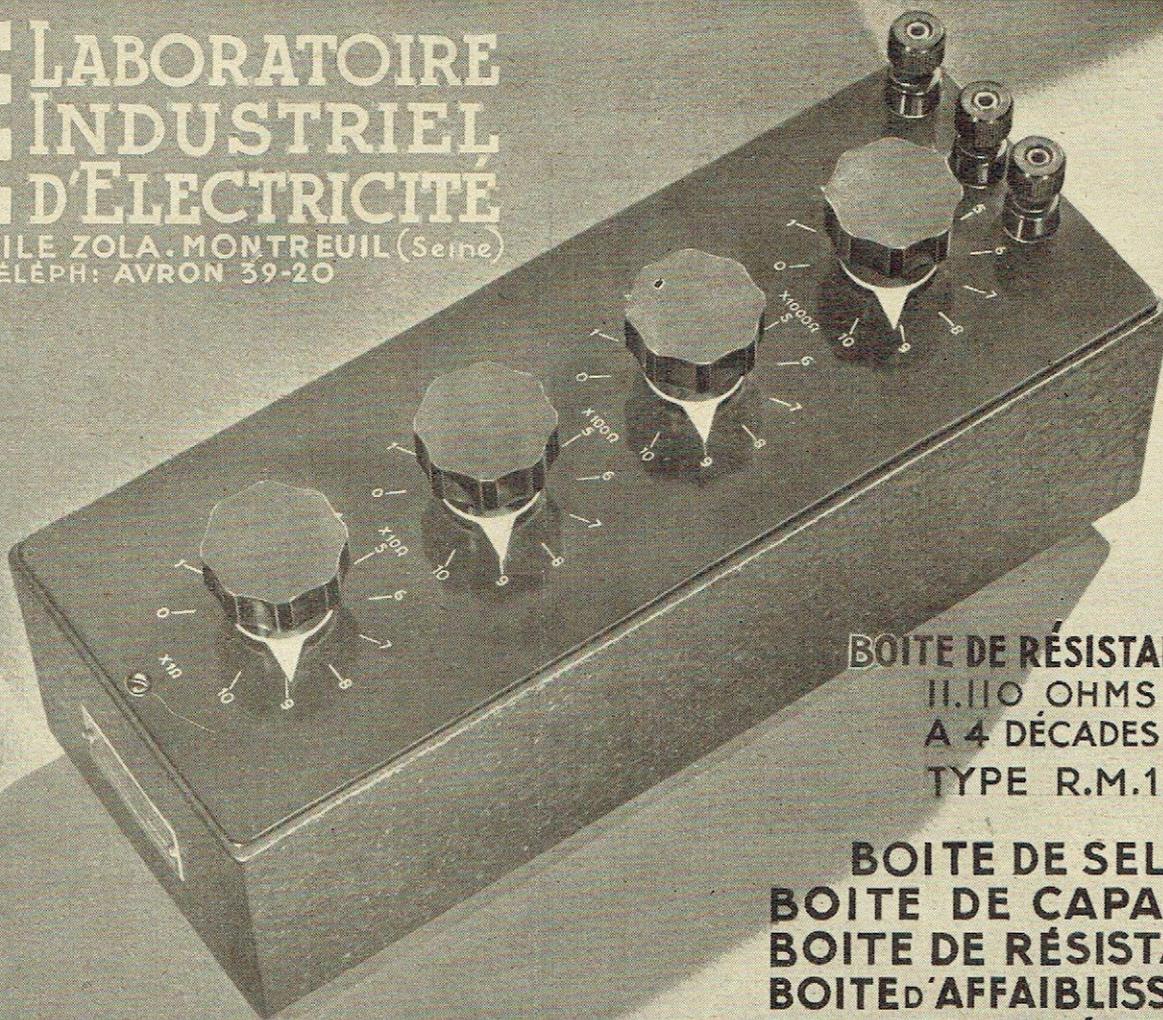
Tout mica
 Angle de perte minima
 Précisions jusqu'à $\pm 0,5 \%$
 Type grattable

Souvent copiées. Jamais égales



LABORATOIRE INDUSTRIEL D'ÉLECTRICITÉ

41, RUE ÉMILE ZOLA, MONTREUIL (Seine)
TÉLÉPH: AVRON 39-20



BOITE DE RÉSISTANCES
11.110 OHMS
A 4 DÉCADES
TYPE R.M.1

BOITE DE SELFS
BOITE DE CAPACITÉS
BOITE DE RÉSISTANCES
BOITE D'AFFAIBLISSEMENT
NOYAUX MAGNÉTIQUES H.F.

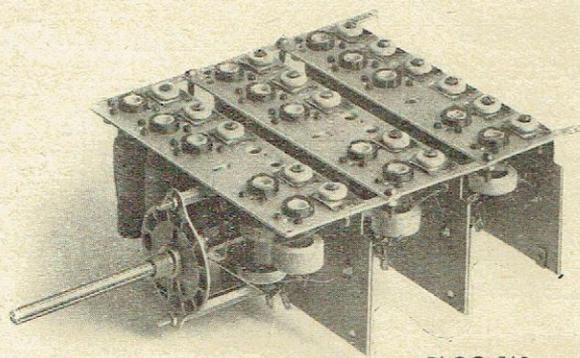
PUB. CIRIAT. PROF. M. DUBOIS

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

SECURIT

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

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



BLOC 513

MATÉRIEL RADIO-ÉLECTRICITÉ

Circuit magnétique en fer HF

Toutes études pour matériel professionnel

Blocs HF

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

MF

207-209	à ajustables	Éncombrement	35×35
TB20-MB20	»	»	44×44
TR1-MR3	Noyaux réglables	»	44×44
SVTR1-MR3	—	»	(sélectivité variable)
TR13 - MR23 - MR33	—	»	(Haute musicalité)
SVTR13	—	»	(sélectivité variable)

la radio française

REVUE MENSUELLE
Radio-diffusion — Télévision
Electronique — Organisation
professionnelle

Rédacteur en Chef :
Marc CHAUVIERRE

La Radio Française est servie en zone non occupée. Pour les abonnements et la commande de numéros, s'adresser notamment à nos correspondants, libraires, dans les villes suivantes :

• **Avignon** : DAILHE, 10 bis, rue de la République. — **Béziers** : CLARETON, allées Paul-Riquet. — **Clermont-Ferrand** : DELAUNAY, 40, avenue des Etats-Unis. — **Grenoble** : ARTHAUD, 23, Grande-Rue. — **Limoges** : DUVERGER, 15, boulevard Carnot. — **Lyon** : CAMUGLI, 6, rue de la Charité ; LAVANDIER, 5, rue Victor-Hugo. — **Marseille** : Librairie de la Faculté, 118, la Cannebière ; MAUPETIT, 144, la Cannebière. — **Montluçon** : CHAUBARON, 56, boulevard de Courtais. — **Montpellier** : VALAT, 9, place Chabaneau. — **Narbonne** : FIRMIN, 54, rue Jean-Jaurès. — **Nice** : VERDOLLIN, 36, boulevard Mac-Mahon. — **Nîmes** : BONIOL-BECHARD, 12, boulevard Alphonse-Daudet. — **Pau** : GRENIER, 3, rue Henri-IV. — **Saint-Etienne** : DUBOUCHET, 2, rue du Général-Foy. — **Tarbes** : ETCHEVERRY, rue des Grands-Fossés. — **Toulon** : BONNAUD, 4, rue Adolphe-Guise ; REBUFA, 21, rue d'Alger. — **Toulouse** : CAZER, 7, rue Ozenne ; ROYER-LEBON, 52, rue Alsace-Lorraine. — **Vichy** : ARFEUILLE, 76, rue de Paris.

REDACTION ET ADMINISTRATION

92, rue Bonaparte, Paris

Tél. : Rédaction : DAN 01-60



SOCIÉTÉ À RESPONSABILITÉ LIMITÉE
AU CAPITAL DE 1 200 000 FRANCS
EDITEUR

Administration : 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

Février 1942

SOMMAIRE

N° 2

FÉVRIER 1942

COUVERTURE

Une belle réalisation de « l'Industrielle des Téléphones » : Un volt-mètre à lampe permettant de mesurer des tensions de 0,1 volt à 150 volts entre 20 périodes et 200 mégacycles.

HAUT-PARLEURS 25

par Marc CHAUVIERRE.

Notre rédacteur en chef expose en quelques lignes claires et pleines de bon sens les problèmes que posent l'étude et la fabrication des haut-parleurs.

A PROPOS DE NOS ESSAIS DE RECEPTEURS 26

Comment sont établis par le laboratoire de « la Radio Française » les essais qui ont été déjà publiés. Comment les interpréter : sensibilité, sélectivité, musicalité...

L'ACTIVITE DE LA DIRECTION DU « COMMERCE RADIO-ELECTRIQUE » EN 1941 28

LES TUBES ELECTRONIQUES A MODULATION DE VITESSE (suite) 29

par Victor MALVEZIN.

BIBLIOGRAPHIE 32

NOUVELLE CLASSIFICATION ET PROPRIETES GENERALES DES DIFFERENTS TYPES D'AMPLIFICATION 33

par Louis BOE.

ESSAI D'UN RECEPTEUR « PAPA-RADIO » TYPE P.R.6. 41 S. 38

GAIN DU CIRCUIT D'ANTENNE 40

par Hugues GILLOUX.

L'auteur examine les divers circuits d'antennes au point de vue du gain qu'ils peuvent donner.

La Presse technique à travers le monde : LES NOUVELLES METHODES DE REGLAGE AUTOMATIQUE DE LA BANDE PASSANTE DES RECEPTEURS 43

REALISATION D'UN VOLTMETRE A LAMPE A DETECTION PLAQUE 46

par André BRANCARD.

CHEZ LES CONSTRUCTEURS 47

INFORMATIONS ET COMMUNIQUES 48

III

SOCIÉTÉ NOUVELLE DES
ÉTABLISSEMENTS



226, rue de la Convention
PARIS XV - Tél. : VAU. 95-07

PRÉSENTE

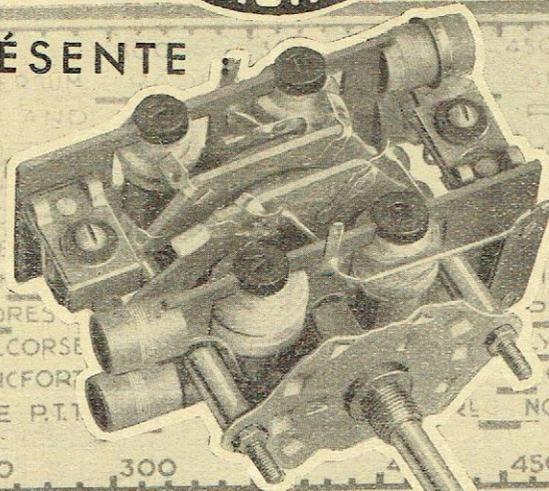
Le Bloc **MICRO IV**

4 GAMMES :

- OC 1 - 13 à 28 mètres
- OC 2 - 27 à 51 mètres
- PO } Standard Caire
- GO }

Condensateur variable : 2x460 mfd
O. C. semi-étalées

Position pick-up avec branchement,
sur modèle A. C.



2 TYPES

MICRO IV T. C.

pour petits chassis tous courants

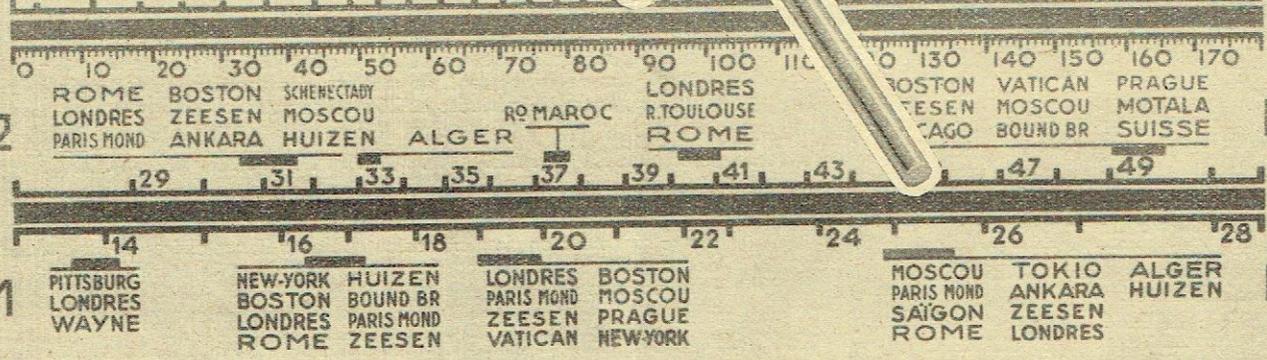
MICRO IV A. C.

pour chassis normaux
(hauteur : 50 mm, profondeur : 75 mm)

Breveté S. G. D. G. (Système TAREL et S^{ie} BRUNET)

Réglage selfs et trimmers
sur toutes les gammes

Notice sur demande



ZONE NON OCCUPÉE : **SUBTIL** et **PIPY**, 39, rue Bonnel — LYON

PUBL. RAPPY

Economie de matières

DANS LE POSTE
SUPPRESSION DES
BLINDAGES 3 FOIS
PLUS LOURDS QUE
CEUX DU TUBE MG
DIMENSIONS PLUS RÉ
DUITES DU CHASSIS
CONNEXIONS RACCOURCIES



DANS LA LAMPE
SUPPRESSION DU CULOT
BAKELITE RÉDUIT A UNE
PASTILLE "OCTAL" • SUP
PRESSION DE LA PATE A CU
LOTER • DIMINUTION DE LON
GUEUR DES CONDUCTEURS •
REMPACEMENT DES PRODUITS
DE MÉTALLISATION (Cuivre,
Bronze, Laque etc) PAR UN MÉTAL
FRANÇAIS : L'ALUMINIUM

Blindage rigoureux - Régularité parfaite
DES TUBES

Rendement optimum...
STANDARD

VISSEAUX

PROMOTEUR EN FRANCE DE LA LAMPE MÉTAL-GLASS

J. VISSEAUX 88, quai Pierre Scize. LYON **MG** PARIS Agence Visseaux, 103 rue Lafayette

HAUT-PARLEURS

L'article publié dans le dernier numéro de la RADIO FRANÇAISE sur la « puissance admissible » des haut-parleurs, a vivement intéressé nos lecteurs. J'en suis d'ailleurs très heureux, car si, à la suite de cet article, les constructeurs français font un effort et obtiennent une amélioration, notre journal aura fait œuvre utile.

D'ailleurs, que l'on ne se méprenne pas sur ma pensée.

Il ne s'agit pas de faire l'impossible, ni un haut-parleur de 12 cm. admettant 3 watts électriques à 50 périodes. Il s'agit purement et simplement d'obtenir le meilleur résultat pour un prix donné, et il est parfaitement inutile de demander la reproduction correcte de la fréquence 50 à un haut-parleur de 12 cm qui fonctionnera sans bafle sur un poste **tous courants**, nécessairement **mal filtré**. Mais entre un haut-parleur parfait et les résultats obtenus actuellement par la fabrication courante, il y a un fossé...

Or, comment se pose le problème ?

D'une façon très simple. Je prétends que, toutes choses égales d'ailleurs (diamètre de membrane, champ magnétique, etc.), un bon haut-parleur ne coûte pas un centime plus cher à fabriquer qu'un très mauvais ; mais il y a une différence : si le très mauvais haut-parleur coûte, en fabrication, mettons 25 francs, pour fixer les idées, la maquette de ce mauvais haut-parleur, elle, aura coûté 50 francs. En revanche, si le très bon haut-parleur coûte lui aussi 25 francs à fabriquer, le prototype du très bon haut-parleur aura coûté, lui, 50.000 francs. Je dis 50.000 francs, c'est façon de parler, car cette étude représente quelques semaines de mesures systématiques en faisant varier séparément chaque paramètre et, ce qui est le plus délicat, en disposant d'un laboratoire dont l'équipement actuel représente de 200 à 300.000 francs.

Mais, qu'est-ce que 50.000 francs d'étude sur une fabrication de 50.000 haut-parleurs ? D'où la conclusion à laquelle on arrive toujours lorsqu'il s'agit d'industrie : seule la fabrication en grande série permet d'arriver à une production de haute qualité, contrairement à ce que l'on pourrait croire au premier abord. C'est aussi pour cela qu'il faut limiter à 3 ou 4 les types de haut-parleurs normalisés pour l'équipement des récepteurs... Et cette question de grande série est encore plus importante dans la fabrication de la pièce détachée que dans la fabrication du récepteur proprement dit, car c'est la pièce détachée qui fait le récepteur.

Petit à petit, le laboratoire d'électro-acoustique de notre journal va s'équiper ; espérons que d'ici quelques mois nous pourrions publier des courbes mettant en évidence le progrès de notre construction.

Certains lecteurs, étonnés par nos résultats, ont mis en doute les chiffres publiés. Que ceux-ci se rassurent ! Ces premières mesures ont été faites avec assez de soin pour qu'on puisse les retenir ; d'ailleurs, elles n'ont pas étonné les spécialistes qui disposent du matériel suffisant pour faire eux-mêmes ces mesures, et nos chiffres concordent avec les leurs. Toutefois, mon ami Boutelleau m'a fait à juste titre la remarque suivante : si la puissance admissible tombe considérablement dans les basses fréquences sur les haut-parleurs du type de ceux utilisés, **c'est principalement parce que le haut-parleur n'est pas chargé acoustiquement**, il est dans le cas d'un moteur à explosion qu'on emballe au point mort : celui-ci ne pourrait supporter longtemps un régime de 4.000 tours à la minute à vide, alors que c'est là son régime normal lorsque le moteur entraîne la voiture. De même si on « charge » la membrane du haut-parleur par un pavillon correctement étudié, et en particulier par un pavillon exponentiel, on arrive à des résultats beaucoup plus optimistes. Tout cela est exact, et mérite d'être signalé, mais c'est là quelque chose de tout théorique, et si l'emploi de haut-parleurs à pavillons avec une embouchure d'un mètre carré de surface et un développement de 4 ou 5 mètres de long est possible dans les installations de cinéma, il ne s'agit pas d'en faire autant dans nos appartements !! Un haut-parleur électro-dynamique de récepteur de T.S.F. est condamné à travailler mal chargé, acoustiquement parlant.

Il y a donc lieu d'en tenir compte dans son étude, et de ne pas se leurrer sur des performances possibles théoriquement, mais pratiquement irréalisables : la première qualité d'un technicien est de ne pas avoir d'illusions.

Marc CHAUVIERRE.



Des lecteurs nous demandent comment il faut interpréter nos essais de récepteurs, et certains constructeurs craignent que cela devienne une forme de publicité, aussi trompeuse que la publicité fantaisiste d'avant-guerre.

Ce dernier argument n'est pas très solide ; les chiffres des essais sont incontestables, et ils correspondent donc à une réalité. Ce que l'on peut discuter, c'est leur interprétation.

Evidemment, dire qu'un récepteur a une sensibilité de 3 microvolts ne signifie rien si on ne publie que ce chiffre ; la qualité d'un récepteur est faite d'un ensemble de performances, et nous prétendons que si l'on connaît toutes les performances relevées dans des conditions bien déterminées, le technicien peut parfaitement, sur l'examen des graphiques, se faire une idée de la valeur intrinsèque du récepteur considéré. Cela ne veut pas dire qu'il existe un récepteur idéal capable de satisfaire toutes les clientèles. D'abord, ce qui importe, c'est le rapport « résultat/prix de vente », quels que soient d'ailleurs les procédés ou la technique utilisés pour arriver au rapport voulu.

D'autre part, le mot « résultat » n'a pas la même valeur pour toutes les clientèles, les unes s'attachant particulièrement à la sensibilité, d'autres, au contraire, à la musicalité. Mais il n'en reste pas moins vrai qu'un dossier de récepteur bien complet est un document de grande valeur pour tous ceux qui s'intéressent à l'industrie radioélectrique. Pour le constructeur, il permet de situer sa fabrication par rapport à celle de la concurrence ; pour l'ingénieur, il permet de voir les points faibles de son étude, et pour tout technicien, il permet de

faire le point de la construction.

Mais, bien entendu, un dossier de ce genre a d'autant plus de valeur qu'il est plus complet ; un chiffre, une courbe, cela ne signifie pas grand'chose : ce qui compte, c'est de pouvoir disposer de toutes les données susceptibles de caractériser exactement la valeur d'un récepteur. C'est ce à quoi nous nous évertuerons de plus en plus...

Je dois dire que ces dossiers complets de récepteurs nous hantent depuis de longues années.

D'ailleurs, on rencontre le problème de l'essai dans d'autres domaines que celui de la radio. On rencontre les mêmes difficultés, lorsque l'on veut publier un essai d'automobile, pour mettre en évidence ses différentes qualités ; dire qu'une voiture sur le kilomètre lancé fait 117 dans les deux sens, c'est fort bien, mais cela ne nous donne qu'une très petite indication sur la « qualité totale » de la voiture. Dans cet ordre d'idées, la *Vie Automobile* publie depuis longtemps des essais de voitures qui constituent un document de premier ordre, surtout depuis le jour où Henri Petit a publié les diagrammes obtenus sur un parcours donné avec un enregistreur. D'ailleurs, en matière d'essais de voitures, il y a encore tout à faire ; les accélérations et les décélérations devraient être enregistrés automatiquement et même la qualité de la suspension pourrait être appréciée scientifiquement (avec des accélérographes) et autrement que comme « agréable, douce, dure, etc... », appréciations qui ne signifient pas grand'chose ; cela est une simple question de laboratoire et de crédits.

Il est d'ailleurs curieux de remarquer qu'en matière d'essai, il est

relativement plus facile de « décoriquer » un récepteur de T. S. F. qu'une auto, et toutes proportions gardées, la technique de la radio est plus scientifique que la technique de l'automobile.

**

Pour en revenir à la radio, examinons la valeur subjective des mesures que nous faisons.

Les performances d'un récepteur peuvent être envisagées, soit du point de vue HF, soit du point de vue BF. Voyons d'abord la sensibilité.

Celle-ci est exprimée pour chaque fréquence par le nombre de microvolts nécessaires pour obtenir une puissance déterminée (50 milliwatts) dans des conditions standard (voir *Radio Française* n° 3). Cette puissance a été choisie il y a fort longtemps, parce qu'elle correspondait à la puissance nécessaire pour obtenir une audition juste perceptible dans un haut-parleur (il y a dix ans et ce chiffre a été conservé). Donc, un récepteur est d'autant plus sensible que le chiffre de sa sensibilité exprimée en microvolts est plus petit. Les chiffres records sont de l'ordre de 1 microvolt ; 5 microvolts correspondent encore à une très bonne sensibilité, d'ailleurs plus que suffisante pour l'usage ordinaire. Une sensibilité de 20 à 30 microvolts reste bonne.

Ce qui importe, c'est que, pratiquement, dans les conditions normales d'emploi d'un récepteur (antenne constituée par un bout de fil le long d'un mur à l'intérieur d'une maison en ciment armé !) on ne pourra jamais tirer parti d'une sensibilité de l'ordre de quelques microvolts. Pourquoi ? Parce que, dans les conditions courantes, le niveau des parasites représente à l'entrée du récepteur 20 à 50 microvolts ou plus ! On ne peut donc recevoir que les émissions dont le champ est beaucoup plus grand, par exemple de l'ordre de 200 ou 500 microvolts !

