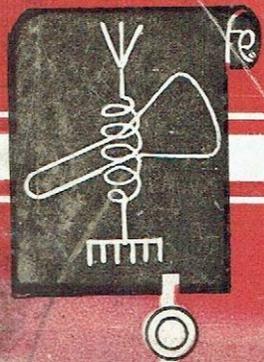
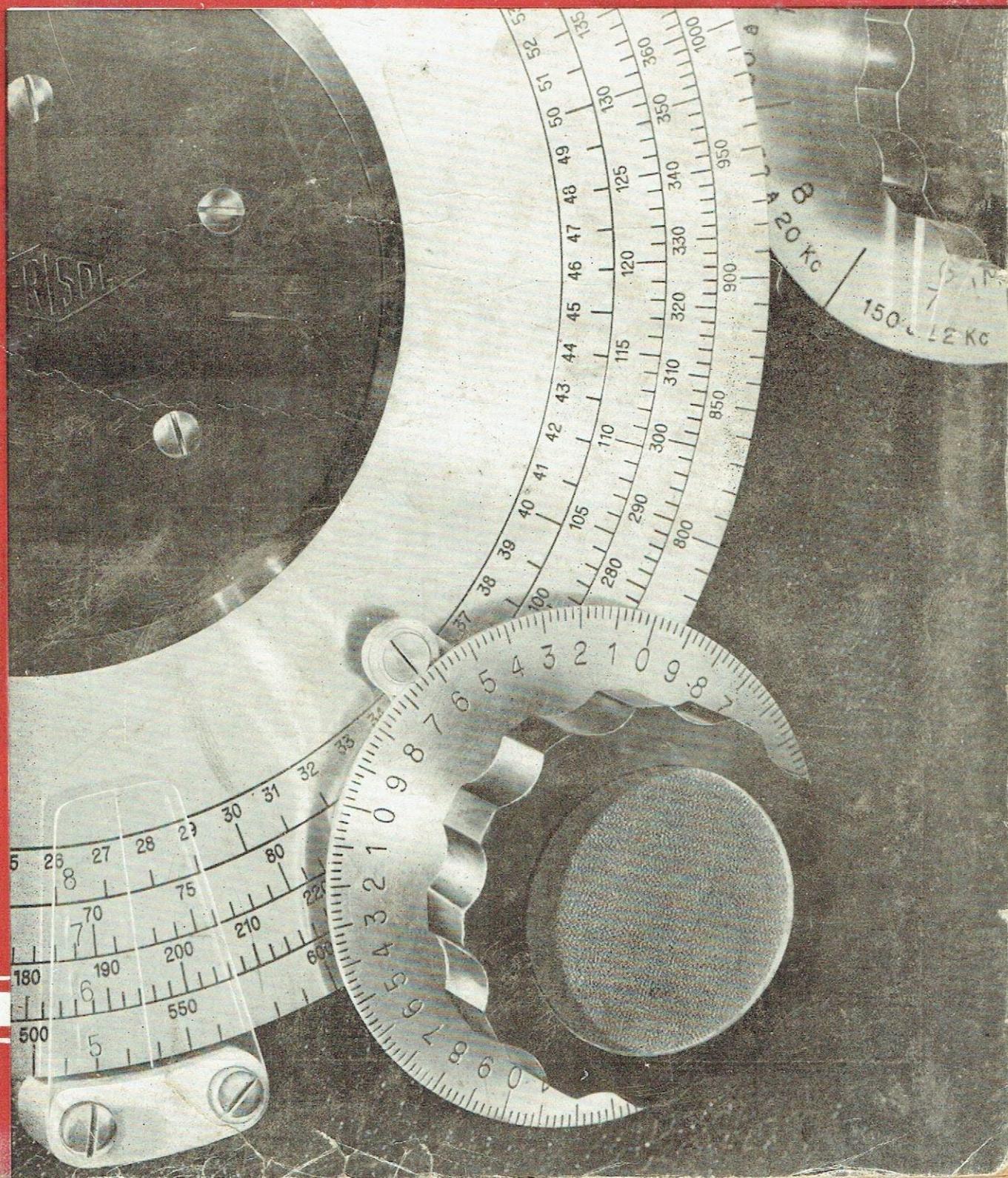
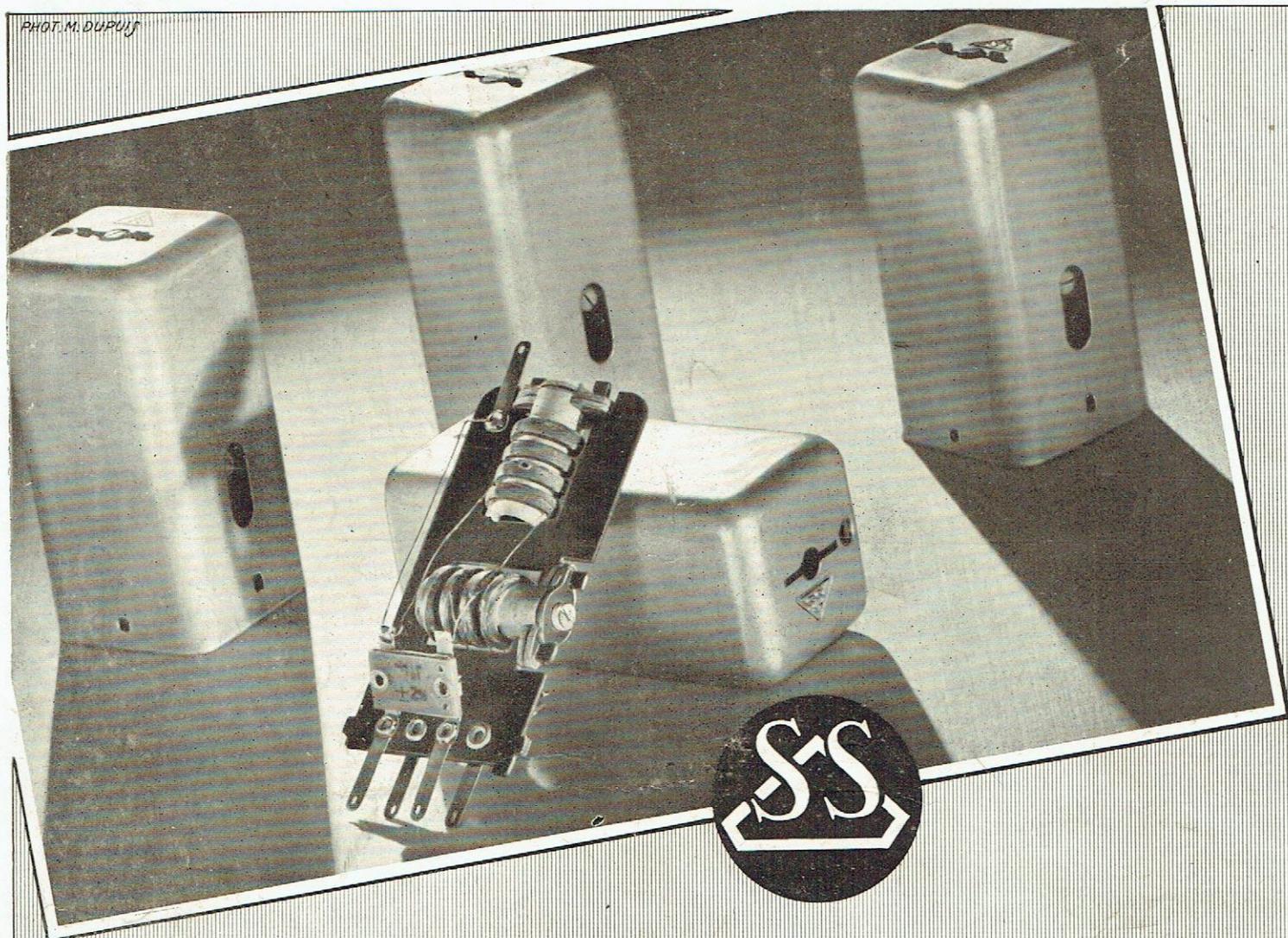


la radio française

Radiodiffusion
Télévision
Électronique
Organisation
professionnelle



PHOT. M. DUPUIS



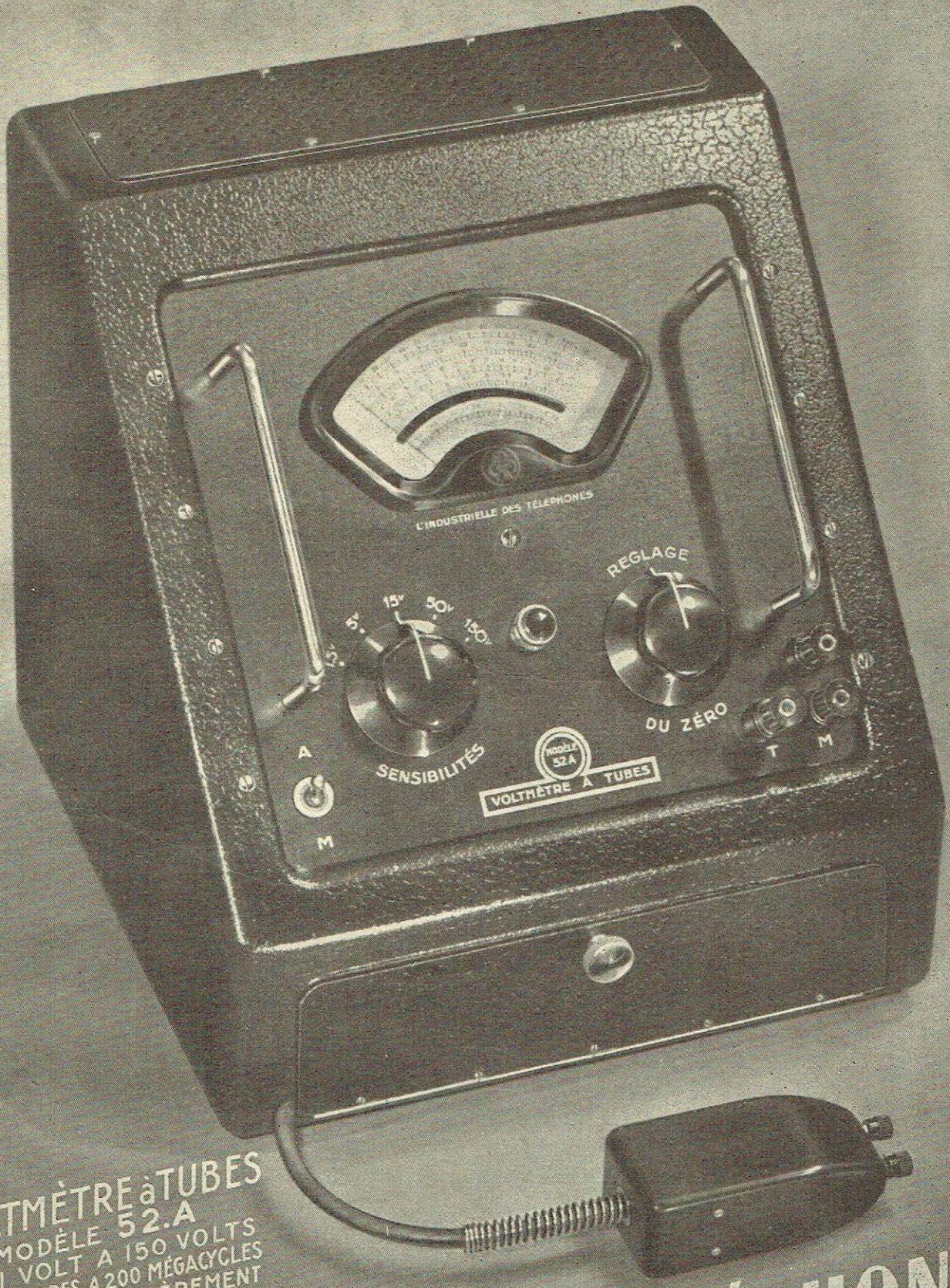
NOUVELLES MOYENNES FRÉQUENCES A GRAND RENDEMENT...

Type	Sélectivité		Combinaison	Sélectivité	
	à 6 Dbs	à 20 Dbs		à 6 Dbs	à 20 Dbs
GR. 405	5 Kcs	11 Kcs	GR. 405-408	4,5 Kcs	7 Kcs
GR. 408	8 Kcs	22 Kcs			
GR. 411	11 Kcs	30 Kcs	GR. 4515-408	3,5 et 9 Kcs	7 et 15 Kcs
GR. 4515 S. variable	4,5 Kcs	10 Kcs			

SURTENSION EN BLINDAGE, 245 - IMPÉDANCE 425.000 OHMS (GR. 405) - BOBINAGE EN 4 SECTIONS RÉGLAGE SOUPLE ET STABLE BREVETÉ S.G.D.G. - CIRCUIT MAGNÉTIQUE COMPORTANT UN NOYAU FIXE ET UN MOBILE - GAIN ÉLEVÉ : 45 Dbs POUR LA GR. 405.

SUPERSONIC
BOBINAGES - MATÉRIEL PROFESSIONNEL

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



VOLTMÈTRE à TUBES
MODÈLE 52.A
DE 0,1 VOLT A 150 VOLTS
DE 20 PÉRIODES A 200 MÉGACYCLES
ALIMENTATION ENTièrement
STABILISÉE

L'INDUSTRIELLE DES TÉLÉPHONES
2, Rue des ENTREPRENEURS
PARIS XV^e - TÉL. VAUG. 38-71



PUBL. RAPPY

49, Av. de l'Opéra
TEL.: OPÉRA 35-18

En plein centre de Paris — place de l'Opéra

ELECTROPERA

présente un choix de matériel

RADIO ET PHOTO

POSTES COMPLETS TOUTES MARQUES • DÉPANNAGES PAR SPÉCIALISTES

LE

**NOYAUX
MAGNÉTIQUES
H.F.**

Publi Coirat

...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.

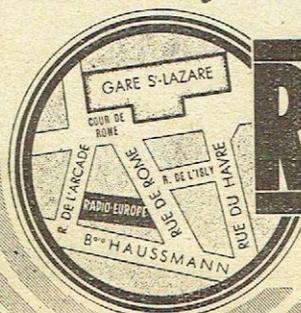
EMOUZY.

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

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

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

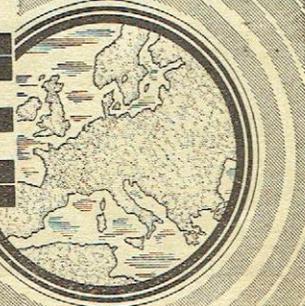
ENTRE LA GARE SAINT-LAZARE ET LE B° HAUSSMANN



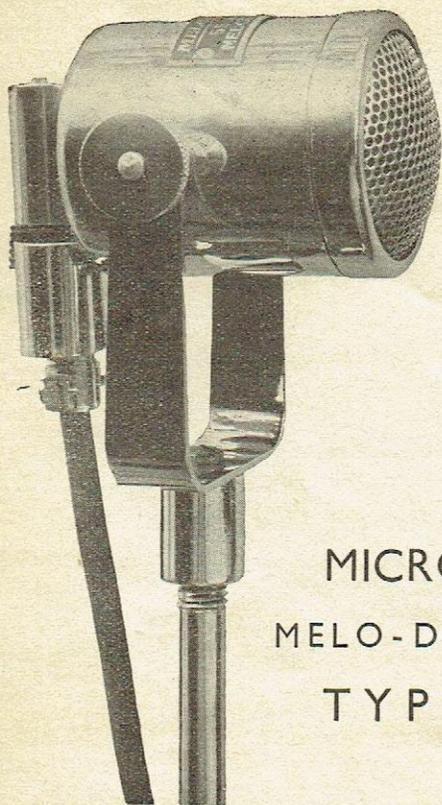
RADIO-EUROPE

3, RUE DE ROME • PARIS (8°)

TELEPHONE : EUROPE 61-10 et 61-11



PUBL. RAPPY

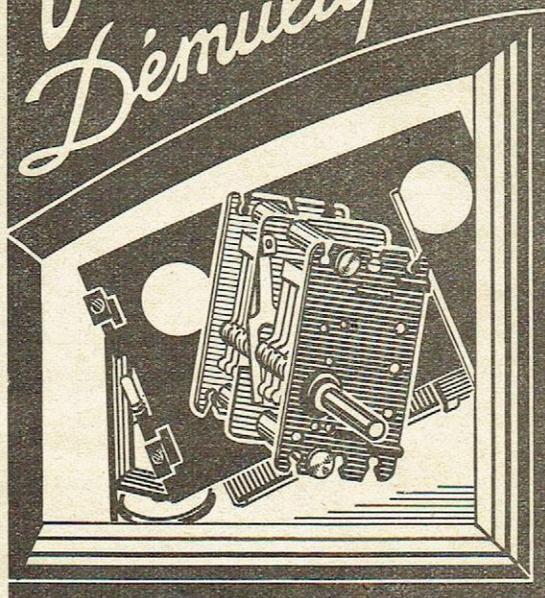


MICROPHONE
MELO-DYNAMIQUE
TYPE 55-A

LE MICROPHONE DE LA
RADIODIFFUSION FRANÇAISE

MELODIUM - 296, RUE LECOURBE - XV^E

*Variables
Démultiplicateurs*



**E
L
V
E
C
O**

**TOUJOURS LA MÊME
QUALITÉ**

70 Rue de Strasbourg VINCENNES (Seine)
S.A.R.L. 300.000 Frs DAUMESNIL 33.60
R.C. Seine 217.247 B 4 Lignes Groupées.

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 ACU.
LOTER • DIMINUTION DE LON.
GUEUR DES CONDUCTEURS •
REMPLACEMENT DES PRODUITS
DE MÉTALLISATION (Cuiivre,
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

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. RÁP

OMEGA

P A R I S

14, r. des Périchaux

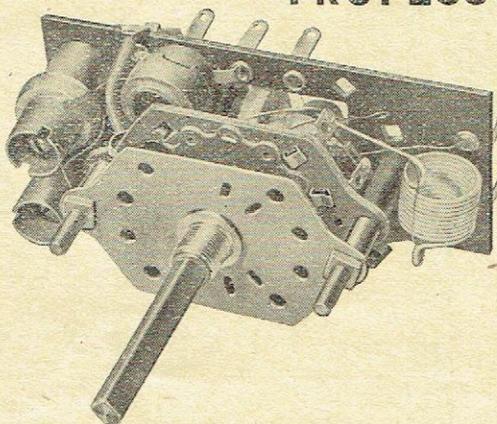
Téléphone : LEC 98-40

VILLEURBANNE

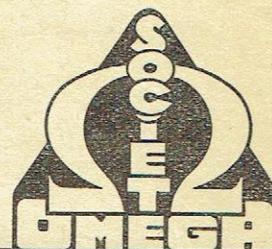
11, 13, rue Songieu

Téléphone : VILL 89-90

BOBINAGES
AMATEUR ET
PROFESSIONNEL



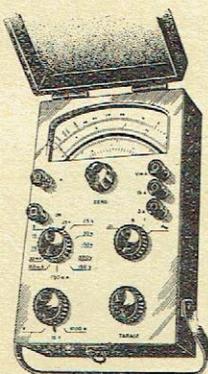
NOYAUX
MAGNÉTIQUES



Publi-Coital

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

26 SENSIBILITÉS

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

◆◆
PRIX

2.650 fr.

complet

◆◆

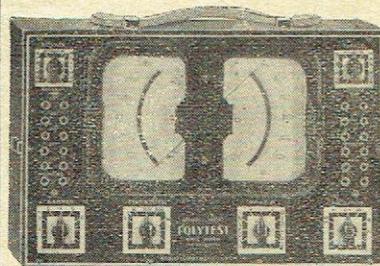
En vente et immédiatement disponible chez

RADIO-PAPYRUS

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

PUBL. RÁP

NOUVELLE SERIE D'APPAREILS DE MESURE ACTUELLEMENT DISPONIBLES



"POLYTEST"

L'APPAREIL DE PRECISION
: : : AUX : : :
POSSIBILITÉS MULTIPLES
QUE TOUT TECHNICIEN
RÉVERA D'AVOIR DANS SON
LABORATOIRE

◆◆◆

- Appareil de contrôle continu-alternatif à multiples lectures et cadran double de grande dimension.
- Voltmètre de 5.000 ohms par volt — 5 sensibilités avec 1.500 volts maximum.
- Microampèremètre avec 300 microampères pour toute l'échelle — 4 sensibilités ou milliampèremètre.
- Capacimètre allant de 10 millimicrofarads à 50 microfarads — Ohmètre allant de 0,05 ohms à 10 Mégohms — Output-mètre gradué en décibels, etc.

AUTRES APPAREILS :

Lampemètres — Voltmètres à lampes — Oscillographes —
Analyseurs — Hétérodynes — Appareils combinés, etc.

RADIO-CONTROLE

141 RUE BOILEAU . LYON (6^e)

Téléphone LALANDE 43-18

PUBL. RÁP

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

SOMMAIRE

N° 3

MARS 1942

COUVERTURE

Démultiplicateur universel FERISOL — rapport 1/20 — sans aucun jeu de renversement — axe monté sur roulements à billes — paliers en bronze phosphoreux — précision de lecture : 5/1000 sur le cadran, 1/1000 sur le vernier.

INGENIEURS 49
par Marc CHAUVIERRE.

Seuls les ingénieurs permettront à l'industrie française radio-électrique de figurer au premier rang sur le plan international. La formation des ingénieurs est un problème capital.

A PROPOS DE NOS ESSAIS DE RECEPTEURS (suite) 50
Etude de la sélectivité.

LE PROBLEME DU « REFLEX ». — LA CORRECTION EN BASSE FREQUENCE 52
par le LABORATOIRE DE LA RADIO FRANÇAISE.

L'amélioration du « Reflex » par la contre-réaction. — Les chaînes de contre-réaction utilisées pour l'amélioration des basses fréquences.

LE RECEPTEUR S.I.R. AVEC MODULATEUR DE FREQUENCE. 54
par ASCHENBRENNER.

Etude succincte d'un nouveau procédé d'accord des récepteurs.

LA DETECTION CATHODIQUE 56
par Louis BOE.

Une mise au point précise d'une question qui a soulevé bien des controverses.

REMARQUES SUR L'APPLICATION DE LA CONTRE-REACTION AUX EMETTEURS DE LA RADIODIFFUSION 59
par Albert WARNIER.

La contre-réaction utilisée couramment avec profit dans les amplificateurs de système téléphonique à courants porteurs peut-elle être utilisée dans les émetteurs de radiodiffusion? C'est à quoi répond l'auteur d'une façon très complète.

NOTE SUR UN TRANSFORMATEUR A PRISES A RENDEMENT CONSTANT 63
par Henri RENAULT.

Etude des transformateurs utilisés, dans les appareils de mesure des puissances disponibles, à la sortie des amplificateurs pour courants téléphoniques.

COUPLAGES D'ANTENNE. — INFLUENCE DE L'ANTENNE. 65
par Hugues GILLOUX.

LA FABRICATION DES DISQUES SOUPLES 68
par Marc CHAUVIERRE.

La Presse technique à travers le monde : **RADIODIFFUSION SUR FIL** 69

CHEZ LES CONSTRUCTEURS VIII

INFORMATIONS ET COMMUNIQUEES IX

RECEPTEUR PROFESSIONNEL TYPE 241

SUPERHÉTÉRODYNE

GAMME COUVERTE 150 à 3.000^m
OU 9 à 155^m

SENSIBILITÉ MEILLEURE
QUE 1 MICROVOLT

SELECTIVITÉ 2, 4, 8 Kcs à 10 DB

STABILITÉ INFÉRIEURE à 500cs

APRÈS 1 HEURE DE FONCTIONNEMENT

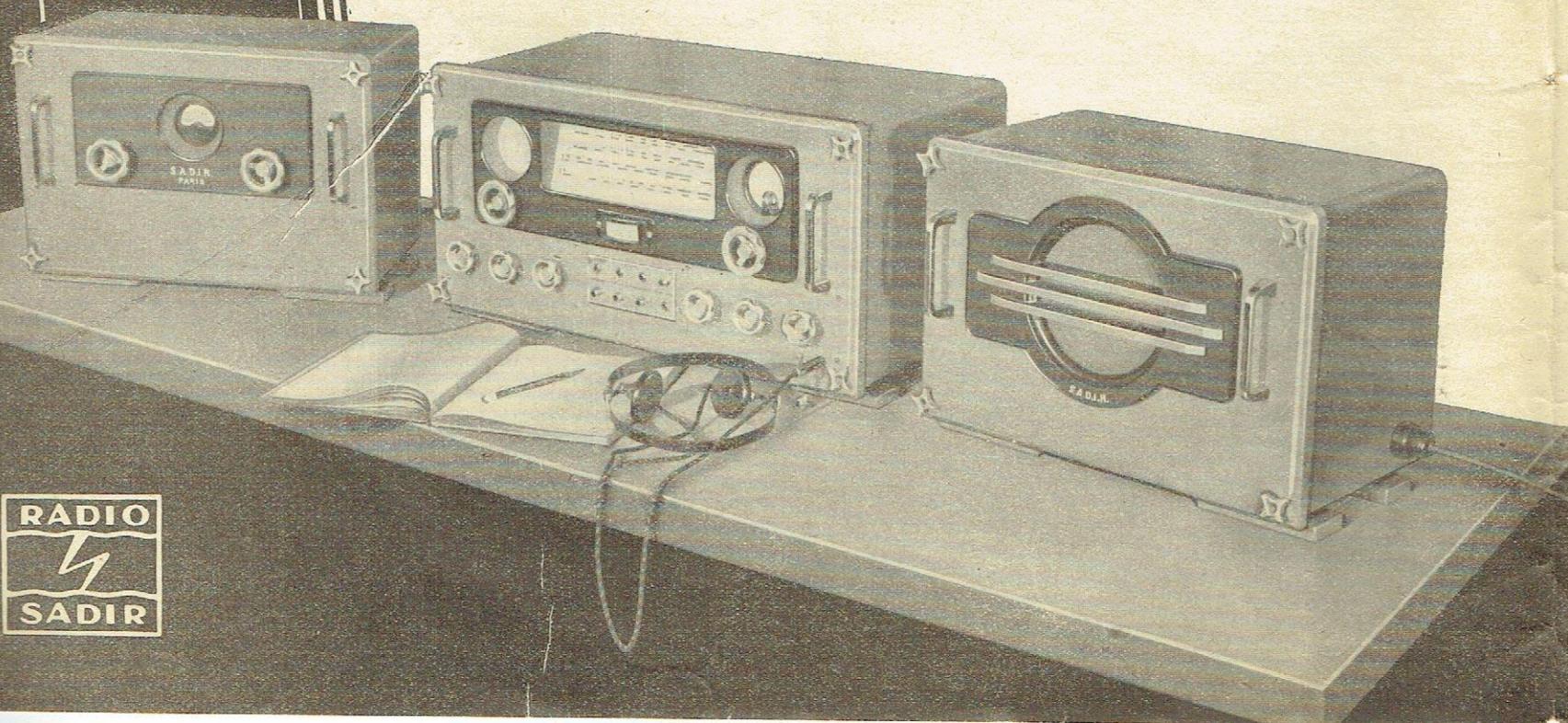
FONCTIONNEMENT SUR A₁, A₂, A₃

ÉTAGE HÉTÉROTONE

HÉTÉRODYNE DE BATTEMENT

LIMITEUR DE CRÊTE

AFFAIBLISSEMENT PAR RAPPORT A
L'IMAGE 30 à 60 DB SUIVANT LA GAMME



INGÉNIEURS

C'est un fait, la Radio manque d'ingénieurs, et il n'y a pas de jour où je ne reçoive un coup de téléphone d'un directeur d'usine me demandant : « Connaissez-vous un bon ingénieur, nous avons une place pour lui... » Et je dois avouer que les offres d'emploi de ce genre qui paraissent en ce moment dans notre journal restent souvent sans réponse.

