

TSE

REVUE MENSUELLE
POUR TOUS

RADIO - TÉLÉVISION
TÉLÉCOMMANDE
SONORISATION

LES TECHNICIENS
DE L'ÉLECTRONIQUE

26^e ANNÉE — N° 260

JUIN 1950

Redacteur en chef : LUCIEN CHRÉTIEN

SOMMAIRE :

**LES CONDITIONS
DE LA QUALITÉ
POUR UN RÉCEPTEUR
DE RADIODIFFUSION**

(en douze articles essentiels,
sommaire détaillé page 209)

ET LES PERFORMANCES DES
RÉCEPTEURS FRANÇAIS 1950

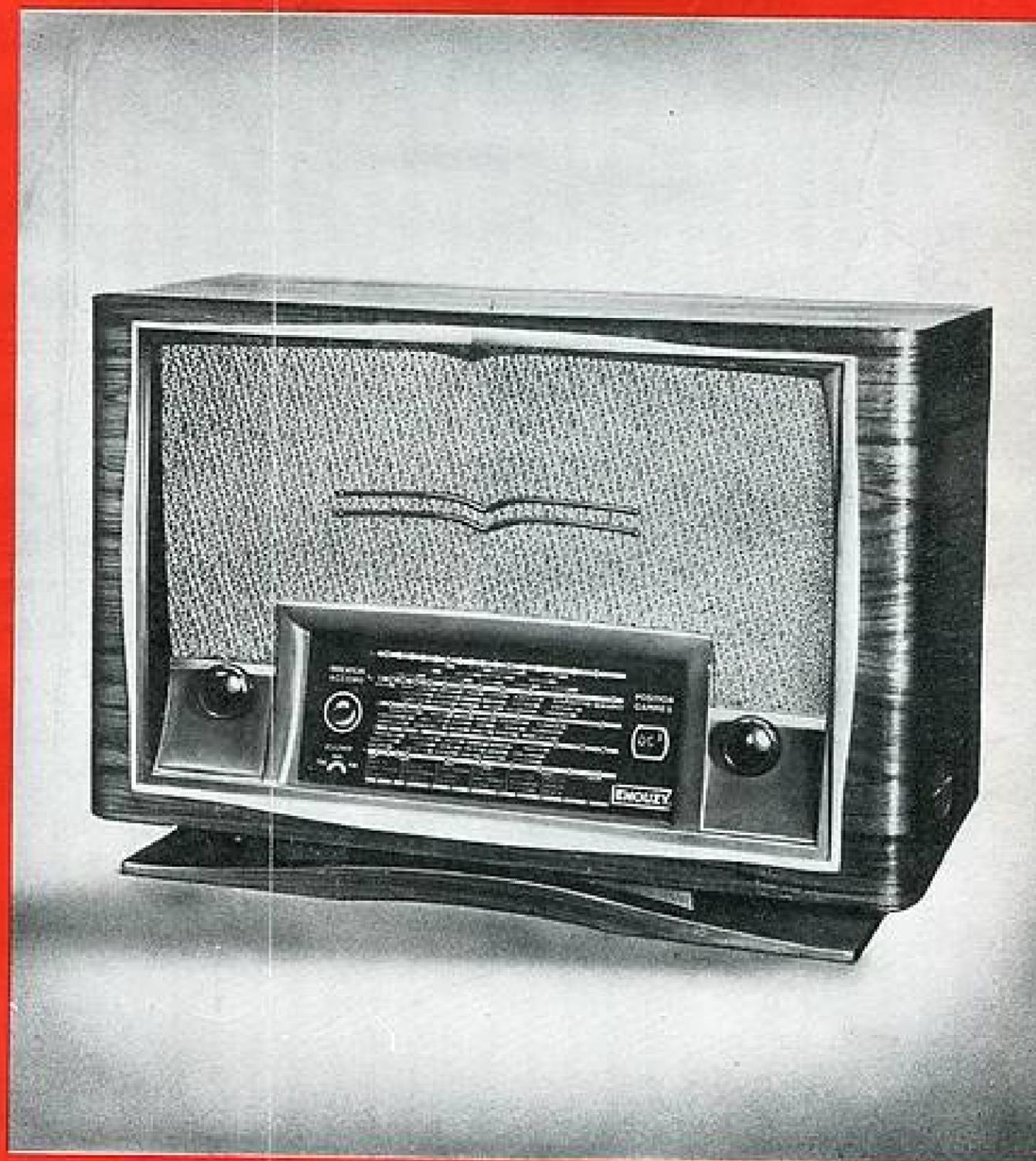
●
EXPORTATIONS :
Ce Numéro est diffusé
spécialement à l'étranger.

●
Cicestra :

Un appareil de haute qualité musicale.
Le 8 lampes LEMOUZY type 812, 6 gammes
dont 3 O.C. semi-dialées (13 à 68 mètres),
deux diffuseurs à grande fidélité, sortie
B.F. en push-pull. Sélectivité et tonalité
réglables. Sensibilité O.C. 3 microvolts.

60 pages

80 Fr.



ÉDITIONS CHIRON - PARIS

A l'abri
SOUS
leur cuirasse

NOUVEAUX BLOCS
ENTIÈREMENT BLINDÉS

**DAUPHIN
3 GAMMES**

Bloc blindé 3 gammes
d'ondes. - Commut. P.U.
6 réglages.

**DAUPHIN
4 GAMMES**

dont une bande étalée
O.C. de 46 à 51 mètres
pour l'écoute facile des
stations O.C. - Commu-
tateur P.U. - 6 réglages.

Protection mécanique
absolue sous blindage
métallique.

Cosses de branchement
à la lampe et au C.V.
groupées à l'arrière du
boîtier.

Modèles pour lampes Rimlock
et lampes miniature ECO.

ISOTUBE

Transfo M. F. universel
Inviolable de dimen-
sions réduites, de fixa-
tion instantanée et sûre,
et de performances
électriques parfaites.

Modèles pour lampes Rimlock,
lampes miniature, lampes pile.



BOBINAGES
OMEGA

MATÉRIEL RADIOÉLECTRIQUE, TÉLÉPHONIQUE ET DE PHYSIQUE INDUSTRIELLE



USINE ET SERVICE COMMERCIAL
106 rue de la Jarry Vincennes
Tél. DAU 43-20 et la suite

USINE 11 à 17 rue Songlev
LYON VILLEURBANNE
Tél. 09-90 et la suite

TO THE ELECTRONIC WORLD...



Means...

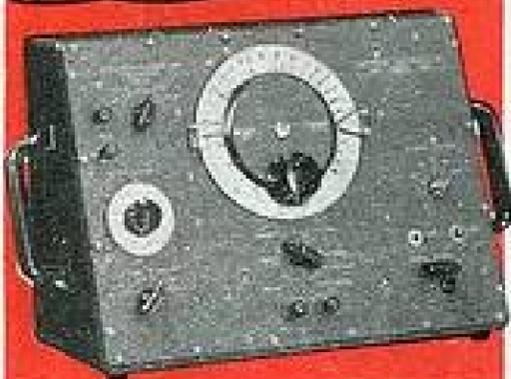
HIGH *performance!*

This world reputation in the manufacturing of measuring apparatus is the crowning of long years efforts and of an ultra up-to-date industrial equipment.

Picked leading personnel direct these fabrications with the constant preoccupation of satisfying always more the technical and practical needs of its customers.

Highly qualified workmanship build these measuring apparatus of international class, which are sold in the whole world at prices tightly connected with the economic conditions in each country.

That is why you buy, and will buy always more METRIX measuring apparatus.



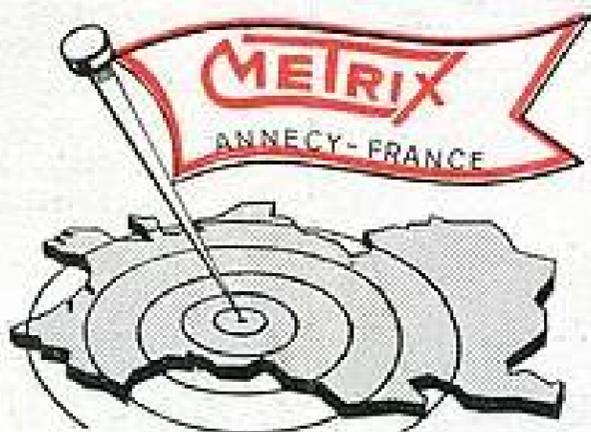
SIGNAL GENERATOR 915
HÉTÉRODYNE UNIVERSELLE 915
50 kc/s to 50 Mc/s in 6 direct reading ranges. Modulation by a 400 c/s signal (depth of 30 a/a). Output 0,2 μ V. to 0,1 V.



Standard-Signal Générateur 930-D
GÉNÉRATEUR UNIVERSEL 930-D
50 kc/s to 50 Mc/s in 6 direct reading ranges. Six different A.F. modulation signals. Multivibrator. Calibrated output No stray field.



VALVE TESTER 361
LAMPENMÈTRE 361
All old and modern, american continental valves easily tested. Reliable indication of valve goodness.



AGENCIES : ALGERIA - TUNISIA
BELGIUM - HOLLAND - FINLAND
GREECE - ITALY - NORWAY - LEBANON
SWITZERLAND - SWEDEN - PORTUGAL



VALVE ANALYZER 305
PENIEMÈTRE 305
Measuring of all valve characteristics. Direct reading of mutual conductance. Patented rotary selector for all sockets.

COMPAGNIE GÉNÉRALE DE MÉTROLOGIE - ANNECY (HAUTE-SAVOIE) FRANCE

AG. PUBLEDITEC - DOMENACH

Une révolution dans l'enregistrement !

LE MAGNETONE

LE PREMIER ENREGISTREUR FRANÇAIS SUR FIL MAGNÉTIQUE
A HAUTE FIDÉLITÉ MUSICALE
CONSTRUIT EN GRANDE SÉRIE

Des caractéristiques
de classe internationale !

Le plus complet des
magnétophones portatifs !



- ★ Le MAGNETONE permet à la voix, à la musique et à tous les sons audibles jusqu'à des fréquences de 10.000 pér./sec. d'être enregistrés, reproduits et effacés des milliers de fois.
- ★ Les enregistrements peuvent se conserver plusieurs années sans subir de perte de puissance.
- ★ Le MAGNETONE est le seul enregistreur diffuseur possédant deux vitesses d'enregistrement.

- ★ Ampli : 6 lampes.
- ★ Puissance modulée à la sortie : 4 watts, 5
- ★ Possibilité de mixage, micro, radio, pick-up.
- ★ Bras de pick-up spécial pour enregistrement des disques par repiquage direct.
- ★ Enregistrement de la radio par repiquage direct.
- ★ Usage de l'appareil en pick-up normal.
- ★ Possibilité de sonorisation de grandes salles.
- ★ Possibilité d'enregistrements de longue durée.