Toutefois, à la campagne ou sur une véritable antenne antiparasite le poste sensible reprend ses droits.. mais combien de récepteurs sont utilisés dans de bonnes conditions ? Un sur cent ? Ou un sur mille ? D'ailleurs, au point de vue sensibilité, lorsqu'il s'agit de quelques microvolts seulement, la sensibilité absolue ainsi définie ne signifie rien ou pas grand'chose, à cause du bruit de fond propre au récepteur.

On tend à l'heure actuelle, de plus en plus, à « remplacer la « sensibilité absolue » indiquée comme précédemment par la « sensibilité utilisable », c'est-à-dire en faisant intervenir le bruit de fond du récepteur.

Mais, il reste à définir scientifiquement cette « sensibilité utilisable », et là tout le monde n'est pas d'accord.

La définition parue dans le n° 3 de la *Radio Française* et élaborée par la section I des Radioélectriciens est excellente..., mais elle s'avère souvent inapplicable sur les récepteurs de fabrication courante, comme je l'ai observé dès mes premiers essais.

La définition de la commission technique du syndicat est la suivante : la sensibilité est considérée comme utilisable si, après arrêt de la modulation du générateur de signal, la puissance mesurée dans le circuit de sortie et due au bruit de fond est quatre cents fois plus petite aux bornes de la résistance de charge. Nous nous proposons, dans les prochains essais, de publier les deux chiffres ainsi obtenus. Il est évident que c'est le deuxième qui importera le plus.

D'autre part, on peut remarquer que le chiffre de sensibilité est relevé à 50 milliwatts, alors que l'écoute normale correspond, pour une bonne puissance d'appartement, à 500 milliwatts. Il serait facile de passer d'une sensibilité à l'autre par un simple calcul (la puissance est proportionnelle au carré de la tension d'entrée, donc, multiplier par 10 — c'est-à-dire par 3,2 environ — la sensibilité à 50 milliwatts).

Malheureusement, on ne peut utiliser cette méthode, par suite de la réaction de l'antifading. C'est pourquoi nous avons l'intention de publier en même temps les courbes de sensibilité pour 500 milliwatts ; cette question est à l'étude à notre Laboratoire.

*
**

De toute façon, pour apprécier à leur valeur les chiffres de sensibilité obtenus, il faut connaître le champ des émetteurs au lieu de réception.

Voici quelques chiffres :

Dans le voisinage d'un émetteur puissant (à Argenteuil, pour Radio-Cité), le champ est de l'ordre de 200.000 microvolts, c'est-à-dire 2/10 de volt par mètre ! Des émetteurs lointains comme Radio-Lyon, Tou-

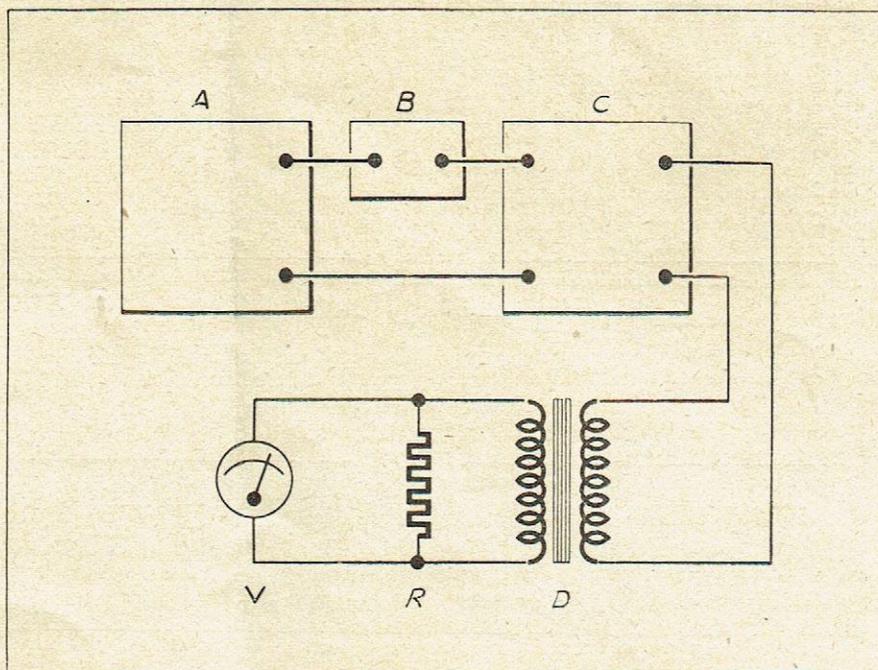


Fig 1. — Comment on mesure la sensibilité d'un récepteur. En A, le générateur étalonné qui attaque le récepteur à essayer C, à travers une antenne fictive B. (Les caractéristiques de ces éléments ont été donnés dans le numéro de mars 1941 de la *Radio Française*.) En D est représenté le transformateur de sortie du récepteur qui débite sur une résistance R équivalente à la bobine mobile du haut-parleur. Un voltmètre V permet de mesurer la tension aux bornes de la résistance R, donc de connaître la puissance dans cette résistance.

louse, Milan, Stuttgart, etc..., ont de nuit, à Paris, un champ de 10.000 à 20.000 microvolts. Comme la hauteur effective d'une antenne d'appartement est de l'ordre d'un demi-mètre, cela donne une idée de la tension dont on dispose à l'entrée du récepteur : on voit que cette tension est considérablement plus élevée que la sensibilité des récepteurs utilisés couramment. Heureusement, car nous savons que le niveau des parasites sur une antenne d'intérieur en petites ondes est de l'ordre de 50 à 500 microvolts.

En général, pour que l'émission soit audible, il faut que le champ de l'émetteur soit dix à vingt fois supérieur au champ perturbateur : autrement dit, sur antenne intérieure, le niveau des parasites est tel que, quelle que soit la sensibilité du récepteur, celui-ci ne peut recevoir que les émissions dont le champ au lieu de réception est de l'ordre de 500 à 5.000 microvolts.

En résumé, en particulier dans les gammes PO/GO, la sensibilité du récepteur est une donnée intéressante..., mais dans des conditions d'emploi que l'on rencontre neuf fois sur dix. C'est pourquoi elle n'est pas, à notre avis, le principal criterium de la qualité. Pour

être exact, disons toutefois qu'il n'en est pas tout à fait de même en ondes courtes, gamme où les parasites d'appartement se font moins sentir ; en ondes courtes, la sensibilité reprend ses droits. C'est d'ailleurs là où l'on trouve d'habitude les plus mauvais chiffres !

La sensibilité, c'est comme la vitesse d'une automobile : un poste sensible à un microvolt en petites ondes, c'est comme une voiture qui peut faire du 200 à l'heure : elle ne peut les faire qu'à Montlhéry, mais sur les boulevards elle devient inutilisable.

Sensibilité totale et sensibilité partielle

Pour compléter les données sur la sensibilité d'un récepteur, nous relevons systématiquement la sensibilité moyenne fréquence et la sensibilité basse fréquence.

Pour la sensibilité moyenne fréquence, on applique directement la tension du générateur (réglée à 1 mégacycle) à la grille de la première lampe, sans passer par le circuit d'accord ni par l'étage amplificateur HF s'il y en a un. Le rapport entre la sensibilité moyenne fréquence et la sensibilité totale indique le gain de la partie du récepteur qui se trouve avant la lampe changeuse de fréquence ;

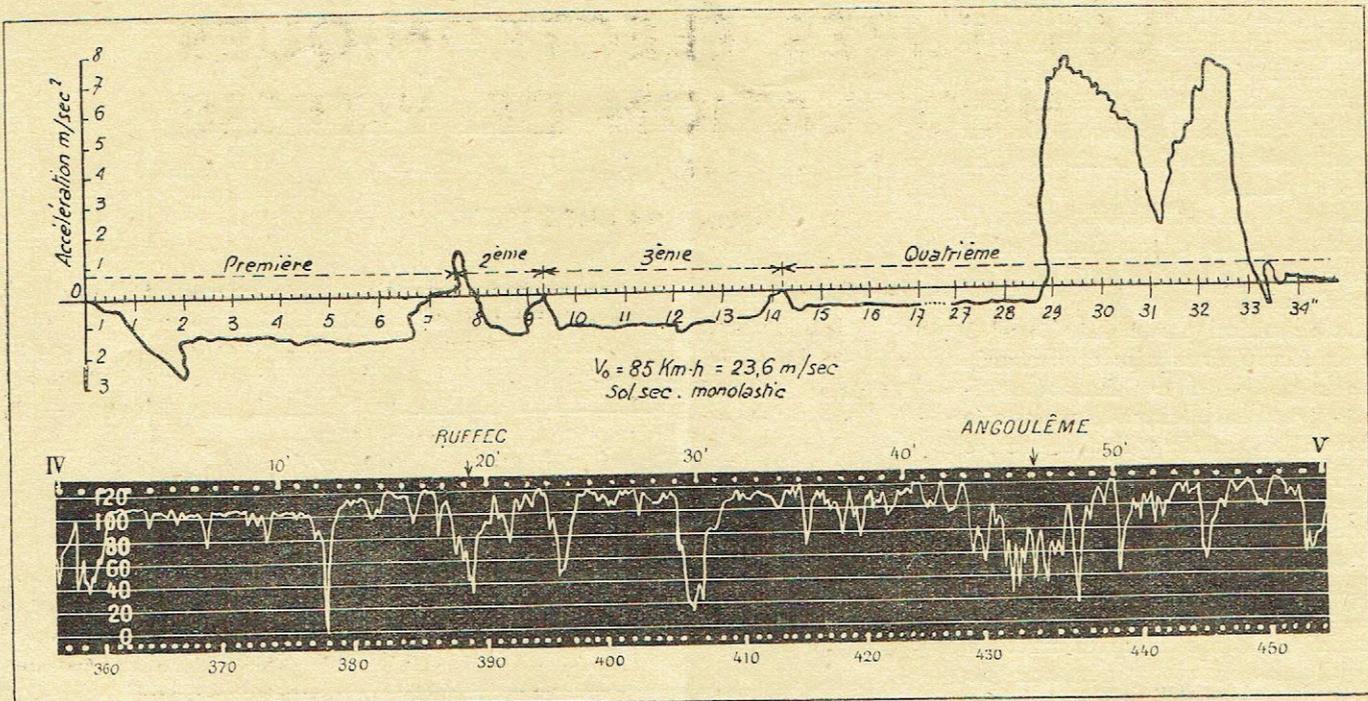


Fig. 2. — Quelques courbes d'essais scientifiques sur un véhicule automobile. En haut, courbe de démarrage et de freinage obtenue à l'accélérographe enregistreur Planiol, Magnan et Huguenard. Le freinage est effectué à 85 à l'heure. L'accélération et la décélération sont obtenues directement en « mètres seconde par seconde ». En bas, diagramme de marche d'un véhicule automobile relevé par un enregistreur « Tel ». Le diagramme indique la vitesse instantanée du véhicule ; les points figurant à la partie supérieure représentent les temps en minutes ; ceux figurant à la partie inférieure indiquent les kilomètres parcourus. Il est donc possible à tout moment de calculer la vitesse moyenne.

quand il n'y a pas d'amplificateur HF, ce gain provient uniquement de la qualité du circuit d'accord. Le gain du circuit d'accord varie de 2 à 8, suivant la gamme d'ondes, et suivant le soin apporté à l'étude et à la réalisation du bobinage.

Pour être tout à fait complet, il faudrait faire la sensibilité MF sur toutes les fréquences et sur toutes les gammes, puisque celle-ci fait intervenir la pente de conversion de la courbe, et que la pente

de conversion varie avec la fréquence suivant la qualité du bobinage oscillateur. Mais cela nous entraînerait trop loin.

Quant à la sensibilité BF, nous la prenons en appliquant sur la grille de la première lampe basse fréquence une tension sinusoïdale à 400 périodes/seconde. Grâce à ce chiffre, on peut apprécier la part apportée par l'amplificateur basse fréquence dans la sensibilité totale du récepteur. On remarque que la sensibilité moyenne de la plupart

des récepteurs de T. S. F. est de l'ordre de 50 millivolts pour 50 milliwatts de sortie (soit environ 160 millivolts pour l'audition normale à 500 milliwatts).

Il va sans dire qu'avec cette sensibilité BF relativement très grande il n'est pas question de détection linéaire avec la diode, tout au moins sur les postes lointains.

Ceci dit pour la sensibilité, voyons maintenant le problème — plus important — de la sélectivité. (A suivre.)

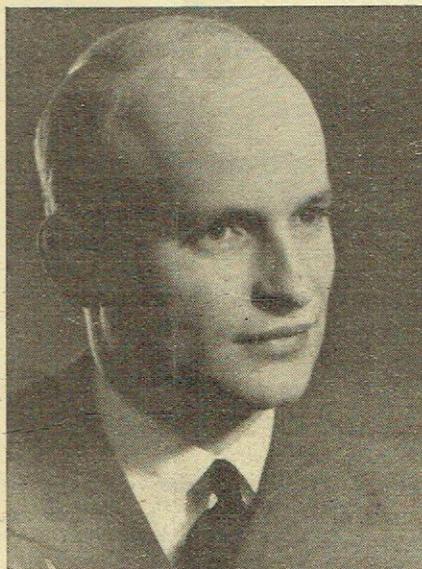
L'ACTIVITÉ DE LA DIRECTION DU COMMERCE RADIO-ÉLECTRIQUE EN 1941

On connaît les buts de la Direction du Commerce Radio-électrique, qui furent d'éliminer les activités indésirables, d'attribuer une carte professionnelle, d'organiser la profession, de contrôler les activités syndicales, d'assurer la liaison avec les différents comités d'organisation professionnelle ayant une activité voisine de la radio, ainsi qu'avec les administrations.

On peut dire qu'au cours de l'année 1941, le programme du Comité directeur a été remarquablement exécuté.

Il a été constitué une délégation générale pour la zone non occupée et un réseau de délégués régionaux.

Mais le travail le plus important du Comité directeur a été le recensement de la profession : 9.000 questionnaires ont été envoyés par le Comité en Z.O. et 5.800 en Z.N.O. Sur ces 14.800 questionnaires, 6.800 ont été retournés pour la Z.O. et



M. RENE-MOUTAILLIER

5.500 pour la Z.N.O ; 7.400 récépissés ont été envoyés aux correspondants ; 5.000 lettres de réclamation ont dû être adressées pour compléter les dossiers.

A la suite de ce recensement, on a établi un cardex de 13.600 fiches, les fiches étant faites en double exemplaire, un exemplaire étant destiné aux cardex à Paris et à Lyon, et un exemplaire étant destiné aux délégués régionaux. Par la suite, le fichier de Lyon sera reporté sur le cardex de Paris.

De nombreuses études ont été faites par le Comité : citons, par exemple, la charte « professions » du Commerce Radio-Électrique, homologation, la charte du grossiste radio-électricien, les règles de répartition des pièces détachées, etc., etc.

Ajoutons qu'une statistique est faite, à l'heure actuelle, pour la discrimination entre les commerçants radio seuls, les artisans radio-électriciens réparateurs et les artisans revendeurs.

Ce court aperçu nous donne une idée de l'activité développée au sein de l'U.C.R.E.F. par le Directeur Responsable du Commerce Radio-électrique, M. René-Moutaillier.

la radio française

LES TUBES ÉLECTRONIQUES A MODULATION DE VITESSE

(Suite) (1)

par Victor MALVEZIN

Utilisation de la modulation de vitesse

A titre d'exemple d'utilisation de tubes basés sur les principes analysés ci-dessus, la figure 9 donne le schéma de principe d'un auto-oscillateur avec réflexion totale du faisceau modulé. Les électrons

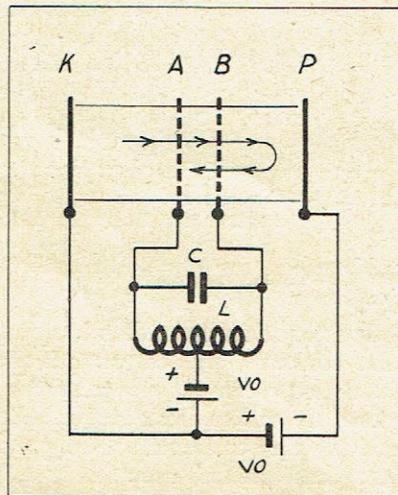


Fig. 9. — Autogénérateur à réflexion totale.

sortent de B après que leur faisceau a subi une modulation de vitesse. Ils reviennent dans l'espace AB, provoquent un courant induit dans les électrodes AB, ce qui permet d'entretenir les oscillations

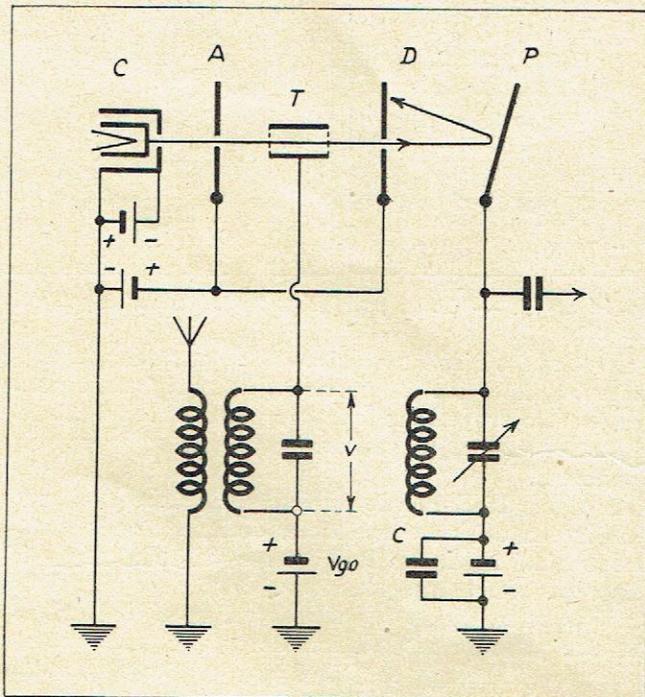


Fig. 10. — Tube amplificateur à réflexion.

(1) Voir la *Radio Française*, livraison de janvier 1942, page 9.

dans le circuit oscillant LC. Le courant de retour peut être profondément modulé et l'énergie rendue par le faisceau supérieure à l'énergie nécessaire à la modulation de vitesse. Le schéma donné dans la figure 10 est celui d'un amplificateur utilisant également le dispositif de réflexion totale.

Un canon électronique C, un peu analogue à ceux qui sont utilisés dans les oscillographes cathodiques, produit un faisceau d'électrons. Le signal à haute fréquence est appliqué entre T et AD. A, D et T sont au potentiel continu V_0 . Le potentiel positif de P est tel que seuls les électrons dont la vitesse est égale ou supérieure à la vitesse moyenne sont recueillis par cette électrode. Les électrons de vitesse inférieure sont réfléchis et recueillis par D.

Un tel ensemble peut être rendu auto-oscillateur. Il suffit de renvoyer une partie de l'énergie entre les électrodes de modulation avec une phase convenable. On peut le faire en inclinant l'électrode P de telle façon que des électrons réfléchis franchissent D et viennent à l'intérieur de T.

La longueur de T doit correspondre à un angle de parcours de π . Dans le but de diminuer cette longueur dans le cas de tubes devant fonctionner sur des fréquences relativement basses, on peut fractionner T en plusieurs cylindres : T_1, T_2, T_3 (fig. 10 bis). L'élé-

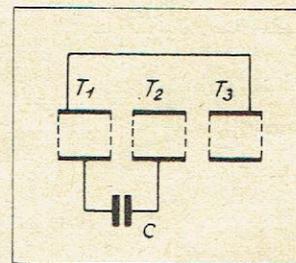


Fig. 10 bis. ... Electrode fractionnée.

ment central T_2 étant polarisé à un potentiel inférieur à celui des deux autres, il ralentit les électrons et le temps de transit est augmenté sans que la longueur totale soit prohibitive. Un condensateur relie T_1 d'une part avec T_2 et T_3 d'autre part, pour que le potentiel à haute fréquence soit uniforme.

L'utilisation de deux grilles à modulation de vitesse permet de réaliser le changement ou le mélange de fréquence (fig. 11). La grille G_1 module le faisceau à la fréquence incidente et la grille G_2 à la fréquence locale. La différence et la somme des fréquences apparaissent dans l'électrode P. Cette dernière électrode est inclinée de telle façon que les électrons retournent sur l'écran E et permettent l'entretien des oscillations locales.

La figure 12 donne le principe d'un tube à modulation de vitesse et à conversion de modulation de vitesse en modulation de densité par glissement. Ce tube utilise les principes analysés plus haut. K est la cathode, AB l'électrode produisant la modulation de vitesse à la fréquence de résonance de L_1, C_1 . La

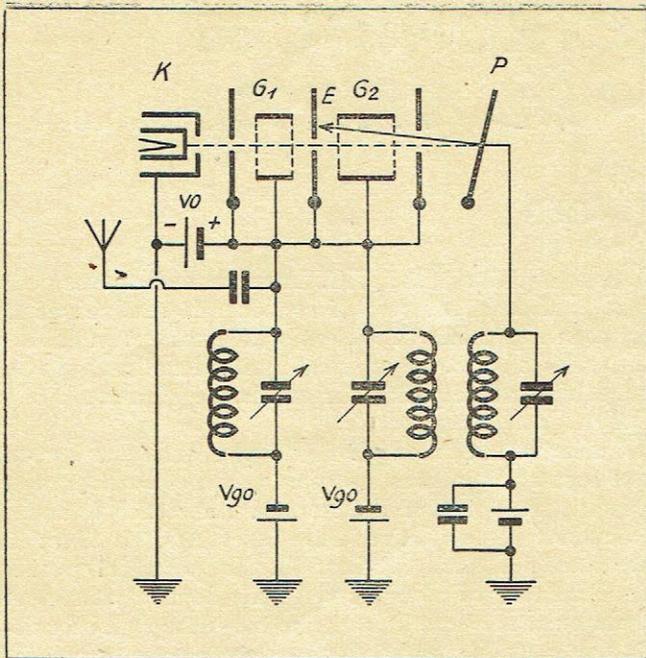


Fig. 11. — Mélangeur de fréquences à réflexion.

transformation de la modulation de vitesse en modulation de densité se produit dans l'espace BM. Enfin les courants induits dans MN excitent le circuit oscillant de sortie L_2, C_2 . Pour réaliser un auto-oscillateur, il suffira de renvoyer avec une phase convenable une partie de la tension de MN vers AB.

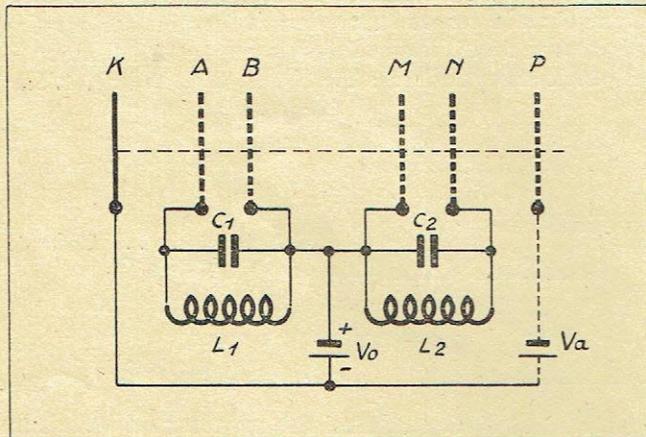


Fig. 12. — Tube à conversion par glissement.