Les bons ingénieurs sont en place ; ceux qui les emploient les gardent jalousement. Avouons que cela est pour le technicien une revanche bien méritée... jusqu'au jour où les problèmes d'approvisionnement devenant plus faciles et les problèmes de vente plus difficiles, l'ingénieur sera renvoyé dans un laboratoire obscur, tous les soins des grands directeurs allant au Service commercial !!

! *
* *

Il ne faut pas prendre à la légère le problème des cadres techniques, car c'est d'eux que dépend principalement l'avenir de notre industrie. On ne doit pas se leurrer sur l'apparente facilité du marché actuel, facilité qui résulte avant tout de l'absence de concurrence et du manque de matières premières, mais qui n'est malheureusement pas la conséquence d'une production de haute qualité combinée avec un bas prix de revient.

Or, la période actuelle ne durera pas éternellement, et un temps viendra où il faudra tenir compte de la concurrence, et en particulier de la concurrence avec les pays qui, il y a trois ans, nous surclassaient dans le domaine de la radio, reconnaissons-le en toute sincérité.

Or, si nous voulons remonter le courant, si nous ne voulons plus faire figure de petits garçons vis-à-vis de l'industrie étrangère, que nous faut-il ? Des usines ? Nous en avons. Ce qui nous manque, ce sont des ingénieurs, c'est sur eux que reposera avant tout notre relèvement ; nous sommes si pauvres dans ce domaine que si nous ne faisons rien, nous serons forcés certainement de faire appel à des techniciens étrangers, exactement comme nous l'avons fait pour former nos équipes de foot-ball.

! *
* *

N'ayant pas d'ingénieurs, il nous faut en produire. Nous nous heurtons là à un problème assez grave :

Je disais, il y a trois ou quatre ans, au cours d'une conférence : « Nous avons en France trop d'ingénieurs à 2.000 francs par mois et pas assez d'ingénieurs à 10.000 francs. »

Mon opinion n'a pas changé, bien au contraire. On a formé jusqu'à présent des techniciens que l'on a lâché dans le métier avec quelques vagues connaissances d'électricité et de radio-électricité... et une grande dose de système D. Evidemment parmi eux, ceux qui ont le sens de la radio (c'est un sens qui existe, comme le sens musical ou le sens poétique), arrivent à se débrouiller et à rendre des services ; j'ai trouvé parmi eux d'excellents collaborateurs. Mais si cette formation donne de bons dépanneurs ou des agents techniques, ce n'est pas avec ces jeunes gens, auxquels il manque toujours quelque chose (non seulement l'outil mathématique, mais encore plus l'ordre, la méthode, la clarté, la possibilité de rédiger une note technique), ce n'est pas avec ces hommes là, qui plafonneront très vite dans la vie avec un salaire relativement maigre, que l'on refera la radio française. Ce qu'il nous faut, ce sont des ingénieurs avec une formation technique solide, formation qui représente au moins trois ans d'études spéciales, et dont l'esprit inventif s'appuiera sur des bases sérieuses. Malheureusement, il n'existe en France aucune école supérieure susceptible de nous donner ces hommes-là, et les écoles professionnelles sont encombrées de garçons que les parents devraient destiner à l'épicerie.

Marc CHAUVIERRE.



Suite (1)

La sélectivité

Qu'est-ce qu'un poste sélectif, pour l'usager moyen ?

C'est un poste qui permet de séparer nettement les émissions les unes des autres.

Définition simple, tout au moins en apparence.

En effet, s'il s'agit de chiffrer cette sélectivité, on se heurte à de grosses difficultés.

On peut considérer la sélectivité sous plusieurs angles différents : séparation des émetteurs, influence sur la musicalité, sifflement et interférences. Un grand nombre de coef-

ficients différents interviennent : influence de la qualité des circuits, influence de la courbure des caractéristiques des lampes. On remarquera, en outre, qu'il est impossible de caractériser la sélectivité d'un récepteur par un simple chiffre, comme on caractérise sa sensibilité. En effet, on admet qu'une courbe de sélectivité idéale correspond à un rectangle qui affaiblit considérablement (par exemple 30 db) toutes les fréquences supérieures et inférieures à deux valeurs correspondant à la bande passante : ceci étant nécessaire pour tenir compte des bandes latérales dues à la modulation.

Mais si la courbe idéale de sélectivité est un rectangle (fig. 1-B),

quelle doit être la largeur de la bande passante ? Théoriquement, 4,5 kilocycles, puisque toutes les stations d'émission sont espacées de 9 kilocycles. Oui, mais dans ces conditions, il est mathématiquement impossible d'obtenir une réception de haute fidélité musicale, parce que, en admettant que l'on module l'émetteur à haute fidélité (c'est-à-dire jusqu'à 15.000 périodes seconde), il faudrait une bande passante de 30 kilocycles ; celle-ci serait inutilisable dans la plupart des cas (sauf si le champ de l'émetteur que l'on veut écouter est au moins 50 ou 100 fois plus fort que le champ des émetteurs voisins, et quoi qu'on ne puisse éviter certains sifflements d'interférence).

Cette remarque justifie « la sélectivité variable », en admettant (ce qui est rarement le cas) que la sélectivité variable fasse varier la bande passante dans les proportions indiquées (entre 9 et 30 kilocycles).

Voilà la théorie. Pratiquement, qu'obtenons-nous ?

Sur des récepteurs professionnels, on approche assez bien la caractéristique rectangulaire, mais sur les récepteurs du commerce, on en est loin, et il suffit pour cela de jeter un coup d'œil sur les courbes relevées jusqu'à présent. La caractéristique idéale peut être obtenue, mais les solutions sont délicates et, par suite, très coûteuses. C'est pour-

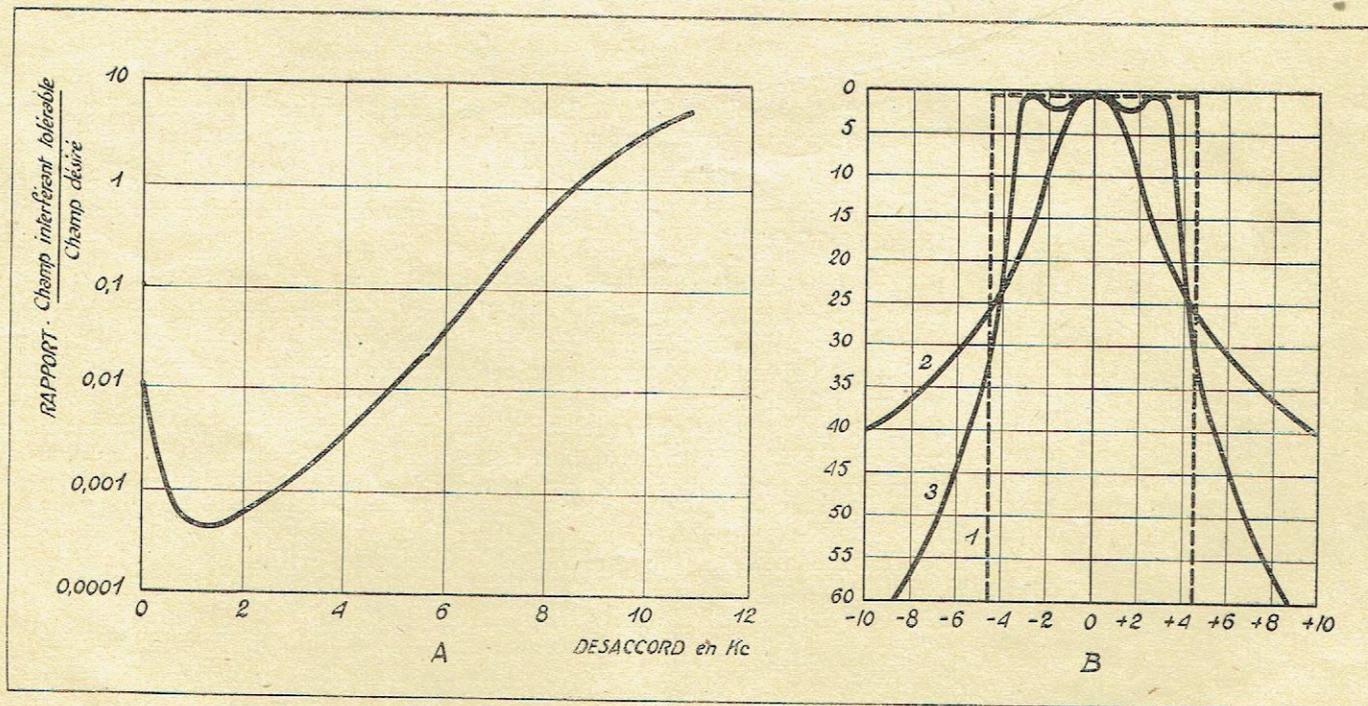


Fig. 1. — A. Courbe de sélectivité à deux générateurs, obtenue suivant la méthode des Laboratoires Philips. B. Courbe de sélectivité globale de différents récepteurs.
 1) Courbe théorique pour une bande passante de 9 kilocycles. 2) Courbe moyenne des récepteurs de construction courante.
 3) Courbe obtenue sur certains récepteurs professionnels ; l'échelle verticale est en décibels.

quoi, pour les récepteurs d'amateurs, il faut distinguer la sélectivité en pied et la sélectivité en tête.

La sélectivité en pied (affaiblissement pour un désaccord de 9 kilocycles) doit être aussi grande que possible : il faudrait avoir toujours au moins 40 db, et normalement 60 db.

La sélectivité en tête concerne la musicalité ; elle doit être aussi faible que possible : on la caractérise en général par la bande passante correspondant à un affaiblissement de 6 décibels. Celle-ci « devrait être » de 6 à 8 kilocycles.

En résumé, on peut caractériser la sélectivité de circuit du récepteur par la courbe de sélectivité du récepteur. Plus celle-ci se rapproche du rectangle, meilleure elle est. D'ailleurs, nous verrons par la suite que la musicalité est plus facilement mise en évidence par la bande passante globale.

* *

Ceci dit, il faut reconnaître que la courbe de sélectivité ne suffit pas à caractériser les possibilités de séparation de deux émetteurs pour un récepteur, car les phénomènes du genre de « la cross-modulation », qui dépend non des circuits mais des lampes, font qu'un récepteur qui a une bonne courbe de sélectivité peut, à l'écoute, laisser entendre plusieurs émissions à la fois. *C'est pourquoi, pour être complètement renseigné sur les qualités d'un récepteur, il faut étudier celui-ci dans les conditions normales d'emploi, c'est-à-dire en utilisant deux générateurs HF, l'un figurant le poste à recevoir, l'autre le poste brouilleur.*

De nombreuses méthodes ont été décrites à ce sujet et, en particulier, je renverrai les lecteurs que la question intéresse au standard indiqué dans le numéro de mars 1941 de la *Radio Française* et établi par la première section de la Société des Radioélectriciens.

Toutefois, je fais à la méthode indiquée un gros reproche : le brouilleur est figuré par un générateur modulé à 30 % par un signal sinusoïdal à 400 cycles. Nous sommes bien loin des conditions de fonctionnement d'un émetteur gênant qui est brouillé par une porteuse modulée musicalement avec des crêtes qui atteignent (et, hélas ! dépassent parfois) 100 %. C'est pourquoi, à certain point de vue, on peut préférer la méthode des Laboratoires Philips à Eindhoven.

Voici un résumé de cette méthode :

« On applique simultanément à l'entrée du récepteur deux tensions HT modulées, l'une correspondant au signal que l'on veut recevoir, et l'autre au signal perturbateur.

« Commençons par étudier l'examen des perturbations causées par la cross-modulation. L'un de ces signaux sera considéré comme celui que l'on désire recevoir, l'autre étant censé d'être le signal interférent. Le signal désiré est accordé sur une fréquence déterminée avec une profondeur de modulation de 30 % par exemple. L'amplitude en haute fréquence est réglée de manière à obtenir la puissance de sortie normale (50 mW). Ensuite, on enlève la résistance de sortie et on met à sa place le haut-parleur. On supprime la modulation du signal sur lequel l'appareil est accordé, mais l'amplitude de l'onde porteuse de ce signal restera la même au cours des mesures qui vont suivre.

« A l'aide d'un disque de phonographe convenablement choisi, on applique à l'émetteur interférant une modulation atteignant 100 % dans les maxima. Ainsi on a assez bien limité les conditions réelles créées par la présence d'un signal perturbateur à côté d'un signal désiré. On procède ensuite à l'examen des perturbations en variant pas à pas la fréquence du signal hétérodyne imitant l'émetteur perturbateur, en la faisant passer par toutes les valeurs du spectre des fréquences. Pour chacune des valeurs des fréquences perturbatrices, on règle l'amplitude de fréquence de ce signal de manière que la perturbation soit réduite à un tel point qu'elle est encore juste imperceptible. Ainsi, on représente ce qu'on désire en pratique ; absence de toute perturbation pendant les silences de l'émission que l'on veut recevoir. On obtient donc le rapport entre la tension perturbatrice admissible et la tension du signal désiré, en fonction de la différence des fréquences, du signal désiré et du signal perturbateur.

« La figure ci-contre (1-A) montre le résultat d'une telle mesure. Elle représente une courbe moyenne.

« Pour se former une idée sur la qualité de l'appareil et, en particulier, de sa sélectivité, il faut aussi mesurer les perturbations par les sifflements dans le cas des récepteurs superhétérodynes. Il suffit pour cela d'étendre les mesures décrites ci-dessus sur une gamme de fréquences plus grande et, en premier lieu, sur la fréquence image. Mais il faut étudier également toutes les autres fréquences susceptibles de fournir un sifflement ; la plus gênante parmi celles-ci est bien celle qui constitue la moyenne entre la fréquence désirée et celle de l'oscillatrice du poste récepteur. Pour cette dernière mesure, l'emploi d'hétérodynes de mesure exempts de fréquences harmoniques est absolument indispensable, sinon l'essai indiquerait des sifflements qui n'existent pas en réalité, puisque, pratiquement, les émetteurs modernes ne rayonnent plus d'harmoniques d'une intensité appréciable.

« Dans ce cas, un point particulièrement intéressant à déterminer, c'est le rapport du champ interférent au champ désiré pour la fréquence image.

« Une étude du même genre peut être faite, non seulement vis-à-vis des phénomènes de cross-modulation, mais encore vis-à-vis des sifflements d'interférence provenant de différentes causes et, en

particulier, des battements avec les fréquences interférentes et les harmoniques de l'hétérodyne locale (il s'agit, bien entendu, d'un récepteur hétérodyne).

« Pour cette recherche, on laisse g1 fixe, on fait travailler g2 en HF non modulée et on écoute au HP les sifflements, en faisant varier la fréquence de g2. Si l'on veut faire une mesure, on procédera comme précédemment, et on cherchera la valeur du rapport champ interférent sur champ désiré pour les fréquences où il y a sifflement. »

Toutefois, on peut reprocher à cette méthode d'être par trop subjective et de faire intervenir l'équation personnelle de l'opérateur.

C'est pourquoi le Laboratoire de la Radio Française étudie à fond, en ce moment, le problème de l'étude de la sélectivité avec deux générateurs.

Nous sommes arrivés à la conclusion suivante :

Le signal perturbateur sera figuré par une porteuse modulée à 90 % par un signal rectangulaire dont la fréquence fondamentale sera de 400 cycles seconde. Un tel signal se rapprochera beaucoup plus des conditions normales d'utilisation d'un récepteur. En outre, nous avons observé que la mise en parallèle de deux générateurs HF, suivant la méthode indiquée par la première section de la Société des Radioélectriciens, présente de grosses difficultés de réalisation pratique. C'est pourquoi le générateur spécial que nous étudions comportera une sortie indépendante de la masse pour le montage en série des deux générateurs. Etant donné l'importance de la question, celle-ci fera l'objet d'une étude complète dans notre journal, lorsque tous les éléments pour cette étude seront réunis.

* *

En résumé, il est excessivement difficile de définir scientifiquement la sélectivité d'un récepteur. L'examen de la courbe classique de sélectivité donne déjà un élément d'appréciation très intéressant (élément d'appréciation que l'on peut trouver dans notre journal). Mais, par la suite ces essais seront complétés par la mise au point d'une méthode comportant l'emploi de deux générateurs HF, l'un figurant le signal à recevoir, l'autre le signal perturbateur.

Les mesures faites à partir de deux générateurs, si elles sont bien comprises, sont, en effet, celles qui permettront l'appréciation technique la plus sérieuse de la sélectivité totale d'un récepteur, tel que la conçoit l'utilisateur.

LE PROBLÈME DU "REFLEX"

LA CORRECTION EN BASSE-FRÉQUENCE

PAR LE LABORATOIRE DE LA RADIO FRANÇAISE

1^o LE PROBLÈME DU "REFLEX"

Dans un précédent article, notre collaborateur André Ferrand a indiqué quelles étaient les difficultés que l'on rencontrait dans l'emploi du montage « Reflex » dans les récepteurs de radiodiffusion, et il concluait en indiquant que le « Réflex » était possible à condition de ne pas faire agir l'A.V.C. sur la lampe MF/BF.

On rencontre très souvent dans la technique moderne le problème de l'emploi d'une lampe à pente variable en basse fréquence : « Reflex », compresseur ou expasseur,

riable avec ou sans contre-réaction, en particulier dans le cas d'un montage qui a déjà été décrit dans cette revue : 6H8 ou 6M7, 25L6 en doubleuse de tension. La courbe de la figure 1 se rapporte au montage précité. On a pris comme paramètre la tension de polarisation de la grille de la 6M7, tension obtenue par pile dans les essais, mais qui, dans le fonctionnement normal, résulte de la composante contenue du courant détecté. La variation de puissance est elle-même obtenue par la manœuvre du potentiomètre qui règle la tension basse fréquence appliquée entre

Nous avons cherché à diminuer cette distorsion par l'emploi de la contre-réaction. Les meilleurs résultats ont été obtenus par le schéma de la figure 2, qui est caractérisé par une contre-réaction en tension sur la dernière lampe (résistance de un mégohm entre plaque et plaque) et par une contre-réaction en intensité sur la 6H8 (ou 6M7) (résistance de 1.000 ohms non shuntée dans la cathode). On voit que la contre-réaction apporte une amélioration notable, et que le taux de distorsion diminue, mais, néanmoins, celui-ci reste beaucoup trop élevé pour qu'on puisse adopter

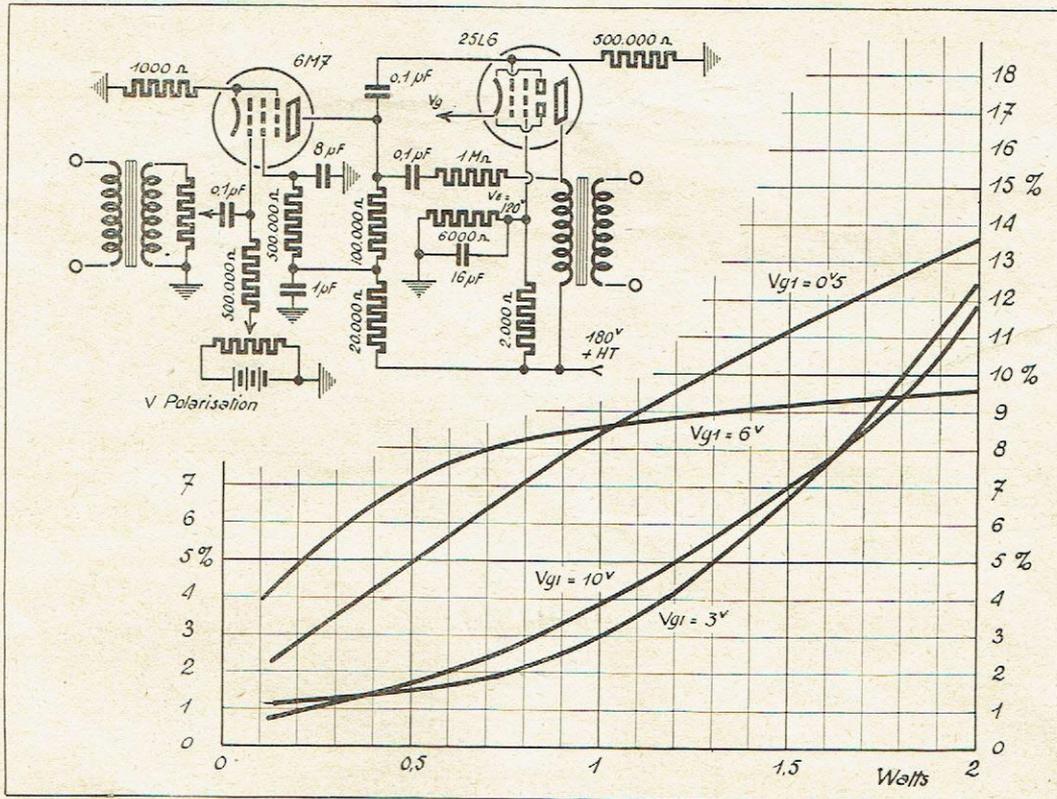


Fig. 1. — Distorsion apportée par l'A.V.C. en basse fréquence dans un montage sans contre-réaction.

commande à distance, etc. L'importance du problème est telle que nous avons décidé de l'inscrire au programme de notre Laboratoire.

D'ores et déjà, pour compléter l'article d'André Ferrand, le Laboratoire de la Radio Française a procédé à quelques essais sur la distorsion apportée en basse fréquence par une lampe à pente va-

grille et masse (potentiomètre de volume contrôle du récepteur).

Le réseau de la figure 1 montre que, en dehors d'une polarisation qui correspond au point de fonctionnement optimum de la 6H8 ou de la 6M7 (-3 V), on obtient une distorsion considérable par la variation de pente de la 6H8 (ou 6M7).

cette solution pour un poste de qualité. Comme d'habitude, la puissance basse fréquence a été mesurée au secondaire du transformateur. On remarque l'allure différente de la courbe de distorsion pour une polarisation de moins 6 volts. Nous avons cru, au premier abord, qu'il s'agissait là d'une erreur de mesure, mais plusieurs vérifications

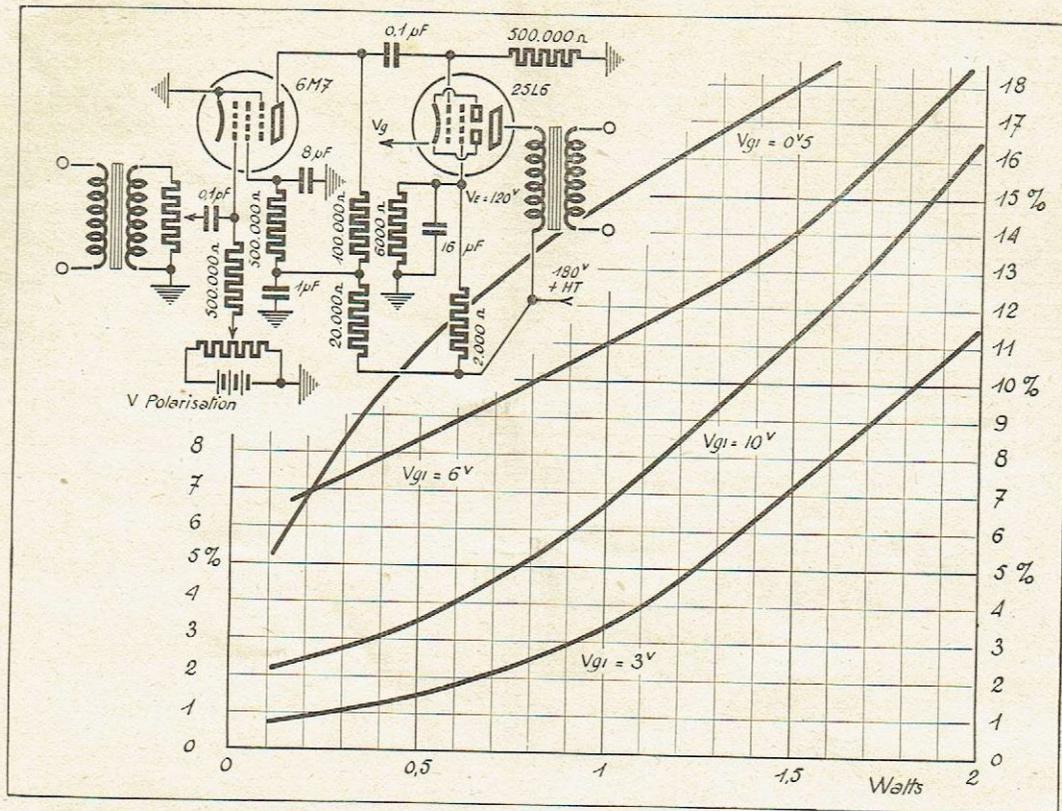


Fig. 2. — Distorsion apportée par l'A.V.C. en basse fréquence dans un montage avec contre-réaction. Différentes valeurs de contre-réaction ont été essayées ; les courbes se réfèrent au meilleur résultat qui correspond au schéma indiqué.

ont confirmé cette courbe, que l'on a retrouvée d'ailleurs pour quantité d'autres valeurs de contre-réaction. Cette anomalie semble indiquer que, pour moins 6 volts, la courbure de la caractéristique I.P/V.G. de la 6H8 (ou 6M7) passe par une valeur critique. Ces courbes confirment en tous les cas le point de vue de notre collaborateur André Ferrand.

2° LA CORRECTION EN BASSE-FRÉQUENCE

Schéma de correction pour un ampli 6H8/25L6

Nous avons souvent insisté dans nos articles sur l'intérêt qu'il y avait à relever les extrémités de la courbe de réponse d'un amplificateur basse fréquence destiné à travailler à bas niveau. Toutefois, on ne peut adopter les mêmes valeurs pour un amplificateur basse fréquence de contrôle électro-acoustique en studio, et pour un amplificateur destiné à être disposé à la suite d'un récepteur de radiodiffusion. En effet, la pratique montre qu'il est impossible de relever les aigus jusqu'à 10 ou 15.000 sur un récepteur de radiodiffusion, car, à

ce moment, on amplifie surtout le bruit de fond et les parasites.

Pour obtenir la courbe de réponse désirée, plusieurs solutions sont possibles, on peut les ramener à deux classes : celle qui consiste à utiliser un filtre ayant les caractéristiques voulues, et, d'autre part, celle qui consiste à faire varier le

taux de contre-réaction en fonction de la fréquence.