LE SERVICE TÉLÉPHONIQUE PRIVÉ
35, Rue Saint-Dominique, PARIS (7^e) - INV. 96-66

Agences principales : LILLE - ROUEN - NANTES - TOULOUSE - MARSEILLE - CANNES - LYON
BORDEAUX - TROYES - METZ - NANCY - ALGER - CASABLANCA

Professionnels, en demandant une notice, un renseignement, un catalogue, recommandez-vous de la T. S. F. POUR TOUS.

ACTA

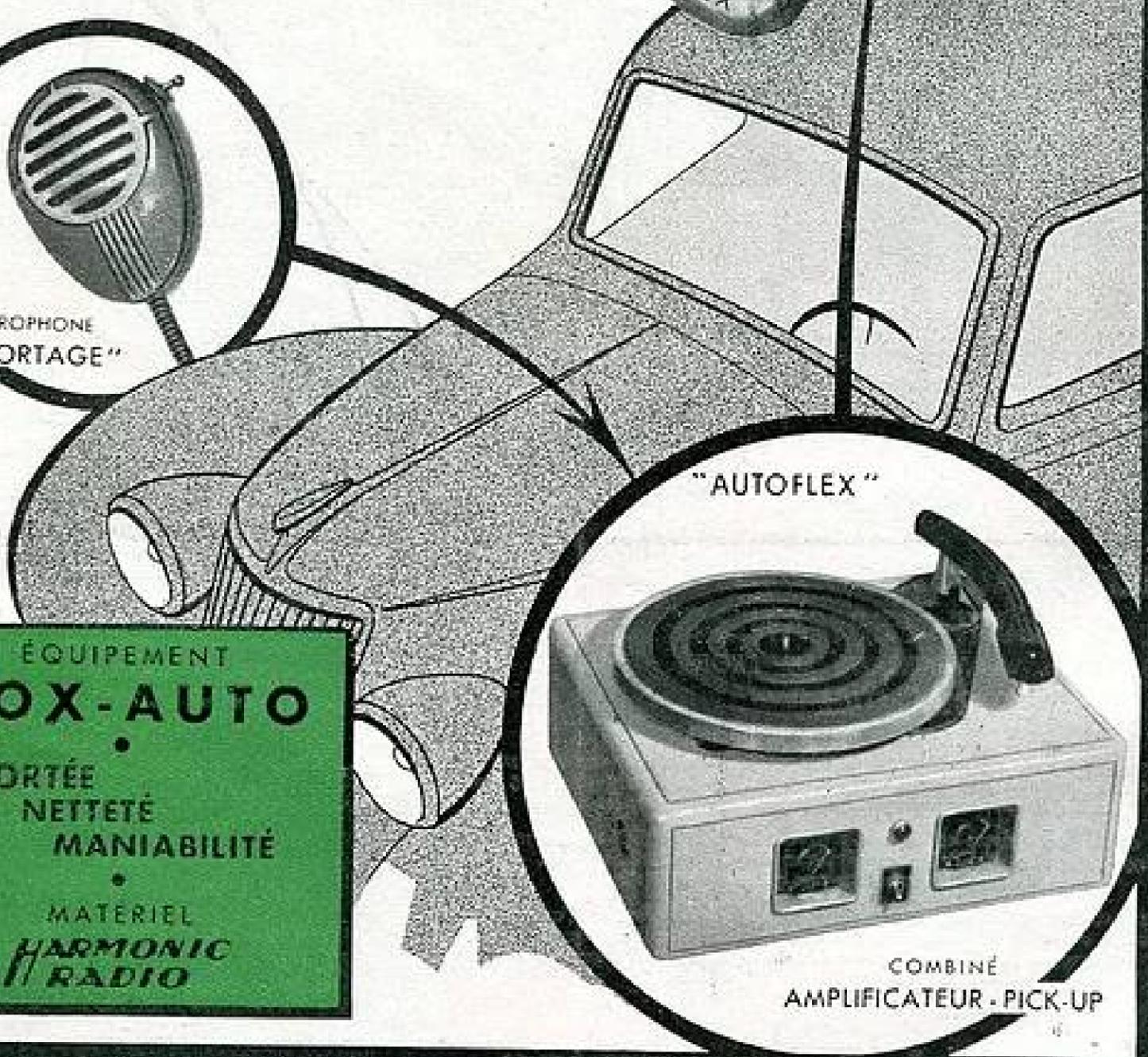
Un ensemble homogène

Livré avec **TOURNE-DISQUE
PERPETUUM-TELEFUNKEN**

Nous consulter pour équipements de grande puissance



MICROPHONE
"REPORTAGE"



"AUTOFLEX"

COMBINÉ
AMPLIFICATEUR - PICK-UP

ÉQUIPEMENT
VOX-AUTO

PORTÉE
NETTETÉ
MANIABILITÉ

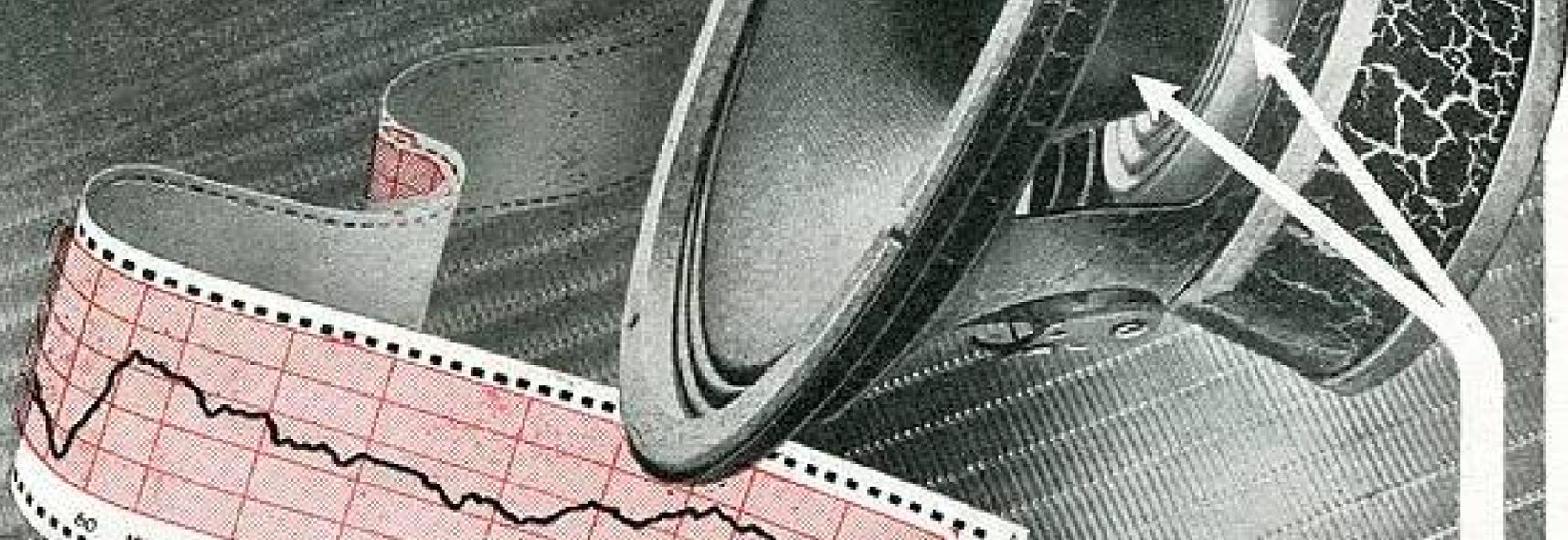
MATERIEL
**HARMONIC
RADIO**

ÉTABLISSEMENTS PAUL BOUYER

BUREAUX & USINE : 7, RUE HENRI-GAUTIER - MONTAUBAN (T.-et-G.)

BUREAUX DE PARIS : 9^{bis}, Rue SAINT-YVES (XIV^e) - Téléphone : GOB. 81-65

Enfin!
 DE **40**
 A
16.000
 PÉRIODES...



LE NOUVEAU H.P. A AIMANT PERMANENT DE 21 cm. A MEMBRANE DE PROFIL "EXPONENTIEL"

Reproduit les fréquences de 40 à 16.000 périodes, performance seulement atteinte jusqu'ici par certains appareils américains, mais possédant une double membrane, une pour les basses, l'autre pour les aigües.

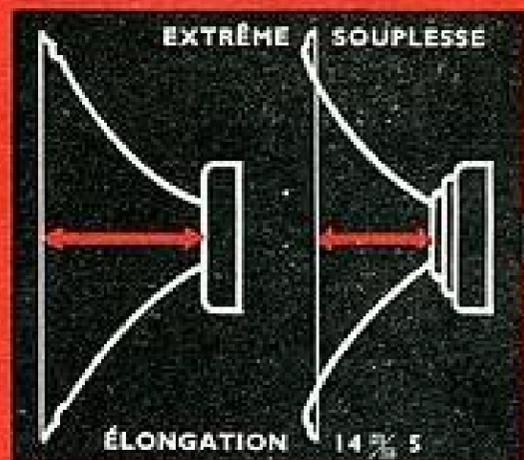
Sa courbe de réponse est d'une uniformité tout à fait remarquable, puisque l'échelle des ordonnées indique que les variations de la courbe tiennent toutes dans une plage de ± 8 db.

Cette très haute fidélité permet des réceptions d'un relief et d'une vérité jamais atteints, à l'heure où nos fonctionnaires transmettent en direct des concerts dont la modulation dépasse 12.000 cycles/secondes.

Courbe de réponse du H.P. 21 cm SEM « EXPONENTIEL » enregistrée par les Laboratoires de la Radiodiffusion Française, - Chambre sourde - Distance micro-H.P... 70 cm. - Baffle rectangulaire recouvert de 2 cm. de laine de verre Ampli d'attaque push-pull triode R. 120.

SEM

RENSEIGNEZ-VOUS... ET PENSEZ A NOS MODÈLES
 12-17-19, 21-24 et 28 cm. dont la qualité rigoureuse est confirmée par la FIDÉLITÉ DE NOS CLIENTS

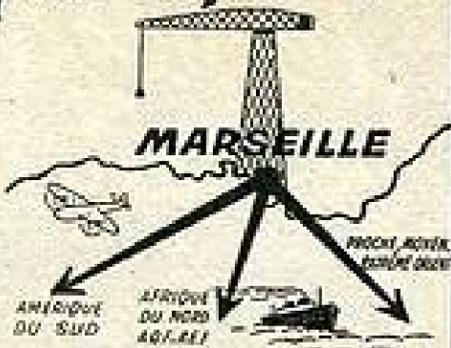


HAUT-PARLEURS ET MICROPHONES - 26 RUE DE LAGNY PARIS XX^e - TÉL. DOR. 43-81

AG. PUBLÉDITEC DOMENACH

Nous sommes à votre porte...

... et nous pouvons vous livrer rapidement, aux conditions mêmes des usines, le matériel Radio Electrique Français de qualité.