On peut séparer l'électrode collectrice d'énergie de l'électrode collectrice d'électrons en réalisant N sous forme de grille et en plaçant une électrode pleine P portée à un potentiel positif V_a suffisant pour recueillir les électrons.

Les grilles doubles de Hahn et Metcalf, dont le principe a été donné plus haut, peuvent être utilisées pour la construction d'amplificateurs ou d'oscillateurs à modulation de vitesse. Le schéma de principe d'un tel tube est donné dans la figure 13. L'ensemble $A T_1 D$ produit la modulation de vitesse. La transformation par glissement de la modulation de vitesse en modulation de densité se produit dans le tube T_2 , enfin l'ensemble $M T_3 N$ recueille l'énergie à haute fréquence. L'électrode P est l'électrode collectrice. En ramenant avec une phase convenable une partie de l'énergie disponible du circuit de sortie $L_2 C_2$ vers le circuit de commande de la modula-

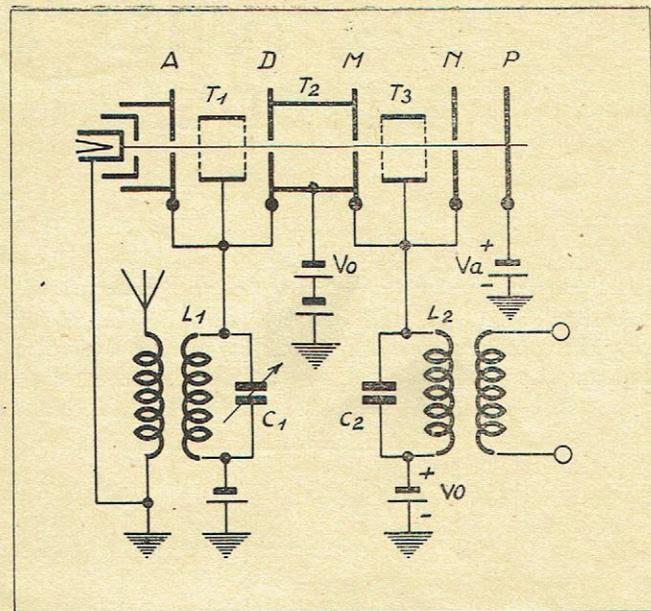


Fig. 13. — Tube amplificateur à conversion par glissement, utilisant des électrodes à double bout.

tion de vitesse (L_1, C_1), on peut créer un auto-oscillateur.

Construction des tubes à modulation de vitesse

La construction des tubes à modulation de vitesse diffère notablement de celle des tubes à vide ordinaires. Le canon électronique doit être suffisant pour produire un courant électronique relativement important. Les grilles recueillent toujours une certaine quantité d'électrons et sont, en général, constituées par un quadrillage en cuivre (fig. 14 et 15) ou par de simples diaphragmes.

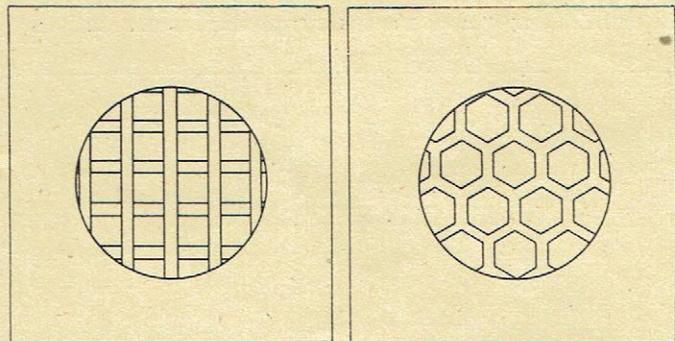


Fig. 14 et 15. — Grilles pour tubes à modulation de vitesse.

Les circuits résonants doivent être adaptés aux longueurs d'ondes sur lesquelles ils doivent fonctionner. Les formes les mieux adaptées aux ondes décimétriques ou centimétriques sont les lignes ou les cavités résonantes.

La figure 16 donne le schéma d'un tube à champ retardateur utilisant une ligne comme circuit oscillant (Société Française Radioélectrique). Le tube lui-même peut constituer l'amorce des lignes (fig. 17). Dans ce tube, K est la cathode, A et B des grilles utilisées pour la modulation de vitesse. La conversion par glissement se fait dans l'espace BM et le freinage entre la grille M et la plaque N. Ces électrodes sont prolongées par des tubes métalliques T_1, T_2 et T_3 conditionnés pour constituer des circuits oscillants d'entrée et de sortie.

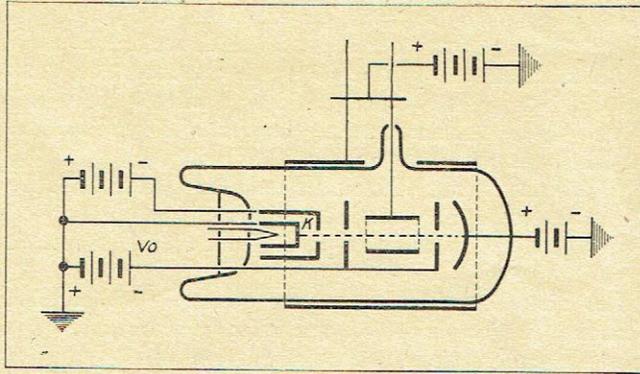


Fig. 16. — Tube à réflexion utilisant des lignes.

Au lieu de constituer les circuits oscillants de modulation et de réception à l'aide de lignes, il est avantageux, pour les très hautes fréquences, de les constituer à l'aide de cavités. On sait qu'il est possible de définir pour un conducteur linéaire des inductances et capacités réparties, ainsi que des fréquences de résonances. Des définitions analogues sont possibles

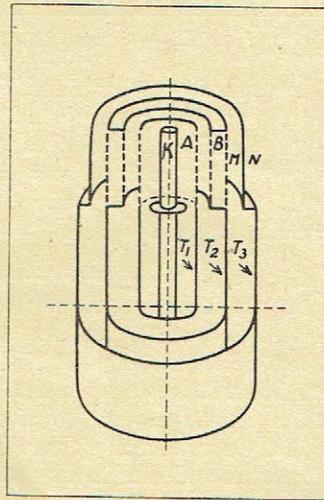


Fig. 17. — Tube cylindrique à modulation de vitesse.

pour des cavités. Une sphère, par exemple, a une longueur d'onde propre égale à 1,14 fois son diamètre. Toutefois, la sphère, ainsi que nous verrons, ne se

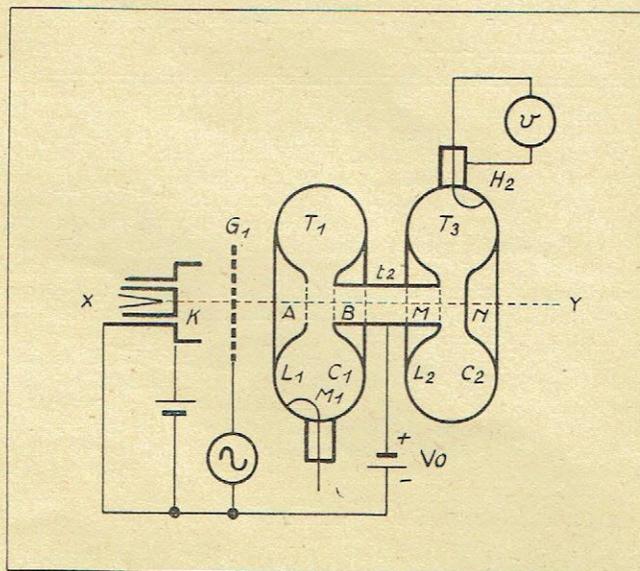


Fig. 18. — Klystron amplificateur.

prête pas à de tels usages. Les formes les plus employées (qui ne sont peut-être pas encore les plus avantageuses) se rapprochent du tore.

La figure 18 donne la coupe schématique d'un tube dû à MM. Varian, le « klystron ». La figure 19 en donne son schéma équivalent. Une cathode K (fig. 18)

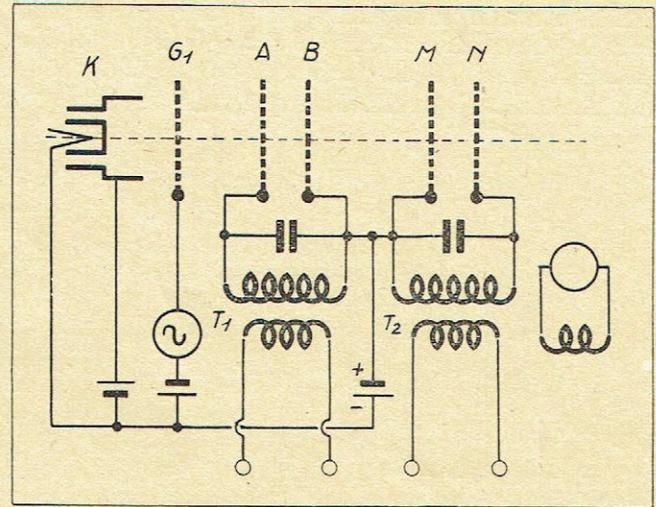


Fig. 19. — Schéma équivalent au klystron.

fournit des électrons, l'intensité du faisceau est réglée par la polarisation de G_1 . T_1 est une cavité en forme de tore de révolution autour de l'axe xy , appelée « rumbatron ». Les grilles A et B fixées à l'intérieur du tore constituent les grilles de modulation de vitesse et T_1 le circuit de commande. Ce circuit peut être excité à l'aide d'une boucle M_1 permettant d'amener l'énergie à haute fréquence de l'extérieur. La conversion de la modulation de vitesse en modulation de densité se fait à l'intérieur du tube t_2 . Dans l'espace BM, les électrons rapides rattrapent les électrons lents, ainsi qu'il a été vu plus haut ; il se produit en quelque sorte des nuages denses d'électrons séparés par des espaces où la densité des électrons est très faible. Lorsque les électrons s'éloignent de M et se rapprochent de N, ils induisent dans le tore T_3 un courant alternatif à la fréquence de résonance de T_1 ; U est une charge extérieure.

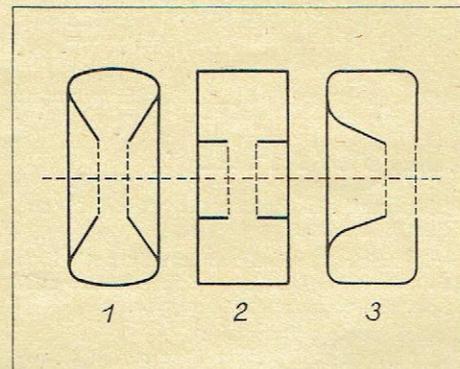


Fig. 20. Rumbatron.

Les rumbatrons T_1 et T_3 sont identiques et ont, soit une forme de tore à section circulaire, soit une des formes données dans la figure 20. La forme 2 de cette figure se prête à une construction facile. La longueur d'onde propre de ces cavités est d'environ deux fois et demie leur diamètre. La sphère n'est pas une forme favorable, car le bon fonctionnement de l'électrode de modulation de vitesse exige que le

champ électrique varie peu pendant que les électrons traversent la distance entre les grilles, donc que la distance entre celles-ci soit faible, condition qui ne serait pas réalisée si les grilles étaient placées sur un diamètre de la sphère.

Il est possible de rendre cet appareil auto-générateur en renvoyant, avec une phase convenable, au circuit d'entrée une partie de l'énergie prélevée dans le circuit de sortie, par exemple à l'aide des boucles M_1 et M_2 reliées par une ligne (fig. 21).

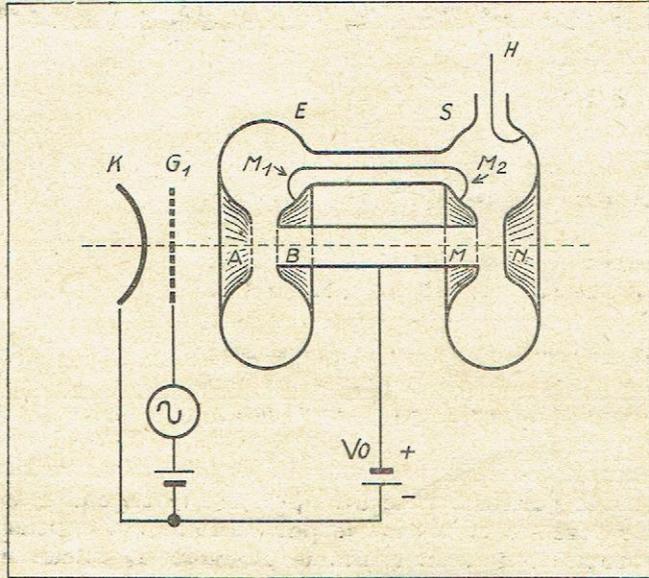


Fig. 21. — Klystron auto-oscillateur.

Il est difficile de réaliser le rumbatron de modulation (E) rigoureusement identique au rumbatron de sortie (S) ; certains dispositifs expérimentaux sont tels que les tores E et S sont légèrement déformables, de telle façon qu'il est possible de régler, à partir de l'extérieur du tube, la distance AB ou MN. Enfin, on peut régler les tensions de la grille G_1 , le courant cathodique, la tension V_0 et l'impédance d'utilisation. A titre d'exemple, la figure 22 donne la coupe simplifiée d'un klystron expérimental (brevet LMT). K est la cathode du canon électronique C, A et B les électrodes modulatrices de vitesse, M et N les électrodes de sortie, P l'électrode collectrice, L une ligne triple de sortie, R un dispositif de réglage.

BIBLIOGRAPHIE

Voilà la télévision, 150 pages, 143 figures, format 21/14 cm, édité chez Durand Girard, à Lyon.

C'est avec le plus vif plaisir que j'ai parcouru le petit livre que M. F. Clerc vient de faire paraître, et je dois dire que c'est pour deux raisons que j'ai eu l'occasion de me réjouir.

La première est d'ordre purement moral :

Voir étudier dans la période actuelle un livre sur la télévision, alors que les émissions quotidiennes françaises sont interrompues, c'est là la preuve que la foi dans la télévision n'est pas morte en France, et que la télévision renaîtra de ses cendres.

D'ailleurs, ce livre vient de Lyon, qui tend à devenir la capitale technique de la France, Lyon où ont eu lieu les premières expériences de télévision depuis l'armistice, Lyon qui espère maintenant assurer un service quotidien avant Paris !

La deuxième raison, c'est la façon dont le sujet a été traité. **Voilà la télévision** n'est pas un traité de télévision, et l'auteur n'a pas la prétention d'y avoir réuni tous les éléments pour que l'on puisse étudier complètement un récepteur, et à plus

Des dispositifs doivent être prévus pour éviter le dégroupage des électrons du faisceau. Un dispositif simple souvent utilisé consiste à employer une bobine de focalisation un peu analogue à celle utilisée dans les oscillographes cathodiques à concentration magnétique. Cette bobine entoure le tube et son axe est évidemment confondu avec celui du faisceau.

Ce klystron peut être rendu autogénérateur à l'aide d'une ligne reliant les cavités C_1 et C_2 ou à l'aide de fentes pratiquées dans la paroi commune à ces deux cavités.

Les résultats obtenus par ce genre de tubes sont encourageants ; on peut, par exemple, obtenir sans trop de difficultés des rendements de 30 % sur des ondes de 30 cm, avec une puissance utile de 100 watts environ avec des tensions continues de l'ordre de 3.000 volts.

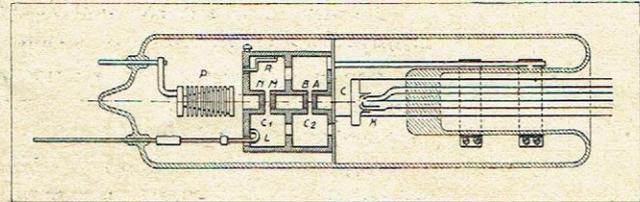


Fig. 22. — Coupe d'un klystron expérimental.

Les tubes sont, soit scellés dans une enveloppe de verre, soit reliés en permanence aux pompes à vide. Cette dernière solution est préférable pour les tubes à grande puissance dans lesquels les masses métalliques sont importantes et difficiles à bien dégazer pendant le pompage.

Conclusion

Le temps de transit, élément néfaste dans les tubes électroniques de construction classique, puisqu'il limite le fonctionnement de ces tubes vers les ondes ultra-courtes, est systématiquement utilisé dans les tubes à modulation de vitesse. Il permet, dans ces tubes, de moduler profondément le courant électronique tout en employant peu d'énergie dans les électrodes de modulation.

Le klystron semble, à l'heure actuelle, la forme susceptible de donner les meilleurs résultats. Il n'est pas sûr que cette formule soit celle de l'avenir, toute prédiction dans un tel domaine est bien hasardeuse. Quoi qu'il en soit, les résultats obtenus sont nettement encourageants.

forte raison un émetteur. En revanche, il y a réuni tout ce qu'il faut savoir sur la télévision pour en parler en connaissance de cause et sans dire de bêtises ; cela, c'est déjà énorme.

Dans cet ordre d'idée, le livre de M. Clerc est très complet, c'est certainement le plus complet et le plus moderne qui soit en Europe. On y trouve l'historique de la télévision, un vocabulaire, et la description de tous les éléments qui constituent les différents systèmes de télévision, depuis le disque de Nipkov passant par les cellules photo-électriques, les tyrathrons, le tube cathodique, l'iconoscope, etc.

Des exemples concrets montrent comment ces différents éléments sont réunis pour constituer soit un émetteur, soit un récepteur. Des schémas, des nomenclatures de pièces détachées, de lampes, de tubes, et des récepteurs de construction européenne complètent ce livre où le technicien, le revendeur et même l'ingénieur trouveront tout ce qui peut leur être nécessaire pour la connaissance technologique complète de la télévision. Ce livre fait en même temps une excellente œuvre de propagande pour la télévision, propagande que j'estime d'autant meilleure qu'il ne s'agit pas là d'un bluf publicitaire, mais simplement d'un exposé précis et net de faits, de chiffres, de résultats.

NOUVELLE CLASSIFICATION ET PROPRIÉTÉS GÉNÉRALES DES DIFFÉRENTS TYPES D'AMPLIFICATION

par Louis BOË

L'empirisme aveugle qui présidait autrefois à la réalisation des montages amplificateurs n'est plus de saison.

Projet minutieux, construction rationnelle, contrôle détaillé sont les points principaux qui doivent retenir l'attention du technicien... Ce peut être là l'objet de nombreux articles.

Dans les lignes qui suivent, l'auteur, se plaçant à un point de vue général, précise quelques notions fondamentales fort utiles, et fait l'exposé d'une nouvelle classification tout à fait intéressante des diverses méthodes d'amplification.

Rappel de quelques notions fondamentales

Un amplificateur simple est constitué essentiellement d'un tube à vide sur la grille duquel est appliqué le signal à amplifier, et d'une « charge » Z branchée généralement dans le circuit anodique (fig. 1).

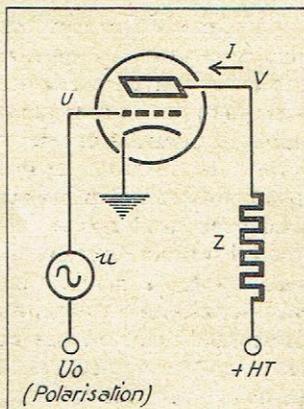


Fig. 1. — Schéma simplifié d'un étage amplificateur.

Appelons I le courant instantané d'anode, I' l'éventuel courant de grille, V la tension instantanée entre anode et cathode et U la tension instantanée entre grille et cathode.

Le courant I est fonction à la fois de la tension V et de la tension U ; on a donc :

$$I = f(U, V)$$

ce qui donne, en différenciant :

$$dI = \frac{\partial f}{\partial U} dU + \frac{\partial f}{\partial V} dV$$

Le terme $\frac{\partial f}{\partial U}$ est la *pen*te, ou *transconductance* ; nous le représenterons par la lettre S.

Le terme $\frac{\partial f}{\partial V}$ est la *conductance interne* ; nous le représenterons par la lettre g.

Il vient donc :

$$dI = S.dU + g.dV \quad (1)$$

En l'absence de signal appliqué, la tension grille est égale à la tension de polarisation U_0 , le courant plaque et la tension plaque prennent les valeurs I_0 et V_0 , et les quantités S et g possèdent une valeur bien déterminée.

Supposons que, sous l'effet d'un *signal de petite amplitude*, la tension grille varie d'une quantité $dU = u$, il s'ensuivra des variations $dI = i$ et $dV = v$ de I et V, et l'on pourra écrire :

$$i = Su + gv \quad (2)$$

C'est l'équation fondamentale des lampes, *valable seulement* — il faut bien le spécifier — *lorsqu'il s'agit de petites amplitudes*.

On met généralement la relation précédente sous une autre forme plus classique, mais moins symétrique, en introduisant la *résistance interne* $\rho = \frac{1}{g}$ et le *coefficient d'amplification* $K = \rho S$; il vient alors :

$$\rho i = Ku + v \quad (3)$$

D'autre part, lorsqu'on connaît la valeur Z de l'impédance de charge, on peut écrire :

$$v = -Zi$$

et on obtient entre i et u la relation :

$$i = \frac{Ku}{\rho + Z} \quad (4)$$

Cette formule, comme les précédentes d'ailleurs, est valable lorsque Z est une impédance quelconque, mais il convient d'introduire alors dans les calculs les notations complexes.

On appelle *puissance fournie* par l'amplificateur la puissance P qui apparaît dans la charge Z.

La *puissance d'alimentation* de l'étage, en courant continu haute tension, est égale au produit du courant d'alimentation moyen I_A par la tension d'alimentation V_{HT} . A noter que le courant moyen I_A peut être différent du courant d'anode au repos I_0 .

On appelle *rendement* de l'étage amplificateur le rapport :

$$R = \frac{P}{W_A}$$

Lorsque le signal appliqué possède une amplitude élevée, on ne peut assimiler les variations $i u v$ aux différentielles dI , dU , dV de l'équation (1). Entre i et u , il n'existe plus de relation linéaire (telle que la formule 4) ; on dit qu'il y a *distorsion non-linéaire*.

Nos lecteurs savent que, pour caractériser la distorsion non-linéaire, on considère une oscillation sinusoïdale appliquée à la grille, et on détermine les taux des harmoniques 2 et 3 qui apparaissent dans le circuit anodique.

Les diverses classifications

La classification la plus connue et la plus communément adoptée est la classification américaine de l'I.R.E. Les différents modes d'amplification sont groupés en trois classes : classes A, B et C, très commodes à définir... tout au moins théoriquement.

Dans son excellent ouvrage sur les amplificateurs, *Barkhausen* n'adopte pas la classification précédente et étudie, d'une façon mathématique approfondie, trois types d'amplificateurs qu'il dénomme respectivement : *préamplificateurs*, *amplificateurs de puissance*, *amplificateurs d'émission*.