La deuxième solution, qui présente d'ailleurs, du point de vue technique pur, un certain nombre d'inconvénients, n'en est pas moins intéressante par sa simplicité. C'est pourquoi nous avons étudié rapidement quelques schémas qui don-

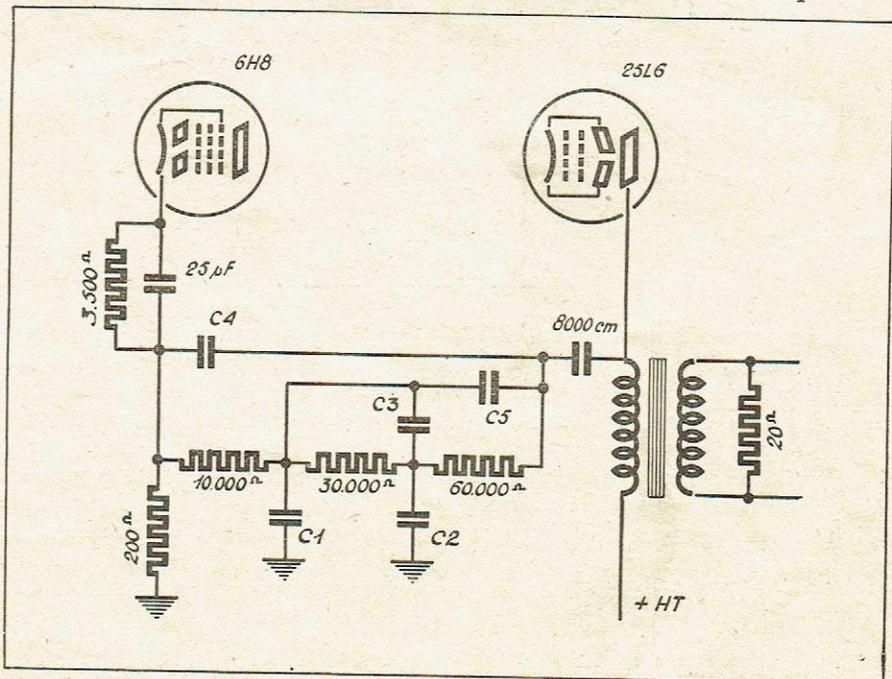


Fig. 3. — Chaîne de contre-réaction corrigée pour amplificateur basse fréquence de récepteur.

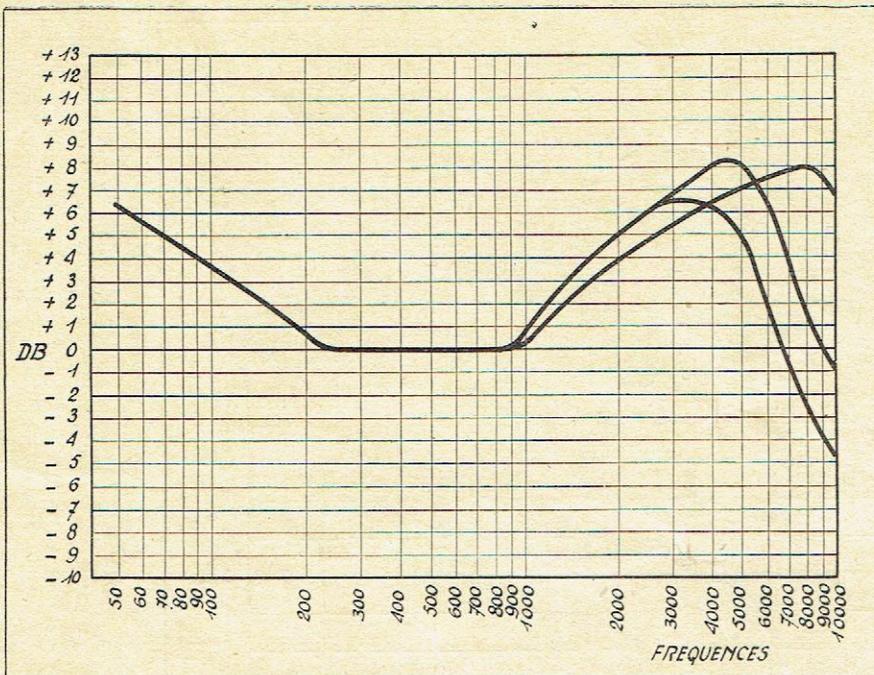


Fig. 4. — Courbe obtenue pour différentes valeurs dans le schéma précédent :
 Maximum à 8.000 : C1 = 2.000 cm, C2 = 8.000 cm, C3 = C4 = C5 = 0.
 Maximum à 4.500 : C1 = C3 = C5 = 0, C2 = 8.000 cm, C4 = 100 cm.
 Maximum à 3.000 : C2 = 8.000 cm, C5 = 2.000 cm, C1 = C3 = C4 = 0.

nent une idée des résultats auxquels on peut arriver par ce procédé.

Lorsqu'on relève les aigus d'une façon continue, comme nous l'avons indiqué, on amplifie trop le bruit de fond. Il faut donc relever les aigus et réaliser ensuite une

coupe aussi brusque que possible. Les chaînes de contre-réaction que nous avons étudiées présentent cet avantage.

Sur la figure 3, la chaîne type est représentée :

La contre-réaction est obtenue par un pont de résistance entre la

plaque et la 25L6 et une résistance de 200 ohms de la cathode de la 6H8. Le condensateur de 8.000 cm a pour effet de diminuer la contre-réaction lorsque la fréquence diminue, donc d'augmenter les basses fréquences.

Les condensateurs C₁, C₂, C₃, C₄ et C₅ ont pour effet de relever les aigus (condensateurs C₁ et C₂) et d'assurer une chute rapide de l'amplification au-dessus d'une certaine valeur (condensateurs C₃, C₄ et C₅). Certains de ces condensateurs, dans certains de nos essais, ont été supprimés. On a obtenu une série de courbes représentées sur la figure 4. Ces courbes ont été relevées sur le secondaire du transformateur de liaison (mais en utilisant un transformateur de liaison de bonne qualité).

Il est bien entendu qu'un tel système de contre-réaction peut être appliqué à n'importe quelle basse fréquence du même type, il y aura simplement lieu d'adapter les valeurs de résistance déterminant la chaîne de contre-réaction et, en particulier, de choisir la valeur insérée dans la cathode de la 6H8. Nous pensons que cette étude du Laboratoire de la Radio Française facilitera le travail de mise au point de nos prochains récepteurs de radiodiffusion.

LE RÉCEPTEUR S. I. R. AVEC MODULATEUR DE FRÉQUENCE

par ASCHENBRENNER

Nos lecteurs seront heureux de trouver ici une note qui émane d'un sympathique technicien bien connu : Aschenbrenner, qui n'a pas ralenti son activité au Laboratoire des établissements S. I. R., à Brioude.

Dans cette note très concise, est décrit un procédé d'accord des récepteurs basé sur un principe entièrement nouveau qui peut prendre pour l'avenir une importance considérable. Nous aurons l'occasion de revenir plus longuement sur cette solution révolutionnaire.

Nous avons mis au point en 1937, le « Sélectographe », qui permet de varier la fréquence d'une hétérodyne locale d'une manière continue et dans chaque sens autour de l'onde à recevoir. Un récepteur équipé avec ce système peut recevoir toute une gamme de fréquence pendant un temps très court, à condition d'être à gammes étalées. Les circuits accords étant fixes, l'hétérodyne, par contre, varie de ± 200 kc autour du milieu de la gamme ; il en résulte une récep-

tion de très courte durée de toutes les stations de cette gamme, soit une bande de 400 kc. Mais ceci ne présente aucun intérêt, car l'audition sera incompréhensible.

Les choses changent complètement lorsqu'on utilise, à la place d'un haut-parleur, un tube à rayons cathodiques, avec une base de temps synchronisés sur le « Sélectographe ». On peut se servir de la tension du secteur pour varier à la fois la fréquence de l'hétérodyne locale et pour balayer horizontale-

ment et en même temps le tube à rayons cathodiques. Quel sera l'oscillogramme ? Un simple trait horizontal. Sa longueur correspond à une variation de fréquence de l'hétérodyne locale de 400 kc. Le commencement du trait correspond à une réception sur (Fm - 200) kc, Fm étant la fréquence au milieu de la gamme. La fin du trait correspond à une réception sur (Fm + 200) kc.

Appliquons maintenant la tension détectée par le récepteur sur les

plaques de déviation verticale. Que devient l'oscillogramme ? Chaque fois que le récepteur se trouve accordé sur une fréquence d'un poste émetteur, il y aura une déviation verticale. Comme le balayage est rapide (50 périodes par seconde), la rétine verra toute une série de traits verticaux placés sur le trait horizontal, chaque trait vertical correspondant à une émission. On peut ainsi voir toutes les stations qui fonctionnent sur la gamme. Mieux encore, on peut étalonner le trait horizontal en kc ou en noms de stations, ce qui remplace avantageusement le cadran.

On a ainsi un contrôle rapide de toute une gamme de trafic, qui permet de vérifier les fréquences, la modulation, le fading, etc... Une fois la gamme vérifiée au tube à rayons cathodiques, il suffit d'arrêter la modulation de fréquence, c'est-à-dire la tension du secteur, et de remplacer cette tension alternative par une tension continue d'une certaine valeur que l'on applique à la fois à l'hétérodyne et aux plaques de déviation horizontale pour ramener le spot lumineux sur la fréquence ou sur le nom d'une station que l'on veut recevoir et qui est inscrit sur un cadran placé devant l'écran du tube. On obtient ainsi l'audition sans se servir d'un cadran avec condensateur variable.

Au moment de l'accord exact, les plaques de déviation verticale produisent un trait vertical dont la

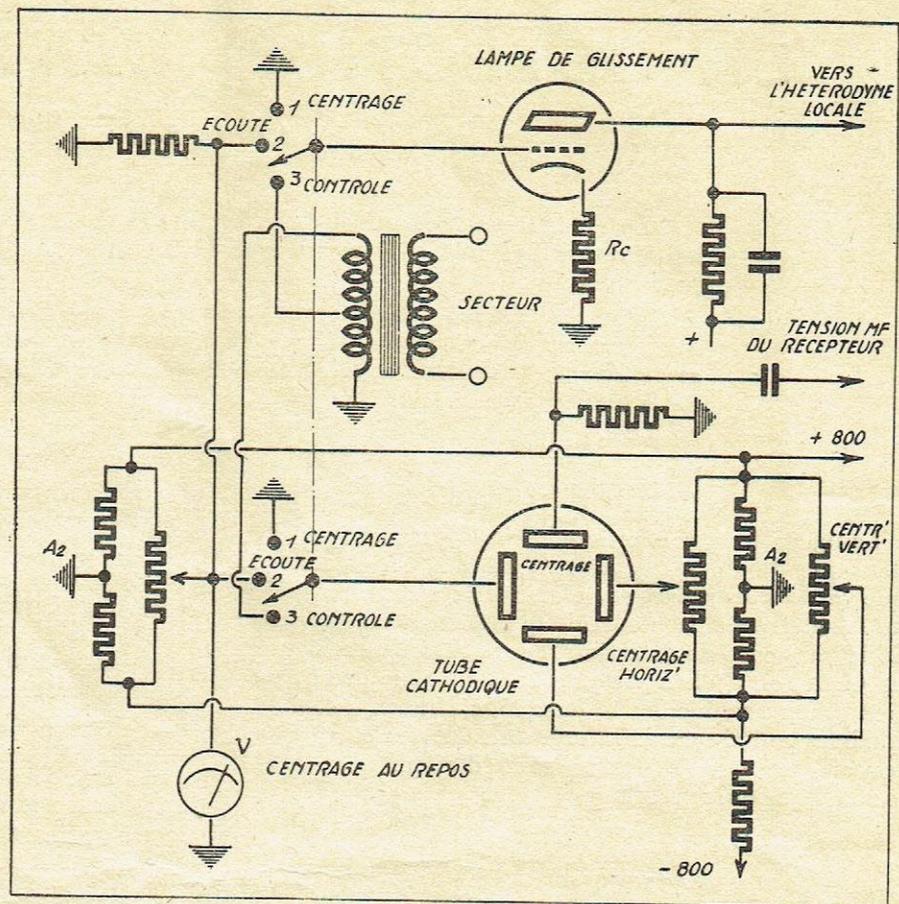


Fig. 2. — Schéma du modulateur de fréquence S.I.R.

hauteur est proportionnelle à l'amplitude de l'onde porteuse que l'on reçoit. Le réglage de la tension continue s'effectue à l'aide d'un potentiomètre branché entre le plus et le moins d'une source d'alimentation, le milieu étant à la masse.

Cette tension, prise au curseur du potentiomètre, déplace le point lumineux sur l'écran du tube en suivant une horizontale étalonnée en kc. En arrêtant le sport, on arrête en même temps la variation de fréquence de l'hétérodyne locale.

Ce nouveau système peut remplacer le cadran mécanique, ainsi que les CV. Il permet en outre un contrôle visuel et instantané de toutes les stations travaillant sur une même gamme. C'est un ondemètre d'une manipulation extrêmement simple et rapide. Il facilite la recherche d'une station et donne un contrôle permanent de l'onde porteuse.

Le récepteur S.I.R. avec modulateur de fréquence S.I.R. comporte 6 gammes étalées. Chaque bande fait 400 kc de largeur. Le tube à rayons cathodiques a 7 cm de diamètre. La vision se fait à l'aide d'un système optique qui agrandit 2,5 fois l'image du tube, ce qui correspond à un cadran de 15 cm de développement pour 400 kc.

Chaque gamme étalée peut être placée, à la demande, entre 30 mégacycles et 3 mégacycles.

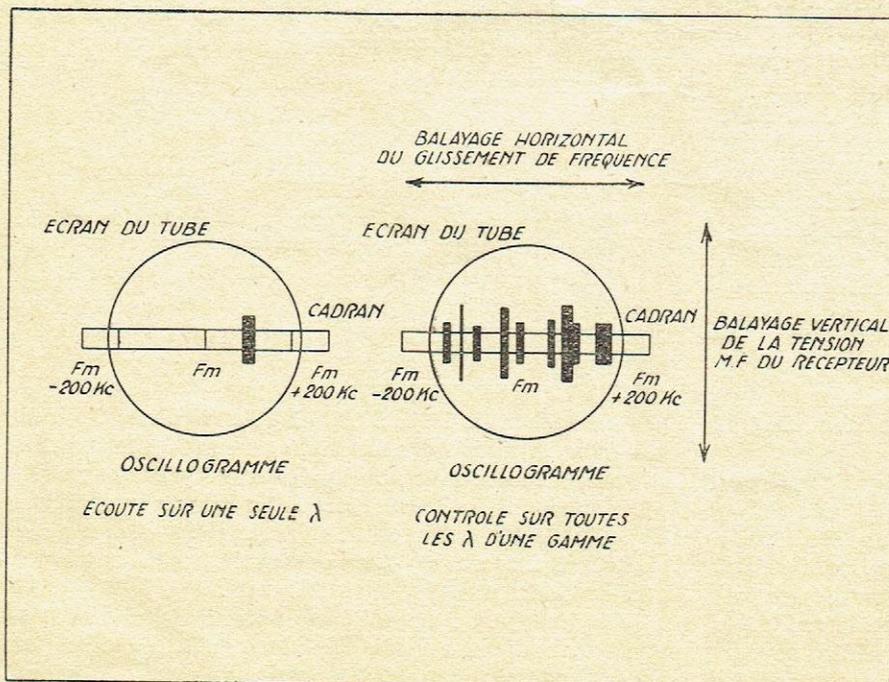


Fig. 1.

LA DÉTECTION CATHODIQUE

par Louis BOË

La détection cathodique — plus communément connue sous l'appellation de détection Sylvania — a connu vers 1938 une vogue qui n'a pas duré... et pour cause.

Bien des choses — le plus souvent incorrectes — ont été dites sur ce mode de détection. Comme un retour sur ce sujet ne nous paraît pas inutile, nous avons demandé à notre collaborateur Louis Boë de traiter pour les lecteurs de LA RADIO FRANÇAISE cette question d'une façon aussi objective et précise que possible.

Retour sur la détection diode

La figure 1 représente le schéma le plus simple de détection diode. D'une façon générale, on démontre que la tension redressée, c'est-à-dire l'accroissement de la différence de potentiel apparaissant aux bornes de la résistance de détection R sous l'effet d'un signal appliqué, est égale à peu près à l'amplitude de la tension alternative incidente, lorsque la résistance R et le condensateur C sont de valeurs assez élevées et lorsque les oscillations appliquées sont d'amplitude assez grande (quelques volts).

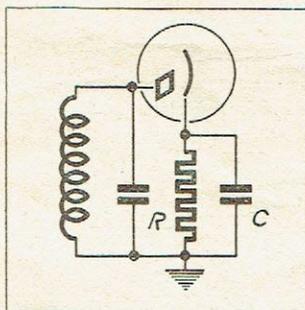


Fig. 1. — Schéma de principe de la détection-diode.

En fonctionnement, l'accroissement du courant continu traversant la diode est fourni par le circuit oscillant. Tout se passe comme si ce circuit était amorti par une certaine résistance, qu'on démontre être égale à $1/2 R$ pour des amplitudes suffisamment grandes.

Dans le cas d'une oscillation modulée, le condensateur C doit présenter une impédance élevée vis-à-vis des courants BF, pour que le signal modulateur puisse apparaître aux bornes de la résistance de détection. On est donc obligé d'adopter pour C une valeur de compromis et, pratiquement, on démontre que les signaux à basse fréquence sont affectés de distorsion lorsque le taux de modulation est supérieur au taux

$$\text{limite } m_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + C^2 R^2 \omega^2}} \quad (1)$$

ω étant la pulsation de l'oscillation BF sinusoïdale considérée.

D'autre part, lorsque la résistance R, qui constitue la charge du circuit détecteur, est couplée à une résistance extérieure par l'intermédiaire d'un condensateur, on démontre que ce dispositif a pour effet de provoquer une distorsion de détection par découpage des crêtes de modulation, dès que le taux de modulation devient supérieur au taux limite m_2 défini, quand il s'agit d'amplitudes suffisamment grandes, par

$$m_2 = \frac{R_b}{R} \quad (2)$$

R représentant la valeur de la charge du circuit détecteur vis-à-vis des courants de basse fréquence.

Pour obtenir des taux limites m_1 et m_2 aussi élevés que possible (c'est-à-dire pour avoir un fonctionnement du circuit détecteur aussi satisfaisant que possible), les relations précédentes montrent qu'il convient de prendre : C faible, R faible, résistance extérieure élevée. Mais, d'autre part, le condensateur C doit avoir une capacité suffisamment élevée, afin que la composante HF soit court-circuitée ; la résistance R doit être suffisamment grande, afin que l'amortissement du circuit oscillant ne soit pas trop important ; la résistance extérieure ne doit pas être trop élevée afin que le fonctionnement de l'appareil reste stable.

Pratiquement, on adopte, lorsqu'il s'agit d'oscillations HF de 472 kc/s modulées par des signaux d'audiofréquence, les valeurs suivantes :

$$C = 100 \text{ à } 150 \mu\mu\text{F} ; R = 0,20 \text{ à } 0,25 \text{ MO}$$

Résistance de fuite de la lampe amplificatrice suivante :

$$1 \text{ à } 3 \text{ MO}$$

Capacité de liaison : 5.000 à 10.000 $\mu\mu\text{F}$.

Principe élémentaire de la détection cathodique

La figure 2 représente le schéma de la détection cathodique, encore appelée détection Sylvania, ou détection à impédance infinie.

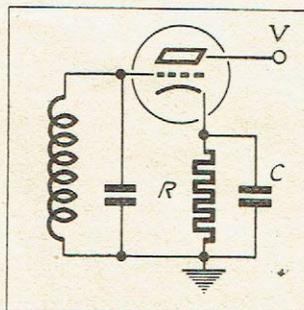


Fig. 2. — Schéma de principe de la détection cathodique.

Une résistance R de 50.000 à 100.000 ohms est insérée dans le circuit d'une triode genre 6J5 ; les oscillations incidentes sont appliquées entre grille et masse, et l'anode de la triode est portée directement à une tension de 100 à 250 volts. D'autre part — et c'est là un détail important — la résistance R est shuntée par un condensateur de 100 à 200 $\mu\mu\text{F}$.

A quel type de détection doit-on rattacher la détection cathodique ? Tout simplement à la détection diode, comme nous le démontrerons rigoureusement, et comme cela peut se concevoir de façon élémentaire.

Au repos, c'est-à-dire en l'absence de tension alter-

native appliquée, la résistance R a pour effet d'établir entre grille et cathode une différence de potentiel U_0 , telle que le courant I_0 qui circule à travers cette résistance est précisément lié à U_0 et R par la relation :

$$U_0 = -R I_0 \quad (3)$$

Si nous représentons (fig. 3) la caractéristique I/U (courant anodique en fonction de la tension grille) de la triode considérée, le point F_0 , représentatif de l'état de la lampe au repos, se trouve d'une part sur la caractéristique I/U et, d'autre part, sur la droite Δ d'équation $U = -R I$.

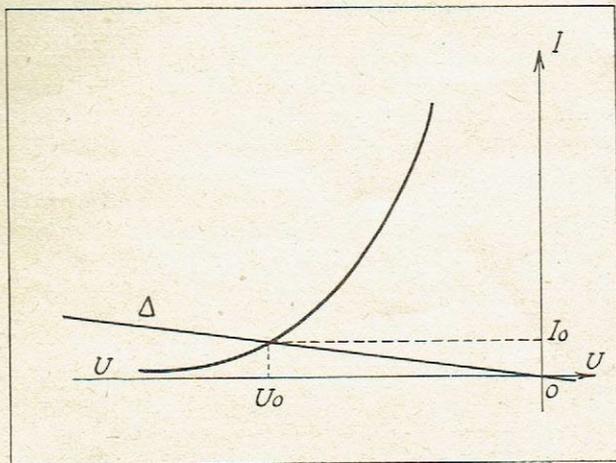


Fig. 3. — Détermination du point représentatif de l'état de la détectrice cathodique en l'absence d'oscillations appliquées.

Lorsqu'une oscillation HF est appliquée à la grille, il se produit une élévation du potentiel cathodique de la triode, pour des raisons analogues (courbure de la caractéristique) à l'élévation du potentiel de cathode d'une diode détectrice, et c'est toujours cet accroissement de tension qui constitue la tension redressée.

Ce que n'est pas la détection cathodique

Nombreux sont les auteurs qui ont baptisé la détection cathodique, obtenue avec le montage de la figure 2, de « détection plaque à contre-réaction ». Que l'on rapproche la détection cathodique de la détection plaque, passe encore, car les trois modes de détection : détection diode, détection plaque et détection cathodique présentent des analogies qu'il est possible de mettre en évidence ! Mais parler de contre-réaction à propos d'un montage détecteur, qu'est-ce que cela peut bien vouloir dire ?

Un dispositif de contre-réaction s'obtient en appliquant à l'entrée d'un étage une partie des oscillations disponibles à la sortie. Il va de soi que les oscillations d'entrée et de sortie doivent être de même nature et que parler de contre-réaction lorsqu'on applique à l'entrée des oscillations HF et lorsqu'on recueille à la sortie une tension BF, est plutôt mystérieux !

D'ailleurs, un dispositif de contre-réaction a pour effet de réduire la distorsion non linéaire produite par l'étage. Or précisément, pour qu'il y ait détection, il est nécessaire que la transmission des signaux HF s'effectue d'une façon non-linéaire ! Si donc on produisait une contre-réaction, cela aurait pour effet de provoquer un résultat bien différent de celui cherché. Ne parlons donc pas de contre-réaction à propos de la détection cathodique (1).

Théorie de la détection cathodique

Pour bien saisir le mécanisme du montage de la figure 2, il convient, avant toute autre chose, de savoir de quoi dépend effectivement le courant considéré, c'est-à-dire le courant cathodique I_c .

A priori, le courant cathodique I_c est fonction de la tension U existant entre grille et cathode et de la tension V existant entre plaque et cathode :

$$I_c = F(U, V)$$

On démontre (cf. Barkhausen, tome I) que le courant cathodique est déterminé lorsqu'on connaît la valeur d'une des tensions équivalentes suivantes :

$$U_c = U + \frac{V}{k}$$

$$\text{ou} \quad V_c = V + k U$$

k représentant le rapport de la capacité grille-cathode à la capacité anode-cathode ; c'est ce qu'on appelle le coefficient d'amplification de la lampe.

On peut donc écrire :

$$I_c = f(U_c) \quad \text{ou} \quad I_c = \varphi(V_c)$$

Cela veut dire que, pour la détermination du courant cathodique I_c , tout montage comprenant un tube à vide peut être remplacé par un circuit série simple à diode dans lequel la tension équivalente entre électrodes est U_c ou V, suivant que l'on se reporte au circuit de grille ou au circuit d'anode.

Ainsi, le montage de la figure 2 peut se ramener, pour le calcul de I_c , au montage de la figure I. Ce montage est obtenu à partir du schéma de la détection cathodique en supprimant la source anodique et en plaçant en série dans le circuit grille une source

de f.e.m. : $\frac{V}{k}$. Les montages des figures 2 et 5 sont

(1) Il est cependant possible de concevoir et de réaliser un mode de détection cathodique, rappelant la détection par courbure de la caractéristique plaque, et pour lequel le qualificatif de « contre-réaction » peut être utilisé ; ce dispositif (cf. fig. 4) comporte les particularités suivantes :

a) La résistance cathodique de détection n'est shuntée par aucune capacité ;

b) La grille de la triode est directement polarisée, de façon telle qu'en l'absence d'oscillations appliquées, le courant cathodique soit nul ou très faible.

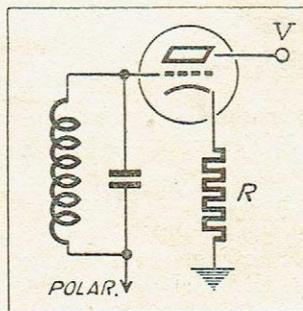


Fig. 4. — Schéma d'un mode de détection cathodique rappelant la détection par courbure de la caractéristique plaque.

Pour les alternances positives, on peut maintenant parler de contre-réaction, car la résistance R n'étant pas shuntée, il apparaît bien aux extrémités de cette résistance des oscillations HF.

Mais le dispositif représenté figure 4 possède un fonctionnement bien différent du fonctionnement du détecteur Sylvania ; on peut d'ailleurs démontrer que, théoriquement, ce mode de détection est très bon.

Pratiquement — et comme nous avons eu l'occasion de l'expérimenter — le dispositif de la figure 4 marche, mais il convient de signaler que les capacités parasites existant entre cathode et masse, et entre cathode et filament risquent d'en affecter le fonctionnement.

bien équivalents, car ils ont même tension U_c (1).

Or, que représente le montage de la figure 5 ? Tout simplement une diode détectrice polarisée positivement. Les propriétés de la détection Sylvania découlent immédiatement de l'examen de ce dispositif.

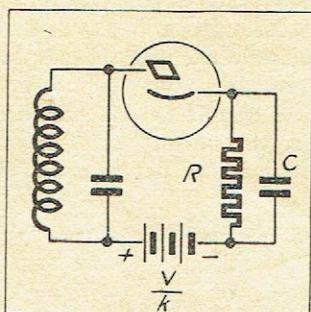


Fig. 5. — Dispositif équivalent du montage de la figure 2.

A noter cependant que le dispositif de la figure 5 n'est équivalent à celui de la figure 2 qu'au seul point de vue : « intensité du courant cathodique ». Il est bien évident, en effet, que le courant I_c qui circule dans le circuit série du montage de la figure 5 ne traverse pas en réalité le circuit grille du montage de la

Les qualités de la détection cathodique

1° Tandis que dans le cas de la détection diode, le courant circulant dans la résistance de détection R est fourni par le circuit oscillant (qui est donc amorti), ce courant est, lorsqu'il s'agit de détection cathodique, fourni par la source d'alimentation haute tension. Le circuit d'attaque n'est donc pas amorti (2) ; il s'ensuit une amplitude légèrement plus grande des oscillations appliquées, une meilleure sélectivité, et enfin la possibilité de prendre en R une résistance relativement faible : 50.000 à 100.000 ohms.