**établissements
Mussetta**

**EXPORTATION
LE MATÉRIEL RADIO-ÉLECTRIQUE SÉLECTIONNÉ
3, Rue Nau
MARSEILLE
Tél. GA. 32-54 - Adr. Tél. ETAMUS**

- PIÈCES DÉTACHÉES
- APPAREILS DE MESURE
- SONORISATION
- ENREGISTREMENT
- MATÉRIEL PROFESSIONNEL TROPICALISÉ
- CATALOGUES sur DEMANDE

**EXPÉDITIONS PAR TRANSITAIRES SPÉCIALISÉS
EMBALLAGES SOIGNÉS (VOIE AÉRIENNE OU MARITIME)**

DERNIER MODELE NE :
"Type AS"

CADRE ANTIPARASITES COMPENSÉ A TUBE H.F. & A ALIMENTATION DIRECTE TOUS SECTEURS.

... se vend facilement et rendra service à vos clients...

POUR LES SATISFAIRE ET POUR QU'ILS VOUS ENVOIENT LEURS AMIS, VENDEZ-LEUR UN CADRE DE MARQUE,

le seul

LIVRÉ AVEC LA GARANTIE D'UN CONSTRUCTEUR DE POSTES réputé

RADIO TEST

6 Bis, RUE AUGUSTE YVU - PARIS 15^e - TÉL. : VAUGIRARD 04-86 & 49-76
SUD-OUEST, 17 BIS, RUE CUFFARELLI - TOULOUSE (M^e GAR.)

*** Techniques :**
Construction relative des P.D. et G.O. unités.
a) Type Q&D : cadre compensé sans lampe.
b) Type HF : cadre compensé standard en accord.
Ce modèle HF prévu avec adaptateur d'impédance pour lampes Röntgen, détail technique.
c) Type A : avec tube à filament et enroulement.
Les types HF & AS permettent une écoute confortable de RADIO-LUXEMBOURG dans toute la France.

*** Présentations :**
Cadres "photo" particulièrement beaux, livrés avec photos d'artistes ou de scènes intéressantes.
Coloris :
POUR (1500 francs)
PEGA (1200 francs)
CUIR VÉRITABLE (1500 francs et au-dessus)

30 ans d'expérience

TRANSFORMATEURS

POUR TOUS TRANSFORMATEURS un seul nom DÉRI

TOUTES APPLICATIONS RADIO - INDUSTRIELLES DOMESTIQUES - SCIENTIFIQUES

TOUTES PUISSANCES jusqu'à 60 kw. TOUS VOLTAGES - TOUS MODÈLES

ETS DÉRI
179, B^e LEFEBVRE - PARIS 15^e
TEL. VAUGIRARD 20-03

DOCUMENTATION sur demande

Revendeurs!..

PROFITEZ DE NOTRE ORGANISATION DE vente à crédit UNIQUE EN FRANCE

Renseignez-vous chez...

RADIO-CRÉDIT
48, RUE DE MALTE, PARIS 11^e
MÉTRO : RÉPUBLIQUE — Tél. OBE.13-32

Professionnels, en demandant une notice, un renseignement, un catalogue, recommandez-vous de la T. S. F. POUR TOUS.

*30 ans d'expérience
des années d'agrément...*

Witchcraft

RADIO

TÉLÉVISION

RADIO-PHONO

ACTA

UNIC RADIO

FONDÉ EN 1921

**RIBET & DESJARDINS
CONSTRUCTEURS**

9.995^f

le "BRIO"

le petit qui vaut les gros!

**Super
5 lampes - Toutes ondes**

Le "Brio" grâce à son prix place à la portée de tous l'inimitable technique "Radialva". (Notices franco)

Radialva

117 VECHAMBRE P.M.A. 1, RUE J. J. ROUSSEAU - ASNIERES - (SEINE)
GRE. 50.84

VEGA

présente

le nouveau HAUT-PARLEUR
HEMISPHERIQUE (système breveté)
permettant une utilisation rationnelle
des aimants à trempe magnétique

TICONAL

mieux que tous les arguments

VEGA vous demande de le com-
parer à d'autres Haut-Parleurs du même
prix... et vous serez édifié!

52, rue du Surmelin, PARIS-20^e
MEN. 73-10

PUBL. RAPPY

Professionnels, en demandant une notice, un renseignement, un catalogue, recommandez-vous de la T. S. F. POUR TOUS.

LA T.S.F. REVUE MENSUELLE

POUR TOUS LES TECHNICIENS DE L'ÉLECTRONIQUE

FONDATEUR : ÉTIENNE CHIRON — RÉDACTION : 40, RUE DE SEINE, PARIS-6^e

26^e ANNÉE

JUIN 1950

N^o 260

S O M M A I R E

Editorial.

Aspects de la fidélité de reproduction acoustique..... 211
(LUCIEN CHRÉTIEN)

Mesures et Service Radio.

Etude critique des mesures sur les récepteurs..... 212
(LUCIEN CHRÉTIEN)

Mesures acoustiques sur les récepteurs : applications pratiques. 224
(ANDRÉ MOLES)

Notre amplificateur symétrique M.F. : conseils d'emploi et réglages.....(GEORGES GINIAUX) 234

Analyse des qualités d'un récepteur : processus des mesures... 247
(ROBERT ASCHEN)

Construction Radio et Sonorisation.

La sensibilité des récepteurs et sa limitation par le « bruit de fond ».....(JACK ROUSSEAU) 218

Nomogramme de bruit des récepteurs..... 222
(C.-W. YOUNG - P.-A. BOURSAULT)

Commande de tonalité à compensation de puissance sonore.... 223
(O. SCHWAN - P.-A. BOURSAULT)

Conditions de la qualité dans les récepteurs et amplificateurs B.F. à contre-réaction de taux élevé..... 223

Le récepteur de radio et la prise « P.U. »... (MARCEL LECHENNE) 235

Du ronflement dans les tubes alimentés en alternatif..... 238
(HENRI ABERDAM)

Calcul de circuits.

Calcul des alimentations de récepteurs... (JACQUES LIGNON) 242

Télévision et ondes métriques.

Etude comparée des téléviseurs haute et moyenne définition : XPR 819..... (PIERRE ROQUES) 250

Documentation.

Caractéristiques et performances des récepteurs de radiodiffusion français 1950..... (JACK ROUSSEAU) 230

Characteristics of French Radio Receivers 1950..... 233

Y aura-t-il un Grand Salon de la Radio et de la Télévision organisé par le S. N. I. R. en octobre ?..... 221

Tout la correspondance doit être adressée aux :

ÉDITIONS CHIRON

40, rue de Seine, PARIS-6^e

CHEQUES POSTAUX : PARIS 53-75

TÉLÉPHONE : DAN. 47-55

★

ABONNEMENTS

(en an, onze numéros) :

FRANCE 800 francs

ÉTRANGER 1.060 francs

SUISSE 15,30 fr. S.

Tous les ABONNEMENTS doivent être adressés

au nom des Éditions CHIRON

Pour la Seine, Claude LUTHY, Montparnasse 8,

La Chapelle-Fondé,

C. chèques postaux : IVB 3439

★

PUBLICITÉ :

R. DOMENACH,

Régistre officiel depuis 1934

21, Rue des Juifs, PARIS (2^e)

TÉL. : CEN. 97-63

PETITES ANNONCES

TARIF : 60 fr. la ligne de 40 lettres, espaces ou signes, pour les demandes ou offres d'emplois.

150 fr. la ligne pour les autres rubriques.

★

Rédacteur en Chef :

LUCIEN CHRÉTIEN

Rédacteurs :

Robert ASCHEN

Henri ABERDAM

Louis BOÉ

P.-A. BOURSAULT

Serge BERTRAND

Pierre-Louis COURIER

Pierre HÉMARDINQUER

Marcel LECHENNE

Jacques LIGNON

André MOLES

R.-A. RAFFIN-ROANNE

Pierre ROQUES

Jack ROUSSEAU

★

Directeur d'éditions : G. GINIAUX

Tous les articles de cette Revue sont publiés sous la seule responsabilité de leurs auteurs

DERNIÈRES NOUVEAUTÉS CHIRON

- **LES CAHIERS DE L'AGENT TECHNIQUE RADIO**, notamment le nouveau paru : **Cahier n° VI : Théorie et pratique de l'Emission. Réglage et manipulation des émetteurs**, 32 pages, 21 X 27 cm. Prix. **150 fr.**
Port : 30 francs.

Réalisation et mise au point d'un émetteur de 100 watts fonctionnant sur 120 Mc/s (2,50 m.) : A. Description de l'émetteur et calcul des éléments. B. Tableau résumant la mise au point de l'émetteur. Mise en évidence des champs produits par une antenne rayonnante. Champs électrique et magnétique. Polarisation et réflexion des ondes électromagnétiques. Mise en évidence des bandes latérales et de la sélectivité. La mesure du champ d'un émetteur. Le contrôle d'une émission. Mesure du taux de distorsion. Mode d'emploi de l'analyseur cinématique.

- Les derniers ouvrages de **LUCIEN CHRETIEN**, ing. E.S.E., rédacteur en chef de cette Revue :
- **CE QUE LE TECHNICIEN DOIT SAVOIR DU RADAR**, un ouvrage de 248 pages, 14 X 22,5 cm. Prix **825 francs.**
Port : 45 francs.

Initiation aux circuits destinée : aux agents techniques des firmes spécialistes U.H.F. ; aux agents monteurs et dépanneurs de l'armée (D.E.M.) ; aux radiotechniciens s'intéressant aux problèmes de localisation, de guidage, de réponse, et d'asservissement par voie électronique ; aux opérateurs radio de bord de la flotte marchande.

- **LE TUBE A RAYONS CATHODIQUES MANUEL D'EMPLOI**, un ouvrage de 192 pages, 13,5 X 21,5 cm. Prix **585 francs.**
Fonctionnement. Construction. Oscillographes. Applications. Radar. Télévision. Port : 30 francs.

- Un **NOUVEAU FASCICULE DE PIERRE ROQUES** à l'usage des débutants en **TELEVISION : JE CONSTRUIS MON TELEVISEUR**, un fascicule de 15 pages, 21 X 27 cm. Prix franco de port : 180 francs.
Amplification H.F. Détection. Amplification vidéo-fréquence. Séparation vidéo-synchronisation. Balayage ligne. Balayage image. Alimentation. Montage et câblage. Mise au point et réglage.

- **LE FASCICULE II DE « TOUS LES MONTAGES DE T. S. F. »**, de Georges Giniaux paraît enfin : **Vingt schémas de récepteurs à une et deux lampes (batteries, secteur) : Prix franco de port : 240 francs.**
Voici vingt nouveaux appareils mis au point minutieusement et décrits avec précision de nouveaux bobinages, dont plusieurs à réaliser soi-même. L'entraînement idéal du jeune technicien, du débutant ou de l'étudiant.

EDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS-6*

Depuis 25 ans au service de tous les radioélectriciens

T.S.F.