Personnellement, il nous a semblé simple de considérer trois types d'amplification : *l'amplification linéaire*, *l'amplification pseudo-linéaire* et *l'amplification non-linéaire*. Ce mode de classification, basé sur la nature du rapport existant entre les valeurs de i et u , se rapproche surtout de celui de *Barkhausen*. Au cours de notre exposé, nous ne craignons pas cependant de parler de classes A, B ou C, car ces termes sont souvent d'un emploi fort commode.

D'une façon plus précise, nous distinguons donc :

1° Les montages dans lesquels l'amplitude du signal appliqué à la grille est suffisamment faible pour qu'on puisse admettre la loi de proportionnalité entre la variation de l'effet et la variation de la cause ; il s'agit alors d'une *amplification linéaire*, que nous appellerons amplification en classe A_0 .

2° Les montages dans lesquels on cherche à obtenir la plus grande puissance alternative ou la plus grande amplitude des oscillations anodiques compatible avec une distorsion acceptable (taux de distorsion inférieurs, par exemple, à 5 % ou 10 %). Nous dirons qu'il s'agit, dans ce cas, d'une *amplification pseudo-linéaire*, ou amplification en classes A_1 et A_2 . A ce mode d'amplification doit être rattachée, comme nous le montrerons plus loin, l'amplification *push-pull* classe AB.

3° Les montages dans lesquels on cherche à obtenir un rendement (ou autre chose) aussi élevé que possible, la question de distorsion n'étant que secondaire. Il s'agit alors presque toujours d'une *amplification non-linéaire* s'effectuant en classe AB, B ou C.

1° L'amplification linéaire (CLASSE A_0)

Lorsqu'il s'agit d'une amplification en classe A_0 , on a — par définition même — entre les quantités $i u v$ la relation que nous avons établi au cours du premier paragraphe :

$$\rho i = K u + v$$

Posons $v' = -v$; il vient :

$$K u = v' + \rho i$$

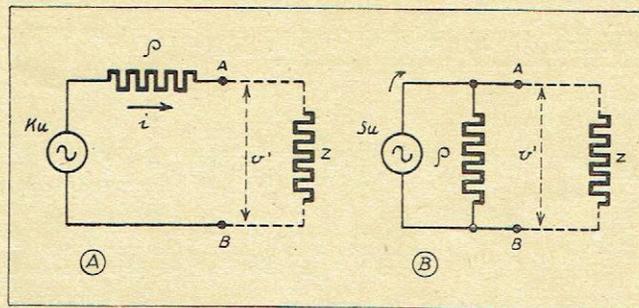


Fig. 2. — Dipôles équivalents d'un tube à vide, dans le cas de petites amplitudes.

C'est là l'équation générale d'un *dipôle actif linéaire* AB, constitué d'un générateur dont la force électromotrice est Ku et la résistance interne ρ . (cf. fig. 2 A). La tension v' et le courant i sont : la tension existant aux bornes du dipôle et le courant fourni par celui-ci.

En considérant le tube à vide du seul point de vue « signal à amplifier », on peut donc dire que celui-ci est équivalent au dispositif bipolaire simple de la figure 2 A. On démontrerait dans les mêmes conditions qu'il peut être assimilé au dispositif de la figure 2 B, qui comporte un générateur à amplitude de courant constante Su , la résistance interne ρ étant placée en parallèle sur les bornes A et B.

Dans les deux cas, la tension alternative d'anode v est donc l'opposée de la tension v' obtenue entre les bornes A et B, lorsqu'on dispose à ses bornes la charge Z de l'étage amplificateur.

Ces montages simplifiés permettent de calculer rapidement l'amplification en tension produite A, la pente dynamique S' (ou rapport $\frac{i}{u}$), et la puissance P dis-

ponible dans l'impédance de charge. Nous ne nous étendrons pas sur ces calculs élémentaires ; nous ferons seulement remarquer que l'on a (1) :

$$P = A S' u_e^2$$

u_e étant la tension efficace de grille.

Le coefficient $s = A S'$ se nomme *coefficient de sensibilité* du montage, et s'exprime en mA/V.

Remarque sur la caractéristique dynamique. — La caractéristique dynamique d'un amplificateur fonctionnant en classe A_0 , c'est-à-dire la courbe montrant comment varie le courant i en fonction de la tension v , est constituée, lorsqu'il s'agit d'une charge purement résistante, par un petit segment rectiligne.

Lorsque l'impédance Z possède une réactance non négligeable, la caractéristique dynamique prend la forme d'une petite ellipse.

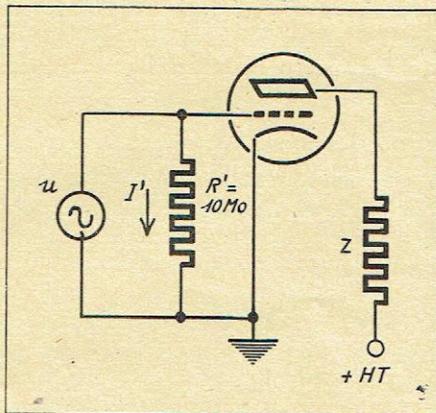
Montage push-pull et parallèle. — Le schéma équivalent de ces montages, lorsqu'il s'agit d'un fonctionnement en classe A_0 , peut être très simplement obtenu. On verra facilement que, dans ce cas, les montages push-pull et parallèle ne présentent pas grand intérêt.

Polarisation. — Le choix de la polarisation est assez secondaire. Généralement, on adopte une polarisation de -2 à -3 V, de façon à avoir une pente aussi élevée que possible, tout en ayant un fonctionnement sans courant grille.

Il est à noter d'ailleurs qu'on peut réaliser des

(1) Dans le cas d'une charge anodique purement résistante.

Fig. 3. — Fonctionnement en classe A_0 avec courant grille.



montages avec courant grille fonctionnant en classe A_0 , il suffit que la linéarité du système ne soit pas affectée par ce courant.

Cela peut être obtenu soit en utilisant un dispositif de liaison à très faible impédance (genre driver), soit, au contraire, en adoptant le montage représenté figure 3. La condition, pour que ce dernier montage fonctionne bien, est que les signaux appliqués soient de faible amplitude (tension inférieure à 0,1 volt, par exemple (1)).

Conclusion. — Les propriétés d'un tube amplificateur fonctionnant en classe A_0 se déduisent immédiatement des dispositifs équivalents représentés figure 2.

Si l'on désire obtenir une grande amplification de tension, on prendra donc une impédance anodique élevée, tandis que pour obtenir la puissance P maximum, on prendra une charge de même valeur que la résistance interne.

2° L'amplification pseudo-linéaire

(CLASSES A_1 ET A_2)

Lorsqu'un amplificateur fonctionne en classe A_0 , ses performances (c'est-à-dire ses qualités d'amplification, de sensibilité, etc.) sont indépendantes de l'amplitude des oscillations appliquées et se déduisent immédiatement de la connaissance des coefficients statiques K , ρS et de l'impédance Z .

Lorsqu'on augmente l'amplitude des oscillations appliquées, il arrive un moment où l'on ne peut plus assimiler le tube à vide à un dipôle linéaire. Il y a alors *interdépendance* entre l'amplitude des oscilla-

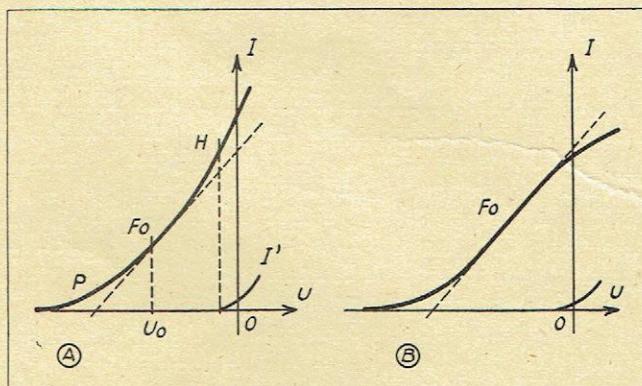


Fig. 4. — Formes de caractéristiques dynamiques.

(1) Le montage fonctionne sans polarisation apparente U_0 . En réalité, il s'établit automatiquement un état d'équilibre I' , U_0 tel que $U_0 = R'I'$.

Pour $R' = 10 \text{ MO}$, on aura, par exemple :

$U_0 = -1$ volt, et $I' = 0,1$ microampère.

tions appliquées, les caractères de l'amplification, le choix de la polarisation, la détermination de l'impédance de charge, etc...

Dans le cas présent, il s'agit d'obtenir, pour un taux de *distorsion acceptable*, une puissance anodique, ou une amplitude des oscillations anodiques, aussi élevée que possible.

Le problème se traite alors graphiquement. Il convient, en somme, de déterminer un fonctionnement tel que la caractéristique dynamique soit, dans le cas d'une charge purement résistante, approximativement rectiligne. (On dit que l'étage fonctionne en classe A_2 ou A_1 , suivant qu'il y a, ou non, existence de courant grille.)

Les graphiques (A) et (B) de la figure 4 représentent deux formes possibles de caractéristiques dynamiques. Nos lecteurs trouveront dans le n° 180 de l'*Onde Electrique* une méthode simple et précise permettant la détermination graphique du taux des harmoniques 2 et 3 (cf. fig. 8).

Lorsqu'on étudie le projet d'un amplificateur pseudo-linéaire, il est souvent nécessaire, pour la détermination des caractéristiques de fonctionnement (tension de polarisation, amplitude des oscillations, choix de l'impédance, etc.), de procéder par approximations successives, puisqu'il y a interdépendance entre ces diverses grandeurs.

Aussi est-il bon de s'ingénier à déterminer — à partir du faisceau des courbes I/V d'un tube à vide — les meilleurs types de caractéristiques dynamiques que l'on puisse obtenir.

La courbe de la figure 4A est dite de type parabolique, tandis que la courbe de la figure 4B est dite de type cubique. Dans le premier cas, c'est l'harmonique 2 qui est prépondérante et, dans le second cas, c'est l'harmonique 3.

Pour bien des raisons, une caractéristique de forme parabolique doit être préférée à une caractéristique de forme cubique, même lorsque l'existence du point d'inflexion rend cette caractéristique nettement rectiligne dans sa partie médiane.

D'une façon générale, pour un amplificateur fonctionnant en classe A_1 , le choix des divers éléments doit s'effectuer de façon telle que l'extrémité supérieure H de la partie quasi-rectiligne de la caractéristique (fig. 4A) corresponde à la naissance du courant grille, que le point P , situé au coude de la caractéristique, se trouve près de l'axe OU , et enfin que la moyenne des abscisses P et H corresponde à la tension de polarisation (point F_0).

On peut grouper deux lampes fonctionnant en classe A_1 ou A_0 , soit en push-pull, soit en parallèle. Ces deux montages permettent d'obtenir une puissance deux fois plus élevée que le montage simple.

Le montage *push-pull*, qui ne se justifiait pas dans le cas de la classe A_0 , présente ici un intérêt du fait qu'il permet l'élimination des harmoniques d'ordre pair. Il est à préconiser lorsque la caractéristique dynamique de chaque lampe est du type parabolique.

Dans l'exposé qui procède, nous avons considéré le cas d'une charge purement résistante. Il convient de savoir que, lorsqu'il s'agit d'une impédance anodique complexe, la caractéristique dynamique prend la forme d'un ovale qui diffère d'autant plus d'une ellipse pure, que l'amplification s'éloigne davantage d'un fonctionnement en classe A_0 .

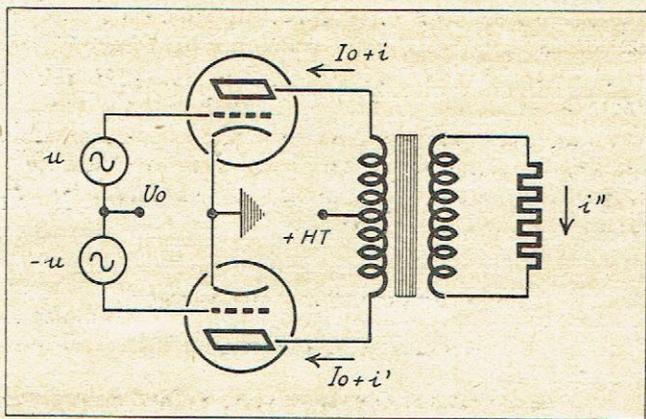


Fig. 5. — Disposition schématique d'un amplificateur push-pull.

2° bis L'amplification push-pull (CLASSE AB)

La figure 5 donne la représentation schématique d'un amplificateur push-pull. Lorsque celui-ci fonctionne en classe AB, il n'y a pas proportionnalité entre les courants alternatifs d'anode i et i' et la tension alternative de grille u et l'on pourrait donc dire qu'il s'agit d'une amplification non-linéaire.

En réalité, le courant qui nous intéresse est le courant résultant i'' circulant dans le secondaire du transformateur de liaison, et ce courant peut être de même forme que la tension alternative de grille ; c'est la raison pour laquelle il convient de rattacher ce dispositif à l'amplification pseudo-linéaire.

Nous ne pouvons consacrer maintenant de longs développements à cet important montage, mais nos lecteurs trouveront à ce sujet une étude détaillée dans le n° 215 de *l'Onde Electrique*.

Ce qu'il est capital de connaître — et ce qu'on ne connaît généralement pas — c'est la façon de procéder pour construire la caractéristique dynamique de chacune des lampes de push-pull.

Appelons $2Z_0$ l'impédance primaire équivalente, de plaque à plaque, du transformateur de liaison. D'une façon générale, chaque lampe doit être considérée comme chargée, non pas par une impédance

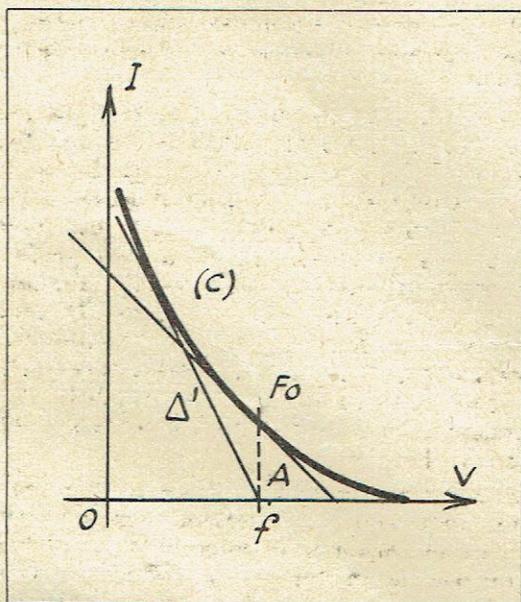


Fig. 6. — Forme de la « courbe de charge » dans le cas d'un montage push-pull.

fixe Z_0 , mais par une impédance de valeur variable. Dans ces conditions, le point de fonctionnement décrit sur le faisceau des caractéristiques I/V , non pas une droite de charge, mais une « courbe de charge ».

Voici la façon de procéder pour déterminer approximativement cette courbe. On trace, passant par le point moyen de fonctionnement F_0 (cf. fig. 6), la droite Δ correspondant à la charge Z_0 . On trace ensuite, passant par le point f (projection de F_0 sur OV), la droite Δ' correspondant à la charge $\frac{Z_0}{2}$.

La caractéristique de charge (C) est alors une courbe tangente à Δ au point F_0 , et asymptotique à la droite Δ' et à l'axe OV .

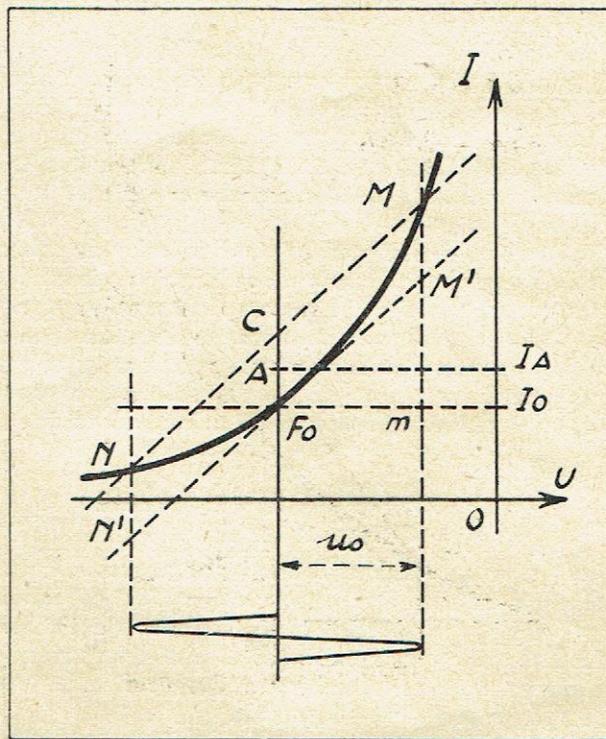


Fig. 7. — Condition graphique pour obtenir un fonctionnement pseudo-linéaire d'un montage push-pull : $MM' = NN'$.

Les points d'intersection de cette courbe et du faisceau de caractéristiques I/V permettent de relever graphiquement la caractéristique dynamique I/U . Il est bon de connaître, à ce sujet, la forme que doit présenter cette caractéristique pour que la relation entre le courant résultant i'' et la tension incidente u puisse être caractérisée de pseudo-linéaire.

Considérons la caractéristique dynamique de la figure 7. Soient deux points M et N tels que la moyenne de leurs abscisses soit égale à l'abscisse du point F_0 correspondant à la tension moyenne de grille.

Le fonctionnement du push-pull a lieu sans distorsion lorsque l'on a constamment (c'est-à-dire quel que soit le point M choisi sur la partie utile de la caractéristique) la relation :

$$\overline{MM'} = \overline{NN'}$$

M' et N' étant les intersections des verticales passant par M et N avec la tangente à la caractéristique au point F_0 .

Il est en effet facile de démontrer que le fonc-

tionnement de chaque lampe n'est alors affecté que de distorsion par harmoniques pairs, et que ceux-ci sont éliminés par la disposition en push-pull.

Lorsqu'il s'agit d'un montage push-pull, on peut donc adopter des caractéristiques de fonctionnement telles que la courbe dynamique présente une forme nettement parabolique. On dit alors qu'on travaille en classe AB, et cette classe constitue la classe propre du montage push-pull.

La puissance fournie par un montage push-pull est le double de celle que fournirait une lampe travaillant en classe A et ayant comme pente dynamique la pente de la tangente F_0T au point moyen de fonctionnement.

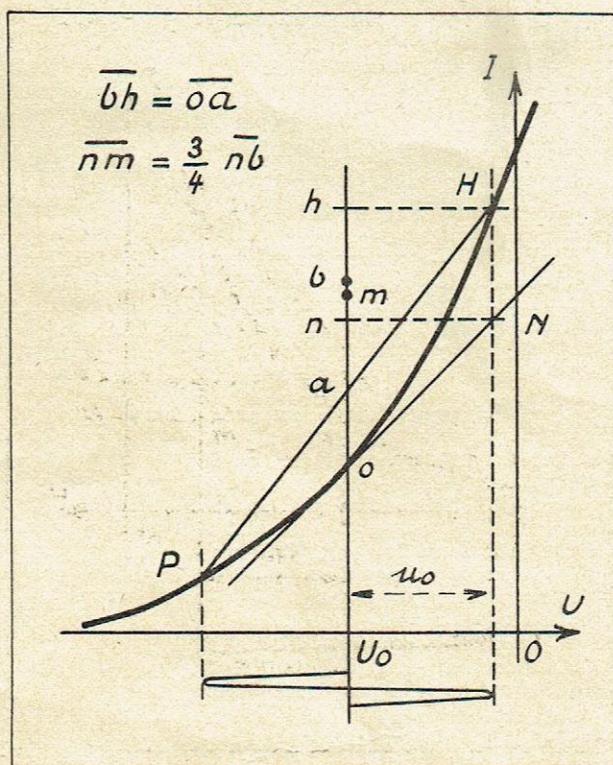


Fig. 8. — Détermination des taux de distorsion par harmoniques 2 et 3 à partir de la caractéristique dynamique I/U .

On considère les points limites P et H décrits par le point représentatif du fonctionnement sur la caractéristique.

On mène la droite PH et la tangente en O.

On marque les points N, a, n, h.

On prend $bh = oa$ et $nm = 3/4 nb$.

Les taux de distorsion sont alors donnés approximativement par les formules :

$$d_2 = \frac{1}{2} \frac{oa}{om}, \quad d_3 = \frac{1}{4} \frac{nb}{om}$$

(Cf. N° 180 de l'Onde Electrique.)

La puissance d'alimentation de chacune des lampes est : $W_A = I_A \cdot V_{HT}$. Le courant d'alimentation I_A en fonctionnement est supérieur au courant I_0 au repos. Dans le cas d'une caractéristique parabolique, la valeur de I_A est déterminée par le milieu A du segment FC, pour une amplitude $u_0 = F_0 m$ en la tension de grille.

Un fonctionnement en classe AB permet d'obtenir dans de bonnes conditions de fidélité, des rendements de l'ordre de 60 à 65 %. En classe A₁ ou A₂, nous

savons que le rendement théorique maximum est de 50 %, mais qu'on doit se contenter pratiquement de rendements de l'ordre de 25 % à 40 %, pour que les taux de distorsion gardent une valeur acceptable.

Le montage push-pull classe B doit être simplement regardé — lorsqu'il s'agit de réaliser un amplificateur pseudo-linéaire — comme un cas particulier du montage push-pull classe AB.

3° L'amplification non-linéaire

(CLASSES AB, B ET C)

Les amplificateurs pseudo-linéaires dont nous avons parlé aux §§ II et II bis ont pour rôle de fournir une puissance (ou une tension alternative d'anode) aussi élevée que possible avec une faible distorsion.

Le rôle d'un amplificateur non-linéaire est de fournir une puissance alternative sous un rendement aussi élevé que possible. Un amplificateur non-linéaire peut être considéré comme un transformateur d'énergie, c'est-à-dire comme un appareil qui reçoit de l'énergie sous forme de courant continu et la débite (en majeure partie) sous forme de courant alternatif.

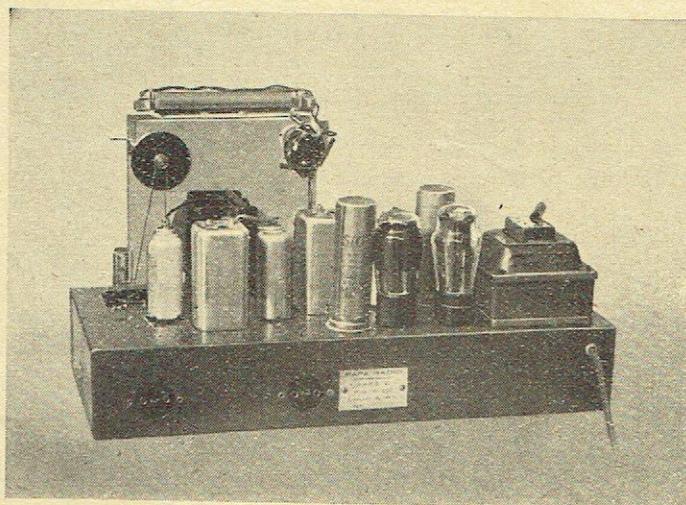
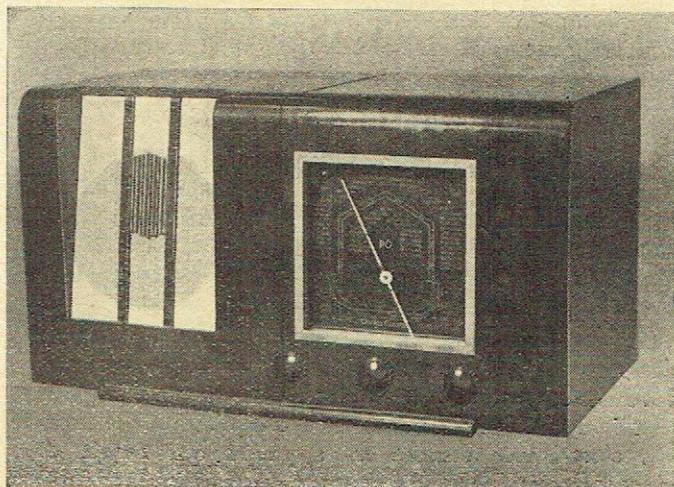
Le rendement maximum en classe B théorique (c'est-à-dire lorsque la caractéristique dynamique est rectiligne, ce qui n'est jamais le cas) est de 78,5 %. On peut obtenir des rendements encore plus élevés (90 %, par exemple) en faisant fonctionner la lampe en classe C, ce qui s'obtient lorsque le courant anodique ne circule que pendant une petite partie de la période de chaque oscillation.