2° Du fait que la résistance R possède une valeur faible, et que la détectrice Sylvania est équivalente à une détectrice diode polarisée positivement, la distorsion de détection par découpe des crêtes de modulation est très sensiblement réduite et peut être pratiquement supprimée.

3° Enfin la détection Sylvania a la réputation de permettre une meilleure reproduction du registre aigu. Cela peut d'ailleurs se prévoir théoriquement en traçant l'ellipse de charge sur le réseau des caractéristiques de redressement d'une diode.

Les défauts de la détection cathodique

Les défauts de la détection cathodique sont assez peu connus, et n'ont pas été souvent — à notre connaissance — indiqués dans la presse radioélectrique, si ce n'est dans un de nos articles qui a paru en février 1939 dans *La Radio Professionnelle*.

1° Tout d'abord, il faut savoir que la détection Sylvania est moins sensible que la détection diode.

Sans se livrer à des études bien compliquées, il est

(1) En réalité, la tension entre plaque et cathode n'est pas exactement V, mais est égale à la tension V diminuée de la tension apparaissant aux extrémités de l'ensemble RC. La tension à insérer dans le circuit équivalent n'est donc pas exactement $\frac{V}{k}$, mais cela ne modifie en rien la théorie du fonctionnement.

(2) C'est pour cette raison que la détection Sylvania est quelquefois dénommée : détection à impédance infinie ; mais cette appellation convient aussi bien à la détection anodique.

facile de se rendre compte de cela en écoutant successivement deux récepteurs, l'un pourvu de détection diode et l'autre de détection cathodique, les autres éléments du montage restant les mêmes.

Cette diminution de sensibilité est d'ailleurs facile à démontrer théoriquement.

Avec une diode, on obtient une bonne sensibilité en prenant une résistance R de valeur assez élevée, et en prévoyant un fonctionnement tel que le courant cathodique soit suffisamment faible pour que la portion utilisée de la caractéristique se trouve dans le domaine exponentiel, soit à un endroit où le rayon de courbure de la caractéristique varie rapidement.

Or, avec la détection Sylvania, pour deux raisons (polarisation positive de la diode équivalente et valeur plus faible de la résistance R), le courant qui circule au repos dans la résistance R est beaucoup plus élevé, et la portion de courbe décrite par le point de fonctionnement n'est plus (ou n'est qu'en faible partie) assimilable à une exponentielle, car l'effet de charge d'espace se fait alors sentir.

La courbure de la caractéristique est alors moins prononcée, et la détection des signaux faibles est nettement moins bonne (1).

2° Dans le cas du montage Sylvania, la détection doit être considérée comme quadratique dans un domaine plus étendu que lorsqu'il s'agit de détection diode. C'est un corollaire de la propriété précédente.

3° Au point de vue transmission des signaux à basse fréquence, la détection cathodique est — si l'on fait abstraction de la distorsion par découpe des crêtes de modulation — moins linéaire que la détection diode. Cela provient de ce qu'une oscillation HF fortement modulée a son amplitude qui passe périodiquement par une valeur faible, et qu'à ce moment-là, la détection étant quadratique, le signal BF subit une déformation.

Des mesures sur la distorsion BF provoquée par la détection Sylvania ont d'ailleurs été effectuées par des laboratoires sérieux, d'où il résulte que la distorsion est appréciable lorsque l'amplitude des oscillations appliquées est inférieure à 12 ou 15 volts.

4° Enfin la détection Sylvania, comme d'ailleurs tous les dispositifs à charge cathodique, est susceptible de produire des ronflements, cela en raison du fait que la capacité existant entre cathode et filament n'est jamais nulle, et que l'isolement entre ces deux électrodes n'est pas parfait.

Conclusion

Comme toute œuvre humaine, le procédé de détection par résistance de cathode présente des avantages et des inconvénients. Les promoteurs de la détection Sylvania ont voulu éliminer la distorsion par découpe des crêtes de modulation, et ils y ont pratiquement réussi, mais ils ont provoqué une diminution de la sensibilité et une augmentation de la distorsion non-linéaire en raison du fait que le domaine du redressement quadratique est alors bien plus étendu.

La détection cathodique peut être utilisée sur les récepteurs à très grande sensibilité, avec lesquels on peut obtenir des amplitudes de l'ordre de 15 à 20 volts à l'étage détecteur ; mais sur les récepteurs de type courant, elle ne se justifie jamais.

(1) A noter que cette faible sensibilité présente, dans certains cas, un léger avantage : lors de l'accord du récepteur, on est, en effet, moins gêné par les bruits parasites entre stations.

REMARQUES SUR L'APPLICATION DE LA CONTRE-RÉACTION AUX ÉMETTEURS DE LA RADIODIFFUSION

par **Albert WARNIER**

1. Généralités

Dans l'article original où il exposait les principes de la contre-réaction, Black envisageait surtout son emploi dans les amplificateurs de systèmes téléphoniques à courants porteurs, dans lesquels de très faibles distorsions et de très faibles niveaux de bruit sont indispensables. De fait, cette technique a été renouvelée par cette invention, on y parle couramment de taux de contre-réaction de 50 db, c'est-à-dire de réductions de bruit et de distorsion de cet ordre.

La contre-réaction a aussi fait la fortune de nombreux petits amplificateurs, soit de radio, soit surtout de phonographes, et, du jour au lendemain, des taux de contre-réaction de l'ordre d'une vingtaine de db ont été réalisés.

Dès l'article de Black, on a pensé à l'utilisation de la contre-réaction dans les émetteurs de radiodiffusion, pour améliorer les conditions économiques, et aussi la distorsion et le bruit de fond. Mais il semble que, là, les progrès ont été beaucoup plus lents. S'agit-il d'un intérêt moindre dans ce domaine, soit que la distorsion et le bruit de fond soient déjà suffisamment faibles, soit que les conditions particulières des amplificateurs de grande puissance enlèvent de l'efficacité à la contre-réaction, ou s'agit-il de difficultés techniques importantes ? C'est ce que cet article tentera de discuter. Pour cela, nous envisagerons successivement :

- a) Les desiderata essentiels de la radiodiffusion qui peuvent être améliorés par la contre-réaction ;
- b) Les distorsions naturelles des chaînes de radiodiffusion ;
- c) Les conditions spéciales imposées par les circuits ;
- d) Quelques solutions employées.

2. Desiderata essentiels de la radiodiffusion.

2-1. Au point de vue artistique.

Du point de vue artistique, les reproches les plus constants et, il faut le dire, quelquefois justifiés, qu'on fait à la radiodiffusion, sont ceux concernant l'altération des timbres et la confusion des voix. Il y aurait aussi les altérations (ou plutôt l'absence) de la dynamique, mais cela n'est pas justiciable de la contre-réaction.

2-2. Au point de vue technique.

La traduction technique de ces doléances consiste dans l'altération du rapport de transmission des diffé-

rentes fréquences, et dans la présence d'harmoniques et surtout de sons composés non prévus au programme.

A ce point de vue, il n'est peut-être pas inutile d'ouvrir une parenthèse. A propos de ces deux altérations, le timbre faux et la présence de sons composés indésirables, on a remarqué que, physiologiquement, le second défaut, quand on pousse la puissance d'un phonographe, est souvent perceptible bien avant que les timbres des sons purs ne semblent altérés. Jusque-là, rien que de très juste. Dire que des mesures de distorsion composée sont aussi faciles que des mesures de distorsion de sons purs, c'est une opinion soutenable : les deux méthodes ont leurs avantages et leurs difficultés. Ce qui l'est moins, c'est de penser, et même d'écrire, que les mesures de distorsion classiques, effectuées avec des sons purs, n'ont aucune signification pour les sons composés et que, seules, des mesures directes de distorsion composée peuvent renseigner sur le genre d'altération correspondant. Cela est évidemment faux. En effet, la fonction du courant de sortie i par rapport à la tension d'entrée u d'un amplificateur est de forme :

$$I = a_1 u + a_2 u^2 + \dots + a_n u^n + \dots$$

La connaissance des différentes harmoniques correspondant à une valeur donnée u détermine les coefficients a_1, a_2, \dots et, par suite, le comportement de l'amplificateur pour n'importe quelle oscillation complexe. Cette petite controverse, qui rappelle celle qui a fait couler pas mal d'encre sur les comportements comparés des haut-parleurs en régime sinusoïdal ou en régime transitoire, doit donc être résolue de même, par la réhabilitation des mesures sinusoïdales.

Il y a tout de même à retenir qu'il faut, surtout pour la transmission de musique complexe, une qualité beaucoup plus grande que celle que l'oreille pourrait juger suffisante pour les sons purs. Il est difficile de chiffrer ces desiderata. Ce qu'on peut toutefois dire, c'est que des distorsions de l'ordre de 5 % à 80 % de modulation ne sont pas une exigence exagérée, et qu'il y aurait avantage à améliorer (pourvu, naturellement, qu'au poste récepteur la qualité demeure à la hauteur : laissons les fabricants de ceux-ci à leur examen de conscience à ce point de vue).

Une autre doléance des auditeurs musiciens, c'est le bruit de fond. Cela pour deux raisons. D'abord, dans la musique, les silences ont une grande importance, et quand le discours musical se tait un moment, il ne faut pas que la place soit occupée par un ronflement intempestif. De plus, le bruit de fond de

l'émetteur peut, quand la modulation est forte, fournir des sons de combinaison extrêmement désagréables : les sons « durs » et la musique confuse de beaucoup de haut-parleurs qui, en période de silence, ne ronflent pas (souvent pour l'unique mais excellente raison qu'ils sont insensibles au 50 pps) n'ont pas d'autre origine. Les standards généralement admis ne tiennent compte que du bruit de fond au repos, et le bruit de fond en modulation peut être assez différent. Sous cette réserve, le standard courant de bruit de fond est très généreux : 60 db. Plût au Ciel et aux constructeurs de récepteurs que ceux-ci fussent en rapport !

En résumé, un standard de quelque db de distorsion à 80 % de modulation et d'environ 60 db de bruit de fond sont souhaitables. Une transmission égale à toutes fréquences à 2 db près est très amplement suffisante.

3. Distorsions dans les amplificateurs de radiodiffusion

3-1. Distorsion linéaire.

Disons d'abord quelques mots de la distorsion dite « linéaire ». Les émetteurs de radiodiffusion en ont naturellement peu. De plus, il est facile de la corriger par des réseaux placés dans les petits étages, et il est vraiment bien inutile de mêler la contre-réaction à cette petite « cuisine » toute simple.

3-2. Distorsion non linéaire et bruit de fond des petits étages.

Nous négligerons d'emblée ces petits étages. En effet, on peut tenir un standard de qualité aussi élevée qu'on veut en employant des lampes de puissance relativement élevée peu poussées. Tant que ces lampes restent petites, c'est vraiment se forger des soins bien inutiles que de faire marcher « au plus juste » une 6V6, alors qu'une 6L6 ou même une 807 résolvent tout tranquillement la question. Aussi serait-il impardonnable qu'une distorsion importante provînt des petits étages : il faut réserver toute la marge disponible pour les gros, où se joue une partie serrée entre la qualité et le prix.

Même remarque pour le bruit de fond : dans les petits étages, le filtrage ne coûte rien ; il faut en profiter.

3-3. Distorsion et bruit de fond des gros étages.

Deux grands groupes d'émetteurs sont à considérer : émetteurs à HF modulée et émetteurs à modulation par l'anode au dernier étage.

Dans les premiers importent seules, si les premiers étages sont largement établis, la distorsion de grille et la distorsion de plaque du dernier étage, ce dernier étage marchant en cl. B.

Dans les seconds, il y a à considérer :

— d'abord le modulateur, c'est-à-dire, pratiquement, le dernier étage BF, qui est de grande puissance, et en cl. B, dans lequel importent les distorsions de grille et de plaque, comme dans le cas précédent ;

— l'étage HF modulé par l'anode, avec la distorsion spéciale à la modulation.

Ces distorsions sont intimement liées au rendement, et dans le mauvais sens : distorsion et rendement augmentent en même temps. Or, le rendement

est, comme chacun sait, une préoccupation primordiale en ce que, non seulement un haut rendement diminue le rapport entre la puissance prise au compteur et celle envoyée dans l'antenne, mais encore toute la puissance non envoyée dans l'antenne est dissipée dans la lampe sous forme de chaleur qu'il faut évacuer. D'où une augmentation de dimensions des lampes, ce qui amène des difficultés de construction.

3-4. Ordre de grandeur des distorsions rencontrées.

Il est assez difficile de donner des chiffres précis. Cependant, on peut dire qu'il est difficile d'avoir des distorsions de plaque dépassant beaucoup 10 %. De même pour les distorsions de grille. En somme, des distorsions de 15 à 20 % peuvent être considérées comme des maxima.

4. Rappel des propriétés de la contre-réaction

Ces propriétés découlent, d'une part de la formule donnant la diminution de gain et de parasites apportée par la contre-réaction sur un amplificateur et, d'autre part, du criterium de Nyquist, en ce qui concerne la stabilité du montage.

Si μ est l'amplification naturelle de l'amplificateur, k la portion de tension d'utilisation de l'amplificateur ramenée à l'entrée, la diminution de gain et des parasites est de : $1 + k\mu$.

D'autre part, le criterium de Nyquist indique que, si le diagramme vectoriel de la quantité $k\mu$, appelée quelquefois tension de réaction, n'englobe pas le point -1 , le système est stable ; s'il l'englobe, le montage est un générateur d'oscillations. C'est, évidemment, le premier cas qui nous intéresse.

Il est étrange que les deux propositions, si simples, et, pour la première, extrêmement aisée à établir, aient donné lieu à tant d'idées fausses et qui ne sont pas encore complètement éliminées de tous les esprits. Nous indiquerons deux de ces idées, qui intéressent particulièrement la question traitée.

4-1. Influence de la phase de la tension de réaction.

On entend tenir le raisonnement suivant :

Pour qu'il y ait contre-réaction, il faut que la tension soit en opposition avec la tension appliquée à l'entrée de l'amplificateur. S'il n'en est pas ainsi, et si cette tension est en phase, il y a réaction et, par suite, suivant l'intensité de celle-ci, d'abord augmentation du gain et des parasites, puis accrochage. Jusque-là, le raisonnement est exact, mais seulement dans le cas tout à fait théorique d'une réaction qui ne pourrait être qu'en phase ou en opposition.

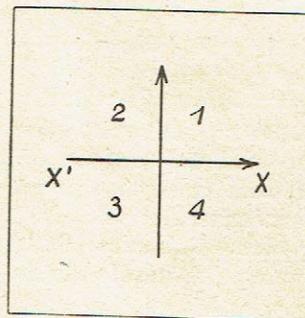


Fig. 1.

Mais nous entrons dans l'hérésie avec la suite : puisque le vecteur de réaction augmente la distorsion, et même fait accrocher quand il est en phase,

et diminue la distorsion quand il est en opposition, par « raison de symétrie » et « continuité », il doit laisser les choses en l'état quand il est en quadrature, et on arrive à la conclusion suivante :

Si le vecteur de réaction est sur ox' (fig. 1), tout va bien : la contre-réaction est dans le bon sens et la distorsion est « compensée ». S'il est dans le 2^e et 3^e quadrants, cela peut encore aller, la contre-réaction est encore dans le bon sens et arrange la distorsion. Mais s'il est dans le 1^{er} ou 4^e quadrants, c'est la catastrophe : la contre-réaction est passée dans le « mauvais sens » ; la distorsion est augmentée, et, pour peu qu'on pousse la réaction, le système accroche.

Au fond, ce raisonnement justifie la célèbre définition de Condillac qu'une science est une langue bien faite. En effet, le mot de contre-réaction, opposé à réaction, est mal choisi. Il y a là deux notions pour lesquelles il faut deux noms ; d'abord le fait que, dans un amplificateur quelconque, on prélève une certaine tension à la sortie, qu'on réinjecte à l'entrée : on pourrait appeler cette opération réaction en général ; ensuite, le fait qu'un amplificateur est stable ou ne l'est pas (condition de Nyquist). De cette façon, il ne semblerait plus bizarre à certains esprits abondant la question qu'un amplificateur soit stable, même si le vecteur $k\mu$ se promène dans les quatre quadrants, pourvu que la condition de Nyquist soit satisfaite.

Il y a une autre notion fautive dans ce raisonnement, c'est que la contre-réaction est une *compensation* des tensions parasites ; cette idée est basée sur le fait, exact, qu'il y a à l'entrée de l'amplificateur soustraction de la tension de contre-réaction d'avec la tension d'entrée. Mais le fait que cette tension de sortie dépend elle-même de la tension composée d'entrée change toute la question et, finalement, c'est à une *division* qu'on aboutit, et non à une *soustraction*.

A ce moment, il suffit que le nombre par lequel on divise soit le plus grand possible et, pourvu que la condition de Nyquist soit satisfaite, peu importe la phase de ce diviseur. Tout ce que nous pouvons laisser comme fiche de consolation aux hérétiques ci-dessus anathématisés, c'est que, dans le cas où la réaction est dans le « mauvais sens », la distorsion résiduelle est de sens inverse à la distorsion sans réaction, ce qui laisse l'utilisateur parfaitement indifférent.

4.2. Influence de la distorsion sur le taux de contre-réaction.

Un autre genre de raisonnement faux, à la vérité plus subtil, s'attaque aux effets mêmes de la contre-

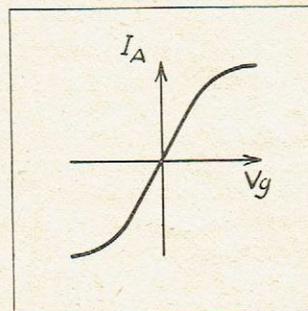


Fig. 2. — Caractéristique de travail d'un push-pull BF ; la pente diminue aux extrémités.

réaction. Supposons, par exemple, que la caractéristique de travail d'un amplificateur (pour fixer les idées, un étage push-pull BF) soit la suivante (fig. 2).

Dans la partie moyenne, on a une pente moyenne à peu près uniforme, puis la pente diminue, jusqu'à parfois s'annuler aux deux extrémités.

On dit alors ceci :

Le coefficient de diminution d'harmoniques est proportionnel à l'amplification de l'étage, c'est-à-dire à la pente de la courbe ci-dessus. Donc, il y a moins de contre-réaction aux deux bouts de la courbe et, même, il n'y en a plus du tout si la pente de la courbe s'annule. Or, c'est là qu'il y a le plus de distorsion. D'où cette conclusion passablement inquiétante que la contre-réaction est d'autant plus faible qu'il y en a davantage besoin.

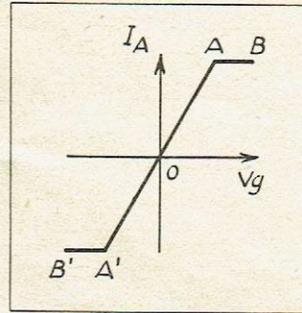


Fig. 3. — Caractéristique de travail d'un push-pull saturé.

Pour faire justice de ce raisonnement faux, prenons la courbe sous sa forme la plus simple et supposons-la constituée par deux demi-droites (fig. 3). Supposons maintenant une oscillation d'entrée sinusoïdale, pour simplifier. L'oscillation de sortie sera une portion de sinusoïde, complétée par une partie horizontale (fig. 4). En l'absence de contre-réaction, les

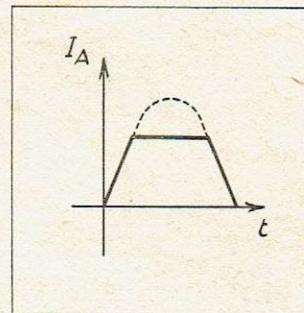


Fig. 4. — Oscillation de sortie de push-pull (fig. 3), sous l'action d'une tension d'entrée sinusoïdale.

tensions de sortie et d'entrée sont liées par la courbe (fig. 3). Pour simplifier, supposons que la droite soit à 45°, ce qui indique que, si l'amplification de l'amplificateur est de 100, l'échelle des sorties est 100 fois plus petite que l'échelle des entrées. Faisons le diagramme de la tension de réaction, par rapport à la tension de sortie, en adoptant la même échelle que pour la tension d'entrée.

Cette tension est proportionnelle à la tension de sortie, avec une inclinaison d'autant plus faible que la contre-réaction est plus forte. Si, par exemple, $k\mu$ est de 3, cette inclinaison sera le $\frac{1}{3}$ de l'inclinaison de OA (fig. 5).

On aura donc la portion OA' correspondant à OA.

Quant à la portion correspondant à AB, elle est confondue avec A', la tension de sortie ne variant plus à partir de A.

La tension totale d'entrée est la somme de ces deux tensions. Elle comprend une partie OA'', quatre fois moins inclinée que OA ($1 + 3$), puis une partie A''B'' = AB.

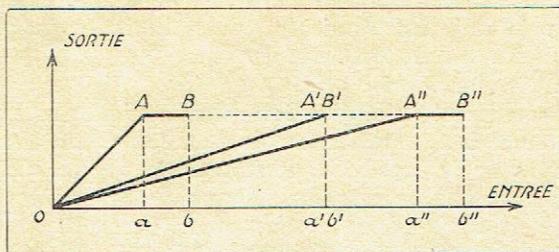


Fig. 5. — Construction de la caractéristique avec contre-réaction :

- OAB : caractéristique sans contre-réaction ;
- OA'B' : tension de réaction ;
- OA''B'' : caractéristique avec contre-réaction.

Finalement, la nouvelle caractéristique de l'amplificateur avec contre-réaction est OA''B''. Or, une mesure de la distorsion, dans le premier cas, était $\frac{ab}{ob}$. Avec contre-réaction, il devient $\frac{a''b''}{ob''}$ mais, puisque $a''b'' = ab$, la distorsion est réduite dans le rapport du gain. Sur la représentation en fonction du temps, port $\frac{ob''}{ob}$. C'est exactement le rapport de réduction du gain. Sur la représentation en fonction du temps, la nouvelle sinusoïde déformée aura une partie horizontale comme l'ancienne (fig. 4), mais moins large.

On peut aller plus loin. Le rapport de réduction d'harmoniques est, aussi, peu différent de $\frac{Oa''}{Ob}$. En effet, la distorsion, comme on l'a vu plus haut, est toujours relativement faible. Par exemple, le cas où la partie ab est la moitié de la partie Oa est exceptionnel. Dans ces conditions, l'effet de la contre-réaction est seulement B' réduit dans le rapport $\frac{2}{3}$, soit 3 db. Ce n'est pas énorme.

En résumé, la diminution d'harmoniques est exactement égale à la diminution de gain, et diffère très peu (d'une quantité précisément égale à la distorsion naturelle) de la diminution calculée en prenant simplement la partie droite des caractéristiques. Nous sommes loin des craintes exprimées plus haut. Un raisonnement absolument identique pourrait être fait dans le cas d'une distorsion de raccordement d'un push-pull (fig. 6), la contre-réaction « n'agissant pas » dans la partie AA'.

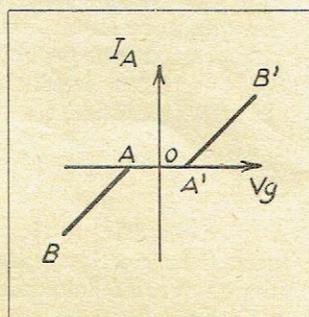


Fig. 6. — Distorsion de mauvais raccordement d'un push-pull (lampes trop polarisées).

4.3. Conclusion. Problème général de la contre-réaction.

Tout cela n'était peut-être pas inutile (au risque d'enfoncer des portes ouvertes) pour délimiter nettement le problème de la contre-réaction, qui est uniquement le suivant :

Faire le plus de contre-réaction possible, tout en satisfaisant à la condition de Nyquist.

Ce simple programme est déjà assez difficile à tenir, comme nous le verrons.

Maintenant, précisons encore un point important :

Dans le calcul de la réduction de parasites (harmoniques et bruit de fond), on a établi la formule :

$$\delta_{CR} = \frac{\delta}{1 + k\mu}$$

Il est bien entendu que, pour la réduction d'un de ces harmoniques, on doit considérer k et μ à la fréquence de cet harmonique. Par conséquent, la bande dans laquelle on doit considérer le coefficient de contre-réaction n'est pas la bande sacro-sainte 50 — 5.000, mais la bande des harmoniques importants des fréquences comprises entre 50 et 5.000. Les harmoniques les plus intenses sont d'ordre 2 et 3, mais il faut souvent se préoccuper des rangs 4 et 5. Comme le bruit de fond commence à 50 périodes (fréquence du secteur d'alimentation), c'est donc une bande de 50 — 15.000 et même 50 — 25.000 qu'il faut envisager.

Voilà pour le premier point du programme. Pour le deuxième (condition de Nyquist), il ne faut pas du tout qu'il y ait accrochage ; par suite, ce sont toutes les fréquences depuis zéro jusqu'à l' ∞ qu'il faut envisager.

Nous arrivons donc finalement au problème suivant :

Avoir des coefficients de contre-réaction le plus grand possible, en module, dans la bande 50 — 15.000 et même 50 — 25.000, et satisfaire à toutes fréquences, depuis zéro jusqu'à l' ∞ , à la condition de Nyquist.

Cela nous permet déjà d'entrevoir un aspect, paradoxal à première vue, de la technique de la contre-réaction. Sans entrer dans les détails, les fréquences d'accrochage de l'amplificateur sont, pour ainsi dire, toujours extérieures à la bande, non seulement 30 — 5.000, mais même 50 — 25.000. Donc, les préoccupations du technicien de la contre-réaction vont aller aux fréquences dont il avait l'habitude légitime de ne tenir aucun compte, la contre-réaction une fois réalisée sans accrochage arrangeant toute seule la bande intéressante.

Ces bandes de fréquences 0 — 50 et 25.000 — ∞ sont tellement séparées que le problème se scinde en deux ; problème des infra-fréquences (nous voulons parler de la bande 0 — 50) et problème des ultra-fréquences (25.000 — ∞).

C'est à ces deux points de vue, tout à fait nouveaux, qu'il va falloir explorer les circuits de radiodiffusion. Nous envisagerons les différents éléments qu'on y trouve et leur comportement à ces infra et ultra-fréquences.

(A suivre.)

NOTE SUR UN TRANSFORMATEUR A PRISES A RENDEMENT CONSTANT

par M. Henri RENAULT

L'étude qui suit, élaborée au Laboratoire Industriel d'Electricité, est relative, en particulier, aux transformateurs utilisés dans les appareils de mesure des puissances disponibles, à la sortie des amplificateurs pour courants téléphoniques.

Mesure de la puissance des amplificateurs

On sait que, pour déterminer l'impédance de charge optima des amplificateurs, il est désirable de rechercher, par des essais, la valeur de l'impédance du récepteur, qui donne la puissance maxima dans celui-ci.

Certains constructeurs ont utilisé pour ces appareils un transformateur à prises dont le primaire est branché aux bornes de sortie de l'amplificateur et dont le secondaire débite sur une résistance fixe, généralement de 600 ohms.

Le schéma de principe d'un de ces appareils est indiqué sur la figure 1.