REVUE MENSUELLE
POUR TOUS
LES TECHNICIENS
DE L'ÉLECTRONIQUE

RADIO - TÉLÉVISION - TÉLÉCOMMANDE - SONORISATION

ABONNEMENTS

UN AN. FRANCE : 800 FRANCS.	ENVOI SOUS PLI RECOMMANDÉ : 1.240 FRANCS
ETRANGER : 1.060 »	» » » 1.610 »

Vous présente tous les mois les études et les réalisations d'une équipe de rédacteurs permanents

ABONNEZ-VOUS

Veillez m'inscrire pour un abonnement d'un an à votre Revue à partir du Mois de _____

Nom _____

Adresse _____

Ville _____

Je vous adresse inclus la somme de _____ francs — ou je verse le montant à votre C. C. P. PARIS 53-35.

A adresser aux Editions CHIRON, 40, rue de Seine, Paris-6*

10

ÉDITORIAL :

ASPECTS DE LA FIDÉLITÉ DE REPRODUCTION ACOUSTIQUE

BROCHURE « HAUTE FIDÉLITÉ ».

Il est certain que la question de la haute fidélité musicale passionne nos lecteurs. Aucune série d'articles ne m'a valu un courrier aussi abondant et aussi intéressant que la description (partielle) d'un récepteur et celle de divers amplificateurs. Ces articles, complétés par des données récentes et quelques perfectionnements vont prochainement être édités sous forme d'une brochure.

DERNIER CONSEIL DE REDACTION.

Mais il ne suffit pas d'avoir de bons récepteurs et de bons amplificateurs : il faut aussi de bonnes émissions. Les émissions actuelles permettent-elles d'atteindre vraiment la haute fidélité musicale ? Tel fut — parmi beaucoup d'autres — un des sujets débattus lors de notre dernier Conseil de rédaction, auquel assistaient, entre autres personnalités, les techniciens suivants : Aschen, Boursault, Ginioux, Lecheune, Lignon, Roques, Rousseau... et votre serviteur.

C'est dire que les voix compétentes ne manquaient pas. Un des thèmes principaux fut : la largeur de bande acoustique réellement disponible dans une émission moderne de bonne qualité.

OU LES DÉFAUTS DEVIENNENT DES QUALITÉS.

Il est absolument certain que la plus mauvaise émission peut fournir une reproduction parfaite du côté récepteur. Il suffit, pour cela, que le récepteur soit d'aussi mauvaise qualité que l'émetteur. Il faut évidemment que les défauts soient réciproques et complémentaires. Si la courbe de l'émetteur présente une bosse de 10 décibels en un endroit, il faut que celle du récepteur présente un « creux » de même profondeur au même endroit... Ce point de vue n'est paradoxal qu'en apparence seulement.

En effet, pour remédier aux défauts de certains éléments du montage, on donne systématiquement des défauts complémentaires à d'autres éléments. C'est ce qui permet l'emploi de la contre-réaction avec contrôle du gain du côté des « graves » et des « aigus »... Mais dans quelle mesure est-ce possible et souhaitable ?

DU CÔTÉ DES « BASSES ».

Il n'y a aucune raison théorique pour abaisser le niveau des basses à l'émission. On constate toutefois que beaucoup d'émetteurs présentent une caractéristique descendante à partir de 100 c/s.

C'est d'autant plus dommage que les équipements récepteurs ont le même défaut — à moins d'être de qualité exceptionnelle. Les haut-parleurs présentent le même inconvénient.

Certains d'entre eux pourraient peut-être atteindre la limite inférieure, mais ils sont placés sur des « baffles » insuffisamment larges. Pour remédier à cela, on doit « remonter » le niveau des graves au moyen de l'amplificateur de basse fréquence. Mais peut-on le remonter suffisamment ?

Ce n'est pas vrai pour toutes les stations à cause du bruit de la composante de renflement de l'onde porteuse. Ce défaut est particulièrement net pour certaines stations françaises : Paris-Inter par exemple.

Il serait évidemment souhaitable que les émissions soient modulées avec une légère exagération des « basses ». Le niveau relatif du renflement en serait d'autant abaissé...

DU CÔTÉ DES « HAUTES ».

La question est beaucoup plus complexe.

En principe, les bandes latérales de deux stations voisines ne doivent point chevaucher. En conséquence, si l'écart entre deux stations est de 9 kilocycles, la fréquence limite est de 4.500 périodes par seconde.

En pratique, les bandes latérales sont certainement beaucoup plus étendues. Elles sont vraisemblablement atténuées, mais elles ne sont pas annulées. Il en résulte qu'en doit pouvoir les « relever ».

Il est évidemment extrêmement intéressant de pouvoir déterminer l'étendue précise des bandes de modulation pour un certain nombre d'émetteurs.

Nous avons pensé que les émetteurs eux-mêmes pourraient nous renseigner. Nous avons donc décidé de faire une enquête directe pour obtenir des précisions.

Mais nous avons aussi pensé, comme saint Thomas, qu'il fallait « voir » et « sentir » par nous-mêmes. Aussi, le Conseil de rédaction déjà nommé a-t-il demandé à M. Lignon, un de ses membres, de faire les vérifications nécessaires au moyen d'un dispositif analyseur.

Nous tiendrons nos lecteurs au courant.



ETUDE CRITIQUE DES MESURES SUR LES RECEPTEURS ⁽¹⁾

par Lucien CHRÉTIEN, ingénieur E.S.E.

Le récepteur du modèle le plus commun est un ensemble très compliqué de résistances, condensateurs, bobines qui est, d'une part, connecté à un collecteur d'ondes et, d'autre part, à une ou plusieurs sources de courant électrique. Il doit, dans ces conditions, et par l'intermédiaire d'un haut-parleur, fournir de la musique ou des paroles.

Mais cette définition n'est guère valable que pour le récepteur de radiodiffusion, encore désigné, avec une moue de mépris par certains de mes confrères, sous le vocable péjoratif de « boîte à musique ».

Il y a d'autres modèles de récepteurs qui doivent actionner un télégraphe imprimeur, un relais, un dispositif de télécommande ou de transmission de photographies, un graveur ou une tête d'enregistrement de magnétophone, un appareil de télévision, le dispositif indicateur d'un radar, etc..., etc... Et la liste n'est pas close.

En somme, on introduit à l'entrée des courants de très faible amplitude et, après un grand nombre de transformations, on obtient un certain résultat que l'on désire... Cette dernière définition ressemble évidemment quelque peu à la célèbre explication de la « Boîte A », fournie par un non moins célèbre sous-officier du 8^e génie : *le courant entre ici, il sort là et, à l'intérieur, il se dem... (brouille !)*

Mais il est bien certain que le courant se débrouille plus ou moins bien, selon les diverses qualités du récepteur.

Les qualités d'un récepteur peuvent se définir avec exactitude et quand cette définition a été donnée, elles peuvent se mesurer avec précision. Il est évident que les qualités d'un récepteur varient avec le but que l'on veut atteindre.

Le récepteur idéal de trafic ne donnerait pas satisfaction à l'amateur de musique. La courbe de transmission d'un récepteur de radiodiffusion ne peut absolument pas convenir pour un récepteur de télévision.

Il ne saurait être question d'examiner ici, dans cet article, les qualités de tous les types de récepteurs.

On prendra donc l'exemple de l'appareil de radiodiffusion. Il sera d'ailleurs bien facile de passer dans ce cas particulier aux autres cas particuliers. Car, en définitive, les principes du récepteur de radar ou de télévision demeurent les mêmes.

Nous nous attacherons à définir les qualités. Puis nous décrirons les moyens de les mesurer. Et nous montrerons que ces moyens sont loin d'être parfaits. Il n'en faudra, d'ailleurs, pas conclure que toute mesure est inutile, mais qu'on doit pouvoir faire mieux.

« Les qualités du récepteur

Il n'est question ici que des qualités mesurables, car, hors de la mesure, on sombre dans la fantaisie. Tel serait le cas si nous prétendions discuter et mesurer les qualités esthétiques ou les mérites décoratifs de telle ou telle ébénisterie.

On peut donc définir les qualités principales :

a) *La sensibilité* qui permet d'utiliser des signaux de faible amplitude, c'est-à-dire d'entendre des stations lointaines ou faibles ;

b) *Protection contre les brouillages* — ce qui, au premier échelon, on peut appeler la *sélectivité* — mais qui comprend également : protection contre les sifflements parasites et interférences diverses ;

c) *Fidélité de reproduction* ;

d) *Puissance*, qu'il ne faut pas confondre avec la qualité précédente. Le livre de solfège que j'utilisais quand j'étais en culotte courte répétait presque à chaque page : *crier n'est pas chanter* ;

e) *Action des dispositifs automatiques* : régulateur automatique de sensibilité par exemple.

Définition et standardisation des mesures

Quand l'épicier nous vend un kilogramme de sucre, ou un litre de vin, il n'est — en général — pas besoin de préciser les conditions de la mesure.

Mais il n'en est pas de même quand il s'agit d'un ensemble aussi complexe qu'un récepteur.

On s'efforce de copier d'aussi près que possible les conditions de fonctionnement normales habituelles.

Ainsi tel récepteur est destiné à recevoir des oscillations modulées en amplitude. Ce sont donc de telles oscillations que l'on introduit à l'entrée. Mais il faut encore préciser davantage.

Tout d'abord, la forme des oscillations sera définie : il s'agit d'oscillations sinusoïdales. De plus, il faut connaître aussi la forme de la tension de modulation ; elle sera, elle aussi, sinusoïdale, par exemple :

Si je veux reproduire telles ou telles oscillations modulées en amplitude je dois connaître :

a) La fréquence de l'onde porteuse ;

b) L'amplitude de l'onde porteuse ;

c) La fréquence de la tension de modulation ;

d) La profondeur ou taux de modulation.

Est-ce tout ? Pas encore. Dans les conditions de fonctionnement habituelles, l'énergie d'entrée est captée par un collecteur d'ondes branché de telle ou telle manière.

Or, le collecteur d'ondes peut varier dans d'énormes limites : depuis un fil de quelques décimètres branché derrière l'appareil jusqu'à l'énorme antenne extérieure.

Tel récepteur peut se comporter d'une manière très différente suivant le collecteur d'ondes qu'on lui connecte.

Or, des mesures doivent nécessairement être reproductibles et parfaitement comparables entre elles.

Si l'on veut réaliser ces deux conditions essentielles il faut donc :

a) Définir le « signal » standard ;

b) Définir le collecteur d'ondes également standard ;

c) Définir l'effet du signal, c'est-à-dire ce qu'on doit recueillir à la sortie du récepteur.

(1) Les techniciens liront avec profit notre brochure intitulée « Mesures sur les Récepteurs », aux Editions Chiron.

Le signal standard

Le signal standard, adopté pratiquement par tous les techniciens du monde, est une tension sinusoïdale dont l'amplitude est modulée à 30 % par une tension également sinusoïdale à 400 périodes par seconde.

Il faut naturellement définir exactement ce qu'on entend par : *taux de modulation à 30 %*. Et il faut pouvoir mesurer avec exactitude la fréquence des oscillations produites et leur amplitude.

Ce signal standard est généralement fourni par un *générateur étalonné*.