Les amplificateurs non-linéaires ne peuvent être utilisés, comme les appareils linéaires ou pseudo-linéaires, dans l'amplification d'audiofréquence, en raison des distorsions qu'ils produisent. Ils peuvent, par contre, être utilisés en haute fréquence. En effet, lorsqu'il s'agit de transmettre un signal sinusoïdal de fréquence déterminée, on constitue généralement la charge de la lampe par un circuit parallèle accordé sur la fréquence des oscillations à amplifier. Ce circuit présente donc une impédance maximum à la fréquence considérée, et on obtient aux bornes de ce circuit une tension pseudo-sinusoïdale, même si le courant alternatif d'anode est affecté d'une forte distorsion.

De la remarque précédente, il ne faut pas conclure que la tension alternative d'anode est une fonction linéaire de la tension alternative de grille, car le rapport de l'amplitude de la tension d'anode, à l'amplitude de la tension de grille, ne reste pas forcément constant, lorsque l'amplitude de tension grille varie. Des précautions spéciales sont donc à prendre lorsqu'il s'agit de transmettre une onde HF modulée. Dans ce cas, on démontre que la modulation passe sans déformation lorsque la caractéristique dynamique a la forme d'une droite ou d'une parabole. Un fonctionnement en classe AB d'une lampe seule peut donc être prévu dans ce cas.

A noter enfin que lorsqu'il s'agit d'un émetteur radiotéléphonique, le rendement maximum (compatible avec une modulation correcte) n'est obtenu que pour un taux de modulation de 100 %, car la valeur du rendement moyen diminue en même temps que le taux de modulation.

ESSAI D'UN RÉCEPTEUR "PAPA-RADIO" type P.R.6. 4I S



DESCRIPTION : Récepteur alimentation secteur par transformateur 110 à 250 volts, en ébénisterie noyer foncé, 3 gammes d'ondes standard Caire-Montreux. Cadran à aiguille tournante. Œil magique incorporé au cadran. Dimensions d'ébénisterie : 600 X 350 X 300. Poids : 15 kg.

MATERIEL UTILISE : Lampes : **Tungsram** 6E8, 6K7, 6H8, 6V6, EM4, 5Y3. Condensateur variable **Welcome**. Condensateur électrochimique **S.I.C.** Condensateur fixe **S.I.C.** Résistances **S.I.C.** Potentiomètres **S.I.D.E.** ou **Alter**. Bobinages HF et MF « **Papa-Radio** ». Haut-parleur « **Papa-Radio** » de 21 cm.

OBSERVATIONS : Ce récepteur est un super-hétérodyne du type classique en ce qui concerne la partie HF et MF.

A signaler aussi le montage du couplage de l'oscillatrice, ce qui donne une remarquable constance de pente de conversion.

On remarquera un commutateur à 4 positions qui permet l'utilisation d'un pick-up sans débrancher celui-ci.

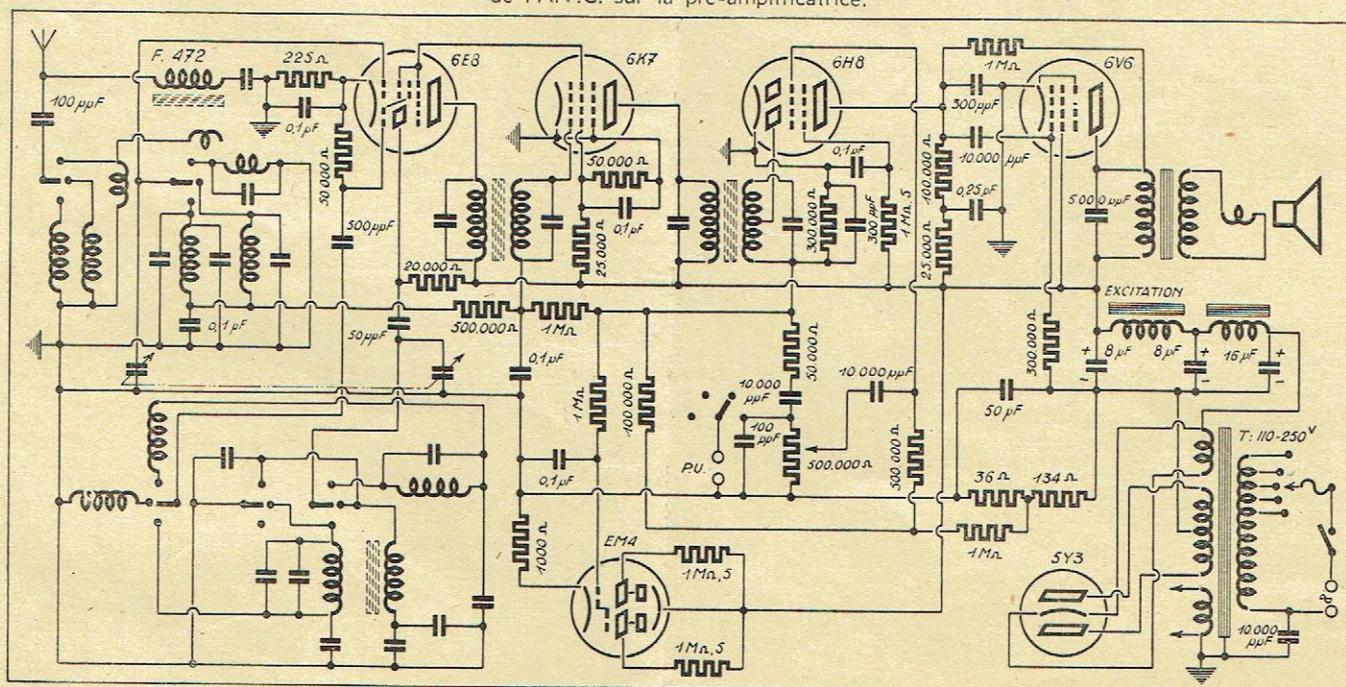
Une attention toute particulière a été apportée à l'A.V.C. et à la basse fréquence. On remarquera, en effet, qu'une fraction de la tension d'A.V.C. agit sur la préamplificatrice BF. En conséquence, l'allure de la courbe d'A.V.C. est presque horizontale.

A noter la polarisation de toutes les lampes, du type « semi-fixe ».

Une self pré-filtrage est utilisée en série avec l'excitation du haut-parleur. Il faut aussi signaler la polarisation de la cathode EM4 par une résistance de 1.000 ohms, polarisation qui pratiquement augmente la sensibilité de l'œil magique sur les émissions faibles.

La contre-réaction sur le dernier étage est obtenue au moyen d'une résistance de plaque à plaque.

A noter que l'essai de distorsion BF a été fait en position pick-up, c'est-à-dire sans action de l'A.V.C. sur la pré-amplificatrice.



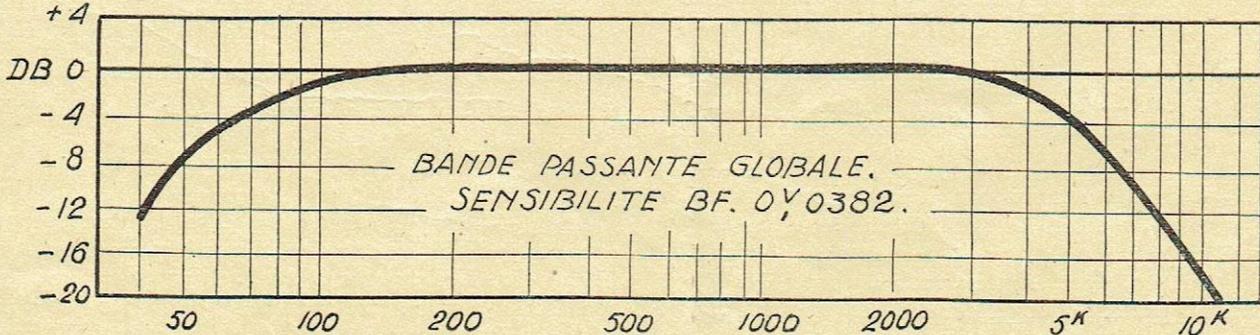
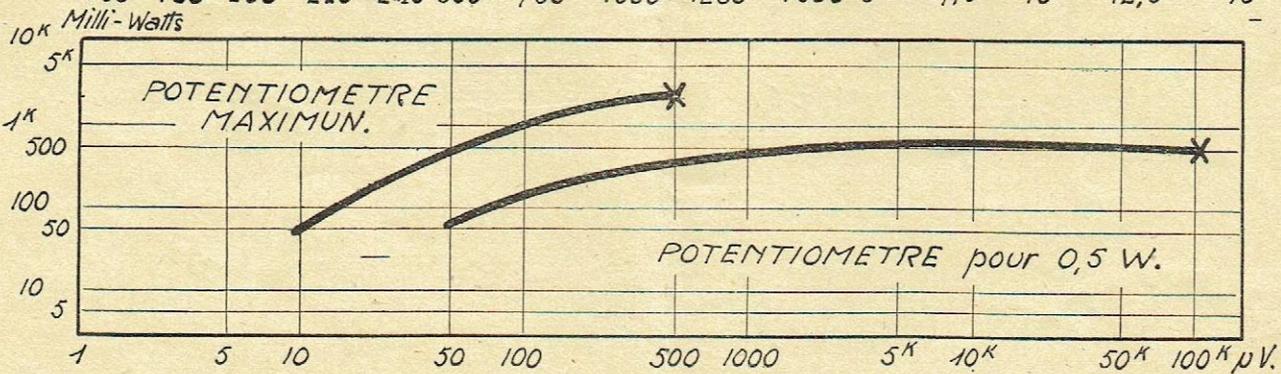
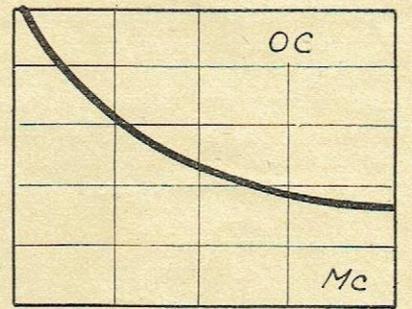
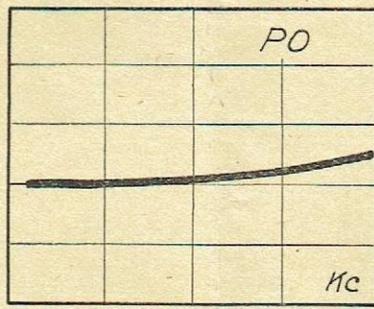
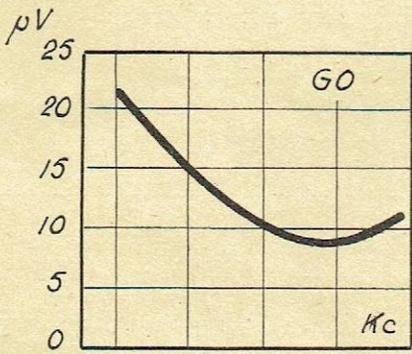
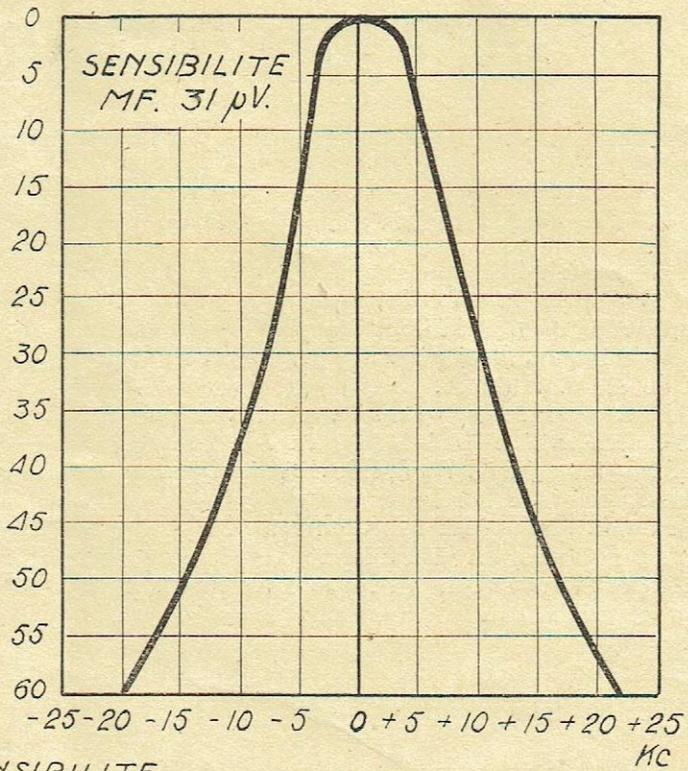
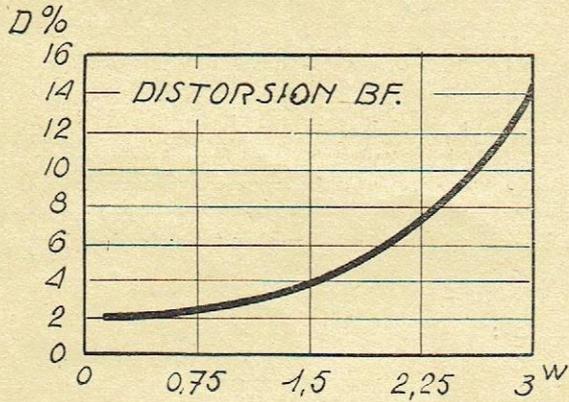
RECEPTEUR :

PAPA - RADIO

Type: P.R.6. 41S.

SELECTIVITE.

TABEAU
DES
CARACTERISTIQUES.



GAIN DU CIRCUIT D'ANTENNE

par Hugues GILLOUX

INTRODUCTION

Il est un fait bien connu que la tension que l'on peut obtenir sur la grille de la première lampe d'un récepteur peut être plusieurs fois plus élevée que la tension d'antenne, ceci grâce aux propriétés du dispositif de couplage utilisé. Dans de bonnes conditions, un circuit antenne bien établi peut donner un gain de 5 à 6 en tension (14 à 16 db) dans la gamme PO standard, un gain de l'ordre de 10 (20 db) dans la gamme OC et de l'ordre encore de 3 à 4 dans la gamme OL. Malheureusement, on constate bien souvent des gains nettement inférieurs, ne dépassant pas en général 2, dus au fait que les constructeurs n'osent pas tirer tout le bénéfice du système de couplage utilisé.

Nous allons, dans cette étude, envisager les divers systèmes employés, et examiner les limitations pratiques, dues en particulier au changement d'antenne.

I — SYSTÈMES DE COUPLAGE UTILISÉS

Ces systèmes se ramènent pratiquement à 4 :

- 1° Couplage capacitif en tête;
- 2° Couplage capacitif à la base (Hazeltine);
- 3° Couplage par inductance mutuelle.

Dans le troisième paragraphe, nous envisagerons deux cas suivant que la fréquence de résonance du primaire est supérieure ou inférieure aux fréquences extrêmes de la gamme.

4° Couplages mixtes.

Dans ce dernier paragraphe, nous envisagerons le cas fréquemment utilisé du couplage à inductance mutuelle et du couplage capacitif en tête, cette solution fournissant le plus souvent un gain constant et assez élevé.

1° Couplage capacitif en tête (fig. 1)

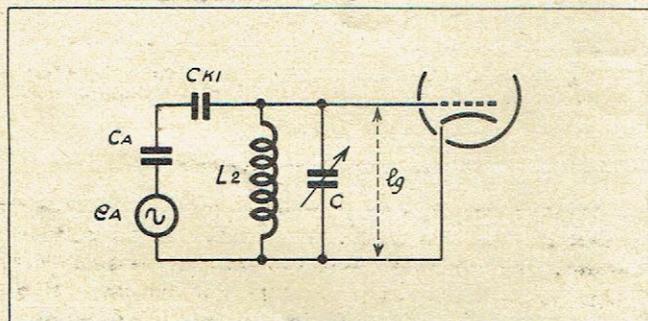


Fig. 1. — Couplage capacitif en tête. C_A est la capacité d'antenne.

I-I.1. — En nous reportant à la figure 2, nous voyons que nous avons à calculer la tension aux bornes d'une impédance, reliée à la source par une autre impédance. Remarquons tout d'abord que ce problème est général et se présente en continu comme en alternatif. Soit donc à calculer e_2 et i_2 .

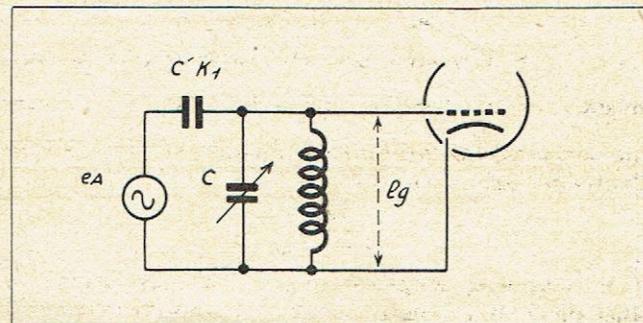


Fig. 2. — Couplage capacitif en tête. On a remplacé les condensateurs C_A et C_{K1} par C'_{K1} .

On a :

$$i_2 = \frac{e}{Z_1 + Z_2}$$

Z_1 et Z_2 s'additionnent vectoriellement.

En remarquant que

$$e_2 = i_2 Z_2$$

on peut écrire :

$$e_2 = e \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

Cette formule est classique. Remarquons que nous pouvons écrire :

$$e_2 = \frac{e}{Z_1} \times \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

Dans cette expression, e/Z_1 représente un courant qui serait celui parcourant Z_1 sous la seule influence de la tension e .

Le deuxième terme représente l'impédance résultant de la mise en parallèle des impédances Z_1 et Z_2 . La figure 3 représente cette solution.

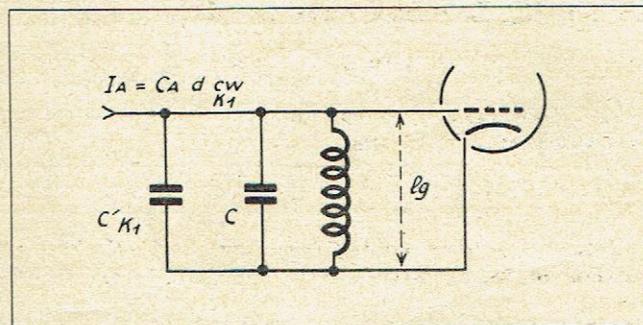


Fig. 3. — Schéma indiquant comment passer du montage série au montage parallèle.

(Au lieu de $I_A = C_A d c w K_1$, lire : $i_a = C_A j C_{K1} \omega$).

I-I.2. — Dans le cas du couplage d'antenne considéré, le schéma de principe indiqué figure 1 se transforme dans les figures 2 et 3. L'antenne doit être considérée comme une source de tension e et d'impédance intérieure $1/j \omega C_{K1}$. A l'accord, l'impé-

dance du circuit accordé est de :

$$Z = \frac{L}{r(C + C_{k1})}$$

La tension alternative de grille est :

$$e_g = e_a j\omega C_{k1} \frac{L}{2(C + C_{k1})}$$

Comme seules comptent les amplitudes de tension, et non leurs phases, on a :

$$G = \frac{e_g}{e_a} = \frac{C_{k1}}{C + C_{k1}} \cdot \frac{L\omega}{r}$$

1-3. — Nous voyons par cette formule que, si nous considérons en première approximation $\frac{L\omega}{r}$ comme une constante (ce qui est sensiblement le cas), le gain d'antenne variera avec

$$\frac{C_{k1}}{C + C_{k1}}$$

Ce couplage, employé seul, n'est pas utilisé, à cause de la trop grande variation d'amplification qu'il fournit.

2° Couplage capacitif à la base (Hazeltine) (fig. 4)

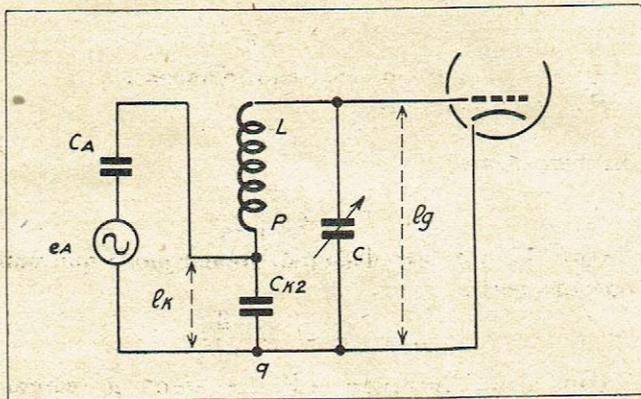


Fig. 4. — Couplage capacitif à la base. C_k est la tension entre les points p et q.

1-2.1. — L'impédance, si C_{k2} est grand par rapport aux autres capacités, entre p et q est égale à $1/j\omega C_{k2}$. La tension entre ces points est alors :

$$e_k = C_a \frac{C_a}{C_{k2} + C_a}$$

A la fréquence d'accord, le rapport entre e_g et e_w est égal à $jL\omega/r$, et l'on a :

$$G = \frac{e_g}{e_a} = \frac{C_a}{C_{k2} + C_a} \cdot \frac{L\omega}{r}$$

2-2. — Si nous considérons que le coefficient de surtension est constant, nous voyons que, pour une

antenne donnée, $\frac{C_a}{C_{k2} + C_a}$ est constant.

Si par exemple $C_a = 200 \text{ pF}$
 $C_{k2} = 5000 \text{ pF}$

le gain d'antenne est fixe, et égal à :

$$\frac{200}{5000 + 200} \cdot 100 = 3,85$$

Nous verrons ultérieurement les limitations d'emploi de ce montage.

3° Couplage par inductance mutuelle (fig. 5 et 6)

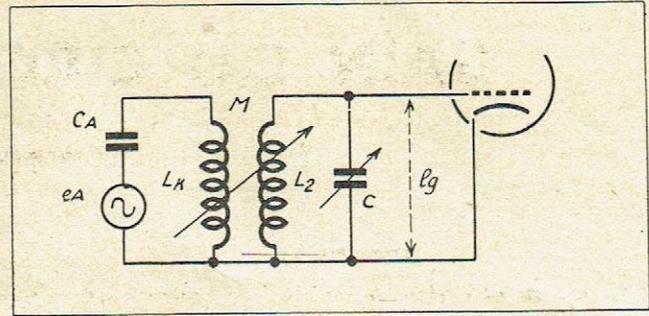


Fig. 5. — Couplage par mutuelle. Les conventions sont les mêmes que précédemment.