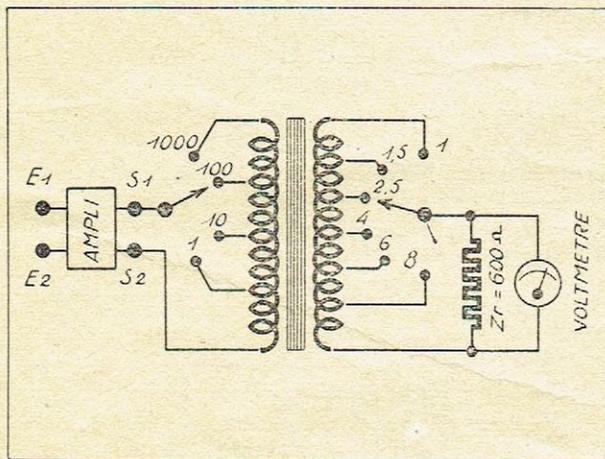


Fig. 1.

Le primaire et le secondaire du transformateur présentent des prises, qui peuvent être graduées en ohms (au secondaire) et en pouvoir multiplicateur (au primaire), ou inversement.

Ainsi, avec les commutateurs dans la position de la figure, les bornes de sortie S_1 et S_2 de l'amplificateur sont connectées à une impédance :

$$Z_1 \text{ de } 100 \times 2,5 \text{ ohms} = 250 \text{ ohms.}$$

Par le jeu des deux commutateurs, Z_1 peut passer avec le montage de la figure, de 1 ohm à 8.000 ohms, avec 22 valeurs intermédiaires.

L'impédance de mesure étant toujours la même, le voltmètre de sortie peut être gradué en watts, et aussi en niveaux de puissance exprimés en décibels ou en népers.

Dans la figure 1, on peut remplacer Z_2 par une ligne artificielle, en T par exemple, branchée sur son impédance caractéristique. Le niveau lu sur le voltmètre est alors à augmenter de l'affaiblissement de la ligne artificielle, pour obtenir le niveau réel de puissance à la sortie de l'amplificateur.

Erreurs de mesure

Ces mesures ne sont correctes que si le transformateur transmet intégralement la puissance disponible aux bornes de $S_1 S_2$. Ceci suppose que le transformateur est parfait, c'est-à-dire qu'il est dépourvu de résistances intérieures d'enroulement, de selfs de fuite, de capacités d'enroulement, et qu'il présente des selfs d'enroulement infinies.

Ces conditions ne sont jamais réalisées en pratique et sont d'ailleurs contradictoires les unes par rapport aux autres.

Dans le domaine des fréquences téléphoniques, seules les résistances intérieures des enroulements affectent sérieusement le rendement du transformateur, introduisent des erreurs systématiques, en même temps qu'elles provoquent des augmentations des impédances primaires.

En désignant par r_1 et r_2 les résistances intérieures, et par n_1 et n_2 les nombres de tours des fractions d'enroulement utilisées au primaire et au secondaire, on peut écrire :

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

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

d'où

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

Pour que les lectures au voltmètre de mesure soient affectées d'une correction fixe, il faut que le rendement ρ soit constant quels que soient r_2 , r_1 , n_1 et n_2 .

Considérons le transformateur ci-dessous (fig. 2) : où r_1 et r_2 représentent toujours les résistances intérieures des enroulements, R_2 une résistance extérieure

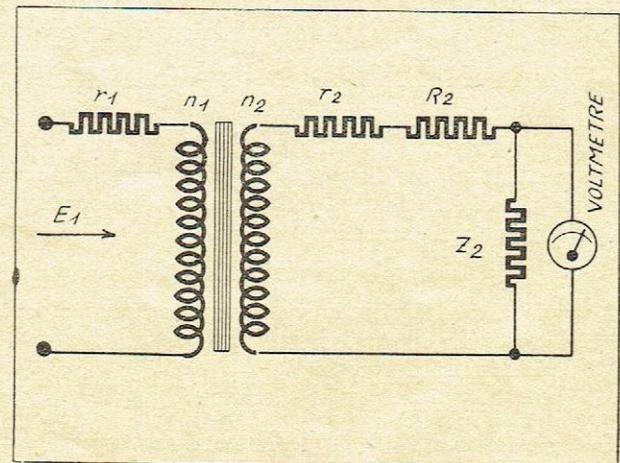


Fig. 2.

à l'enroulement secondaire et Z_2 l'impédance de charge secondaire proprement dite aux bornes de laquelle est branché le voltmètre utilisé comme wattmètre.

On peut écrire :

$$\frac{1}{\rho} = 1 + \frac{r_2 + R_2}{Z_2} + \frac{r_1}{Z_2} \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \quad (1)$$

Pour d'autres prises utilisées dans le transformateur on aura :

$$\frac{1}{\rho} = 1 + \frac{r_2' + R_2'}{Z_2} + \frac{r_1'}{Z_2} \left(\frac{n_2'}{n_1} \right)^2$$

$$\frac{1}{\rho} = 1 + \frac{r_2'' + R_2''}{Z_2} + \frac{r_1''}{Z_2} \left(\frac{n_2''}{n_1} \right)^2$$

La condition de rendement constant s'écrit :

$$\begin{aligned} r_2 + R_2 + r_1 \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 &= r_2' + R_2' + r_1' \left(\frac{n_2'}{n_1} \right)^2 \\ &= r_2'' + R_2'' + r_1'' \left(\frac{n_2''}{n_1} \right)^2 \end{aligned}$$

Réalisons par construction :

$$\frac{r_1}{n_1^2} = \frac{r_1'}{n_1'^2} = \frac{r_1''}{n_1''^2} = \dots = K \quad (2)$$

Cette condition est facile à réaliser si l'on choisit les diamètres des fils constituant les diverses parties de l'enroulement primaire.

Il vient alors :

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

$$R_2 - R_2'' + r_2 - r_2'' = K (n_2''^2 - n_2^2) \quad (4)$$

$n_2, n_2', n_2'', \dots, K, r_2, r_2', r_2'', \dots$, étant fixés dans le calcul du transformateur, il suffira de calculer avec les équations (3) ou (4) les valeurs de $R_2 - R_2', R_2 - R_2''$, pour que le transformateur fonctionne à rendement constant.

On remarquera que, grâce à la réalisation de la condition fixée à l'équation (2), la constance du rendement ne dépend plus que des résistances extérieures aux prises secondaires du transformateur.

Le rendement étant devenu ainsi constant, on pourra écrire :

$$\rho = \frac{Z_2}{Z_1} \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 = \frac{Z_2}{Z_1'} \left(\frac{n_1'}{n_2'} \right)^2 = \frac{Z_2}{Z_1''} \left(\frac{n_1''}{n_2''} \right)^2 \dots$$

d'où

$$\frac{Z_1}{\left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2} = \frac{Z_1'}{\left(\frac{n_1'}{n_2'} \right)^2} = \frac{Z_1''}{\left(\frac{n_1''}{n_2''} \right)^2}$$

On voit que le transformateur à rendement constant tel qu'il a été décrit permet de rendre les impédances primaires exactement proportionnelles au carré des rapports des nombres de tours quelles que soient les prises utilisées au primaire et au secondaire.

Cette proportionnalité de l'impédance primaire n'existe pas d'une manière rigoureuse dans les transformateurs universels ordinaires.

On peut donc utiliser cette propriété pour chiffrer avec précision la valeur de Z_1 sur les commutateurs de prises du transformateur.

Exemple de réalisation

Au primaire, les nombres de tours successivement utilisés pour les pouvoirs multiplicateurs 1-10-100-1.000 sont dans le rapport :

$$1 \cdot \sqrt{10} \cdot 10 \cdot \sqrt{10}$$

Les résistances des enroulements correspondants sont dans le rapport : 1-10-100-1.000.

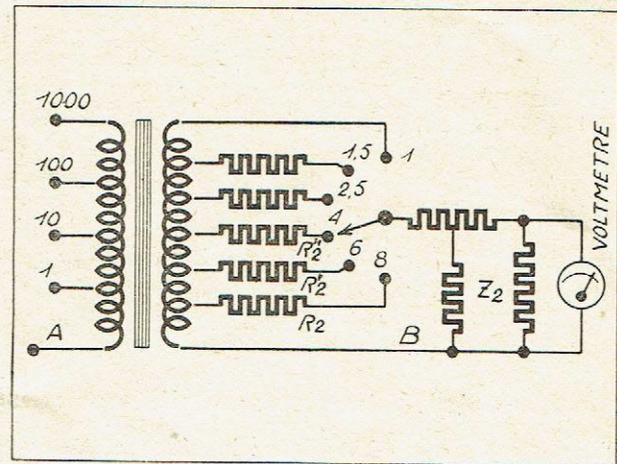


Fig. 3.

Au secondaire, les résistances extérieures vont en diminuant de la prise 8 à la prise 1. Elles se calculent facilement d'après l'équation (2).

Le rendement maximum du transformateur est celui qui résulte de l'introduction de la résistance intérieure de l'enroulement entre 1 et B dans la formule (1).

Ce rendement maximum et constant calculé, soit ρ_0 sa valeur.

On peut alors écrire :

$$Z_1 = \frac{Z_2}{\rho_0} \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2$$

Le facteur $\sqrt{\frac{1}{\rho_0}}$ correspond à l'augmentation du rapport des nombres de tours due à l'existence des résistances intérieures dans le transformateur.

On doit en tenir compte dans le calcul définitif des enroulements du transformateur.

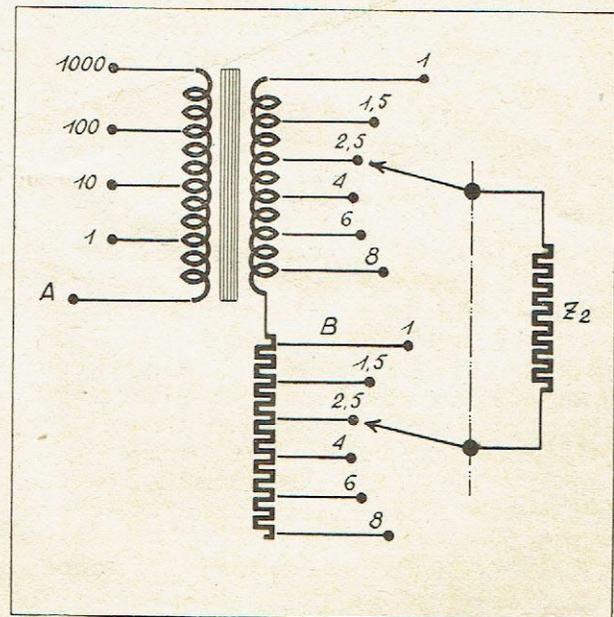


Fig. 4.

Pour terminer, signalons une autre disposition des résistances extérieures, qui sont constituées par une résistance à prises connectées à une extrémité de l'enroulement. Dans cette disposition, le commutateur relié à Z_2 doit être à deux balais.

COUPLAGES D'ANTENNE

INFLUENCE DE L'ANTENNE

par Hugues GILLOUX

Généralités. — Nous avons, dans un précédent article, passé en revue les divers modes de couplage utilisés et les formules s'y rapportant. Nous allons maintenant examiner l'influence des paramètres de l'antenne sur les caractéristiques du circuit de grille, ainsi que les limitations de gain qui en résultent.

Tout d'abord, nous avons vu que le gain du circuit d'antenne est d'autant plus grand que le coefficient de surtension, $L\omega/R$ est lui-même plus grand. En dehors de ceci, il existe d'autres facteurs qui ont une influence sur lui : la valeur du condensateur de couplage C_{k1} si le couplage se fait par capacité en tête, celle du condensateur C_{k2} si le couplage est du type Hazeltine, la valeur de M/L_k pour le couplage inductif. De toutes façons, il apparaît que le couplage entre l'antenne et le circuit doit être aussi grand que possible, et c'est ici qu'interviennent les différentes limitations.

1. Influence de l'antenne sur l'accord du circuit de grille

1-1. Le récepteur est toujours réglé sur une antenne de caractéristiques connues et déterminées, de manière à correspondre sensiblement à des valeurs moyennes. L'antenne standard comporte en principe une capacité de 200 pF, une self de 20 μ H et une résistance de 20 Ω .

Il est évident que, sauf exceptions, ce cas ne se réalise pas dans la pratique. Il s'ensuit un décalage du circuit d'accord, ou désalignement, lorsque le récepteur est utilisé sur une antenne quelconque.

Si nous appelons α la perte d'amplification que nous admettons par rapport à l'amplification maximum obtenue lors de l'accord exact du circuit, on a :

$$\alpha = \sqrt{\left(\frac{2 \Delta \omega L}{R}\right)^2 + 1}$$

On en tire :

$$\Delta \omega = \pm \frac{1}{2} \sqrt{\alpha^2 - 1} \frac{R}{L}$$

Le désaccord admissible est dans ces conditions :

$$\frac{\Delta \omega}{\omega} = \pm \frac{1}{2} \frac{R}{L \omega} \sqrt{\alpha^2 - 1}$$

Un changement de la capacité d'antenne introduit un changement de la self ou de la capacité. Cette variation s'obtient en remarquant que :

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L' C}}$$

L' et C' étant les valeurs effectives qui ne sont pas forcément les mêmes que L et C du circuit.

$\Delta \omega$ est pris comme étant la différentielle de ω , par suite :

$$\Delta \omega = -\frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{L' C}} \cdot \frac{\Delta C'}{C'}$$

$$\frac{\Delta C'}{C'} = \pm \frac{R}{L \omega} \sqrt{\alpha^2 - 1}$$

$$\frac{\Delta L'}{L'} = \pm \frac{R}{L \omega} \sqrt{\alpha^2 - 1}$$

1-2. Cas du couplage Hazeltine.

1-2-1. Dans le cas du couplage Hazeltine, la capacité d'accord du circuit sera (fig. 1) :

$$C' = \frac{C(C_a + C_k)}{C + C_a + C_k}$$

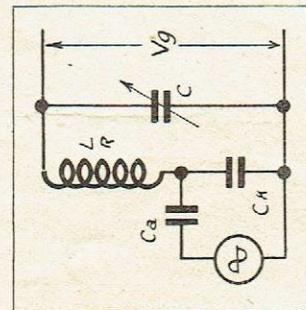


Fig. 1. — Couplage Hazeltine.

Soit C'_1 la capacité effective résultant de l'emploi d'une capacité d'antenne égale à l'antenne standard C_{a1} , et C'_2 celle obtenue avec une antenne quelconque C_{a2} . On a :

$$\frac{\Delta C'}{C'} = \left| \frac{C'_1 - C'_2}{C'_1} \right|$$

Les deux barres exprimant que nous considérons la valeur absolue de $C'_1 - C'_2$.

On a :

$$\frac{\Delta C'}{C'} = \frac{C(C_{a2} - C_{a1})}{(C_{a1} + C_k)(C + C_{a2} + C_k)} = \frac{R}{L \omega} \sqrt{\alpha^2 - 1}$$

Admettons $\alpha = \sqrt{2}$ (3 db de pertes environ) ;

on a :

$$\sqrt{\alpha^2 - 1} = 1$$

et :

$$\frac{\Delta C'}{C'} = \frac{R}{L \omega} = \frac{1}{Q}$$

Q étant le coefficient de surtension du circuit grille seul.

1-2-2. Le gain d'antenne est :

$$G = \frac{C_a}{C_a + C_k} = \frac{L \omega}{R}$$

Si, en première approximation, $\frac{L \omega}{R}$ est considéré

comme constant sur une gamme déterminée, le gain d'antenne varie avec :

$$\gamma = \frac{C_a}{C_a + C_k}$$

dont la variation est représentée sur la figure 2.

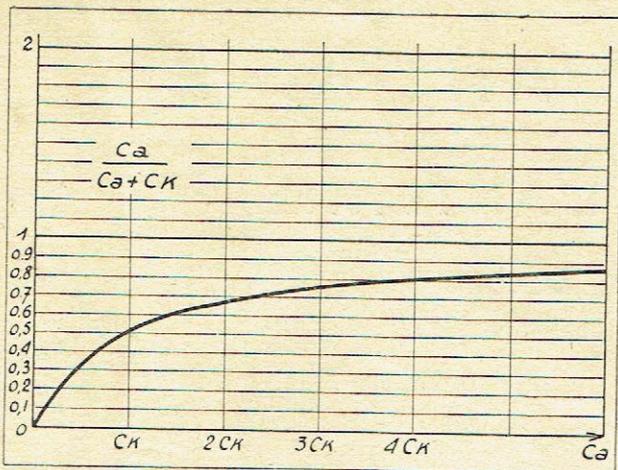


Fig. 2. — Valeur du coefficient variable avec les capacités d'antenne et de couplage pour différentes valeurs de C_a .

La figure 3 donne pour de petites valeurs de C_a les valeurs correspondantes de γ .

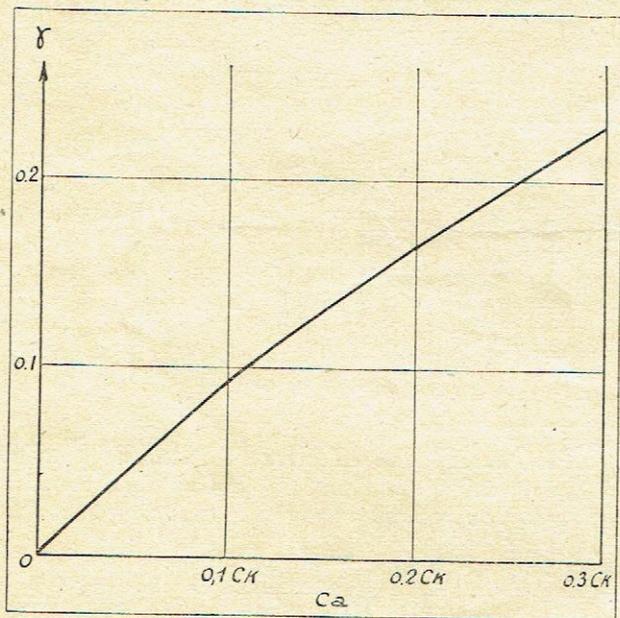


Fig. 3. — Valeur de γ pour des valeurs de C_a petites par rapport à C_k .

1-2-3. Application pratique.

Si nous supposons :

$$C_{a1} = 200 \text{ pF (étalon)}$$

$$C = 500 \text{ pF}$$

$$C_{a2} = 1.500 \text{ pF (valeur maximum de la capacité d'antenne),}$$

on a, car le décalage est d'autant plus important que la capacité d'antenne est plus grande, en supposant $Q = 80$:

$$\frac{\Delta C'}{C'} = \frac{1}{80} \sqrt{2 - 1} \cdot \frac{500 (1500 - 200)}{(200 + C_k) (500 + 1500 + C_k)}$$

$$C_k = 6.200 \text{ pF.}$$

Pour l'antenne à très forte capacité, on aura : $G_m = 15,6$; pour l'antenne standard : $G^s = 2,5$; enfin, sans antenne : $G = 0$.

En introduisant un condensateur en série dans l'antenne, il serait possible d'utiliser de plus faibles valeurs de C_k , mais la capacité C du condensateur d'accord devrait être encore plus grande que 500 pF, ce qui est difficilement réalisable.

1-2-4. Conclusion.

On voit que, dans le cas de circuits normaux ($Q = 80$), il est difficile de dépasser pratiquement un gain de 2,5 avec une antenne standard et un condensateur d'accord de 500 pF.

Des valeurs plus élevées peuvent être obtenues :

a) En introduisant un condensateur en série dans l'antenne ;

b) En augmentant le coefficient de surtension du circuit.

1-3. Cas du couplage par induction mutuelle.

1-3-1. Il est essentiel d'observer d'abord le comportement de ω_k , tel que :

$$\omega_k = \frac{1}{\sqrt{L_k C_a}}$$

La formule du gain d'antenne est :

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

On voit que le gain est d'autant plus uniforme que ω_k est beaucoup plus petit que ω . Mais ω_k est influencé par la capacité d'antenne, la condition

$$\omega_k \ll \omega.$$

doit être satisfaite, même pour de petites valeurs de C_a . Si l'on veut éviter d'utiliser une trop forte bobine (L_k très grand), il sera nécessaire de monter en parallèle sur le primaire un condensateur C_k (fig. 4). On a alors :

$$\omega_k = \frac{1}{\sqrt{L_k (C_a + C_k)}}$$

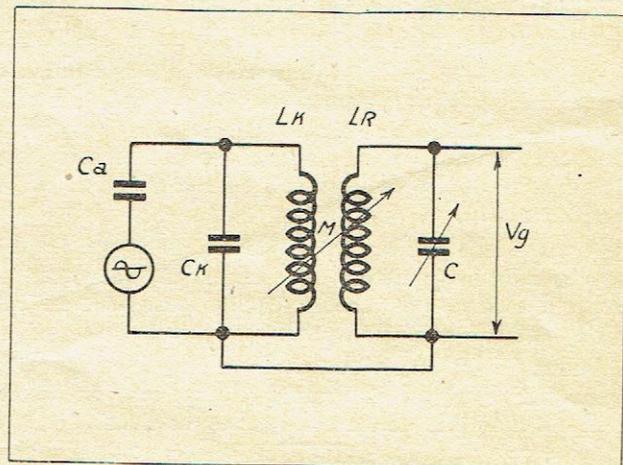


Fig. 4. — Couplage par mutuelle induction. On introduit un condensateur C_k en parallèle sur le primaire.

On a finalement, en opérant par remplacement, pour valeur de l'impédance en parallèle sur C :

$$Z = R + j L \omega \left[1 - k^2 \frac{\omega^2}{\omega^2 - \omega_k^2} \right]$$

en posant : $k^2 = \frac{M^2}{L L_k}$

1-3-2. La self-induction agissant sur le circuit est

$$\text{alors : } L = L \left[1 - k^2 \frac{\omega^2}{\omega^2 - \omega_k^2} \right]$$

Si nous supposons que : $\omega_k^2 \ll \omega^2$.

on a : $L' = L (1 - k^2)$

L'accord du circuit est alors déterminé par la self-induction de la bobine L mesurée, en court-circuitant L_k . Dans ce cas, en effet, $10 \omega_k = 0$.

1-3-3. Dans ces conditions toujours, on a :

$$\Delta L' = L k^2 \frac{\omega_k^2}{\omega^2 - \omega_k^2}$$

$$\frac{\Delta L'}{L'} = \frac{k^2}{1 - k^2} \cdot \frac{\omega_k^2}{\omega^2 - \omega_k^2}$$

Ou encore, en supposant que k_2 est petit par rapport à 1 :

$$\frac{\Delta L'}{L'} = k^2 \frac{\omega_k^2}{\omega^2 - \omega_k^2}$$

Nous pouvons maintenant écrire :

$$\frac{\Delta L'}{L'} = \frac{R}{L \omega} \cdot \sqrt{\alpha^2 - 1} = k^2 \frac{\omega_k^2 \max}{\omega^2 \min - \omega_k^2 \max}$$

Ce qui, finalement, amène à :

$$\frac{M_{\max}^2}{L_k^2} = \left(\frac{C_{a \min} + C_k}{C_{\max}} - \frac{L}{L_k} \right) \sqrt{\alpha^2 - 1} \cdot \frac{1}{\varphi}$$

1-3-4. On tire encore :

$$G = \frac{M_{\max}}{L_k} \cdot \frac{L \omega}{R} = \sqrt{\frac{C_{a \min} + C_k}{C_{\max}}} - \frac{L}{L_k} \sqrt{\alpha^2 - 1} \sqrt{\frac{L \omega}{R}}$$

Supposons :

$$\alpha = \sqrt{2}; L = 180 \mu\text{H}; L_k = 800 \mu\text{H}; C_k = 150 \text{ pF};$$

$$C_{a \min} = 50 \text{ pF}; C_{\max} = 475 \text{ pF}; \frac{L \omega}{R} = 80.$$

$$\text{On a : } G = \sqrt{\frac{200}{475} - \frac{180}{800}} \cdot 1 \cdot \sqrt{80} \approx 4.$$

Comme on a aussi :

$$G = 4 = \frac{M_{\max}}{L_k} \cdot \frac{L \omega}{R}$$

On tire : $M_{\max} = 40 \mu\text{H}.$

1-3-5. Si nous supposons maintenant $C_{a \min} = 0$, c'est-à-dire une réception sans antenne, nous aurions, toutes choses restant égales :

$$\alpha_{\max} = 2,7 \text{ environ,}$$

$$M_{\max} = 27 \mu\text{H}.$$

1-3-6. *Conclusions :*

Nous avons ici un moyen défini de déterminer M_{\max} , ainsi que le gain d'antenne maximum admissible. Toutefois, avec de grandes antennes, la résonance du primaire peut tomber dans une gamme supérieure gênante. Il est nécessaire d'amortir considérablement le primaire soit en utilisant un fil très fin, soit en branchant une résistance en parallèle.

On peut encore limiter l'incursion vers les fréquences basses en intercalant un condensateur série. Dans le cas des valeurs données au paragraphe 1-3-4, avec un condensateur série de 200 pF, la résonance du primaire est limitée entre 500 kHz et 300 kHz, et, par conséquent, ne peut en aucun cas être gênante.

Ici encore, nous voyons l'intérêt qu'il peut y avoir à augmenter le coefficient de surtension du secondaire.

2. Influence de l'antenne sur l'amortissement

2-1. L'antenne se comporte comme un circuit amorti, doué de capacité, de self-induction et de résistance, cette dernière comportant la résistance de rayonnement et la résistance de pertes, la résistance métallique ne jouant pas en général.

On n'a pas à tenir compte de l'amortissement propre du circuit primaire antenne terre, car, pour éviter l'influence désaccordante de celui-ci, on est amené à utiliser un couplage très lâche.

2-2. La self-induction de l'antenne peut, elle aussi, apporter des perturbations surtout en ondes courtes,

(résonances sur harmonique ou sur fondamentale). Ces perturbations sont difficiles à éliminer car il s'agit de cas d'espèce. On prend, par conséquent, pour le réglage des récepteurs, une antenne composée dont les valeurs sont indiquées à la figure 5. Celle-ci se comporte comme une résistance de 400 Ω pour les ondes courtes et comme un circuit plus complexe pour les ondes moyennes et longues.

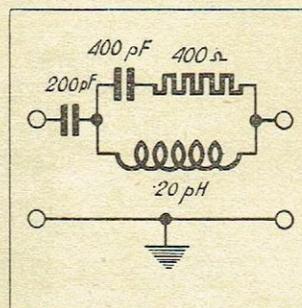


Fig. 5. — Schéma de principe de l'antenne standard « Toutes ondes ».

3. Influences diverses et perturbations

3-1. Influences diverses.

Il existe d'autres limitations pour le circuit d'antenne, visant particulièrement le coefficient de surtension. Il faut tenir compte :

3-1-1. *Des tolérances de capacité des lampes.* Celles-ci peuvent différer légèrement l'une de l'autre, avec pour résultat un dérèglement du circuit.

3-1-2. *De la qualité musicale.* Le circuit à grand coefficient de surtension peut « couper les aiguës », cas fréquent dans la gamme 150-300 kHz.

3-1-3. *Des décalages d'alignement.* En effet, dans les superhétérodynes, le monoréglage accord-oscillatrice peut laisser subsister des décalages de plusieurs kilohertz, d'où une perte de sensibilité en ces points.

3-2. *Perturbations.* Parmi les perturbations, nous pouvons citer la réjection du signal image et l'action sur les ronflements de modulation.