L'antenne artificielle

L'idéal serait évidemment de mesurer les qualités de l'appareil en utilisant un collecteur d'ondes bien défini, tel que les circuits récepteurs soient précisément établis pour ce collecteur d'ondes. Nous avons vu plus haut que c'était impossible.

D'autre part, les propriétés d'une antenne collectrice

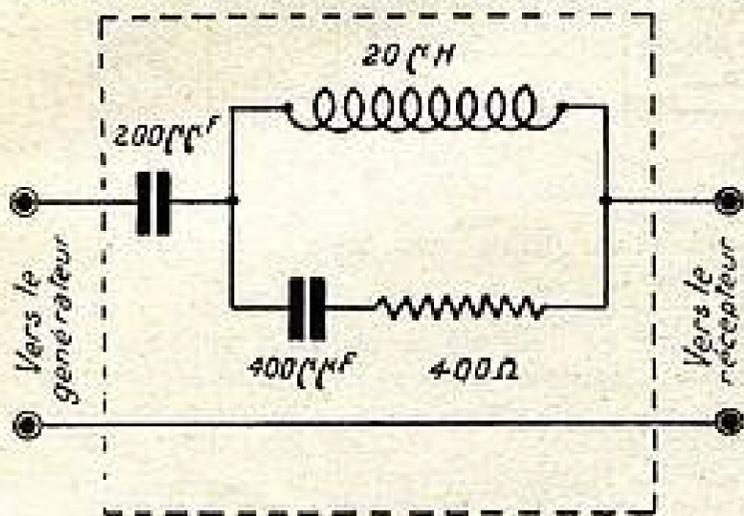


FIG. 1.

sont difficiles à déterminer, même pour une forme géométrique simple, car elles varient énormément avec certains facteurs incontrôlables (conditions locales, ambiance, etc.).

On a donc décidé de connecter le générateur étalonné et le récepteur au moyen d'un ensemble comportant : self-induction, capacité, résistance... et qui constitue une *antenne artificielle*.

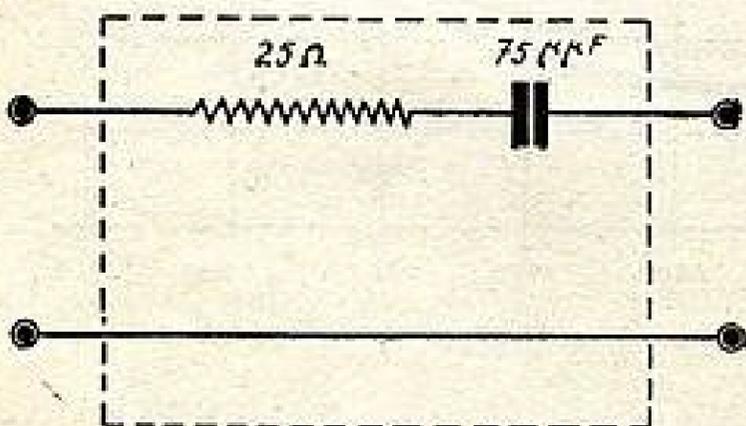


FIG. 2.

Et l'on est tout naturellement conduit à définir l'antenne artificielle standard, ou antenne fictive standard que nous avons représentée figure 1, pour les gammes d'ondes moyennes et sur la figure 2 pour les gammes d'ondes courtes.

Le signal de sortie

Nous avons défini la forme du signal introduit dans le récepteur, ainsi que les moyens de l'introduire.

Il faut maintenant déterminer le résultat des transformations du signal à travers les circuits du récepteur.

Le signal à haute fréquence sera sélectionné, amplifié, puis détecté. Après quoi la tension de basse fréquence sera amplifiée et devrait normalement actionner le haut-parleur pour donner un son.

L'idéal serait évidemment de mesurer ce son. Mais rien n'est plus difficile que les mesures acoustiques. Nous nous heurtons là à des difficultés déjà signalées plus haut. Il faudrait disposer d'un matériel hautement spécialisé. Ce serait d'ailleurs insuffisant car les questions d'ambiance joueraient encore un grand rôle. Tel récepteur donnerait un certain résultat dans l'angle d'une pièce et donnerait un autre résultat dans un autre angle ou simplement en modifiant l'orientation du haut-parleur d'une manière imperceptible.

On a donc décidé de remplacer les mesures acoustiques par des mesures électriques beaucoup plus faciles à effectuer. On remplace la bobine mobile du haut-parleur par une résistance ohmique de même valeur que son impédance, mesurée à 400 périodes par seconde.

La puissance électrique fournie par l'étage final, au lieu d'être transformée en puissance sonore apparaît donc sous forme de chaleur dans cette résistance. Il est facile de la mesurer : il suffit de connaître la tension entre les extrémités de la résistance dont on connaît la valeur.

$$W = \frac{E^2}{R}$$

Puissance standard

Il suffit donc de fixer maintenant la puissance standard. On a choisi 50 milliwatts, soit 0,050 watt.

La modicité de ce chiffre peut surprendre, puisque la lampe finale du plus modeste « tous courants » peut fournir sans difficulté une puissance dépassant 1 watt.

D'autre part, une puissance électrique de 50 milliwatts correspond à une très faible intensité acoustique, même avec un excellent haut-parleur.

Mais qui peut le plus... peut le moins. Il y a des étages de puissance alimentés par piles, qui fournissent au maximum quelques centaines de milliwatts, et l'essentiel est évidemment que toutes les mesures soient effectuées au même niveau.

Conséquences de l'élimination du haut-parleur

Ces conséquences sont de première grandeur, car le haut-parleur est certainement le maillon le plus discutable qui relie la bouche de la cantatrice à l'oreille de l'auditeur. Le meilleur récepteur ne donnera que des résultats décevants s'il est attelé à un mauvais haut-parleur. Les deux éléments doivent être étudiés l'un pour l'autre. Un bon haut-parleur, accouplé à un bon récepteur, peut parfaitement donner de très mauvais résultats : il suffit que l'accouplement soit incorrectement réalisé.

Il est difficile de juger un haut-parleur seul : il faut tenir compte du transformateur de liaison, du « baffle », de l'étage final, des caractéristiques de l'amplificateur.

Tout cela est indiscutable et rend plus évidente encore la nécessité de substituer aux mesures purement « électriques » des mesures « électro-acoustiques ».

Mesure de sensibilité

On introduit à l'entrée du récepteur un signal « standard » et l'on mesure la puissance de sortie après avoir placé les réglages de sensibilité (s'il y en a) et de puissance au maximum. La sensibilité est mesurée par la tension efficace, qu'il faut introduire à l'entrée pour obtenir une puissance de sortie de 50 milliwatts.

Cette définition de la sensibilité peut être l'objet de quelques commentaires.

On peut remarquer que la sensibilité d'un récepteur sera d'autant meilleure qu'elle sera mesurée par un chiffre plus faible.

Un récepteur dont la sensibilité est de 3 microvolts est

Générateur étalonné

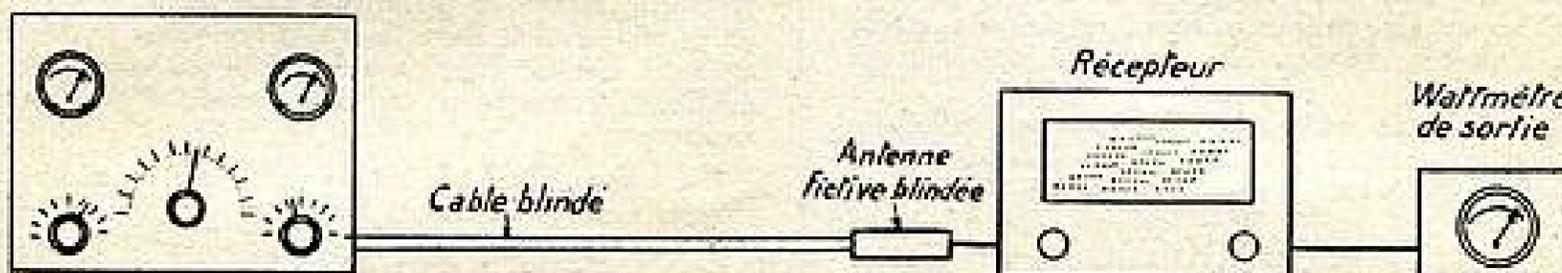


FIG. 3

plus sensible qu'un récepteur dont la sensibilité est mesurée par 10 microvolts. L'inconvénient n'est pas très important.

Il y a plus grave. La sensibilité, c'est-à-dire l'aptitude à utiliser des signaux faibles, est une qualité due à l'action des circuits précédant la détection. On sait très bien qu'il serait impossible de réaliser un récepteur sensible comportant simplement un détecteur suivi d'un nombre considérable d'étages d'amplification de basse fréquence.

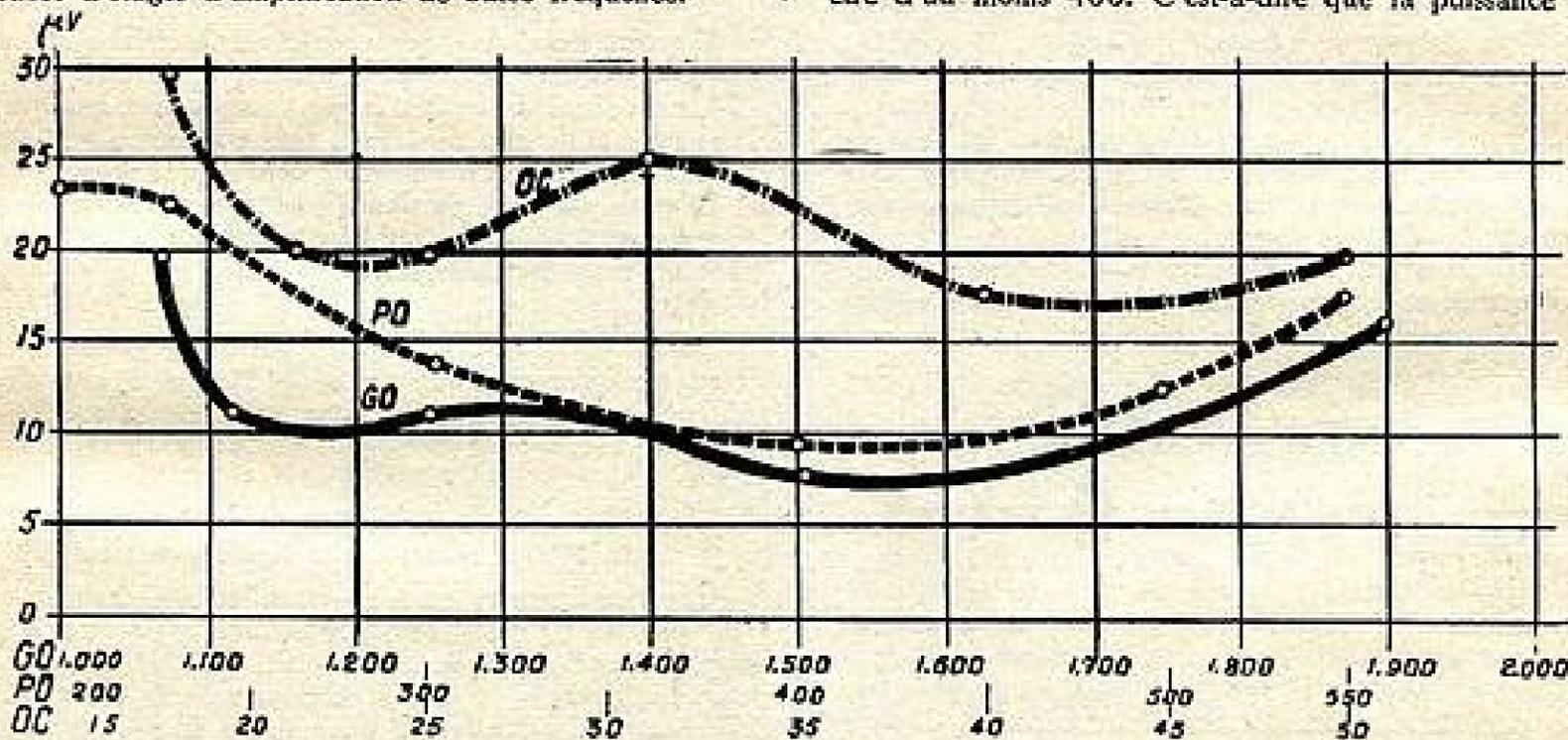


FIG. 4.