1-3.1. — Le transformateur de la figure 7a peut se remplacer facilement par le circuit de la figure 7b. L'impédance entre les points v et w est de $jM\omega$ et la tension

$$e_k = e_a \frac{jM\omega}{jM\omega + j\omega(L_k - M) + \frac{1}{j\omega C_a}}$$

En posant $\omega_k^2 = \frac{1}{L_k C_a}$,

on peut écrire ce qui précède :

$$e_k = e_a \frac{M}{L_k} \cdot \frac{\omega^2}{\omega^2 - \omega_k^2}$$

Comme on a, de plus :

$$\frac{C_a}{C_k} = j \frac{L\omega}{r}$$

on a pour expression du gain d'antenne :

$$G = \frac{M}{L_k} \cdot \frac{L\omega}{r} \cdot \left| \frac{\omega^2}{\omega^2 - \omega_k^2} \right|$$

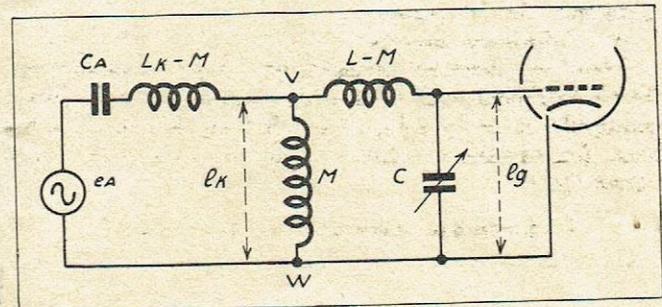


Fig. 6. — Schéma équivalent électrique au montage de la figure 5, et destiné au calcul de l'amplification.

1-3.2. — *Primaire à forte inductance.*

Dans ce cas, ω_k est plus petit que ω ; le gain augmentera vers les fréquences basses de la gamme et restera sensiblement constant vers les fréquences élevées. C'est le montage qualifié souvent de « Bourne surcouplé », ou de « Bourne à haute inductance ». Il est très utilisé pour les gammes OC et PO.

1-3.3. — *Primaire à faible inductance.*

Dans ce cas, ω_k est plus grand que ω . Le gain, minimum vers les fréquences basses, croît avec la fréquence. Ce montage est souvent employé pour la bobine GO, car la solution précédente entraînerait souvent un primaire trop important.

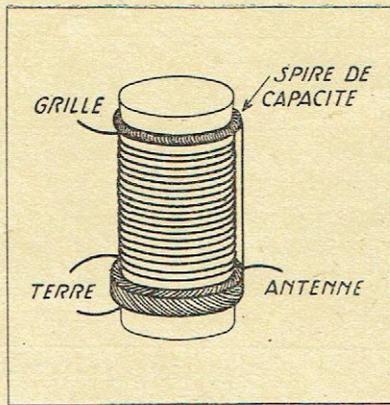


Fig. 7. — Couplage mixte : par mutuelle entre la grosse bobine inférieure et la bobine du C.O. (supérieure) et par capacité en tête.

4° Couplages mixtes

1-4-1. — Le couplage mixte le plus usité combine un couplage du type à forte inductance (§ 3-2) avec un couplage capacitif en tête (§ 1). Ce dernier est obtenu soit par la capacité entre bobines primaire et secondaire, soit par une « spire de capacité » (fig. 7), soit par un petit condensateur de faible valeur. Remarquons, d'ailleurs, que dans tous les cas, le condensateur existe, et que seule varie son mode de réalisation; on a affaire à ce que les Américains appellent le « Top Coupling ».

En proportionnant judicieusement les éléments, on arrive à réaliser un gain pratiquement constant sur toute la gamme d'ondes.

II — ORDRE DE GRANDEUR DES ÉLÉMENTS

Dans la plupart des cas, en particulier dans la gamme 550-1500 khz, le coefficient de surtension est en moyenne de 80. On a dans les divers cas :

2-1. — Couplage capacitif en tête.

2-1-1. — La self-inductance d'accord est de 173 μ H environ à laquelle correspond à la fréquence maximum : 65 pF et à la fréquence minimum : 485 pF. Avec une capacité de couplage de pF, on a :

$f = 1500$ khz	$C = 65$ pF	$G = 6,8$
$f = 1250$ —	$C = 94$ —	$G = 4,8$
$f = 1000$ —	$C = 146$ —	$G = 3,16$
$f = 750$ —	$C = 260$ —	$G = 1,85$
$f = 550$ —	$C = 485$ —	$G = 0,98$

2-1-2. — La courbe d'amplification est donnée par la courbe ci-contre (fig. 8 A). La variation de gain est considérable; de plus, nous verrons ultérieurement qu'on est obligé d'employer une capacité de couplage faible, par suite de l'influence de l'antenne, qui tend à désaccorder le circuit.

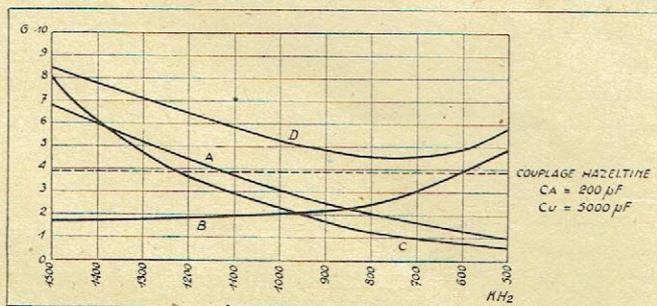


Fig. 8. — Courbes donnant le gain du circuit d'antenne pour différents couplages.

2-2. — Couplage capacitif à la base.

2-2-1. — Nous avons pris précédemment un exemple du gain que l'on peut obtenir avec un circuit de ce type. Ici encore, nous avons une limitation de la capacité de couplage. Le gain sera d'autant plus grand que Ck sera plus petit, mais l'influence désaccordante de l'antenne sera d'autant plus considérable.

2-2-2. — De plus, le condensateur de couplage est en série dans le circuit oscillant. Par suite, le condensateur d'accord devra être plus grand que dans le cas d'un circuit normal. Ceci peut être une gêne dans certains cas; de toute façon, il sera nécessaire d'en tenir compte pour l'établissement du poste.

2-2-3. — Enfin, pour ce mode de couplage, nous aurons une variation importante de gain suivant la capacité d'antenne. Celui-ci sera d'autant plus faible que la capacité d'antenne sera plus importante.

2-3. — Couplage par mutuelle.

2-3-1. — Envisageons d'abord le cas où le primaire est à forte inductance (2000 μ H). M est de l'ordre de 40 μ H, et ω_k de $2\pi \cdot 450000$, la fréquence de résonance du primaire étant de 450 khz, on a :

$f = 1500$ khz	$G = 1,70$
$f = 1250$ —	$G = 1,83$
$f = 1000$ —	$G = 2$
$f = 750$ —	$G = 2,65$
$f = 500$ —	$G = 4,8$

(Courbe d'amplification fig. 8 B.)

2-3-2. — Supposons maintenant un primaire à faible inductance (50 μ H), M de 4 μ H, ω_k sera égal, par exemple, à $2\pi \cdot 2.000.000$, pour $f_k = 2$ Mhz. On a :

$f = 1500$ khz	$G = 8,2$
$f = 1250$ —	$G = 4$
$f = 1000$ —	$G = 2,14$
$f = 750$ —	$G = 1,04$
$f = 550$ —	$G = 0,52$

(Courbe d'amplification, fig. 8 C.)

2-4. — Couplage mixte.

2-4-1. — Considérons un couplage tel que celui de la figure qui comporte les éléments des couplages 2-3-1 et 2-1-1. Le gain d'antenne est alors la somme des gains dans chaque couplage. On a :

$f = 1500$ khz	$G = 8,5$
$f = 1250$ —	$G = 6,63$
$f = 1000$ —	$G = 5,16$
$f = 750$ —	$G = 4,5$
$f = 550$ —	$G = 5,78$

La courbe de sensibilité (fig. 8 D) ainsi obtenue est éminemment favorable.

CONCLUSION

Nous avons ainsi examiné les divers modes de couplage de l'antenne avec la grille du tube d'entrée. Nous avons également vu l'ordre de grandeur des gains que l'on peut obtenir.

Dans un prochain article, nous examinerons d'une manière détaillée l'influence désaccordante de l'antenne et quelques autres causes de limitation d'emploi des divers systèmes utilisés.



LES NOUVELLES METHODES DE REGLAGE AUTOMATIQUE DE LA BANDE PASSANTE DES RECEPTEURS

“ Radio-Mentor ” (Février 1941)

Dans tous les postes récepteurs, l'organe appelé communément tone contrôle remplit deux rôles qui sont incompatibles.

1° Il règle le timbre de l'émission.

2° Il sert d'atténuateur de parasite. Dans ce cas, on arrive à ce résultat en diminuant l'amplification des aigus, ce qui est incompatible avec une bonne audition.

C'est pourquoi il semble désirable de faire varier automatiquement la bande de fréquence en fonction de la tension des parasites.

De nombreux brevets ont été pris dans cet ordre d'idée, la plupart utilise le principe suivant : les parasites sont amplifiés par un amplificateur sélectif qui est accordé sur une fréquence de 9 kilocycles. Au-dessus et en dessous de la fréquence de réception et la tension aux bornes de cet amplificateur est détectée par une

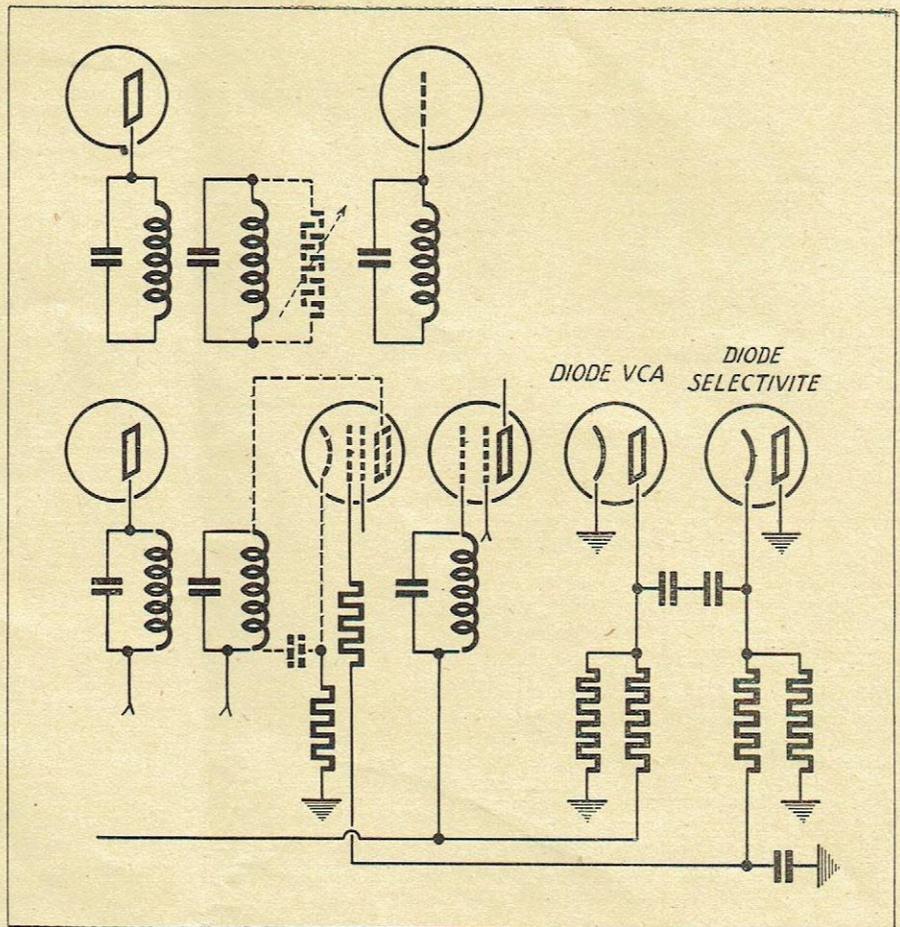


Fig. 3. — Réglage par amortissement variable d'un circuit accordé intermédiaire.

diode. On dispose donc ainsi d'une tension qui est fonction de l'intensité des parasites. Sur une deuxième diode, on détecte une tension qui dépend uniquement du champ de réception exactement comme dans une diode d'A. V. C.

On combine ces deux tensions de telle façon que la différence de tension serve à contrôler un dispositif de variation du couplage dans un filtre de bande. Quand les deux tensions s'opposent également, la bande passante a une valeur moyenne ; pour une différence positive, la bande devient très étroite, et pour une différence négative, elle devient plus large.

Malheureusement, ces dispositifs sont très compliqués en raison du grand nombre de circuits et de lampes supplémentaires qu'ils comportent ; c'est pourquoi une solution beaucoup plus simple et très efficace consiste à réaliser un réglage automatique de la bande passante uniquement en fonction du champ de réception.

L'efficacité de ce dernier dispositif, sans être équivalente à celle du système précédemment cité, est déjà très satisfaisant. Dans cet ordre d'idée, dans les schémas ci-joints, sont indiquées les solutions les plus intéressantes : comme la solution automatique dérive directement de la solution

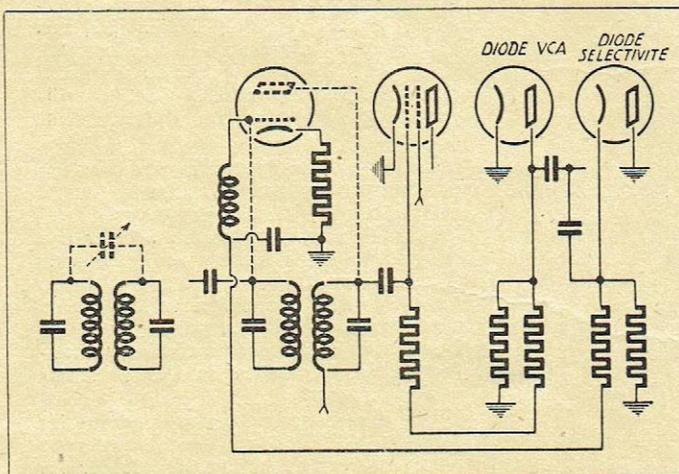


Fig. 1. — Réglage par variation de couplage capacitif en tête, la capacité variable étant constituée par la capacité d'entrée d'une lampe.

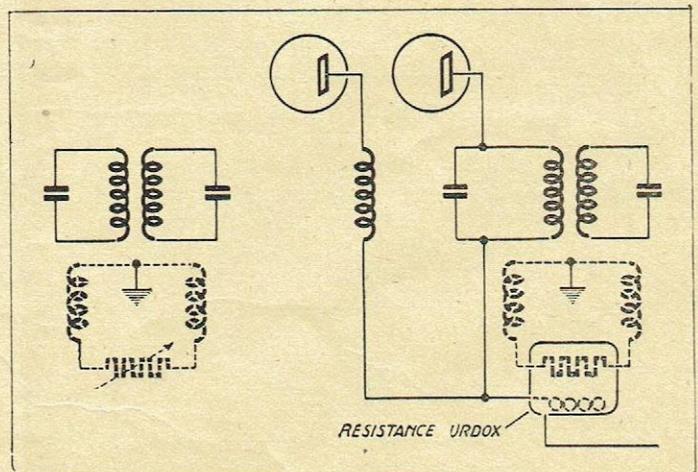


Fig. 2. — Réglage par variation de couplage magnétique.

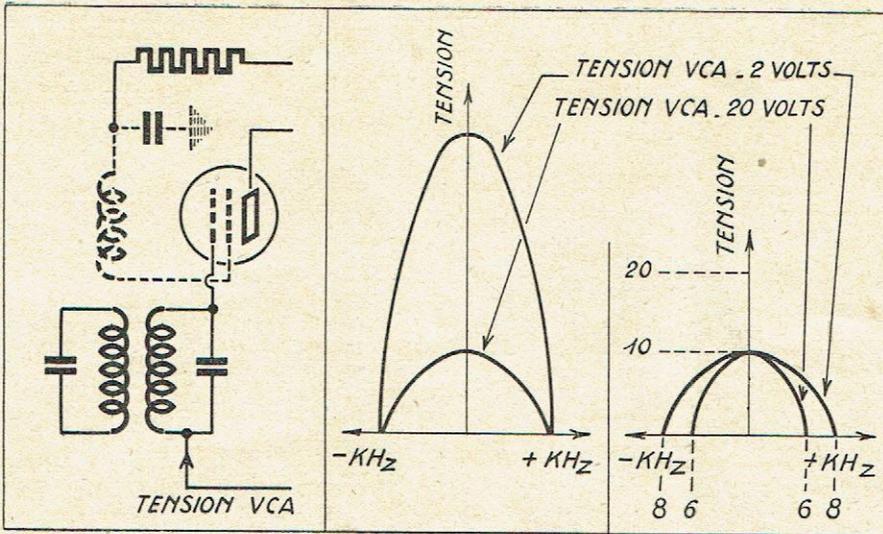


Fig. 4. — Réglage par variation d'un effet de réaction.

manuelle, on a représenté pour chaque schéma (à gauche) la solution manuelle correspondante.

La figure 1 se rapporte au réglage par variation d'un couplage capacitif en tête des deux circuits. Dans le réglage automatique, le condensateur variable est remplacé par la capacité d'entrée variable d'une lampe, capacité d'entrée qui est fonction de la tension de polarisation appliquée à une grille qui contrôle la pente. On remarquera qu'il faut appliquer à la grille une composante continue positive, ce qui est facile à obtenir en inversant la diode.

Sur la figure 2 est indiquée une solution utilisée sur un récepteur Téléfunken : elle se rapporte à la variation d'une résistance en série avec deux bobines de couplage.

La variation automatique de la résistance est obtenue par l'emploi d'une

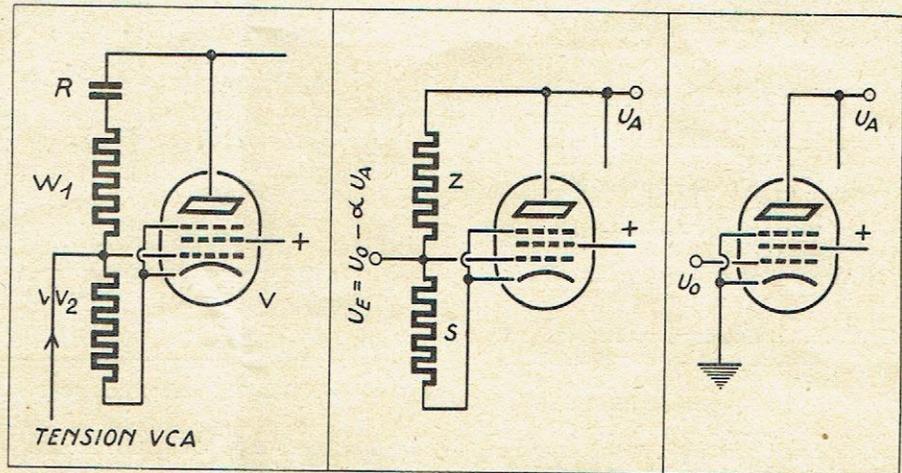


Fig. 5. — Différents systèmes de contre-réaction permettant de faire varier la courbe de réponse.

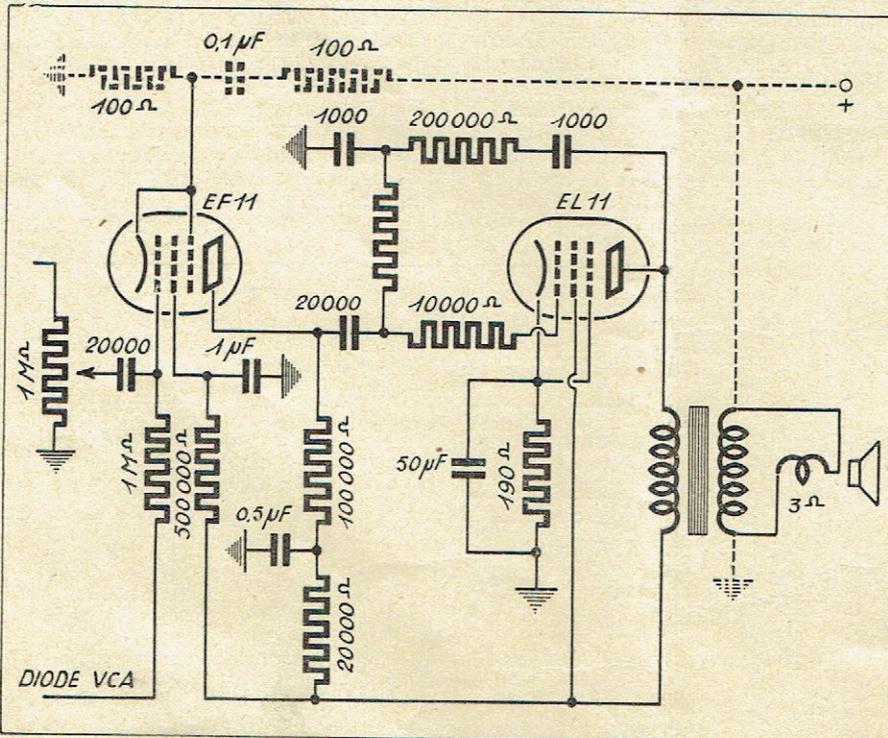


Fig. 6. — Schéma de variation de bande passante par variation de contre-réaction, la EF 11 correspond approximativement à l'EF 9, et la lampe EL 11 à l'EL 3.

résistance Urdox à caractéristique positive chauffée par le courant plaque des lampes contrôlée par l'A.V.C. Avec un grand champ de réception, la tension de la diode négative augmentant le courant plaque des lampes HF et MF diminue, la résistance Urdox est moins chauffée, sa résistance diminue et le couplage augmente.

Sur le schéma, la résistance de chauffage est représentée indépendante de la résistance de couplage ; en réalité, elles sont combinées.

Sur la figure 3 est représenté un système légèrement différent. Le filtre de bande comporte trois circuits, dont on fait varier le couplage en faisant varier l'amortissement du circuit intermédiaire. Dans le système automatique qui a été adopté par la firme « Général Radio », on part du même principe, mais la résistance d'amortissement est constituée par la résistance cathode plaque d'une lampe qui est elle-même fonction du potentiel grille réglé par l'A.V.C.

Une autre solution remarquable par sa

simplicité a été utilisée sur le récepteur d'auto fabriqué par « Point bleu ». Dans l'écran d'une lampe moyenne fréquence, se trouve un circuit de réaction qui, par désamortissement, donne une courbe de sélectivité pointue (en se tenant toutefois loin de la limite d'accrochage). Lorsque la lampe MF se trouve polarisée négativement, la pente du système cathode grille écran diminue ainsi que la réaction qui en dépend ; il y a à la fois variation d'impédance et de sélectivité, si bien que, non seulement il y a variation de la sélectivité, mais aussi de l'efficacité du dispositif d'A.V.C. Bien entendu, la réaction positive de départ doit être judicieusement réglée.