3-2-1. *Signal image.* On sait que ce phénomène parasite se traduit par la présence du deuxième battement de l'hétérodyne, soit du côté des fréquences basses, soit du côté des fréquences élevées, suivant que l'on fonctionne en supradyné ou en infradyné. Dans tous les cas, le couplage Hazeltine avec son condensateur de forte valeur entre antenne et terre permet une meilleure élimination. Le couplage inductif, au contraire, présente aux fréquences radio une forte impédance qui accentue le phénomène.

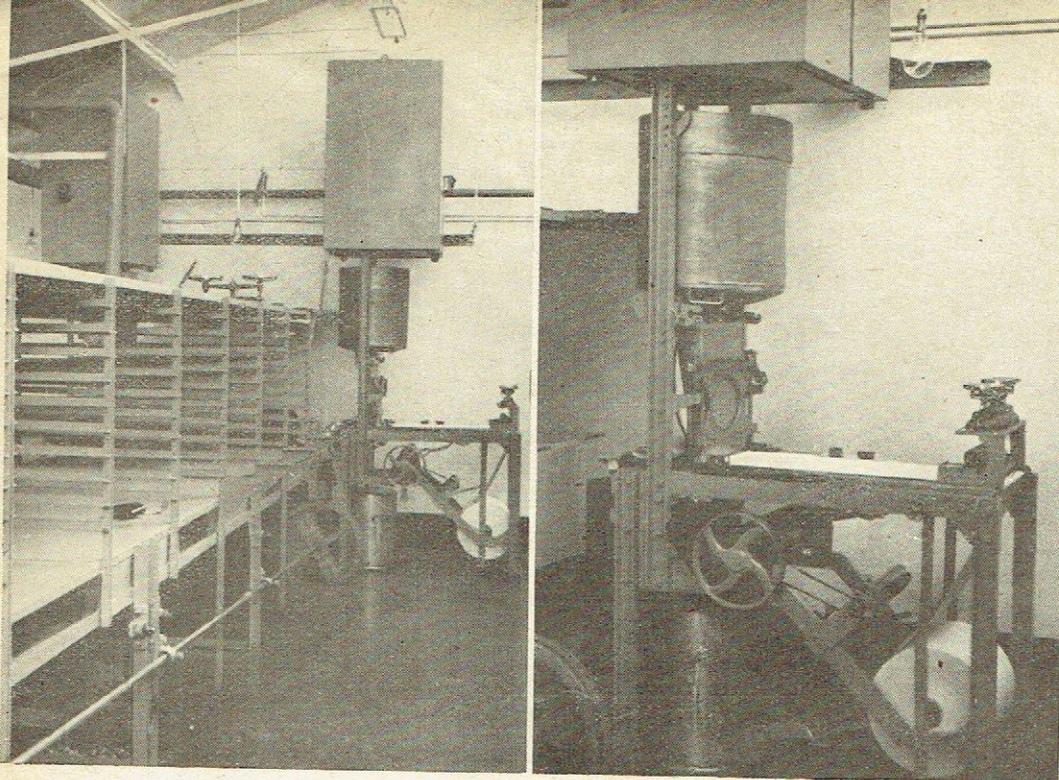
3-2-2. *Ronflements.* Par contre, le couplage Hazeltine introduit une impédance élevée dans la grille pour les fréquences téléphoniques: A 50 ou 100 Hz, cette impédance est de l'ordre de plusieurs mégohms. Si l'isolement cathode-filament est plus ou moins déficient, surtout à chaud, on introduira un ronflement de modulation important.

Le remède consiste à shunter le condensateur par une bobine d'arrêt, de plusieurs millihenrys, qui offrira une faible réactance aux basses fréquences.

Le couplage inductif est exempt de ce défaut.

Conclusion

Nous n'avons pas traité le cas du couplage par capacité en tête, car ce mode de liaison n'est pas très employé. Nous espérons que les indications que nous venons de donner inspireront aux usagers le désir de prédéterminer complètement leurs circuits d'entrée, au lieu de craindre le pire et de perdre des décibels dès l'arrivée des précieux microvolts HF.



La fabrication des disques souples

par

Marc CHAUVIERRE

Le public connaît principalement le disque obtenu à partir d'un disque initial gravé sur une galette de cire. Mais, en dehors de l'industrie du disque pressé (qui est à l'enregistrement des sons ce que le simili, l'ofset et l'héliogravure sont à l'enregistrement des images), il existe une toute autre technique : « l'enregistrement direct sur disques ».

Dans l'enregistrement direct, on ne cherche pas à tirer un très grand nombre d'exemplaires à partir d'une épreuve, et le procédé se rapproche plutôt des systèmes de photographie, où l'on obtient directement un positif par inversion ; il est d'ailleurs toujours possible de faire plusieurs copies d'un disque ainsi obtenu, soit par réenregistrement, soit même par galvano.

Les applications de l'enregistrement direct sont nombreuses et se développent tous les jours ; en particulier, elles jouent un rôle considérable dans la radiodiffusion moderne : interview, reportages, montages, etc. On peut dire que le disque à enregistrement direct a été, ces dernières années, à la base du développement de la radiodiffusion : notons à ce sujet que, dans cette matière, la France a été à la tête du mouvement.

En effet, l'enregistrement sur disques ne s'est développé à fond, en Amérique, que vers 1939, alors que, depuis deux ans, il était déjà d'application courante en France.

La mise au point des disques pour enregistrement direct, que l'on appelle souvent et à tort « disques souples », a nécessité de nombreux travaux : les problèmes soulevés sont de deux ordres : d'une part, il

faut trouver le support, et, d'autre part, la matière dans laquelle on grave la modulation. La cire avait, jusqu'à présent, tous les suffrages, mais son emploi est très délicat et un disque de cire ne peut pas être reproduit un grand nombre de fois sans être rapidement détérioré. On a remplacé la cire par des laques et des vernis, dont la dureté a dû être réglée de façon à assurer une durée suffisante sans cependant être trop grande, car un vernis trop dur prend mal toutes les finesses de la modulation. Mais un des problèmes les plus délicats à mettre au point fut celui du support. En effet, le support de la matière plastique (laque ou vernis) joue un double rôle : d'une part, il intervient mécaniquement par sa rigidité, son encombrement, sa légèreté, sa fragilité, et, d'autre part, il joue un rôle considérable sur le bruit de fond.

En effet, c'est le niveau de bruit de fond, dans des conditions déterminées, qui limite l'emploi du disque et qui lui interdit dans une certaine mesure les reproductions à haute fidélité : plus faible sera le bruit de fond, plus il sera possible d'arriver à une reproduction que rien ne pourra distinguer de la retransmission directe sans intermédiaire du disque.

Dans cet ordre d'idée, des progrès considérables ont été faits. Plusieurs supports ont été envisagés pour le disque à enregistrement direct : le carton, le carton bakélinisé, le zinc, l'aluminium, le verre.

Le carton a pour lui l'avantage de la légèreté et du bon marché, mais les disques de carton se défor-

ment facilement ; en outre, on constate sur les disques en carton un bruit de fond notable et une mauvaise reproduction de fréquence élevée. En vue d'obtenir une haute qualité, on s'adresse parfois au verre ; mais les feuilles de verre ont plus d'un millimètre d'épaisseur, elles sont très coûteuses et très fragiles.

La grande qualité que l'on reconnaît au verre comme support de disque à enregistrement direct, réside dans le poli remarquable de la surface, car le bruit de fond est d'autant plus faible (toutes choses égales d'ailleurs) que le support présente lui-même une surface plus dure et plus polie.

En résumé, à l'actif du verre comme support, on trouve une haute qualité d'enregistrement, mais, en revanche, un prix très élevé, un encombrement et une fragilité qui le rendent d'un emploi délicat ; c'est pourquoi on a recours en général au zinc et à l'aluminium.

Avec ces deux métaux, il est possible d'obtenir des disques de faible épaisseur, suffisamment rigides pour permettre une manipulation facile. Mais on peut déjà remarquer que le zinc n'a pas la rigidité de l'aluminium, si bien que, lorsqu'on manie les disques, une déformation de ceux-ci persiste après manipulation, ce qui n'est pas le cas de l'aluminium.

D'autre part, point très important : il est impossible d'obtenir avec le zinc le même poli qu'avec l'aluminium.

Il faut ajouter à cela que les flans sont découpés dans des feuilles de

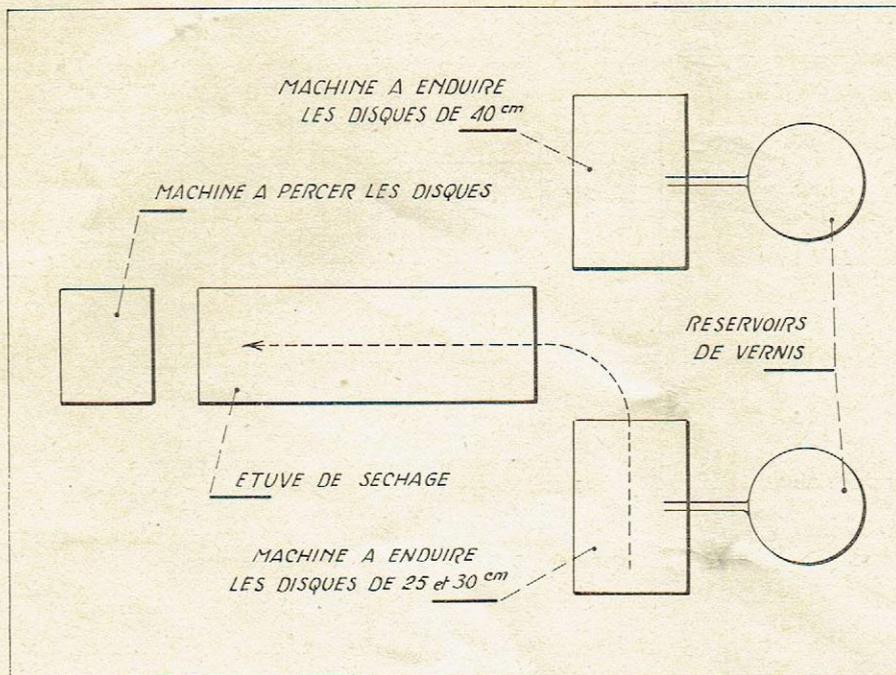


Schéma de l'organisation de la fabrication des disques souples. — Le disque est d'abord recouvert de vernis sur une face, sur l'une des deux machines à enduire; il passe ensuite dans les tubes de séchage; en dernière opération, le ou les trous sont percés. Il est en effet nécessaire, pour obtenir une couche de vernis bien homogène, d'enduire les disques avant le perçage des trous.

zinc qui présentent un sens de laminage bien déterminé; il en résulte une texture presque fibreuse du zinc, et les fibres sont parfois dans le sens du sillon, et à d'autres moments perpendiculaires au sillon. En revanche, avec l'aluminium, on obtient des planches dont le poli spécifique efface tout effet de stri dû au laminage, et la surface est aussi polie et brillante que la surface d'une plaque de verre; c'est pourquoi la question n'est plus discutée aujourd'hui, l'aluminium est le support idéal pour la réalisation des disques à enregistrement direct.

Au point de vue bruit de fond, il est l'égal du verre, et sur tous les autres supports il présente des avantages de rigidité et de robustesse, alliés à un prix relativement bas. Il faut ajouter à cela que l'aluminium est un métal spécifiquement français, ce qui ne gêne rien.

**

Fabrication des disques à enregistrement direct

Les premiers disques à enregistrement direct étaient fabriqués par immersion du flan dans la laque

ou bien encore par pulvérisation de celle-ci au pistolet sur le support.

La production ainsi était coûteuse, et il était impossible d'obtenir une régularité d'épaisseur bien déterminée, régularité d'épaisseur absolument nécessaire pour obtenir un disque de qualité parfaite et constante.

Aujourd'hui, de nouveaux procédés ont été développés, en particulier par le premier spécialiste européen (La Société des Vernis Pyrolac), et les disques à enregistrement direct sont fabriqués à la chaîne, les flans entraînés à une vitesse rigoureusement déterminée par un tapis sans fin, passent sous des trémies qui déversent la laque avec un débit rigoureusement déterminé; un autre tapis sans fin achemine le disque dans une étuve, où il est séché dans un temps déterminé et à l'abri de toutes les poussières.

Le disque à enregistrement direct qui apparaissait comme une fantaisie de laboratoire ou un amusement d'amateur il y a quelques années, est devenu d'un emploi courant dans la radiodiffusion, et en même temps sa fabrication scientifique fait honneur à l'industrie française.

**

On a aussi essayé d'utiliser l'aluminium pour graver directement la modulation sur le métal.

Les essais dans cette voie n'ont pas été couronnés de succès et la solution correcte du problème consiste dans l'emploi de l'aluminium comme support d'une laque plastique.

LA PRESSE TECHNIQUE A TRAVERS LE MONDE

RADIODIFFUSION SUR FIL

A. WIESSNER. "Lorenz Berichte" (Décembre 1937)

La radiodiffusion sur fil apporte une solution à l'encombrement de l'éther et à l'élimination du fading et des parasites; le problème de la réduction du bruit de fond est résolu de façon simple, puisque le rapport signal/bruit devient constant quelle que soit la distance du transmetteur; il est ainsi possible de couvrir de grandes distances sans autre artifice que l'installation de relais amplificateurs à faible puissance.

Les lignes de transmissions utilisées sont simplement les lignes du réseau téléphonique, et les fréquences de transmis-

sion sont choisies dans le domaine normal de la radiodiffusion, de façon à pouvoir utiliser les récepteurs normaux simplement branchés sur lignes téléphoniques par l'intermédiaire d'un système filtreur.

Les fréquences de transmission varient de 150 à 300 kc/s; des filtres passe-bas et passe-haut à coupure brusque sont utilisés à la fois à la sortie du transmetteur et à chaque branchement de récepteur (fig. 2); l'ensemble d'un réseau de radiodiffusion sur fil se présente ainsi de façon très simple, comme l'indique la figure 1 (gauche).

Lors de la transmission sur câbles ($Z = 150$ ohms), on a estimé que le niveau à l'entrée de chaque récepteur devait atteindre 25 mV; au contraire, lors de la transmission sur ligne aérienne ($Z = 600$ ohms), le bruit de fond exige d'élever le niveau à 100 mV. Les considérations comparées d'atténuation et d'économie d'installation concluent à limiter le rayon de diffusion de chaque district à une distance correspondant à une atténuation de 170 décibels, ce qui entraîne l'emploi de six amplificateurs-relais.

Les transmetteurs de radiodiffusion sur

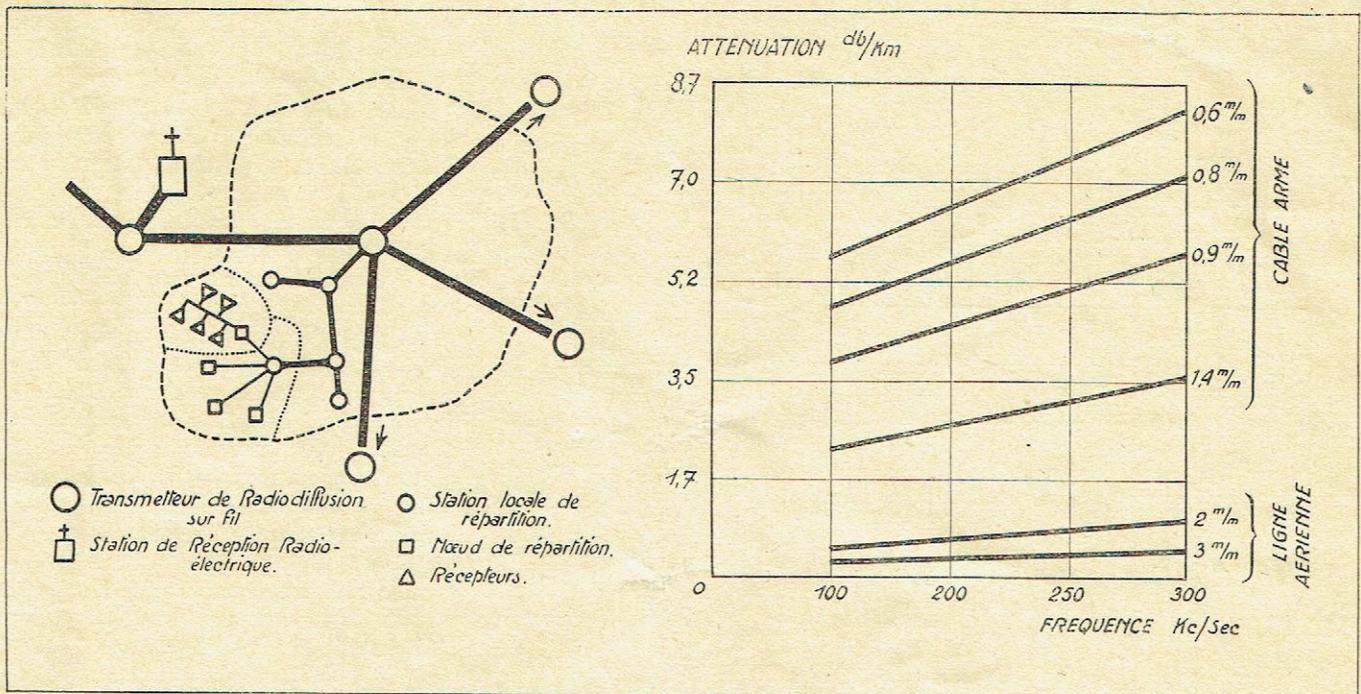


Fig. 1. — A gauche, ensemble d'un réseau de radiodiffusion sur fil. — A droite : atténuations relevées aux diverses fréquences sur des câbles et des lignes téléphoniques de divers diamètres.

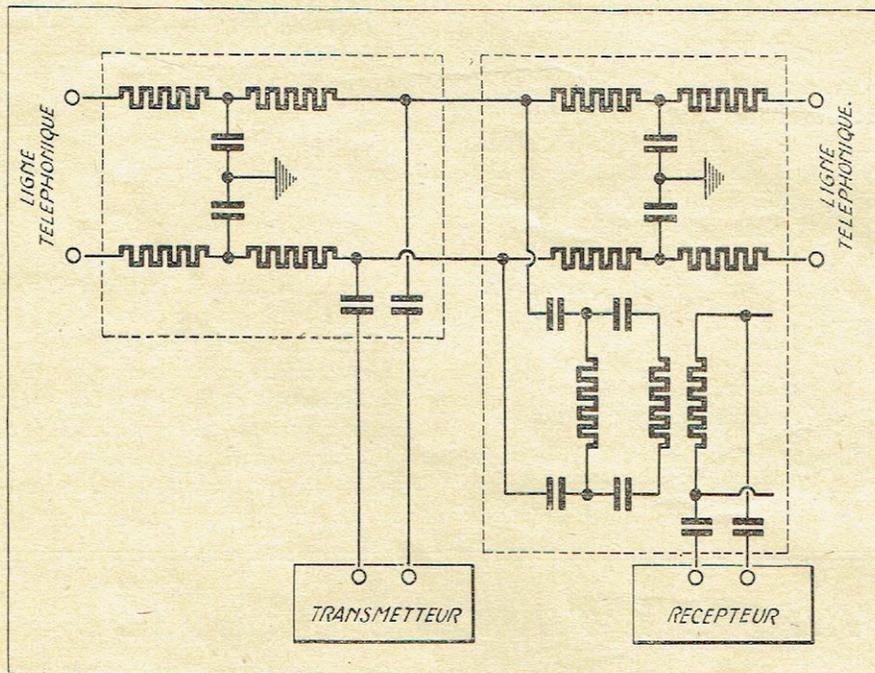


Fig. 2. — Schéma de radiodiffusion sur fil.

fil comportent un amplificateur de puissance HF à trois étages, assurant une puissance de modulation de 2,5 W, soit, avec le taux de modulation de 80 %, un signal de sortie de 2 V. Ces transmetteurs sont installés dans les centraux téléphoniques, tandis que les amplificateurs-relais sont commandés à distance par courant porteur.

La figure 1 (droite) montre les atté-

nuations relevées aux diverses fréquences sur des câbles et des lignes téléphoniques de divers diamètres; on en déduit que les puissances de transmission doivent être différentes selon la fréquence : ainsi, pour une transmission à quatre programmes sur 150, 180, 210, 240 Kcy/sec, les puissances de transmission sont entre elles comme 1 : 1,35 : 1,9 : 2,43.

**LA NORMALISATION DES TUBES RE-
 CEPTEURS DE RADIODIFFUSION ET DES
 TUBES POUR MATERIEL PROFESSION-
 NEL**, par Michel ADAM (*Revue Générale
 de l'Electricité*, octobre 1941, tome L,
 n° 4, p. 224-228).

L'auteur analyse dans cette étude la décision n° 1 du 10 avril 1941 du Groupe professionnel XVIII des Industries radio-électriques, visant à la normalisation des tubes récepteurs de radiodiffusion, et la recommandation n° 1 du 8 juillet 1941 du

même groupe, visant à la normalisation des tubes récepteurs pour matériel professionnel. Il donne les caractéristiques générales des tubes normalisés, montre la position du problème, la nature des besoins de la construction radioélectrique. Les mesures transitoires pour l'affectation de la normalisation impliquent une liste de tubes non normalisés restant disponibles pour les besoins de la revente.

L'auteur donne des listes d'équivalence entre les divers tubes de la série américaine et de la série européenne, pour le rassortiment de certains tubes non normalisés.

**ESSAI D'UNE THEORIE DE L'IONISA-
 TION RESIDUELLE DANS L'ARC A MER-
 CURE. CONSEQUENCES PRATIQUES SUR
 LE FONCTIONNEMENT DES REDRES-
 SEURS**, par Marcel DEMONTVIGNIER
 (*Revue Générale de l'Electricité*, octobre
 1941, tome L, n° 4, p. 239-255, 7 fi-
 gures).

Après avoir rappelé la théorie de l'ionisation résiduelle et de la constitution de la colonne positive de l'arc à mercure, l'auteur indique l'effet de la limitation de puissance des soupapes ioniques ou mutateurs. Il donne l'équation générale de la concentration ionique. Il étudie le cas du régime permanent et celui du régime variable, en indiquant le rapport entre la concentration ionique et le courant d'arc. Le développement de la théorie de l'évolution de l'ionisation résiduelle lui permet d'en tirer une application pratique aux redresseurs. La stabilité de fonctionnement varie à l'inverse de la fréquence d'alimentation. L'augmentation de la chute inductive de tension joue un rôle favorable sur le danger d'allumage en retour aux températures de réfrigération élevées. Il convient de favoriser les couplages utilisant des transformateurs interphases ou des bobines d'absorption, qui améliorent l'utilisation des transformateurs et réduisent, avec l'ionisation résiduelle, le danger d'allumage en retour. Enfin, les

déformations de la tension d'alimentation peuvent provoquer des allumages en retour irréguliers. Il importe donc de surveiller toutes ces causes de perturbations extérieures pour régulariser le fonctionnement des redresseurs.

METHODES D'ENREGISTREMENT STATISTIQUE DES PERTURBATIONS ELECTROMAGNETIQUES, par Fernand CARBENAY (Comptes rendus des séances de l'Académie des Sciences, 16 juin 1941, tome CCXII, p. 1029-1032, 1.000 mots).

Après avoir rappelé le principe d'enregistrement statistique des perturbations électromagnétiques, l'auteur décrit une méthode à constantes de temps multiples qui interviennent dans l'équation du mouvement de l'équipage de l'enregistreur. Il aboutit à une fonction du temps qui peut être réalisée physiquement au moyen de dérivations successives utilisant des mutuelles inductances, des résistances et des condensateurs avec couplages par lampes électroniques.

NOUVEAUX TUBES ELECTRONIQUES POUR ULTRA-HAUTES FREQUENCES : LES TUBES A COMMANDE PAR MODULATION DE VITESSE, par R. WARNECKE (Revue Générale d'Electricité, juin 1941, tome XLIX, n° 6, p. 381-409, 45 figures).

Dans cette étude magistrale, l'auteur étudie complètement le problème des tubes à modulation de vitesse. Il en fait l'historique et en donne le principe. Il explique par suite de quels processus se produisent entre grilles la modulation de vitesse et la modulation de densité. Il met en équations le fonctionnement d'une électrode appropriée et celui de l'électrode à double bout de Hahn et Metcalf. La modulation de vitesse peut être convertie en modulation de densité, par le glissement des électrons dans un tube écran et le freinage par champ électrique retardateur. L'énergie peut être captée au moyen d'électrodes appropriées.

Ces principes sont appliqués aux cas de l'autogénérateur à réflexion totale du faisceau électronique, de l'amplificateur et du mélangeur de fréquences à champ retardateur.

Passant au plan pratique, l'auteur décrit les réalisations faites de divers types de tubes à modulation de vitesse et indique les résultats obtenus sur ondes ultra-courtes — ondes décimétriques et centimétriques. De tels tubes utilisent généralement des résonateurs intégrés, constitués par des tubes métalliques de dimensions et de formes convenables. Suit un développement assez long sur le principe et la réalisation des **klystrons** de R.-H. et S.-F. Varian, tubes constitués par des cavités de révolution spéciales appelées **rhumbatrons**. L'auteur indique le fonctionnement, le réglage et le rendement de ces tubes en oscillateurs et amplificateurs. Il indique ses résultats personnels avec tubes de 150 watts sur $\lambda = 38$ cm et avec tubes de 15 watts sur $\lambda = 10$ cm, avec rendement de 15 % et tensions de polarisation de 2.000 à 4.000 volts. Il termine par le principe de la focalisation de phases.

RECHERCHES SUR LES ALLIAGES A COEFFICIENT D'EMISSION SECONDAIRE ELEVE ET STABLE, par M. H. Le Boiteux (Revue Technique C.G.C.T.-L.M.T.),

novembre 1941, vol 1, n° 1, p. 21-51, 31 figures).

On sait l'intérêt de l'émission secondaire, qui a permis la création de multiplicateurs d'électrons et de lampes amplificatrices à grande pente. Après avoir défini le **coefficient d'émission secondaire** comme le rapport $k = n_2/n_1$ du nombre d'électrons secondaires émis au nombre d'électrons primaires reçus par un échantillon donné, l'auteur recherche les alliages qui fournissent l'émission secondaire la plus intense et la plus stable.

Il étudie d'abord l'émission par les couches complexes. A l'état de pureté, les divers métaux ont sensiblement le même coefficient (1,1 à 1,5 environ). La couche argent-oxyde d'argent-césium a un coefficient de 4 à 5. Mais cette préparation est complexe, délicate, irrégulière et peu stable.

L'auteur s'est proposé de rechercher des alliages à émission secondaire au moins aussi élevée, mais plus stables et plus faciles à préparer. Il a étudié successivement des alliages courants (nichrome, laiton, maillechort, bronze, fer-nickel), dont quelques-uns donnent sans préparation des coefficients de l'ordre de 2. Puis, des alliages d'aluminium, glucinium et magnésium, dont le coefficient est plus élevé à la suite de traitements spéciaux. L'auteur indique le montage et le procédé de mesure, ainsi que la préparation des « cibles » à émission secondaire. Les résultats obtenus sont traduits en courbes indiquant la variation du coefficient d'émission secondaire en fonction de la tension anodique. De nombreuses micrographies indiquent l'état du métal après chaque traitement approprié. Les chiffres caractéristiques recueillis sont présentés sous forme de tableaux pour chaque type d'alliage et pour chaque traitement subi.