On pourrait parfaitement concevoir et réaliser un récepteur constitué par de nombreux étages d'amplification de haute fréquence, et une très faible amplification de basse fréquence ayant la même sensibilité dans les conditions « standard ». Mais il est évident que le comportement des deux récepteurs serait tout différent. En particulier, les résultats observés varieraient considérablement avec le taux de modulation, car il est évident que la mesure de

sensibilité fait nécessairement intervenir l'efficacité de détection et l'action du régulateur automatique de sensibilité.

Les deux récepteurs — pourrait-on dire — ne seraient comparables qu'en un seul point.

La sensibilité utilisable

La sensibilité mesurée au moyen de la technique décrite plus haut est, en réalité, la sensibilité maximum. La mesure est faite sans tenir compte du « bruit de fond » ou « souffle » du récepteur. Or, tout radioélectricien un peu expérimenté sait bien qu'un récepteur quelconque permet souvent d'entendre certaines émissions, mais dans

des conditions telles, que toute écoute agréable est impossible.

Il convient donc, par conséquent, de définir une autre mesure qui est celle de la sensibilité utilisable. Ce qui détermine l'agrément d'une émission, c'est le rapport entre la puissance utile apportée par le signal et la puissance parasite apportée par le bruit de fond du récepteur. La Société des Radioélectriciens admet que ce rapport doit être d'au moins 400. C'est-à-dire que la puissance cor-

respondant au bruit de fond ne doit pas dépasser 0,125 milliwatt.

Exprimé en décibels, un rapport de puissance de 400 correspond à 26. En conséquence, on dira qu'une audition est agréable à la condition que le niveau du bruit de fond soit inférieur de 26 décibels à celui du signal. On dit encore que le rapport signal/bruit de fond doit être d'au moins 26 db.

Comment mesurer la sensibilité utilisable P

On procède comme il a été indiqué plus haut et on détermine ainsi la sensibilité maximum. Après quoi on coupe la modulation du générateur étalonné tout en maintenant l'amplitude de l'onde porteuse au même niveau. On mesure ainsi le niveau du bruit de fond. S'il est inférieur à 0,125 milliwatt, on peut en conclure que, pour l'appareil étudié, sensibilité maximum et sensibilité utilisable se confondent.

Si le niveau du bruit de fond est supérieur à 0,125 milliwatt, on augmente la tension d'entrée jusqu'à réaliser la condition exigée. Il faut évidemment procéder par tâtonnements car, en augmentant l'amplitude d'entrée, on diminue le niveau du bruit par suite de l'action régulatrice de la commande automatique de sensibilité.

Il est évident que le bruit de fond comporte toutes les composantes de « bruit », défaut de filtrage, induction dans les circuits de basse fréquence, etc. La mesure n'a de sens qu'à la condition d'utiliser un générateur étalonné dont les composantes de bruit de fond sont négligeables.

Courbes de sensibilité

De nombreux facteurs déterminent la sensibilité : rapport L/C des enroulements, coefficient de pertes, coefficient de couplage, amplitude des oscillations locales du tube changeur de fréquence, action des capacités parasites, perfection de l'alignement des circuits, etc. Ces facteurs varient généralement avec la fréquence. Aussi ne faut-il pas s'étonner que la sensibilité d'un même récepteur varie avec la fréquence.

Si l'on veut connaître les possibilités d'un récepteur, il faut donc obligatoirement mesurer la sensibilité non seulement dans chaque gamme, mais encore plusieurs fois par gamme. On peut — et c'est encore mieux — tracer une courbe de sensibilité pour chaque gamme (fig. 4).

Régulation

Il faut aussi éprouver l'efficacité de la régulation automatique. Ce dispositif a pour but de maintenir une puissance de sortie constante quand varie la tension d'entrée.

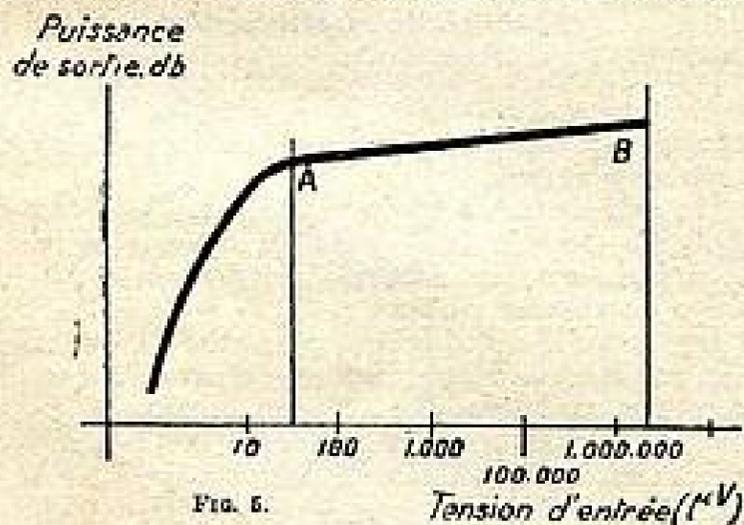


FIG. 5.

Le principe de la vérification consiste par conséquent à introduire à l'entrée un signal standard d'intensité croissante et de relever les valeurs de puissance modulée produite. Il est naturellement particulièrement instructif d'exprimer les variations de puissance de sortie en décibels. On choisira une valeur déterminée comme puissance de référence W et l'on exprimera le rapport à l'aide de la relation

$$N \text{ db} = 10 \log \frac{W_1}{W_0}$$

La courbe présente habituellement une partie rapidement montante dans la région où n'agit pas encore le régulateur de sensibilité, puis une branche plus ou moins horizontale, correspondant à l'action du régulateur (fig. 5).

Un régulateur idéal fournirait évidemment une branche de régulation parfaitement horizontale.

Protection contre les brouillages

Il s'agit de déterminer l'efficacité des protections contre les brouillages de toutes provenances. Le brouillage le plus courant est celui qui est apporté par une station transmettant sur une fréquence voisine.

On pourrait croire qu'il suffit de tracer la courbe de sélectivité. Or, nous allons observer que l'interprétation des résultats se heurte à de sérieuses difficultés.

Courbe à niveau de sortie variable

Le montage est le même que pour la mesure de sensibilité et l'on utilise le signal normal. On règle le circuit pour obtenir une puissance de sortie déterminée W_0 . Puis on désaccorde le générateur et l'on note la nouvelle puissance W_1 ainsi obtenue. La tension d'entrée est maintenue constante.

La grandeur de l'affaiblissement en décibels est donnée par

$$N \text{ db} = 10 \log \frac{W_1}{W_0}$$

En fait, cette méthode qui pourrait cependant sembler parfaitement rationnelle ne donne point le résultat escompté. Les raisons en sont faciles à comprendre :

- a) Le détecteur du récepteur n'est pas linéaire et peut complètement masquer les propriétés des circuits ;
- b) L'indicateur du niveau de sortie n'est pas linéaire, lui non plus ;
- c) Le fait d'utiliser des oscillations modulées n'est pas sans influencer sur la forme de la courbe — et c'est particulièrement vrai si la modulation d'amplitude du générateur étalonné s'accompagne, comme c'est souvent le cas — d'une légère modulation de fréquence ;
- d) L'action du régulateur automatique modifie la sensibilité qui n'est pas la même pour les différents désaccords.

Courbe à niveau de sortie constant

Cette seconde méthode permet d'éliminer la plupart des objections faites ci-dessus.

On choisit une puissance de sortie de référence correspondant à l'accord exact. On peut adopter la puissance de sortie normale de 50 milliwatts par exemple. Puis on décale l'accord du générateur. La puissance de sortie diminue. On augmente alors la tension d'entrée fournie par le générateur de manière à retrouver la puissance de sortie choisie comme référence. On note alors la tension d'entrée.

L'affaiblissement est exprimé en décibels au moyen de la relation

$$N \text{ db} = 10 \log \frac{W_1}{W_0}$$

Il est évident que le régulateur de sensibilité n'intervient plus avec cette méthode puisque la tension transmise au détecteur est ramenée à un niveau constant.

Critique

Ce n'est pas encore parfait. On peut, en effet, prétendre que le récepteur ne fonctionne pas dans les conditions habituelles. L'affaiblissement étant très rapide

quand on s'écarte de la résonance, on est ainsi amené à introduire à l'entrée des tensions considérables et à surcharger les étages d'entrée.

Pour cette raison, il convient de choisir un niveau de référence aussi faible que possible.

Appréciations chiffrées de la sélectivité Bande passante

Un seul chiffre permet d'avoir une idée précise de la sensibilité d'un appareil. Il suffit de savoir qu'elle est mesurée par 10 microvolts par exemple. Le technicien sait immédiatement à quoi s'en tenir.

N'est-il pas possible d'imaginer quelque chose d'analogique pour la sélectivité ?

Ce qui permet de chiffrer la sélectivité d'un récepteur, pour un affaiblissement donné, est la largeur de la courbe de sélectivité. On convient généralement d'apprécier la bande passante pour un affaiblissement de 6 décibels.

Ainsi la bande passante du récepteur dont la courbe de sélectivité est indiquée figure 6 est de 8 kilocycles/s.