En général, on peut faire aux solutions précédentes un léger reproche en dehors de leur complication. Les systèmes de variations de couplage tendent à créer une dissymétrie de la courbe de réponse du filtre de bande. C'est pourquoi d'autres techniciens, au lieu d'agir sur le filtre de bande en haute fréquence, corrigent en fonction de la composante continue détectée la bande passante de l'amplificateur basse fréquence.

Une des méthodes les plus remarquables dans cet ordre d'idée est celle développée par la Téléfunken et représentée sur les figures 5, 6 et 7.

Sur la figure 5, à gauche, est une lampe à pente variable, qui comporte une forte

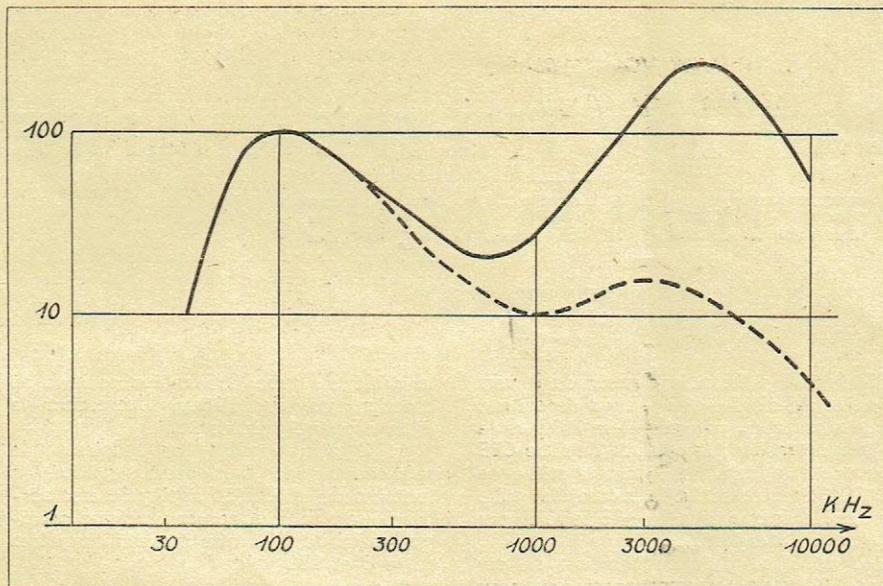


Fig. 7. — Variation de la courbe de réponse obtenue avec le système précédent.

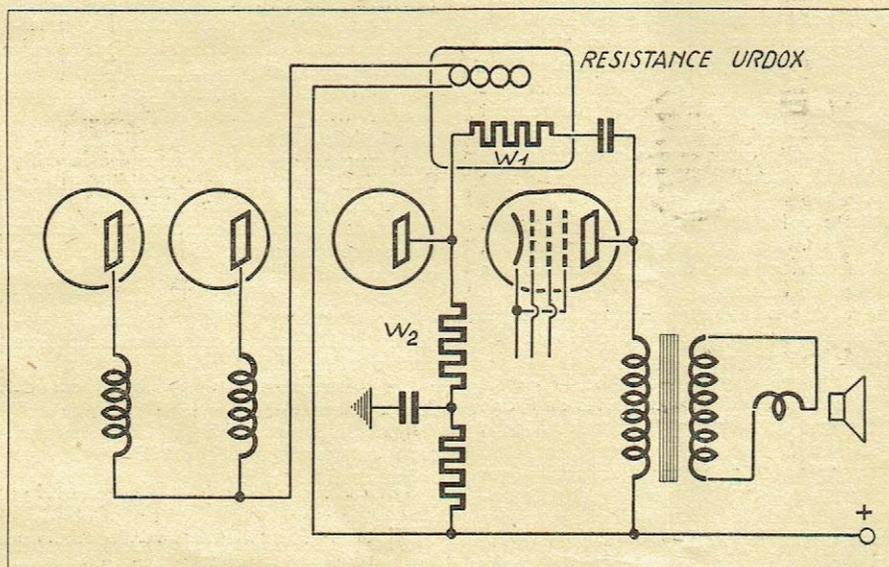


Fig. 8. — Même principe que précédemment, mais en utilisant une résistance Urdox.

réaction au moyen de la chaîne $R/W_1/W_2$. Le degré de contre-réaction est une fraction du coefficient d'amplification.

D'autre part, on sait que la contre-réaction a pour effet d'aplatir la courbe de réponse d'un amplificateur. En combinant une contre-réaction corrigée sur la lampe d'entrée de l'amplificateur basse fréquence et une deuxième contre-réaction sur la lampe de sortie, on obtient une variation de la courbe de réponse en fonction de la tension d'antifading (fig. 6 et 7).

Avec le montage indiqué pour une forte tension négative, les aigus sont relevés, alors que pour une faible tension (postes lointains), ils ne le sont pour ainsi dire pas. On obtient donc ainsi d'une façon très simple le résultat cherché.

Enfin, sur la figure 7, on a représenté la chaîne W_1 et W_2 .

L'élément W_1 est constitué par une résistance Urdox à chauffage indirect qui varie en fonction du courant plaque des lampes HF et MF, contrôlé lui-même l'A.V.C.

Le contrôle automatique de la bande passante et de la tonalité est un perfectionnement des plus intéressants à apporter aux postes modernes, mais il est à souhaiter qu'il corresponde à une réalité technique sérieuse et ne soit pas simplement un argument de vente.

LE POSTE DE RADIODIFFUSION D'ALLOUIS (CHER) ET SES AERIENS DIRECTIFS, par H. Chireix (*Revue Générale de l'Electricité*, mai 1941, tome XLIX, n° 5, p. 269-270).

Analyse de la communication présentée par l'auteur le 3 mai 1941 à la Société Française des Electriciens. Il donne les quelques caractéristiques suivantes : la station d'Allouis, mise en service pendant l'été 1939, comporte deux émetteurs de 450 kw sur onde porteuse, soit 950 kw sur antenne. Il comporte quatre pylônes de 250 mètres de hauteur. Le système de modulation Chireux-Fagot est connu sous le nom d'« amplitude-phase ». La puissance empruntée aux réseaux de 30.000 et 90.000 volts est de 2.500 kW en moyenne

et peut atteindre 3.500 kW avec modulation de 100 %. Les redresseurs à vapeur de mercure transforment le courant triphasé de 5.500 volts en continu à 18.000 volts appliqué aux anodes. Le courant de chauffage des filaments absorbe 6.200 A sous 35 volts.

Les étages de faible puissance utilisent des pentodes de 75 et 100 W, puis viennent les triodes à circulation d'eau. Le dernier étage comporte deux groupes de quatre tubes de 2 mètres de hauteur et de 350 kW en télégraphie. Chaque tube donne en onde porteuse 56 kW, mais peut atteindre 225 kW en pointe de modulation à 100 %. Le chauffage du filament de titane absorbe 22 kW. Le pylône nécessaire, de 800 mètres de hauteur, a été remplacé par un système rayonnant complexe à quatre mâts triangulaires, placés aux sommets d'un carré de 400 mètres de côté. Tout se passe comme si les quatre antennes étaient reliées aux bornes d'un alternateur déphasé. La descente d'antenne, où les courants circulent en opposition de phase, ne rayonne pas, et la radiation zénithale est réduite. On modifie, d'ailleurs, le rayonnement en agissant sur la phase des courants. La modulation portant à la fois sur l'amplitude et la phase, le rendement de la modulation est porté à 62 % et le rendement total de l'installation atteint 40 %.

LE CYCLOTRON DE L'UNIVERSITE DE PURDUE, par W. J. HENDERSON, L. D. P. KING, J. R. RISSER, H. J. YEARIAN et J. D. HOWE (*Journal of the Franklin Institute*, novembre 1939, tome CCXXXVIII, p. 563-579, 2.400 mots, 11 figures, analysé dans la *Revue Générale d'Electricité*, mai 1941, tome XLIX, n° 5, p. 322).

Dans le cyclotron, les ions émis par une source parcourent des trajectoires spiraloïdes entre des quadrants, grâce à un champ magnétique d'intensité constante produit par un électro-aimant et à un champ électrique à haute fréquence établi entre les quadrants. Le faisceau d'ions ainsi accélérés sortant de l'appareil frappe une anticathode constituée par l'élément étudié.

L'auteur analyse successivement les diverses caractéristiques du cyclotron. L'électro-aimant, refroidi par eau distillée, comporte 585 spires parcourues sous 110 volts par un courant de 360 A et donne 17.500 gauss.

L'oscillateur à haute fréquence (11 mégahertz), neutrodyne et alimenté par redresseur triphasé à vapeur de mercure, donne une tension HF de 50 kV.

La chambre d'accélération des électrons présente des quadrants en tôle de cuivre profilés pour donner l'intensité maximum de courant ionique. La plaque de déviation est polarisée sous 50 kV par redresseur à kénotrons.

Le champ magnétique est corrigé par l'utilisation d'anneaux spéciaux et de disques de tôle sur les pièces polaires.

La source d'ions est un arc capillaire à basse tension établi entre un filament et l'enceinte conique en cuivre. Le diamètre capillaire atteint 4,7 mm. Mais le filament à oxydes ne dure que vingt-cinq heures. L'intensité du courant ionique atteint la saturation pour une tension de 8 kV.

Ce cyclotron donne un faisceau d'ions d'hélium d'une énergie correspondant à 16,5 millions de volts et un courant de 0,03 μ A, concentrés dans une surface de 30 mm \times 7 mm.

RÉALISATION D'UN VOLTMÈTRE A LAMPE A DÉTECTION PLAQUE

par André BRANCARD

Le voltmètre à lampe représenté ci-dessous est de grande simplicité de réalisation, de bonne précision et d'usage pratique (fig. 1).

Son échelle de mesure va de quelques dixièmes de volt à environ 180 volts, et son étalonnage ne présente aucune difficulté sérieuse.

Cet instrument, qui est équipé d'un tube métallique 6F5, comporte, par ailleurs, un œil magique 6E5, qui remplace avantageusement le milliampèremètre habituellement branché dans le circuit anodique.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Examinons le schéma de la figure 1 : nous voyons que la résistance de cathode du tube voltmètre est constituée par un potentiomètre P, dont le curseur est relié à la grille de l'œil magique utilisé.

Le courant anodique de la 6F5, en traversant la résistance P, va produire le long de celle-ci une certaine différence de potentiel ; l'extrémité A sera donc positive par rapport au point B, et d'autant plus que le courant plaque sera plus important.

Considérons maintenant l'œil magique 6E5 ; quand la grille de ce tube est à une tension nulle par rapport à la cathode, le secteur d'ombre de l'écran fluorescent est à son maximum d'ouverture et réduit à un simple trait lorsque la grille est suffisamment négative.

Court-circuitons les bornes d'entrée B1 et B2 ; le courant anodique du tube 6F5 va créer entre les extrémités du potentiomètre P une différence de potentiel qu'on peut évaluer à 3,5 volts (le point A sera à + 3,5 volts par rapport au point B).

Situons à présent le curseur de P vers le point A, c'est-à-dire à fond de course, et le curseur du potentiomètre P1 vers le — haute tension ; la cathode du tube 6E5 pouvant être considérée comme reliée de ce fait directement à la masse, la grille de l'œil magique sera à + 3,5 volts par rapport à la cathode.

Le principe de fonctionnement de cet appareil succinctement exposé, si nous examinons la notice relative aux caractéristiques du tube 6E5, nous constatons que la ligne d'ombre très fine dont nous avons parlé précédemment ne peut être obtenue qu'avec une tension grille de — 8 volts par rapport à la cathode.

Force nous sera donc de rendre la cathode suffisamment positive par rapport au — haute tension, c'est-à-dire à + 11,5 volts, pour que la polarisation de la grille, qui était à + 3,5 volts, soit bien à — 8 volts.

Cette opération est simplement réalisée par l'intermédiaire du potentiomètre P1, qui constitue avec la résistance R3 un diviseur de tension.

Appliquons maintenant entre les bornes B1 et B2 une tension alternative et dé-courtcircuitons celles-ci.

Le courant anodique du tube 6F5 croît et détermine entre les extrémités de P une différence de potentiel supérieure à celle précédemment obtenue.

Le point A devenant plus positif par rapport au — haute tension, la polarisation grille de l'œil magique est moins négative par rapport à la cathode, et le secteur d'ombre qui, préalablement, avait été réduit à une ligne très fine, s'agrandit.

Il y a donc lieu de déplacer le curseur de P vers le — haute tension pour rendre

la grille du tube 6E5 moins positive et obtenir ainsi sur l'écran fluorescent la ligne d'ombre précédente.

Et il sera possible, en munissant le potentiomètre P d'un cadran gradué en fonction de la tension appliquée aux bornes B1 et B2, d'effectuer avec une précision satisfaisante toutes mesures comprises entre 0 et 180 volts.

ANALYSE DU SCHEMA

Nous avons vu précédemment que la résistance de cathode du tube 6F5 était constituée par un potentiomètre ; précisons que ce dernier, d'une valeur de 60.000 ohms, doit être choisi bobiné et de préférence à variation logarithmique inversé (ne pas utiliser de potentiomètre au graphite).

Le curseur de P est connecté à la grille de la 6E5 par l'intermédiaire d'une résistance R4 de 1 mégohm ; le rôle de celle-ci est de limiter le courant grille en cas de fausse manœuvre et d'éviter ainsi la détérioration du tube.

Les résistances R1, R2, R3 ont pour valeurs respectives : 2 mégohms, 1 mégohm, 30.000 ohms, cette dernière prévue pour 5 watts.

Le potentiomètre P1, bobiné, est de 3.000 ohms.

Les condensateurs C1 et C2, au papier, sont de chacun 2 μ F, et C3 et C4, au mica, de 0,004 μ F.

Les bornes d'entrée sont au nombre de trois.

B1 et B2 sont utilisées pour la mesure des tensions continues ou alternatives pures (interrupteur I ouvert) et B2 et B3 pour la mesure des tensions alternatives superposées à une tension continue (interrupteur I fermé).

Le condensateur C1 s'opposera au passage de la tension continue et l'interrupteur I, fermé, rétablit le circuit grille.

L'alimentation en haute tension de l'instrument s'effectue avec l'aide du secteur alternatif et par l'intermédiaire d'un transformateur aux caractéristiques suivantes :

- Primaire : 110/220 volts.
- Secondaire : 275 + 275 volts, 40 milli-ampères.
- 6,3 volts, 1 ampère.
- 5 volts, 2 ampères.

La valve redresseuse est une 5Y3 et la self de filtre, d'une résistance de 500 ohms, est de 20 henrys.

Enfin, les condensateurs électrolytiques C5 et C6 sont de chacun 12 μ F et leur isolement est prévu pour une tension maximum de 500 volts.

MONTAGE DE L'ENSEMBLE

Les principaux accessoires : transformateur d'alimentation, condensateurs électrolytiques, self de filtre, résistances, capacités, supports de lampes, seront fixés sur

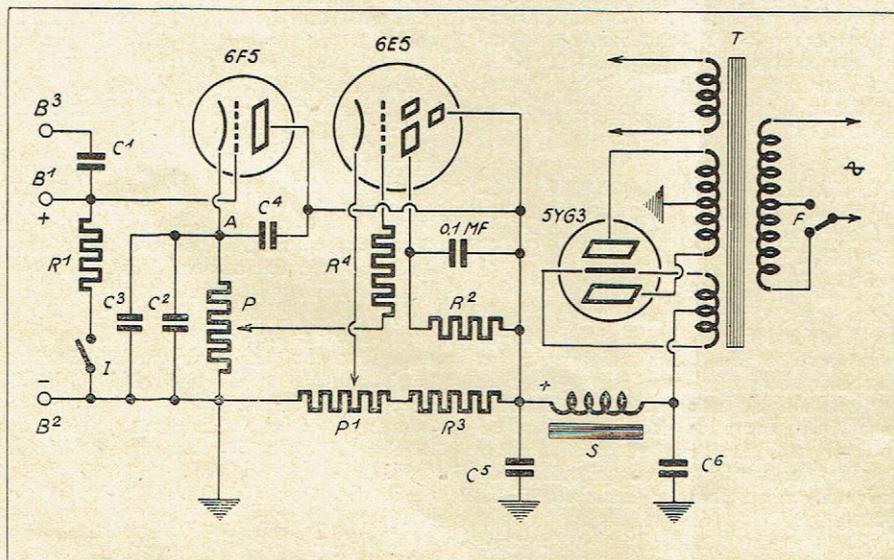


Fig. 1. — Schéma d'un voltmètre à lampe.

un châssis à l'intérieur d'un petit coffret métallique.

Une cloison intérieure séparera la partie alimentation du montage proprement dit.

Tous les autres organes : potentiomètres, interrupteur, bornes d'utilisation, etc., etc., seront montés sur le panneau avant en aluminium ; une ouverture devra être effectuée, au préalable, pour le passage de l'écran fluorescent de l'œil magique 6E5.

En ce qui concerne le câblage, le lecteur s'inspirera du schéma théorique (fig. 1), tout en s'efforçant de réduire autant que possible la longueur des connexions d'entrée.

La ventilation sera assurée par l'intermédiaire de petits orifices qu'on situera sur les côtés gauche et droit du coffret.

ETALONNAGE

L'étalonnage de l'instrument s'effectuera en continu et en alternatif (deux échelles), à l'aide des tensions empruntées à l'alimentation d'un récepteur et suivant le processus habituel : utilisation d'un bon voltmètre et d'un diviseur de tension composé de résistances et d'un potentiomètre bobiné.

Tous renseignements sont d'ailleurs donnés à cet effet dans un récent ouvrage de la Société des Editions Dunod : « Les appareils de mesure et de contrôle du radioélectricien et du sans-filiste ».

MODE D'UTILISATION

Mesure d'une tension continue ou alternative

- 1° Ouvrir l'interrupteur I ;
- 2° Situer l'index du potentiomètre P au zéro du cadran ;
- 3° Court-circuiter les bornes B1 et B2 ;
- 4° Appliquer la tension du secteur à l'instrument ;
- 5° Régler le potentiomètre P1 pour obtenir sur l'écran fluorescent une ligne d'ombre très fine ;
- 6° Situer l'index du potentiomètre P au maximum de la graduation du cadran (180 volts) ;
- 7° Fermer l'interrupteur I ;
- 8° Décourt-circuiter les bornes B1 et B2 ;
- 9° Brancher la tension à mesurer aux bornes B1 et B2 ;
- 10° Ouvrir l'interrupteur I ;
- 11° Tourner lentement le bouton de commande du potentiomètre P vers la gra-

duation zéro pour obtenir à nouveau sur l'écran fluorescent du tube 6E5 une ligne d'ombre très fine ;

12° Lire sur le cadran, par l'intermédiaire de l'index du bouton de commande de P, la valeur de la tension correspondante.

Mesure d'une tension alternative superposée à une tension continue

- 1° Fermer à demeure l'interrupteur I ;
- 2° Procéder comme ci-dessus, mais en branchant la tension à mesurer aux bornes B2 et B3.

USAGE DU VOLTMETRE A LAMPE

Le voltmètre à lampe trouve son emploi dans l'alignement des circuits d'accord, d'oscillation et de moyenne fréquence, l'équilibrage d'un montage push-pull, l'étude de la fidélité d'un récepteur, la détermination du rapport d'un transformateur, la mesure des tensions d'anode et d'écran d'un amplificateur BF à résistances-capacité, etc., etc.

D'une utilité incontestable, cet instrument ne saurait échapper à l'attention des amateurs et, en particulier, des radioservicemen, toujours en quête d'un appareillage adéquat.

CHEZ LES CONSTRUCTEURS

LE FRÉQUENCEMÈTRE S. I. R.

Caractéristiques : 10 m. à 3.000 m. stabilisé 1/1000, tension de sortie 100 milli-volts, comportant :

- 1° Un générateur HF 10 m. à 3.000 m.
- 2° Un double atténuateur HF.
- 3° Un générateur BF à 4 fréquences fixes.
- 4° Un atténuateur BF.
- 5° Un voltmètre à lampe (sensibilité, 50 millivolts).
- 6° Un circuit de mesures pour les self-inductances HF et BF.
- 7° Un instrument de mesure universel.
- 8° Un fréquencemètre de réception.

On peut ainsi effectuer toutes les vérifications et mesures à l'aide d'un seul appareil, ce qui simplifie l'outillage dans les bases. On peut ainsi vérifier les longueurs d'ondes d'émission et de réception, la partie HF et la partie BF des récepteurs, les installations téléphoniques, les émetteurs, les microphones, laryngophones, casques, HP, résistances, condensateurs et les self-inductances HF ou BF. Avec un tel appareil, le matériel de vérification se trouve réduit au strict minimum. L'ensemble est facile à porter, ne se détache pas, ce qui évite la perte de certaines pièces, est très robuste et correspond aux besoins que j'ai vus dans beaucoup de bases.

Afin de faciliter certains réglages, les fréquences entre 400 à 500 kc sont étalées sur tout le cadran, ce qui permet la vérification de la sélectivité des récepteurs. Le cadran est à lecture directe et interchangeable. L'appareil est livré avec un tableau d'étalonnage permettant de refaire les courbes. Aucune capacité variable n'est mise en parallèle avec le condensateur principal. Le réglage se fait avant l'étalonnage à l'aide d'une retouche

de la couche d'argent projetée sur le mica.

Le générateur BF fournit quatre fréquences : 100, 400, 2.000 et 4.000 périodes par seconde. La tension BF peut être utilisée pour la modulation du générateur HF ou pour l'utilisation séparée en BF. La tension de sortie est réglable et peut être mesurée au voltmètre à lampes. Celui-ci est à lecture directe et possède trois sensibilités. Son étalonnage est fait en basse fréquence (100 à 10.000 cycles). Il peut être utilisé en haute fréquence pour la comparaison des selfs ou des circuits que l'on intercale dans le circuit de plaque de la lampe de couplage. Le voltmètre à lampes indique alors la surtension aux bornes du circuit et permet ainsi la comparaison entre différents bobinages ou condensateurs. La capacité résiduelle fixe du circuit générateur est telle qu'un changement de lampes ne peut produire aucun changement notable dans l'étalonnage. Un circuit étalon permet de vérifier la stabilité et l'exactitude de l'étalonnage. L'oscillation peut être vérifiée facilement à l'aide du voltmètre à lampes.

Aucun trimmer à air n'est employé, les derniers ne présentant que des inconvénients dus à la matière isolante. Les bobinages sont montés sur mandrins en isolantite. Le rapport C sur L est suffisamment élevé pour éviter une variation de fréquence provenant des bobinages.

Les appareils construits en série actuellement sont livrables avec un délai d'un mois après réception des monnaies-matières. Leur construction se fait intégralement dans les ateliers de Brioude. Ces générateurs peuvent être équipés par un régulateur de tension, ce qui n'augmente pas leur encombrement actuel.

Les dimensions sont les suivantes :

- Hauteur : 25 cm.
- Longueur : 43 cm.
- Profondeur : 22,5 cm.

Un thermomètre peut être ajouté. Pour éviter une dérive par temps très froid, un circuit de chauffage est prévu dans l'appareil. Ce circuit peut rester sous tension d'une manière continue, ce qui réduit la dérive au départ.

LES BOBINAGES SUPERSONIC

La maison Supersonic construit actuellement trois types de blocs accord-oscillateur et deux types de transformateurs MF.