Des coefficients intéressants sont fournis par les bronzes de glucinium, les alliages d'aluminium (duralumin) et les alliages plus complexes d'aluminium, de glucinium et de magnésium. C'est alors qu'apparaît le phénomène de l'**émission secondaire anormale**, rapproché de l'effet Malter, dont le coefficient peut atteindre 1100 à 1300, pour des valeurs assez précises de la tension anodique.

L'auteur s'efforce de donner une interprétation des modifications superficielles des alliages au cours de leur traitement d'activation à l'émission secondaire. Il montre que l'émission est liée à une oxydation sélective des divers constituants de l'alliage. Pour arriver à ses conclusions, il utilise les méthodes d'analyse les plus modernes : micrographie, spectres de rayons X, diffraction d'électrons et microscope électronique.

L'article est complété par une abondante documentation bibliographique se référant à 175 études diverses sur la question.

INSTALLATION POUR LA PRODUCTION D'ONDES DE CHOC DE 10 MILLIONS DE VOLTS, par Kurt SCHMIDT (E.T.Z., 30 janvier 1941, tome LXII, p. 93-94, 1.600 mots, 4 figures, analysé dans la **Revue Générale de l'Electricité**, novembre 1941, tome L, n° 5, p. 299-300).

Il s'agit de l'installation réalisée à l'Exposition Internationale de New-York, en 1939, provoquant des éclairs fulgurants entre sphères distantes de 9 m. Dans un

hall de 35 mètres de longueur, 20 mètres de largeur, 17 mètres de hauteur, on a installé deux générateurs d'ondes de choc montés en série, ayant une borne à la terre et donnant 10.000 kV entre les bornes extrêmes. Puissance : 165 kW. Les générateurs sont des condensateurs cylindriques superposés de 40 cm de hauteur et 70 cm de diamètre, ayant une capacité de 0,33 μ F sous une tension de service de 100 kV, enfermés dans un carter et imprégnés au pyranol à haute résistivité. Dans sa hauteur de 10 m. 35, chaque générateur comporte 51 condensateurs empilés verticalement et répartis en six colonnes. Sur chaque plan horizontal, on trouve trois condensateurs montés en série.

Les éclateurs sont placés dans l'espace libre entre les colonnes et alignés verticalement. L'inductance totale de l'installation est de 300 μ H, sa résistance de 22 ohms. La charge est assurée en quinze secondes par deux groupes redresseurs de 150 kV. L'ensemble était renfermé dans une cage de Faraday, afin d'éviter les perturbations radiophoniques dans le voisinage. La prise de terre était constituée par des tubes en acier de 15 à 27 mètres de longueur.

L'EXTENSION DU RESEAU TELEPHONIQUE PAR LA RADIO, par R.-A. Heising (Revue Technique C.G.C.T.-L.M.T., novembre 1941, vol. 1, n° 1, p. 63-87, 23 figures).

Attaché aux Laboratoires de la Bell Telephone Co., l'auteur retrace d'abord l'historique détaillé de la question. Ce n'est que vers 1912, grâce à l'invention de l'audion par Lee de Forest, que les téléphonistes purent envisager un procédé pratique de téléphonie sans fil. Dès la fin de 1913, ce tube, qui avait reçu un culot et un support, fut utilisé comme amplificateur sur les lignes téléphoniques. Grâce à lui put être réalisé en juillet 1914 la première ligne téléphonique transcontinentale. Le 4 avril 1915, la première communication radiotéléphonique fut établie aux Etats-Unis entre Long-Island et le Delaware, sur une distance de 220 milles. L'émetteur et le récepteur étaient déjà reliés au réseau continental. Les essais furent développés grâce à l'antenne d'émission d'Arlington. En septembre 1915, une liaison unilatérale fut réalisée avec San-Francisco. Dans le même temps, la modulation franchissait les océans et l'on pouvait la recevoir tant à Honolulu qu'à la Tour Eiffel.

Dans l'amplificateur final de modulation, on ne comptait pas moins de 550 lampes montées en parallèle. Chaque lampe ne donnant que 15 à 20 watts en pointe, on arrivait à émettre sur 2,5 kW.

En janvier 1927 commença l'exploitation d'une liaison bilatérale entre les Etats-Unis et l'Angleterre, grâce à des émetteurs de 200 kW à bande latérale unique. Dès juin 1928, ce circuit était complété par une liaison à ondes courtes. Onze ans après, le globe était couvert d'un vaste réseau comportant plusieurs centaines de liaisons radiotéléphoniques transcontinentales. On peut donc affirmer qu'il est à l'heure actuelle techniquement possible de relier par radio deux postes téléphoniques d'abonnés, incorporés dans un réseau à fil quelconque.

La radiotéléphonie fut d'abord utilisée pour établir des communications entre points séparés par une région inaccessible : mer, désert, montagne, forêt vierge.

Citons celle de Green Harbor, à Provincetown, sur 63 et 65 mégahertz (4,75 et 4,61 m).

Ce service a été étendu, rien qu'aux Etats-Unis, à 2.000 navires, dont 200 remorqueurs, 1.100 yachts, 100 vapeurs, 400 bateaux de pêche et de nombreux autres.

L'auteur donne les schémas de principe de ces liaisons. D'abord, trois équipements terminaux pour liaisons entre les ondes et le réseau à fil. Ces équipements impliquent la solution de difficultés multiples. Ainsi on y trouve des « vodas » (voice operated device antisinging) pour relier la ligne soit à l'émetteur, soit au récepteur. Ce sont en réalité des supprimeurs d'échos. Un schéma de « vodas » perfectionné est indiqué. On rencontre aussi des « vogad » (voice operated gain adjusting device) ou dispositif de réglage de l'amplification par la voix, pour tenir compte du niveau de la conversation et qui comprend notamment un réducteur et un élévateur de gain.

Vient ensuite le « codan » (carrier operated device antinoise) ou dispositif anti-bruit actionné par le courant porteur, ou plutôt par l'onde porteuse reçue. L'usage du « codan » dispense d'ailleurs de celui du « vodas ».

Les « compandor » contribuent à rendre les signaux plus intelligibles lorsqu'il y a du bruit dans le récepteur. Ils déforment les signaux de sortie, puis les rétablissent correctement dans le récepteur. A l'extrémité émettrice, on se sert d'un « compressor » monté avec des lampes atténuatrices, qui absorbent une partie de l'énergie des signaux forts. L'usage du « compandor » donne pour le rapport signal/bruit une amélioration de 15 à 20 décibels, parfois même de 30 décibels.

Des dispositifs d'appel spéciaux sont prévus pour le trafic avec les navires en mer, au moyen de combinaisons de courants à 600 et 1.500 p.s, dont les fréquences sont sélectionnées par des filtres appropriés.

L'émetteur comporte aussi souvent un dispositif à bande latérale unique, qui améliore pratiquement de 9 décibels le rapport signal/bruit, mais au prix d'une assez grande complication, grâce à deux ou trois étages de modulation.

Parfois, les deux bandes latérales d'une onde porteuse sont utilisées chacune pour une radiocommunication, constituant ainsi des « voies jumelées ».

L'auteur décrit ensuite quelques types d'antennes directives pour liaisons à ondes courtes, constituées par des rideaux de demi-ondes (antenne Sterba pour l'émission, antenne Bruce pour la réception). Maintenant, on se sert plutôt de l'antenne losange. Certaines précautions doivent être prises eu égard aux atmosphériques. On utilise aussi des antennes directives dénommées « Musa » (multiple unit steerable antenna) ou antennes à éléments multiples orientables, constituées par une rangée d'antennes losanges, dont on peut modifier par déphasage la direction de réception.

L'auteur montre comment ces perfectionnements successifs ont considérablement accru le rendement et la sécurité des communications radiotéléphoniques. Une bibliographie portant sur onze articles termine cette étude.

L'EVOLUTION DE LA TECHNIQUE MODERNE DES ONDES ELECTROMAGNETIQUES CENTIMETRIQUES, par A.-

G Clavier (*Revue Technique C. G. C. T.-L. M. T.*, novembre 1941, vol. I, n° 1, p. 3-19, 24 figures).

L'auteur est particulièrement qualifié pour traiter cette question à laquelle il s'est consacré depuis de nombreuses années. Il montre d'abord ce qu'on peut attendre des ondes ultra-courtes, comment elles n'ont guère été exploitées jusqu'à ce jour que dans deux liaisons, celle qui relie à travers la Manche les aéroports de Saint-Inglevert et Lympne sur 17 cm, et celle qui met en relation la Cité du Vatican avec la résidence d'été de Casteldolfo sur 60 cm. de longueur d'onde. Il reprend l'historique du sujet depuis les expériences de Hertz et montre qu'il a fallu attendre ensuite une trentaine d'années pour tirer parti des ondes entretenues ultra-courtes.

M. Clavier résume ses travaux et décrit la liaison qu'il est parvenu à établir en 1930 à travers la Manche, ainsi que ses perfectionnements postérieurs. Les conditions de propagation des ondes courtes l'ont amené à étudier des lignes et circuits oscillants spéciaux : ce furent d'abord les lignes coaxiales, puis les tubes-guides dépourvus de conducteur axial de retour. Les premières lui ont permis de réaliser un curieux ondemètre télescopique.

Les tubes-guides peuvent être parcourus par des ondes électromagnétiques de diverses structures, caractérisées, outre les vecteurs électrique et magnétique dans le plan normal à la propagation, par une composante supplémentaire, électrique ou magnétique suivant les cas, et dirigée dans le sens de la propagation. On classe ces ondes en deux catégories de structures différentes, selon que cette composante est électrique (classe E) ou magnétique (classe H). Les vecteurs du champ sont susceptibles de varier en amplitude, soit dans le plan de l'onde, le long d'un cercle concentrique au tube, soit encore dans un plan passant par l'axe.

Cette conception des tubes-guides est complétée par celle des « volumes résonnants », qui permettent d'obtenir sur ondes ultra-courtes (10 cm.) des facteurs de surtension très élevés (de l'ordre de 17.000).

Quant aux générateurs d'ondes centimétriques, l'auteur rappelle que les tubes à grille positive ont des électrodes de très faibles dimensions et ne peuvent fournir de puissance (0,5 watt environ), tandis que les tubes à modulation de vitesse et à volumes résonnants, dont il rappelle le principe, peuvent fournir assez aisément de 25 à 100 watts sur l'onde de 10 cm. Il signale aussi l'intérêt des magnétons, prolongés par des tubes-guides.

M. Clavier termine par une description des montages de réception pour ondes centimétriques et notamment des changeurs de fréquence utilisant des diodes spéciales, ainsi qu'un oscillateur local avec tube à grille positive.

LES REDRESSEURS DE COURANT DANS LES INDUSTRIES ELECTROLYTIQUES, par E. UMMELMANN (*Siemens Zeitschrift*, août 1939, tome XIX, p. 375-386, 5.500 mots, 17 figures, analysé dans la *Revue Générale de l'Electricité*, mai 1941, tome XLIX, n° 5, p. 291-292).

L'auteur indique les intéressantes applications des redresseurs à vapeur de mercure aux industries électrolytiques. Il donne les caractéristiques générales des

installations de redresseurs réalisées à cette fin et décrit en détail les dispositifs de réglage et de sécurité.

CALCUL DES PYLONES METALLIQUES, par M. J. PEYROUX (*Revue Générale de l'Electricité*, mai 1941, tome XLIX, n° 5, p. 283-291, 10 figures).

L'auteur montre que chaque face de pylône ayant une pente non négligeable, qui est de l'ordre de 15 à 20 %, le problème est celui d'une charpente dans l'espace. Il recherche donc les efforts réels dans les barres. Il étudie l'action des composantes horizontales et des composantes verticales de la force, ainsi que l'action du couple de torsion dans le cas du treillis simple et dans celui du treillis double. Il compare ensuite les résultats obtenus par cette méthode avec ceux donnés par la méthode générale et conclut par un exemple numérique, en montrant que, pour les charges verticales, les résultats obtenus dans l'un et l'autre cas ne sont pas comparables.

COSSES SANS SOUDURE POUR CONDUCTEURS EN ALUMINIUM, par P. BARON et M. LAFFINEUR (*Revue Générale de l'Electricité*, octobre 1941, tome L, n° 4, p. 235-237, 9 figures).

Dans cette courte note, les auteurs donnent la description de quelques pièces permettant de raccorder sans soudure des conducteurs en aluminium avec les bornes de dérivation. Il s'agit de deux modèles d'embout pour câbles à plusieurs brins, d'un manchon assurant la jonction directe de deux conducteurs massifs et d'une cosse pour câble à couches multiples. Les figures montrent nettement les procédés de raccordement. Ces modèles, étudiés au laboratoire de recherches de la C.P.D.E., ont satisfait aux essais de vieillissement répondant aux prescriptions du V.D.E., quant à la chute de tension au contact à la suite des cycles de chauffage à 120°C et de refroidissement.

L'ACTIVITE DE LA DIRECTION DU COMMERCE RADIOELECTRIQUE EN 1941

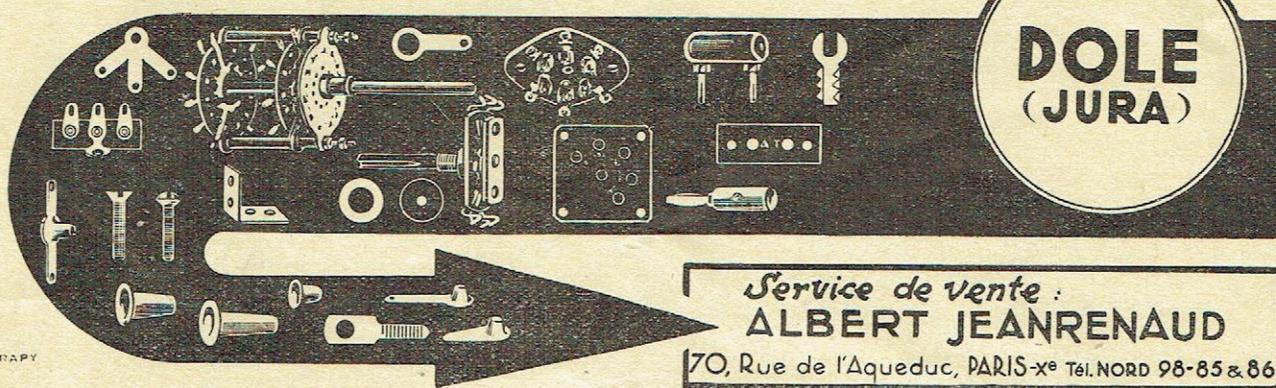
Une erreur d'interprétation s'est glissée dans le dernier paragraphe de l'article que nous avons consacré dans notre dernier numéro à l'activité de la Direction du Commerce Radioélectrique en 1941.

Nous mentionnions l'activité développée au sein de l'U. C. R. E. F. par le directeur responsable du commerce radioélectrique, M. René Moutaillier.

C'est : au sein du Comité d'Organisation de la Distribution et de la Vente du Matériel Electrique et Radioélectrique qu'il fallait lire.

L.U. C. R. E. F. est un syndicat qui n'a jamais été chargé d'aucune mission officielle de la part du Gouvernement, mais avait été choisie par la Direction du Commerce Radioélectrique, avec l'assentiment du Commissaire du Gouvernement, comme « Commission de Travail ». Elle a d'ailleurs cessé de l'être, tout en restant avec la Direction du Commerce Radioélectrique dans les termes les plus cordiaux à partir du 1^{er} septembre 1941, date à laquelle le Comité d'Organisation de la Distribution et de la Vente du Matériel Radioélectrique a été rattaché au Commerce intérieur.

USINE JEANRENAUD



**DOLE
(JURA)**

Service de vente :
ALBERT JEANRENAUD
70, Rue de l'Aqueduc, PARIS-X^e Tél. NORD 98-85 & 86

CHEZ LES CONSTRUCTEURS

L'ACTIVITÉ DES ÉTABLISSEMENTS FERISOL

Nous avons souvent, dans ces colonnes, eu l'occasion de parler des appareils étudiés et construits par les laboratoires des Etablissements FERISOL, mais ces appareils ont été étudiés ou décrits les uns après les autres.

Nous pensons utile aujourd'hui de passer en revue la nomenclature complète des productions FERISOL.

D'abord, nous trouvons les voltmètres électroniques de la série a qui permettent la mesure de toutes tensions comprises entre 0,1 volt et 150 volts. Pour les mesures de plus faibles tensions, on trouve le voltmètre électronique série a 2 qui permet la mesure de toute tension comprise entre 0,01 et 5 volts.

Pour les mesures basse fréquence, on trouve le générateur basse fréquence série C, qui donne une puissance de sortie de 3 watts modulés.

Dans un autre ordre d'idées, signalons les condensateurs étalons de la série E de 50 micro-microfarads à 1.000 micro-microfarads. Ajoutons à cela les ondemètres hétérodynes de la série H de 50 mégacycles à 20 kilocycles.

On trouve ensuite un pont de capacité série i, permettant les mesures de 1 micro-microfarad à 1 microfarad.

Nous trouvons ensuite le générateur HF de la série L2, déjà bien connu, de 50 mégacycles à 200 kilocycles. On trouve également un générateur de signaux rectangulaires de la série i r. Pour les mesures de surtension, on peut utiliser le Q mètre de la série M, permettant de travailler de 50 mégacycles à 20 kilocycles, et de mesurer les surtensions comprises entre 250 et 500.

Les laboratoires et ateliers FERISOL construisent en outre les wattmètres de sortie de la série N et des ponts de distorsion de la série T.

Enfin, on y réalise en ce moment, un rack standard pour les mesures de position en haute fréquence.

Comme on le voit, sous l'impulsion de son animateur, M. Geoffroy, les Etablissements FERISOL mettent aujourd'hui à la disposition de l'Industrie radioélectrique française une gamme très complète d'appareils de mesure de très haute qualité, et qui n'a rien à envier aux réalisations les plus modernes de l'industrie étrangère.

L'ÉTALEUR AÉRO DE L'A.C.R.M.

L'étaleur AERO, qui constitue un perfectionnement aux superhétérodynes, est tout simplement un très petit condensateur-vernier de 6 pF qui, mis en parallèle sur le circuit d'hétérodyne, apporte une foule d'avantages et un seul inconvénient, que nous allons passer en revue.

Les avantages : amélioration de sensibilité et de sélectivité par suite de la correction possible, à tout moment, de l'alignement. Chacun sait qu'entre les trois points de recoupement, la courbe hétérodyne présente deux « ventres » qui peuvent accuser un désaccord par rapport à la courbe d'entrée, en principe de 3 kilocycles pour la gamme PO, mais qui, très souvent, est supérieur. Nous insistons sur l'amélioration de la sélectivité qui permet, dans presque tous les cas, de « fouiller » l'onde por-

teuse et d'obtenir une réception convenable, en dehors d'une émission parasite. Tout cela est compréhensible et intéressant, mais c'est surtout en ondes courtes que l'étaleur AERO prend sa plus grande importance. Considérons, en effet, les bandes des 16 mètres, 19 mètres, 25 mètres, etc... Chacune de ces bandes renferme un nombre considérable d'émetteurs que la variation trop brusque du CV, son accouplement trop élastique avec le cadran ne permettent de recevoir que tout à fait au hasard.

L'étaleur AERO fait défiler toutes les stations parfaitement séparées les unes des autres et avec stabilité et certitude. Il suffit d'arrêter le CV approximativement à un point choisi pour que, sans aucune acrobatie, on explore les bandes centimètre par centimètre.

De tels avantages méritent bien un petit inconvénient, soit un bouton supplémentaire, mais là aussi il a été prévu de ne point encombrer le récepteur de commandes multiples ; en effet, l'étaleur AERO possède un long axe de commande en acier de petit diamètre (3 mm) qui lui permet de traverser une commande existante creuse. L'étaleur AERO possède d'ailleurs une fixation standard sur les blocs 345 ACRM à axe creux.

C. I. M. E.

17, RUE DES PRUNIER, PARIS (XX^e)

Tél. : MENilmontant 79.02

améliore toujours ses fabrications

Ajustables
(tous modèles)

Stéatite
et Bakélite

Commutateurs rotatifs

nouveau modèle
perfectionné

Résistances Electriques

CHAUFFANTES
(tous modèles)

Calorifères Electriques

960 et 1280 watts
110 - 220 volts

Les Rasoirs Electriques

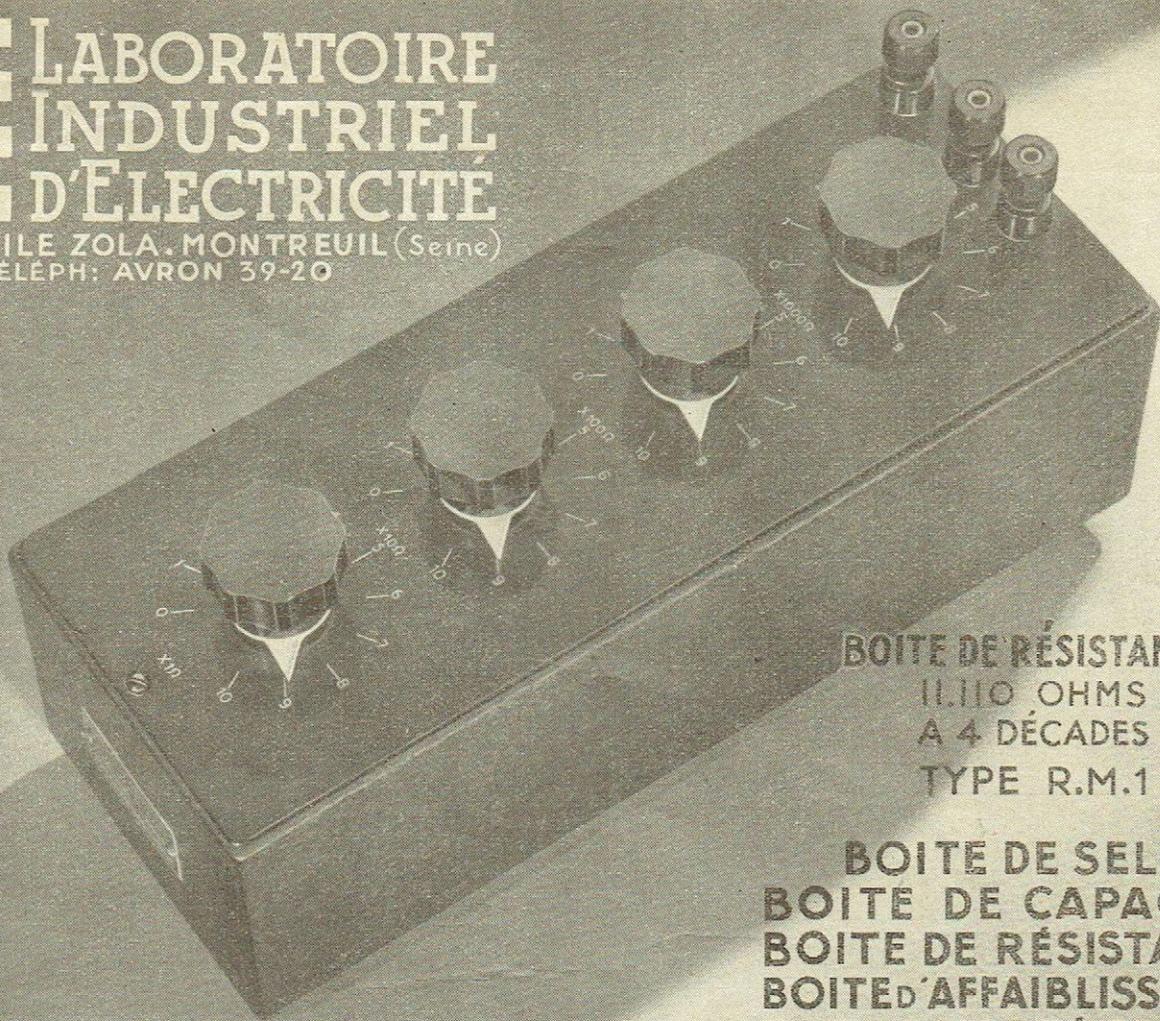
"ALGO"
(marque déposée)

Mécanique de Précision

DÉCOUPAGE. - TOURNAGE
FRAISAGE au 100^e de %

LIE LABORATOIRE INDUSTRIEL D'ÉLECTRICITÉ

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



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

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

PUB. CENTRAL PHOTO COURTES

Radialva

la
construction
irréprochable

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

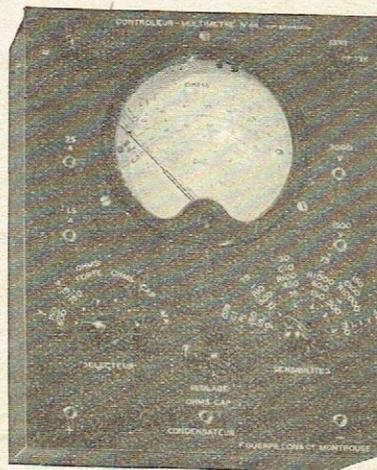
VECHAMBRE FRÈRES

CONSTRUCTEURS

1, RUE J.-J.-ROUSSEAU, ASNIÈRES (Seine)
MAISON ET FABRICATION 100 % FRANÇAISE

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

ÉCHOS ET INFORMATIONS

MODIFICATION DES PRIX DE TARIF DES TUBES DE RECEPTION

Il est intéressant de signaler la modification des prix de tarif des tubes de réception, qui vient de faire l'objet de l'arrêté n° 820 du 5 août 1941, publié au *Bulletin Officiel des Services des Prix* du 8 août.

Ce tarif nouveau résulte, en effet, non pas d'une hausse, ce qui est le cas général de tous les changements de tarif auquel nous assistons depuis deux ans, mais d'un reclassement des prix de vente opéré sur la base des prix de revient des divers modèles. On sait, en effet, que, par suite des différences de fabrication, certaines lampes étant fort complexes et d'autres beaucoup moins, leurs prix de revient présentent entre eux des différences notables. Au point de vue commercial, il avait pu paraître commode de niveler les prix en établissant une sorte de péréquation par jeu de lampes.

Les méthodes de calcul des prix, imposées par les services administratifs sur la base du prix de revient effectif de chaque produit, ont rendu nécessaire une révision des prix de tarifs basée sur les prix de revient des divers types de lampes.

Le problème était d'autant plus complexe que ce remaniement ne devait faire apparaître aucune hausse générale autre que la hausse de 2 % déjà autorisé par l'arrêté n° 128 du 11 mars 1940.

Il a donc fallu procéder à un reclassement complet des prix de tarif, établi sur la base des prix de revient au 1^{er} septembre 1939. La hausse qui, du fait de ce reclassement, apparaît sur certains types, se trouve compensée par la baisse de prix de certains autres.

Le tarif nouveau des prix de vente au détail, qui comprend la taxe à la production, mais pas la taxe sur les transactions ni la taxe de radiodiffusion, est indiqué sur le tableau ci-dessous :

a) Lampes de type américain.

2A7	60 fr.	6K7G	50 fr.
2B7	70 fr.	6K7MG	50 fr.
5Y3G	32 fr.	6M6G	60 fr.
5Y3GB	40 fr.	6M7	45 fr.
6A7	60 fr.	6Q7G	50 fr.
6A8G	55 fr.	6Q7MG	50 fr.
6A8MC	55 fr.	6V6G	55 fr.
6AF7G	55 fr.	25A6G	60 fr.
6B7	70 fr.	25L6G	60 fr.
6C5	55 fr.	25Z5	65 fr.
6C6	55 fr.	25Z6G	55 fr.
6D6	55 fr.	42	55 fr.
6E8	65 fr.	43	60 fr.
6F5G	55 fr.	47	60 fr.
6F5MG	55 fr.	56	45 fr.
6F6G	55 fr.	57	55 fr.
6F7	75 fr.	58	55 fr.
6G5	60 fr.	75	55 fr.
6H6G	55 fr.	80	38 fr.
6H8G	60 fr.	89	75 fr.
6H8MG	60 fr.		

b) Lampes de type européen.