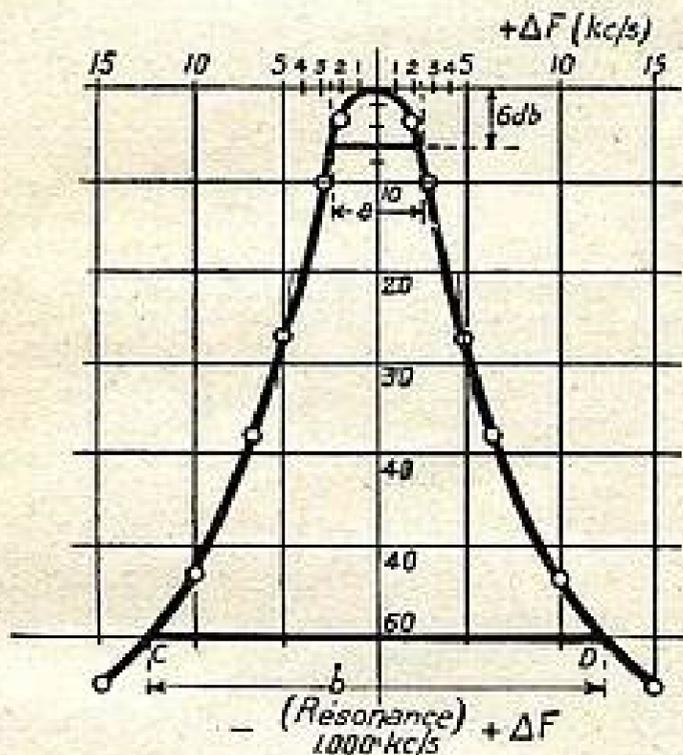


FIG. 6.

Mais cela ne suffit pas. La courbe de sélectivité pourrait par exemple se présenter comme sur la figure 7, c'est-à-dire s'élargir très rapidement. Et tout en présentant une faible largeur de bande à 6 db, le récepteur pourrait n'avoir, en pratique, qu'une dérisoire sélectivité.

Aussi faut-il compléter l'indication précédente par la mesure de la bande passante pour un affaiblissement beaucoup plus considérable : 60 décibels par exemple.

Dans l'exemple choisi figure 6, cette seconde indication correspond à une bande passante de 25 kc.

L'appareil est d'autant plus sélectif que les deux bandes passantes sont mesurées par des chiffres plus voisins.

Méthodes à deux signaux

Aucune des méthodes de mesure de la sélectivité ne reproduit les conditions d'utilisation pratique du récepteur. Dans la réalité il y a un signal que l'on désire entendre et un autre signal indésirable que l'on désire éliminer.

Le fait d'admettre simultanément deux signaux différents sur la grille d'entrée a de nombreuses conséquences : modulation, intermodulation, distorsion, etc.

Le brouillage n'est pas nécessairement un défaut de sélectivité des circuits. Un récepteur exagérément sélectif peut être « brouillé » par un des mécanismes précédents. La sélectivité totale est due à l'action successive des circuits. Mais l'effet de la courbure peut être d'incorporer le brouillage à l'onde porteuse dans les premiers circuits du récepteur. Il devient alors impossible de l'en séparer sans détruire en même temps la modulation que l'on désire entendre.

On a donc cherché à reproduire ces conditions particulières. Tel est le principe des méthodes dites « à deux signaux ». Nous n'écrivons rien sur ces méthodes de mesures, car elles exigent l'emploi de deux générateurs étalonnés. Pour cette raison, elles ne sont guère à la portée du radioélectricien moyen.

Il en est de même des méthodes qui permettent d'apprécier la protection des appareils à changement de fréquence contre les sifflements parasites.

Nous signalons donc ces mesures pour mémoire.

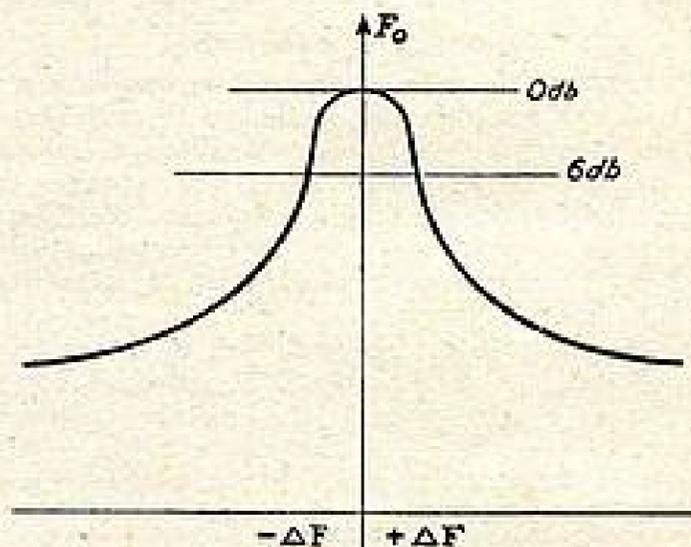


FIG. 7.

Fidélité de reproduction

C'est ici que de véritables mesures acoustiques seraient encore plus indispensables. Mais pour les raisons déjà exposées plus haut, on se contente de faire des mesures purement électriques.

On simplifie même encore délibérément la question en négligeant d'étudier la distorsion de phase et en limitant les investigations à la distorsion de fréquence et à la distorsion d'amplitude.

Il y aurait là-dessus beaucoup de choses à dire. Beaucoup ont déjà été dites, mais il est des vérités qui ne s'imposent que par la répétition... Ouvrir de nouveau le débat nous entraînerait hors des limites de cet article. Nous aurons sans doute l'occasion de revenir un jour là-dessus...

Distorsion de fréquence

On dit encore « distorsion linéaire », ce qui n'a pas beaucoup de sens..., et on dit aussi « distorsion de linéarité ». Ce dernier terme est aussi peu harmonieux que possible et ce qui est beaucoup plus grave n'existe ni dans le dictionnaire de l'Académie, ni dans aucun des Larousse, y compris celui du 20^e siècle... Je préfère donc, quant à moi, écorcher le moins possible notre chère langue maternelle et écrire : distorsion de fréquence, voulant faire comprendre par là que le gain de l'équipement n'est pas le même pour les différentes fréquences.

Il est bien exact que la courbe de transmission ou bande

passante électrique globale ne donne qu'une indication assez sommaire des résultats. Ce n'est qu'une possibilité et non une certitude, car le principal responsable, c'est-à-dire le haut-parleur, n'est pas « dans le coup »...

Toutefois, si la fréquence 80 c/s est totalement absente dans le courant de sortie, il est bien certain que le meilleur haut-parleur du monde ne saurait la faire entendre. Et cela suffit à montrer l'intérêt qu'il y a de connaître cette bande passante électrique totale.

Pour la relever, il suffit de réaliser une fois encore le montage prévu pour mesurer la sensibilité et de se fixer une puissance de sortie. Après quoi on fait varier la fréquence de modulation en conservant la même tension d'entrée et la profondeur de modulation.

Le résultat sera présenté sous forme d'une courbe dont l'échelle verticale est graduée en décibels et dont l'échelle horizontale porte les fréquences, en graduation logarithmique.

Si le récepteur possède des réglages de « tonalité » ou de contre-réaction sélective, la courbe doit être tracée dans diverses positions de ces réglages (voir fig. 8).

Distorsion d'amplitude

On dit encore « non linéaire » ou « de non linéarité » (voir plus haut). Cette distorsion traduit le fait que le gain n'est pas indépendant de la tension d'entrée.

Il en résulte une déformation des tensions appliquées à l'entrée. En conséquence, on apprécie la distorsion en

Une difficulté, c'est évidemment de disposer d'un signal parfaitement « pur », c'est-à-dire qui n'est, lui-même, entaché d'aucune distorsion. Cela suppose un générateur étalonné dont les caractéristiques de modulation sont idéales... Tout cela est bien difficile à réunir.

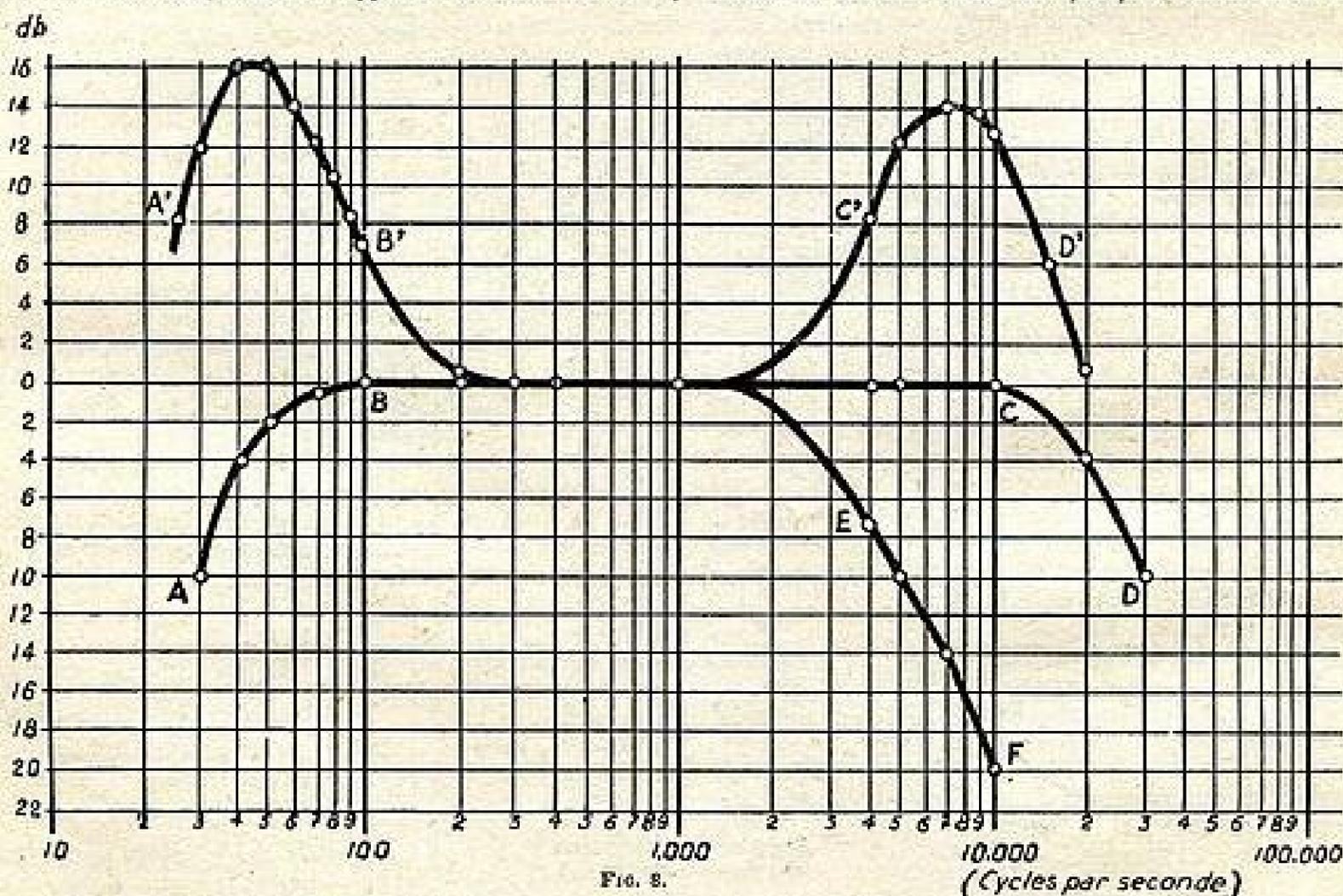
Nos critiques ne porteront pas sur ces points, mais beaucoup plus gravement sur le principe lui-même. La distorsion d'amplitude ne dit qu'une partie de l'histoire. Nous écrirons une fois de plus que le principe de la mesure ne reproduit pas les conditions de fonctionnement des circuits. C'est le même refrain que pour les autres mesures.