Mentionnons tout d'abord le bloc **TP 40** à 3 gammes d'ondes, conçu pour les postes de modèles réduits. Ce petit bloc a ses circuits oscillateurs PO et GO constitués de bobinages à noyaux magnétiques réglables, et il comporte tous les condensateurs (paddings ou trimmers) nécessaires à son fonctionnement.

Le type **MB 410** est un bloc de prix moyen comportant quatre circuits réglables par noyaux magnétiques mobiles. Une galette supplémentaire est prévue pour la commutation du pick-up.

Le bloc **GB 410** comporte six circuits réglables par noyaux magnétiques (parmi lesquels il convient de noter un filtre 472 kc/s) et des trimmers individuels pour toutes les gammes. Les sept groupes de bobines sont fixés sur deux plaquettes de bakélite montées en tandem.

En préparation, un bloc à quatre gammes d'ondes (le **GB 411**), de même type que le précédent, mais comportant deux gammes OC et descendant à 12 m.

Deux types enfin de transformateurs moyenne fréquence (modèle réduit et modèle normal) complètent l'intéressante série des bobinages fabriqués par la maison Supersonic.

LE MATÉRIEL POUR HF ARTEX.

Les Ateliers Artex, qui construisent des blocs de bobinages réputés, se sont aussi spécialisés dans la fabrication de pièces détachées de qualité, pour la haute fréquence ; citons, en particulier, leur commutateur breveté, leurs condensateurs au mica argenté, etc.

Parmi les blocs d'accord-oscillation, nous trouvons d'abord le type 527 à trois gammes d'ondes ; à noter que les bobinages accord et oscillation sont séparés par un écran magnétique, qui joue en même temps le rôle de support des ajustables mica.

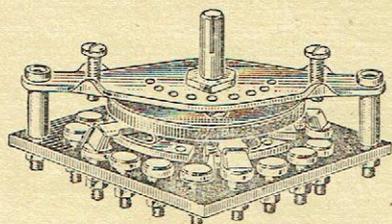
La réalisation la plus intéressante d'Artex est le bloc 1501 PA à cinq gammes d'ondes, soit : 2 gammes OC, 2 gammes PO et une gamme GO. Ce bloc fonctionne avec un CV de faible capacité maximum (120 pF). Il est prévu pour circuits avec lampes HF. Il comporte dix-huit ajustables au mica, c'est-à-dire que l'alignement peut être obtenu avec toute la précision désirée. Un bon alignement est d'ailleurs plus facilement obtenu avec ce bloc, étant donné la bande relativement réduite couverte par chaque gamme.

Deux types principaux de transfo MF sont prévus, chaque type comprenant le transfo « tesla » et le transfo « MF » ; mais ajoutons qu'Artex fabrique aussi des transfo à sélectivité variable et des transfo à prise médiane.

LES FABRICATIONS DYNA

Plus que jamais, les établissements Dyna restent une des meilleures sources d'approvisionnement pour les constructeurs de matériel professionnel.

Ce n'est pas dans ces quelques lignes que l'on peut décrire les centaines de pièces détachées qui composent le catalogue de cette maison ; contentons-nous de signaler toute une sélection de combinatoires et de commutateurs qui trouvent leur emploi dans toutes les réalisations où il faut d'excellents contacts.

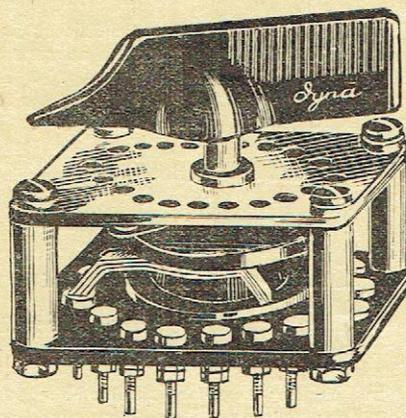


Un commutateur Dyna type FB30.

Signalons dans cet ordre d'idée le commutateur type FB 30, dont voici quelques éléments : sa puissance de coupure est de 300 watts pour un débit normal de 30 ampères ; la résistance de contact est inférieure au milli-ohm ; la tension de claquage entre plot et balai de contact est de 10.000 volts, la tension de claquage entre le balai et la masse est de 2.000 V.

Ces commutateurs peuvent être livrés avec des axes longs permettant le jumelage de deux ou trois commutateurs.

Ce commutateur peut être aussi réalisé



Le commutateur unipolaire Dyna à 20 directions.

sous forme de combinatoire. Les principaux types sont :

Unipolaire avec 9 plots, dont 4 plots morts ;

Unipolaire, avec 11 plots et 5 plots morts ;

Unipolaire, avec 15 plots et 7 plots morts ;

Bipolaire, avec 5 plots et 2 plots morts ;
Bipolaire, avec 9 plots et 4 plots morts ;
Tripoilaire, avec 5 plots et 2 plots morts.

Toute autre combinaison peut être réalisée à la demande. Les commutateurs et combinatoires de la série FB 30 ont des applications nombreuses : commutation d'appareils de mesure, commutation de résistances, couplage de transformateurs, accélérateurs de voitures électriques, etc.

Dans un autre ordre d'idée, signalons aussi que les établissements Dyna viennent d'établir un nouveau commutateur unipolaire de dimension très réduite mais construit avec tout le soin apporté au matériel professionnel.

Sur une platine de 50/50 millimètres, avec une épaisseur de 30 millimètres, se trouve réalisé un commutateur unipolaire à 20 directions avec encliquetage à bille, les contacts sont assurés par un balai triple en bronze phosphoreux permettant de supporter une intensité de 10 ampères. Bien entendu, à la demande, toute autre combinaison peut être adoptée.

Ces deux exemples entre cent montrent que, malgré les circonstances, l'activité des établissements « Dyna » ne s'est ralentie en aucune façon.

INFORMATIONS ET COMMUNIQUÉS

LES CONSTRUCTEURS N'ONT LE DROIT DE VENDRE QUE LES POSTES DE LEUR MARQUE

Certaines entreprises étaient naguère encore, à la fois constructeur et revendeur de postes de radiodiffusion. Afin de mieux séparer les constructeurs et les commerçants, conformément à la loi du 16 août 1940 sur l'Organisation professionnelle, le Groupe XVIII des Industries radioélectriques a pris une décision n° 6 aux termes de laquelle tout constructeur de postes de radiodiffusion n'a le droit de vendre que les appareils de sa marque, c'est-à-dire ceux qu'il fabrique lui-même et ceux qui sont fabriqués par un tiers sous une marque dont il est le propriétaire.

VENTE DES CONDENSATEURS VARIABLES

Les condensateurs variables, l'un des organes essentiels du poste récepteur, ne peuvent plus être vendus par les constructeurs qu'aux seuls possesseurs de la carte professionnelle, inscrits sur les listes de la corporation au titre de constructeurs d'appareils de radiodiffusion. Les condensateurs variables, ainsi achetés par les constructeurs, ne peuvent plus être revendus par eux que pour la remise en état des postes fabriqués par eux. C'est ce qui résulte de la décision n° 2 du Groupe XVIII.

INTERDICTIONS D'EMPLOI DU NICKELAGE

La décision B7 du répartiteur des métaux non ferreux concernant les interdictions et dérogations d'emploi de ces métaux en électrotechnique et radiotechnique, vient d'être complétée par la dé-

cision F24 du 1^{er} décembre 1941 du répartiteur de la Chimie, précisant les conditions d'utilisation du sulfate de nickel pour le nickelage. Il va sans dire que le nickelage purement décoratif reste interdit. Mais le nickelage indispensable aux usages techniques paraît limité au matériel médico-chirurgical, aux clichés de photogravure et de galvanoplastie, aux pièces détachées du matériel téléphonique, des appareils de mesures et des compteurs, enfin aux appareils d'optique et de précision. Rappelons qu'en radio-électricité, le nickelage est utilisé pour le placage des électrodes des lampes et pour le recouvrement des plages en contact dans diverses pièces détachées.

REVENTE DES PIÈCES DÉTACHÉES

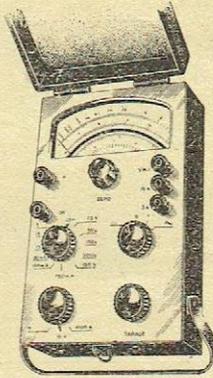
La revente des pièces détachées ou des lampes par les constructeurs de récepteurs de radiodiffusion et de matériel professionnel est interdite par décision n° 7 du Groupe XVIII des Industries radioélectriques, sauf si elle a pour but la réparation des appareils de leur propre fabrication. Des dérogations peuvent être éventuellement demandées en vue de résorber certains stocks.

VENTE DES CHASSIS

Les châssis de postes radiorécepteurs ne peuvent plus être vendus qu'aux seuls possesseurs de la carte professionnelle de constructeur de postes de radiodiffusion, inscrits à ce titre sur la liste professionnelle. La décision n° 4 du Groupe XVIII conçue dans ce sens, précise que la qualité de constructeur résulte, non du fait de monter des châssis dans des ébénisteries, mais bien d'être inscrit sur cette liste.

Le RADIO-CONTROLEUR PAPYRUS

est l'instrument indispensable pour
l'INGÉNIEUR,
le TECHNICIEN,
l'AGENT DE CONTROLE,
le LABORATOIRE,
la PLATE-FORME,
le CHANTIER,



C'est un
APPAREIL PORTATIF DE CONTROLE

TENSION - INTENSITÉ - RÉSISTANCE
Courant continu et courant alternatif
2.500 ohms par volt

♦♦
PRIX
2.650 fr.

26 SENSIBILITÉS
de 0,3 à 750 volts - de 0,3 mA à 15 ampères
de 1 ohm à 3 mégohms

♦♦
complet

En vente et immédiatement disponible chez

RADIO-PAPYRUS

25, Boulevard Voltaire, PARIS-XI^e - Tél. ROQ. 53-31

PUBL. RAPY

LE NOYAUX MAGNÉTIQUES

Publi Corrat

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

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

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.
Démultiplicateur
à 2 vitesses
Sensibilité en o.c. environ
5 microvolts.
Prix probable-4.000 F.
ment inférieur à

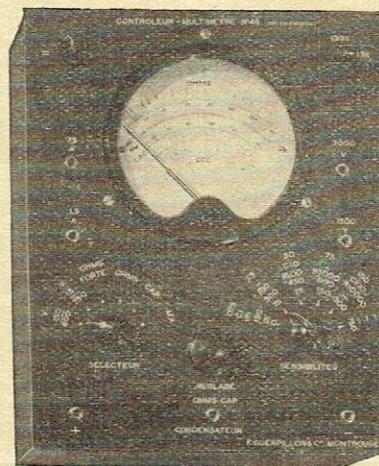
malgré les difficultés
provisoires actuelles
malgré le très faible
contingent qui nous est
attribué pour satisfaire
nos 600 Agents.

EMOUZY.

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



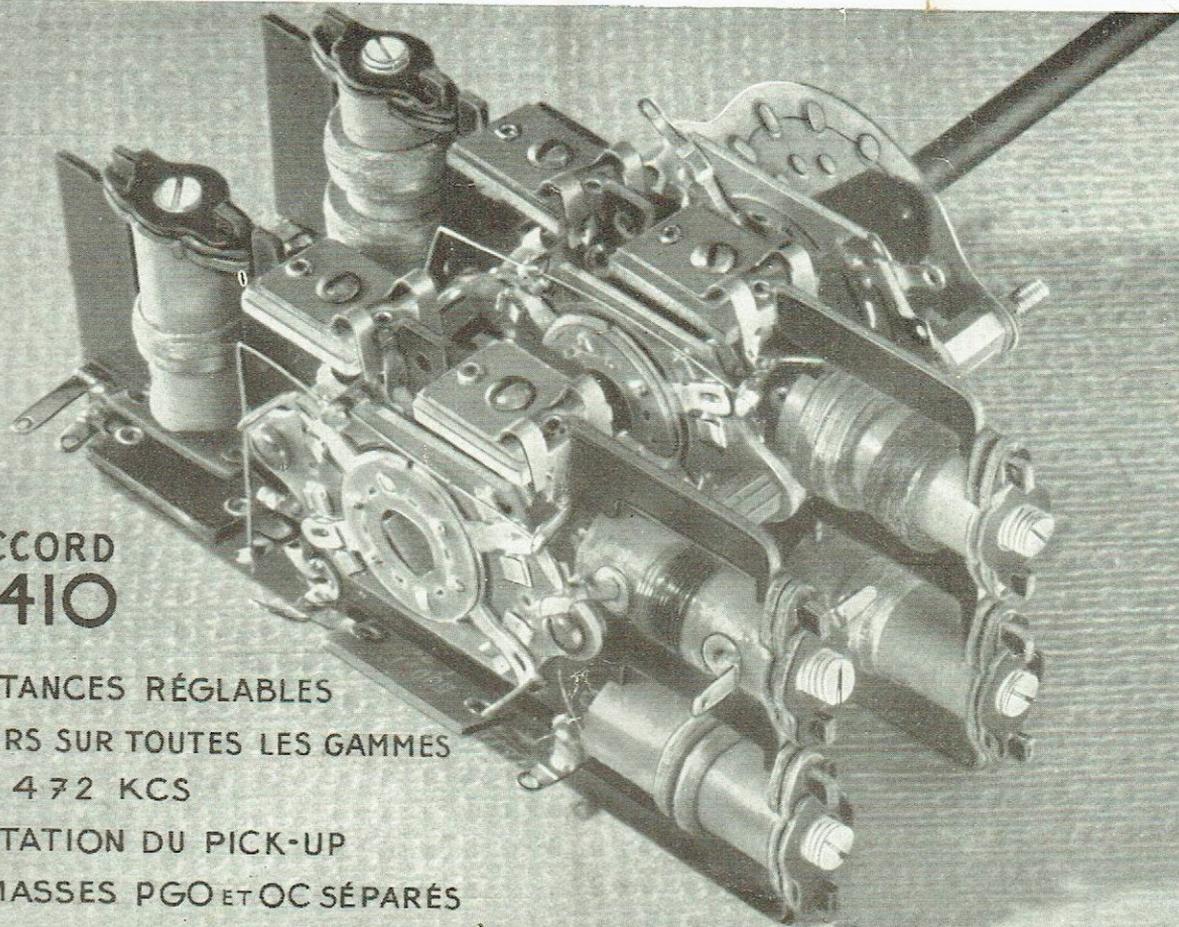
UNE NOUVELLE CRÉATION LE MULTIMÈTRE N° 411

- 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



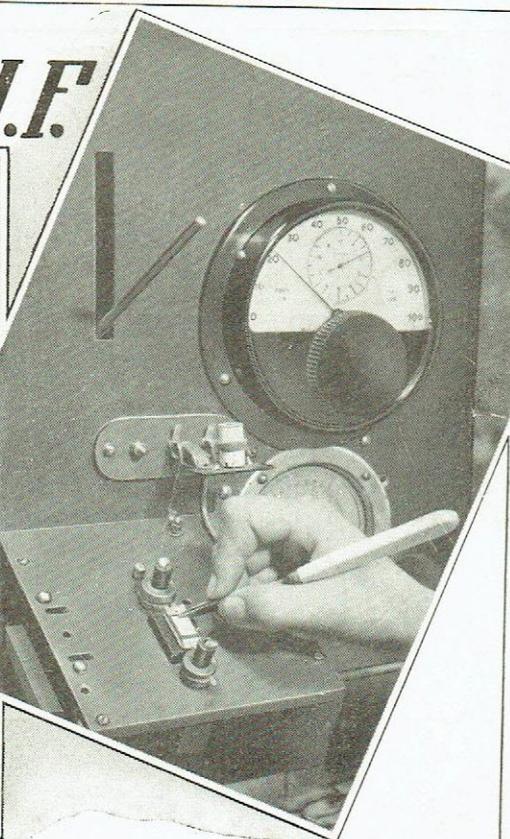
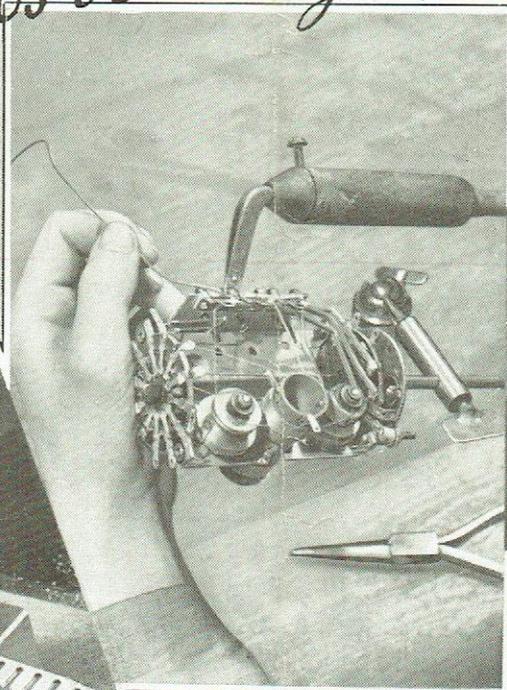
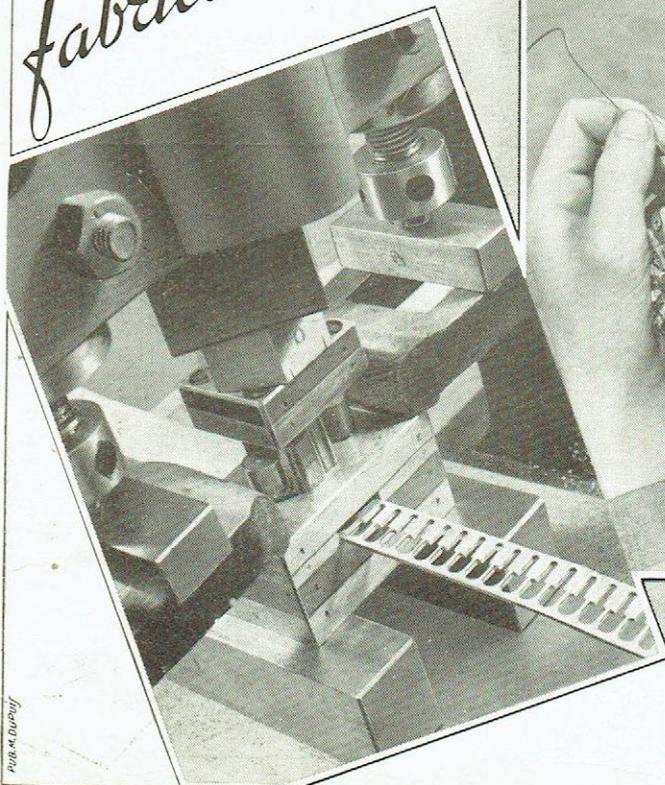
BLOC ACCORD GB-410

- 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

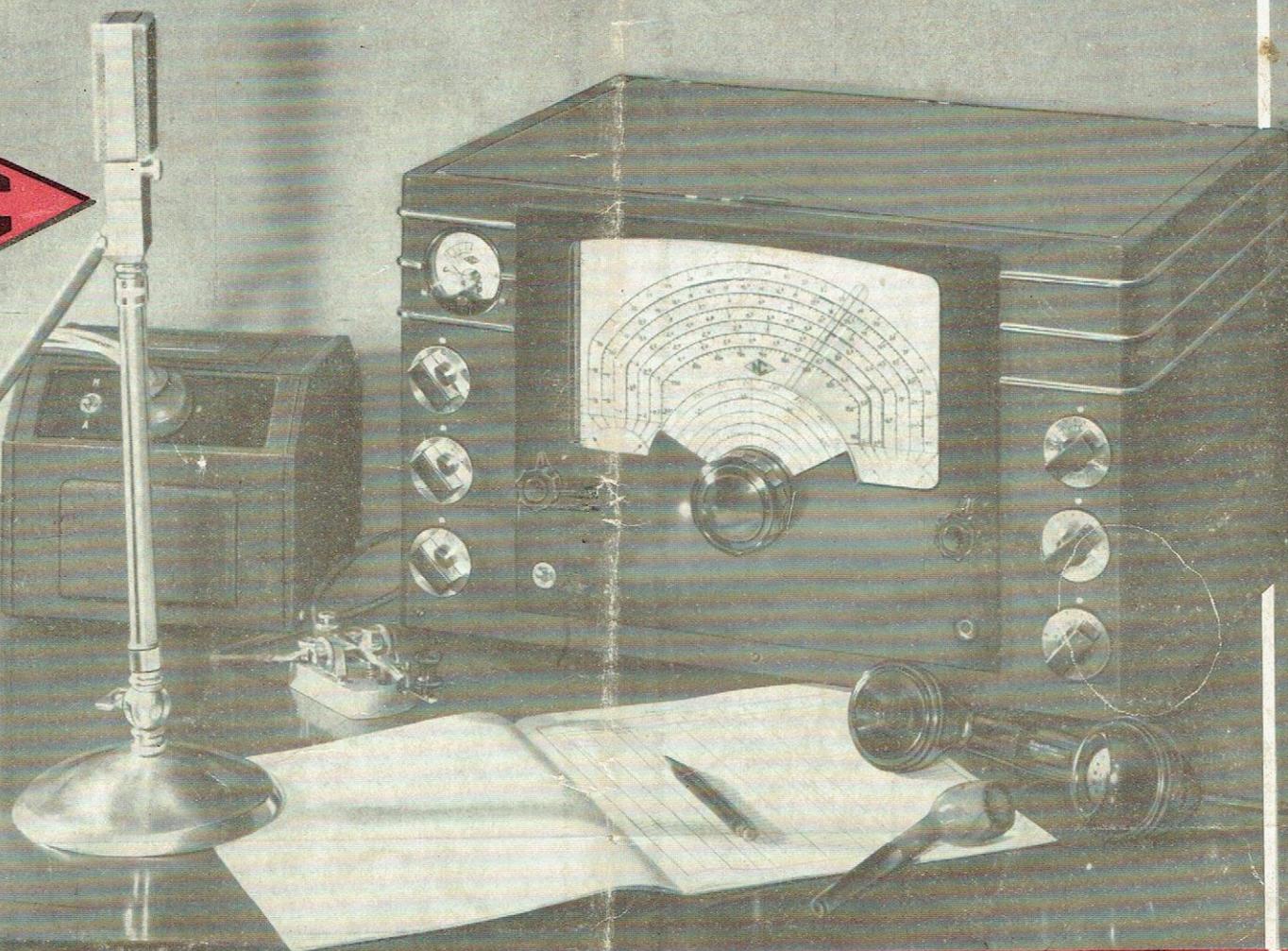
*Quelques phases de la
fabrication de nos bobinages H.F.*



Bobinages
Renard

TÉLÉPHONE
ROUQUETTE 20-17

70, RUE AMELOT, 70
PARIS (XI^e)



Le NCF-150X

Le nouveau récepteur NCF 150X est un appareil pour professionnels. Il comporte 7 bandes de fréquences de 500 kilocycles à 41 mégacycles, un filtre à quartz pour 456 kilocycles, une oscillatrice de battements pour la télégraphie. La haute fréquence comporte deux étages ce qui assure une sensibilité d'environ 0,5 microvolt à toutes les fréquences. Quelques perfectionnements y ont été apportés dans les manœuvres de changements de bandes, les cadrans-verniers, etc.

SOCIÉTÉ FRANÇAISE "NATIONAL"