AB2	55 fr.	E446	75 fr.
ABC1	55 fr.	E447	75 fr.
ABL1	75 fr.	EB4	55 fr.
AF3	60 fr.	EBC3	55 fr.
AK1	70 fr.	EBF2	60 fr.
AK2	70 fr.	EBL1	65 fr.
AL2	60 fr.	ECH3	65 fr.
AL3	65 fr.	EF5	55 fr.
AL4	65 fr.	EF6	55 fr.
AM1	60 fr.	EF8	60 fr.
AZ1	32 fr.	EF9	45 fr.

CBL1	80 fr.	EFM1	75 fr.
CF3	60 fr.	EK2	70 fr.
CK1	70 fr.	EL3N	55 fr.
CL2	65 fr.	EM4	55 fr.
CL6	60 fr.	EZ3N	50 fr.
CY1	55 fr.	EZ4	55 fr.
CY2	55 fr.	506	38 fr.
E406N	110 fr.	1561	40 fr.
E424N	55 fr.	1882	38 fr.
E443H	60 fr.	1883	40 fr.

Jeu n° 1	{	ECH3	EF9	EBF2	EL3N	AZ1	EM4
		6E8	6M7	6H8	6V6G	5Y3G	6AF7G
Jeu n° 2	{	ECH3	EF9	EBF2	EL3N	1883	EM4
		6E8	6M7	6H8	6V6G	5Y3GB	6AF7G
Jeu n° 3	{	ECH3	EF9	EBF2	CL6	CY2	EM4
		6E8	6M7	6H8	25L6G	25Z6G	6AF7G

Quant aux tarifs de vente aux constructeurs de postes radioélectriques, ils sont rassemblés dans un tableau homologué déposé au Ministère de l'Economie nationale. Les modifications apportées sont telles que le prix global des jeux de lampes normaux ci-après ont été maintenus sans changement. Pour arriver à ce résultat, on n'a compté l'indicateur visuel d'accord que pour un jeu sur deux :

REDUCTION DU NOMBRE DES TYPES DE LAMPES DE RECEPTION POUR RADIODIFFUSION

Par décision n° 1, le groupe professionnel n° XVIII des Industries radioélectriques a défini la nomenclature des tubes normalisés pour la construction des récepteurs de radiodiffusion. Cette décision confirme en fait la normalisation des tubes de réception telle que nous l'avons publiée en son temps. Actuellement, ne peuvent être fabriqués, en principe, que vingt-deux types de lampes, dont onze américaines et onze européennes (valves comprises).

Cependant, pour parer au rassortiment des lampes usagées, on autorise encore, à titre exceptionnel, la fabrication de quatre-vingt-trois types de lampes répartis entre les deux séries américaine et européenne.

LE LABORATOIRE NATIONAL DE RADIOELECTRICITE EST REORGANISE

On sait que, depuis l'armistice, le Laboratoire National de Radioélectricité s'est scindé en deux : en plus de la maison-mère de Bagnoux, dont nous avons donné la description dans un récent numéro, une succursale provinciale a été fondée à Lyon pour la zone libre. Autant qu'il est possible de le savoir, cette succursale poursuit diverses recherches techniques et conseille sur le plan des recherches et de l'expérimentation le Comité des Télécommunications Impériales, qui siège à Vichy.

La réorganisation du Laboratoire National de Radioélectricité a fait l'objet d'un

décret du 22 janvier 1941 et d'un arrêté du 21 février 1941, publiés tous deux à l'« Officiel » du 30 novembre, avec un retard de quelque neuf et dix mois.

Ces textes, qui abrogent les dispositions contraires du décret du 6 juin 1931, placent cet établissement sous l'autorité immédiate du secrétaire d'Etat aux Communications, plus expressément du Secrétariat général des P. T. T. Rattaché aux services extérieurs de cette administration, le Laboratoire National de Radioélectricité est dirigé par un chef ayant le rang d'inspecteur général, qui dispose, sur les crédits qui lui sont attribués, d'un budget autonome de dépenses.

Outre les travaux et essais qu'il est amené à faire pour l'industrie privée, ce Laboratoire peut être sollicité par les organismes et administrations officiels, qui lui demandent de poursuivre des recherches ou d'entreprendre des expérimentations dans le domaine de la radioélectricité.

D'ailleurs, les services de l'Etat sont habilités à détacher à ce Laboratoire, à titre temporaire, les ingénieurs à qui ils confient le soin d'une étude spéciale sur un sujet particulier de radiotechnique. L'accord du secrétaire d'Etat aux P. T. T. leur est cependant nécessaire.

Quant aux cadres de cet établissement, ils doivent en principe être recrutés parmi le corps des ingénieurs des P. T. T. Mais à titre transitoire, les ingénieurs en service au Laboratoire et qui n'appartiennent pas à ce corps pourront être nommés ingénieurs des P. T. T. sans avoir reçu le brevet de la 2^e section de l'Ecole

AMPLIS

DROITS OU A CORRECTIONS HAUT-PARLEURS GRANDE PUISSANCE

◆ FILM & RADIO

5, RUE DENIS-POISSON — PARIS
TÉL. : ÉTOILE 24-62

" LA MAISON DE LA BASSE FRÉQUENCE "

NORD CONDENSATEURS

5, rue Léon Salembien, TOURCOING

Condensateurs chimiques
» tubulaires Papier
» mica

Soudure ame décapente 2 mm

(Livrable sur carte d'acheteur ou contre remise de bons émis par COCE Groupe XVIII)

Catalogue et conditions sur demande

LES
ATELIERS

ARTEX

6, impasse Lemièrè — PARIS (XIX^e)

NORD 12-22

vous présenternot à la Foire de Paris leurs blocs de bobinages

40I — 4 gammes 2 — OC — PO — GO
Plan du Caire CV 460

30I — 3 gammes OC — PO — GO
Plan du Caire CV 460

étudiés et réalisés suivant sa construction brevetée bien connue type

150I

Nationale Supérieure des Postes, Télégraphes et Téléphones.

POUR IDENTIFIER DES RADIORECEPTEURS

La carte d'identité, obligatoire pour tous les Français, l'est aussi pour les postes récepteurs. Par décision n° 3, le délégué du Groupe professionnel a prescrit que tout récepteur de radiodiffusion mis en vente devra être immatriculé. Trois signes proclameront son identité : la marque de fabrique, la désignation du type et le numéro de fabrication attribué par le constructeur. Pour les postes de série, le type sera précisé par le nom donné au récepteur. Ainsi, on parlera du poste Président n° 2.541 de A.-G. Delval. Pour connaître les caractéristiques de cet appareil, on se reportera au catalogue du constructeur, qui les énumère.

S'il s'agit d'un poste non de série, l'identité du type ressort de l'énumération des caractéristiques essentielles : nombre et fonction des tubes, nombre des circuits accordés, diamètre du haut-parleur, nombre de bandes d'ondes, indicateur visuel, etc. Pour ces derniers appareils, la numérotation sera empruntée à une série spéciale.

INFORMATIONS FINANCIERES DE LA RADIOELECTRICITE

Les augmentations de capital suivantes sont actuellement en cours, qui concernent diverses sociétés intéressées aux fabrications radioélectriques :

La Société Indépendante de T. S. F. (S. I. F.) va porter son capital de 9 à 12 millions de francs par incorporation des réserves (assemblée générale extraordinaire du 18 décembre 1941).

La Société Française Radioélectrique (S. F. R.) a décidé à son assemblée générale extraordinaire du 2 novembre de porter son capital de 35 à 70 millions de francs par l'émission de 350.000 actions nouvelles de 100 francs au prix de 135 fr. Cette souscription, qui sera close le 12 janvier 1942, est réservée par priorité aux porteurs d'actions anciennes.

La Société Industrielle des Procédés Loth augmente son fonds social de 2 millions 400.000 francs et le porte à 15 millions de francs par l'émission au pair de 84.000 actions nouvelles de 150 francs réservées aux anciens actionnaires, à titre

réductible, à raison de 21 actions nouvelles pour 4 anciennes. L'émission sera close le 9 janvier 1942.

LES MEMBRES DE L'ASSOCIATION FRANÇAISE DE NORMALISATION

On sait que l'Association Française de Normalisation a été habilitée pour homologuer toutes les normes au titre d'organisme officiel dans notre pays. Le décret n° 4576 du 30 novembre 1941 vient de publier la composition de son Conseil d'administration, dont les membres sont nommés respectivement pour une, deux ou trois années :

Pour un an : MM. Caquot, Desportes de la Fosse, Goudard, Luc, Painvin, Penglaou, Prévot.

Pour deux ans : MM. Bihoreau, Brylinski, de Charnace, Duval, de France, Frontard, Lassalle, Peugeot, Rivière, Tribot-Laspière.

Pour trois ans : MM. Cheradame, Girardeau, Jacob, Leclerc du Sablon, Maisse, Poncet, Ragey, Taudière.

PETITES ANNONCES

OFFRES D'EMPLOIS

On demande **TECHNICIEN** spécialisé dans tous problèmes de transformation de courant, batterie et postes s'y rattachant. Ecrire avec référ. et prétentions s. n° 108 à la RADIO FRANÇAISE qui transmettra.

On recherche **DEPANNEURS RADIOELECTRICIENS**. Emplois disponibles Paris et Province. Ecrire ou se présenter, le matin, de 9 à 11 heures : DUCRETET-THOMSON, 37, rue de Vouillé (15^e).

On demande **INGENIEUR** spécialisé pour **BOBINAGES, TRANSFORMATEURS** et étude de poste radio. Cinq ans sérieuses références et pratique exigés. Ecrire avec C. V. et prétentions s. n° 107 à la RADIO FRANÇAISE, qui transmettra.

CHEF DE FABRICATION

condensateurs papier très au cour. imprégnation, demandé par import. usine. Ecr. en ind. réf. à P. RODET, 143 av. E.-Zola.

Dem. jeune technicien ayant aptitudes commerciales. Etab. ARLAB, 30, avenue Pierre-I^{er}-de-Serbie.

Grosse part bénéfice offerte pour gérer petite affaire radio. Nécessité être très introduit auprès fournisseurs. Ecrire seulement avec références. LILLE, 37, avenue Général-Sarrail (16^e).

DEMANDE DE MATERIEL

Recherchons appareils de mesure (Q mètre, pont à impédances, pont HF multi-vibrateur, boîte d'affaiblissement ou atténuateur 600 W, etc...) que nous échangerions contre voltmètre à lampes Marconi Ecco. ZENITH-RADIO-FRANCE, 4, boulevard Pershing. Etoile 52-71.

Nous prions nos lecteurs répondant aux PETITES ANNONCES sous numéro, de vouloir bien joindre à leurs lettres 1 fr. 50 en timbres-poste, aux fins de transmission.

Nous avisons, d'autre part, nos annonceurs que nous ne pouvons accepter les PETITES ANNONCES sous numéro en ce qui les concerne, et nous les prions, en conséquence, de faire figurer leur adresse dans l'annonce.

Demandez nous le technicien qui vous manque

INGENIEUR
SOUS-INGENIEUR

DEPANNEUR
CHEF MONTEUR



ECOLE CENTRALE DE T-S-F

12 rue de la Lune PARIS 2^e Téléphone Central 78.87

BRION LEROUX & C^{ie}

Appareils de Mesures Electriques

TÉL. : NORD { 81-48
81-49

40, QUAI JEMMAPES
PARIS-X^e

ACRM

LA PLUS ANCIENNE MARQUE
DE BODINAGES HAUTE FRÉQUENCE,
QUALITÉ D'AVANT GUERRE.

LA PREMIÈRE MARQUE DE CONDENSATEUR AJUSTABLE A AIR **AERO** TOUT CE QUI TIENT, ET QUI A TENU, EST ÉQUIPÉ PAR **AÉRO**.

LA MOYENNE FRÉQUENCE STABLE PAR EXCELLENCE INDUCTANCES ET CAPACITÉS FIXES, CORRIGÉS PAR AJUSTABLES A AIR. **FERROFIX**

ATELIERS DE CONSTRUCTIONS RADIO-ÉLECTRIQUES DE MONTROUGE

18, Rue Saisset, MONTROUGE (Seine) Tél. ALEsia 00-76

PUB. RAPHY

RADIOTECHNIQUE

LES PRINCIPES ACOUSTIQUES ET ÉLECTRIQUES ET LEURS APPLICATIONS

RÉDIGÉ EN COLLABORATION PAR

M. V. ARDENNE, W. FEHR, H. GUNTHER, P. HATSCHEK,
P. JARAY, E. NESPER, TH. SCHULTES, W. STEINDORFF,
R. THUN, R. WIGAND, H. WIGGE

TRADUIT DE L'ALLEMAND

PAR

R. SPRINGER

Ingénieur

IV-407 pages 16 × 25, avec 242 fig. 1939. (Rel., 150 fr. 75). Broché 124 fr. 75

92, RUE BONAPARTE



ÉDITEUR, PARIS (VI^e)

NOTIONS COMPLÉMENTAIRES

SUR LES

TUBES ÉLECTRONIQUES

par

M. CHAUVIERRE

Ingénieur-conseil, professeur à l'Ecole Centrale de T.S.F.

VIII - 204 pages 13 × 21, avec 146 figures. 1940. (Relié, 106 fr. 25). Broché 84 fr. 25

92, rue Bonaparte



Editeur, PARIS (VI^e)

PRINCIPAUX FOURNISSEURS DE LA RADIO

A.C.R.M.
18, rue Saisset, Montrouge.
ALE 00-76

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

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

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

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

BOBINAGES A. C. R.
60, rue des Orteaux, Paris.
ROQ 20-17

BOBINAGES RENARD.
70, rue Amelot, Paris.
ROQ 99-83

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

Sté NOUVELLE DES ETABL. BRUNET.
226, rue de la Convention, Paris (15°).
VAU 95-07

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

ELVECO.
70, rue de Strasbourg,
Vincennes.

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

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

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

GIRAUD.
79, avenue d'Italie,
Paris.

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

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

JAHNICHEN ET Cie.
27, rue de Turin, Paris.
EUR 59-09

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

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

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

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

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

H. MARGUERITAT, Machines à bobiner,
fils et condensateurs papier.
31, rue de Gergovie, Paris.
SUF 47-57

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

MENDE-RADIO (M. WEEGE).
64, rue la Boétie.
Paris.

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

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

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

ETS PAPYRUS.
25, boulevard Voltaire,
Paris.

PHILIPS.
2, Cité Paradis,
Paris.

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

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

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

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

RADIO-CONTROLE.
141, rue Boileau,
Lyon.

RADIO EUROPE.
3, rue de Rome, Paris.

RADIO VULCAIN
33, Grande-Rue,
Bourron (S.-et-M.)

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

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

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

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

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

S.I.D.E.
35, avenue Simon-Bolivar, Paris.
BOT 90-06

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

S.I.P.L.
11, r. Edouard-Nortier, Neuilly-sur-Seine.
MAI 77-71

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

SONNECLAIR-RADIO.
7, passage Turquetil, Paris (11°).
ROQ 29-21

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

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

VISSEAUX.
103, rue Lafayette, Paris.
TRU 81-10

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

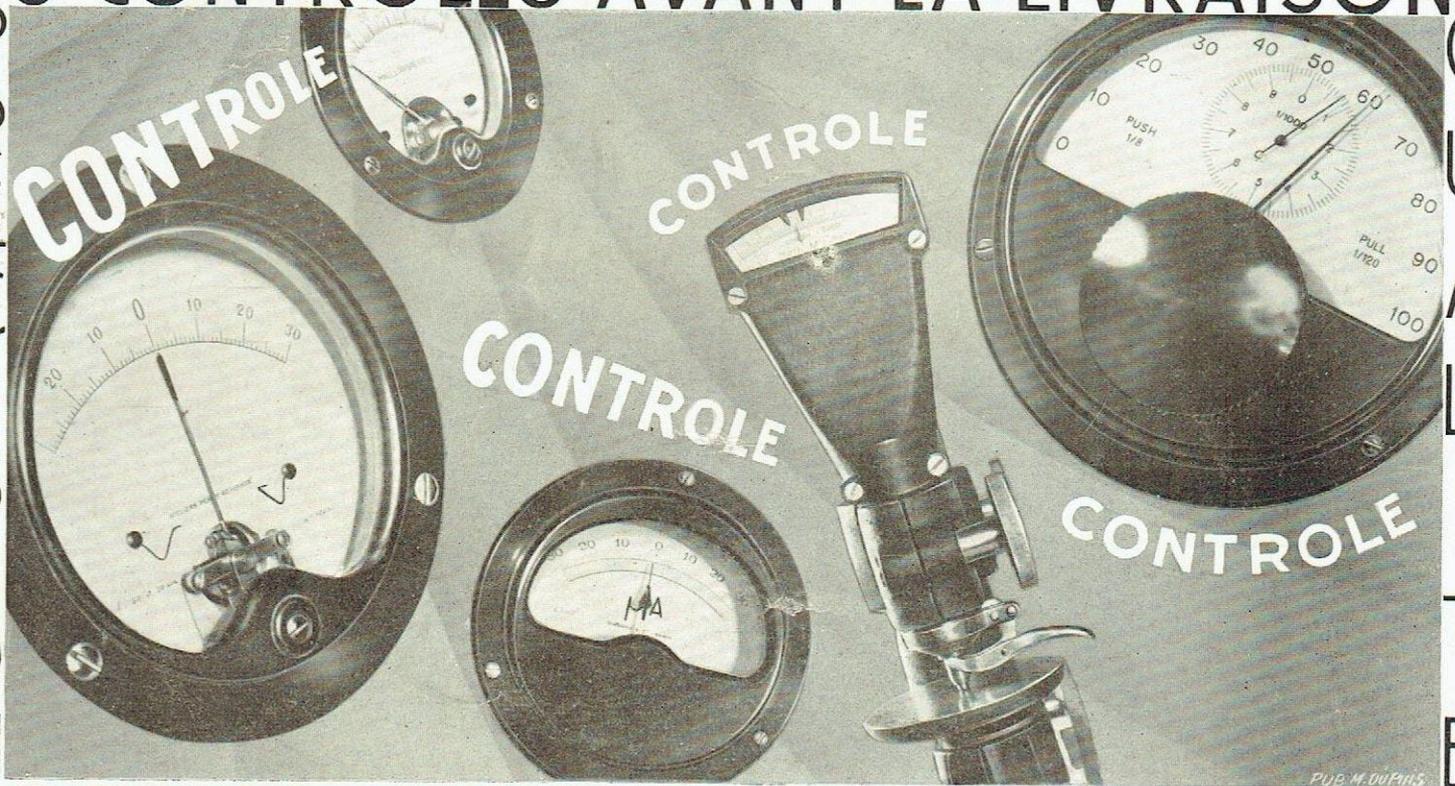
ZENITH RADIO-FRANCE.
4, boulevard Pershing,
Paris.

BREVETS en TOUS PAYS
DEPUIS 1878
LES INVENTEURS
CONFIENT LEURS DEPOTS
34, RUE DE PETROGRAD
TEL. EUROPE 34-34 PARIS 01
CABINET
FABER
Consultations gratuites
SECRET PROFESSIONNEL

6 CONTROLES AVANT LA LIVRAISON

NON-COÛT

QUALITÉ



CONDENSATEURS AU MICA STEAFIX

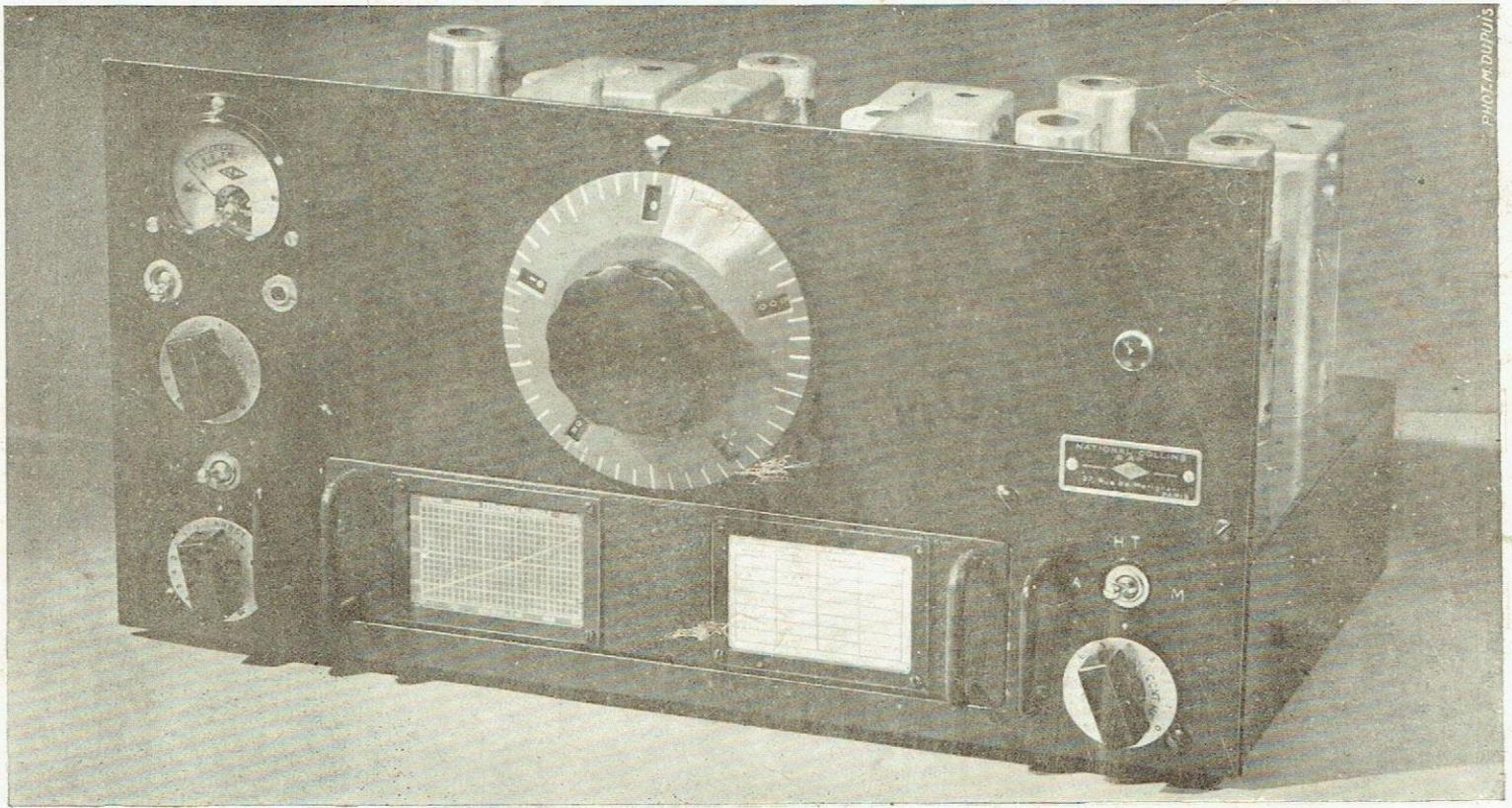
S.A.R.L. 17, RUE FRANCOEUR - PARIS XVIII^e - TEL: MON 02-93

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

**Bobinages
Renard**

TÉLÉPHONE ROQUETTE 20-17

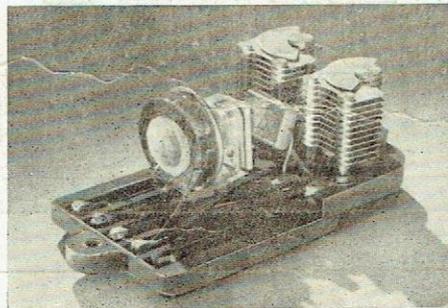
70, RUE AMELOT, 70
PARIS (XI^e)



PHOT. M. DUPUIS

BLOC H. F.

Le bloc H.F. avec ses bobinages et ses trimmers, est monté sur matière isolante à faibles pertes. L'ensemble est enfermé dans un blindage robuste, après vérification de toutes les pièces constituanes.

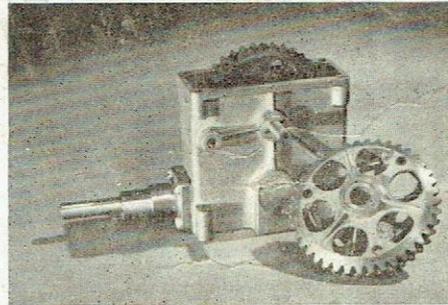


ACCORD MICROMÉTRIQUE

Le HRO emploie le nouveau condensateur de précision NPP (PW) à commande par vis. Ce dispositif permet un réglage précis et sensible.

Le cadran micrométrique semble, grâce à un ingénieux système de comptage, être étalé sur une longueur de 3 m. 60, avec 500 larges divisions de 7,2 millimètres. On peut ainsi apprécier 5000 lectures le long de l'échelle pour chaque bande.

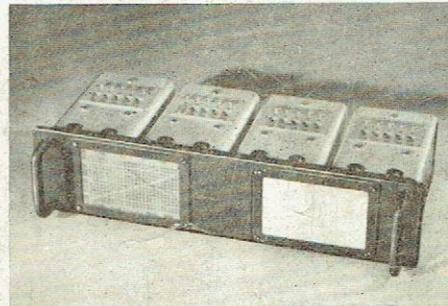
Les caractéristiques électriques sont du même ordre de précision, grâce à l'isolement Stéatite des quatre sections de stators, à l'isolement indépendant des rotors ayant chacun sa prise de contact non inductive.



CHANGEMENT DE BANDES

Le HRO emploie un changement de bande par bobinages amovibles logés dans des blindages indépendants comme dit plus haut.

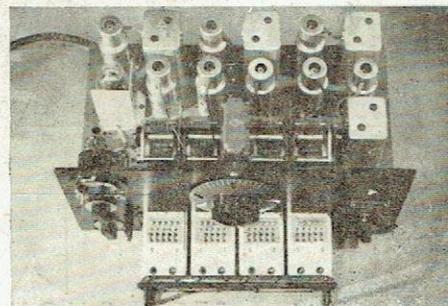
Les unités ainsi formées sont assemblées par quatre pour constituer des blocs en forme de tiroirs. Chaque tiroir correspond ainsi à une bande de fréquences.



CARACTÉRISTIQUES

Le circuit à neuf tubes du HRO est remarquable par le gain obtenu entre 1.7 et 30 mégacycles. Deux étages de H. F. accordées précèdent la détectrice, d'où un considérable rapport d'images et une sensibilité très grande.

Le HRO fonctionne avec simple ou double antenne. Les gains H. F. et B. F. sont contrôlés séparément. Le HRO possède : automatique V. C., oscillatrice de battement, appareil de mesure d'intensité du signal (S-mètre), jack pour téléphone et interrupteur de haute tension.



LE H R O

SUPER- -HETERODYNE

FABRICATION
FRANÇAISE

SOCIÉTÉ FRANÇAISE
NATIONAL

27, rue de Marignan - PARIS