Les circuits de basse fréquence ne reçoivent point une tension sinusoïdale. Ils reçoivent simultanément un grand nombre de composantes sinusoïdales d'amplitude très différente. Il en résulte encore des phénomènes d'intermodulation qui font apparaître des composantes qui ne sont pas des harmoniques... Il n'est sans doute pas nécessaire d'insister pour faire admettre que l'effet, sur l'oreille, est extrêmement différent.

Cette fois encore, il faudrait faire appel à des mesures « à plusieurs signaux ». Ce n'est certes pas impossible, mais c'est cependant assez délicat.

Conclusion

Il n'est pas question de prétendre que les mesures « standard » ou normalisées sont sans aucune signification. Mieux vaut une mesure incomplète que l'absence totale de mesure. Mais les quelques observations faites



mesurant le rapport des harmoniques et de la composante fondamentale.

Le coefficient de distorsion harmonique ou — plus simplement — le taux de distorsion est déterminé pour différentes valeurs de la puissance de sortie.

Nous n'insistons point sur la technique de la mesure, dont le principe est fort simple, mais dont l'application est très délicate.

permettent de comprendre pourquoi un récepteur dont l'excellence est affirmée par un bulletin de mesure « parfait » puisse, cependant, ne pas satisfaire entièrement l'oreille d'un artiste authentique et sincère.

Ces remarques n'auront pas été inutiles si elles incitent certains techniciens à plus de modestie et — ce qui serait encore préférable — à rechercher de nouveaux perfectionnements.

LUCIEN CHRÉTIEN.

LA SENSIBILITE DES RECEPTEURS ET SA LIMITATION PAR LE « BRUIT DE FOND »

par Jack ROUSSEAU, ingénieur E. C. T. S. F.

Définitions Sensibilité maximum et sensibilité utilisable

La sensibilité est l'aptitude d'un récepteur à recevoir des signaux de faible amplitude, c'est-à-dire, en d'autres termes, ceux des stations éloignées ou à faible puissance de rayonnement.

La sensibilité ainsi définie est la *sensibilité maximum*.

Elle s'évalue de la manière suivante : tension HF à l'entrée du récepteur, sur une fréquence donnée, nécessaire pour obtenir à la sortie du récepteur une puissance de sortie modulée (BF) d'un niveau choisi (50 milliwatts).

Or, ce qui limite la portée pratique des radiocommunications n'est pas le niveau absolu du signal reçu. En effet, grâce à l'emploi des tubes électroniques modernes, il est facile d'obtenir une amplification considérable, de l'ordre de 10^2 à 10^8 fois. Mais, plus l'amplification augmente, plus le « bruit de fond » devient important.

Plus le signal à l'entrée du récepteur est faible, plus le rapport signal/bruit est petit, et, il arrive un moment où l'audition devient désagréable.

On est donc amené à définir la *sensibilité utilisable*, dans laquelle entre le rapport signal/bruit de fond et qui, du point de vue du résultat final, est la seule ayant un sens précis.

En effet qu'importe à l'usager d'un récepteur de recevoir une station lointaine ou faible, si l'émission de cette station est « couverte » par un « bruit de fond » intense ?

La Société des Radioélectriciens a fixé à 26 db la valeur du rapport signal/bruit à partir de laquelle l'audition confortable d'un émetteur éloigné ou faible est possible.

La sensibilité utilisable est donc généralement inférieure à la sensibilité maximum.

Origines et nature du bruit de fond

Si l'on sépare un récepteur de son antenne et que l'on remplace celle-ci par une antenne « fictive », on constate que le bruit de fond diminue d'intensité. Cependant, l'absence du signal HF à l'entrée a mis le récepteur dans

ses conditions maxima de sensibilité, par le jeu du système antifading, qui ne polarise plus les premiers tubes. On peut donc en conclure que certaines sources de bruit ont des *origines externes* ; mais elles ne sont pas les seules. En effet, si nous blindons maintenant notre récepteur de façon à le soustraire efficacement à toute influence extérieure, et si nous poussons le niveau de sortie au maximum, nous arrivons à retrouver un bruit de fond plus élevé, ce qui prouve que celui-ci a également des *origines internes*.

La forme des signaux perturbateurs est excessivement complexe. Ils sont généralement constitués par des perturbations brèves dont l'amplitude, la durée et la phase sont extrêmement variables dans le temps. Elles n'ont pas de fréquence propre. On ne peut alors pas leur définir de valeur instantanée, mais seulement, en faisant appel au calcul des probabilités, donner la valeur moyenne quadratique de leur tension « v » ou de leur énergie « w ».

Il en résulte que le « spectre de fréquences » du bruit de fond, décomposé en série de *Fourier*, est étendu. Par suite, l'énergie du bruit de fond est proportionnelle à la largeur de bande passante de l'émission reçue (1), ce qui, symboliquement, s'écrit :

$$w = K \cdot \Delta F$$

On peut encore dire, et ceci revient au même, que la f.e.m. de bruit est proportionnelle à la racine carrée de la largeur de bande :

$$e = K \sqrt{\Delta F}$$

Nous allons maintenant étudier avec quelque détail, les origines externes et internes du bruit de fond ainsi que les moyens pratiques à mettre en œuvre pour rendre maximum le rapport signal/bruit.

Origines externes du bruit de fond

Les principales sources externes de bruit de fond sont :

- a) Les parasites atmosphériques ;
- b) Les parasites industriels ou « artificiels ».

(1) Pour les bandes passantes, relativement faibles des récepteurs de radiodiffusion.

Parasites atmosphériques

Les parasites atmosphériques sont produits par les éclairs et les orages électriques. Ils peuvent revêtir : soit la forme d'impulsions intermittentes de grande intensité, soit la forme d'un bruit de fond continu ; les premiers sont dus aux orages locaux, les seconds aux orages très éloignés et nombreux.

L'intensité des parasites atmosphériques est, approximativement, inversement proportionnelle à la fréquence, ou à la puissance $3/2$ de la fréquence. C'est pourquoi elle décroît quand la fréquence croît et inversement. Elle devient très faible (pratiquement négligeable aux U.H.F. Par contre, le niveau des parasites est très élevé aux fréquences basses correspondant aux ondes longues et très longues. Pour fixer les idées, signalons que l'on a mesuré, dans le cas d'orages locaux, des intensités de champ parasite de 300 v/m, pour un éclair à 1 km., ce qui est considérable.

Entre 2 et 10 Mc/s (150 à 30 m. de longueur d'onde), les parasites dus aux perturbations atmosphériques locales sont bien propagés ; en outre, il y a lieu d'y ajouter les parasites dus aux perturbations atmosphériques lointaines. De plus, leur niveau en ondes moyennes, est plus élevé la nuit que le jour. La différence peut atteindre 40 db à 2 Mc/s, ce qui est sensible.

Le champ électrique H_p , dû à un parasite atmosphérique, peut se calculer à partir de la formule de Bellescize :

$$H_p^2 = \beta \cdot \lambda^{1,6} \cdot \Delta f$$

H_p = intensité du champ en $\mu V/m$.
 β = coefficient égal à $5,25 \cdot 10^{-2}$.
 Δf = bande passante totale du récepteur en Kc/s.

λ = longueur d'onde en mètres.

Pour réduire le niveau des parasites atmosphériques, on peut employer différents procédés :

a) *Emploi d'aériens récepteurs dirigés (cadres)*. La réduction de l'intensité des parasites résulte directement de l'effet directif du cadre. On démontre, en effet, et l'expérience confirme, que la réception est maximum lorsque le plan des spires composant le

cadre passe par l'émetteur, et que la réception s'annule, quand ce plan est perpendiculaire à la direction de propagation. Il s'agit alors, pratiquement, de trouver une orientation du cadre qui soit, à la fois, à peu près dans la direction de l'émetteur à recevoir et perpendiculaire à la direction de propagation des parasites.

b) *Diminution de la bande passante du récepteur.* La formule de Bellescize nous a montré que l'énergie des parasites est proportionnelle à la largeur de la bande passante du récepteur. L'on aura donc intérêt à limiter celle-ci au minimum indispensable à l'intelligibilité du signal (récepteur de trafic). En radiodiffusion, la largeur de la bande passante est imposée par l'étendue du spectre acoustique à transmettre et par la sélectivité à obtenir ($\Delta f = 30 - 10.000$ c/s).

c) *Emploi de dispositifs limiteurs de parasites.* Ceux-ci n'ont d'action que sur les impulsions violentes et non sur les bruits continus. D'autre part, ils sont contraires à la haute fidélité (en modulation d'amplitude), car ils agissent par écrêtage du signal.

d) *Emploi de la modulation de fréquence.* La modulation de fréquence augmente considérablement le rapport signal/bruit. Mais, en raison du spectre de fréquences étendu qu'elle occupe, la modulation de fréquence n'est applicable qu'en ondes courtes et très courtes, c'est-à-dire dans les gammes où les parasites atmosphériques sont presque inexistantes. A ce point de vue, le bénéfice apporté par la modulation de fréquence est donc très discutable... Mais ceci est une autre histoire.

Une solution radicale consisterait en la suppression des émissions de radiodiffusion en grandes ondes puisque, en définitive, c'est sur cette gamme que les parasites atmosphériques sont les plus violents. Déjà aux U.S.A., cette gamme a disparu du cadran des récepteurs. Nous ne sommes pas d'accord avec les techniciens de la Radiodiffusion Française qui reconstruisent l'émetteur national d'Allouis sur ondes longues, d'autant plus que, pour rayonner sur une superficie égale à celle de la France, il faut une puissance d'émission considérable (900 Kw répartis en deux émetteurs de 450 Kw fonctionnant en parallèle). La raison « stabilité de réception » ne nous paraît pas déterminante.

Parasites industriels ou « artificiels »

On désigne, sous ce vocable, les parasites induits sur les aériens récepteurs

ou sur les lignes d'alimentation par tous les appareils électriques situés dans les environs : moteurs, interrupteurs, enseignes lumineuses, allumeurs électriques, aspirateurs de poussière, appareils de diathermie H.F., etc...

La plupart de ces appareils sont actionnés par le secteur, et les parasites qu'ils engendrent peuvent être véhiculés par lui.

Il est donc fort peu indiqué d'utiliser le secteur comme antenne. C'est une solution déplorable.

Une source importante de parasites industriels est constituée par le dispositif d'allumage des moteurs d'automobiles, qui sont de véritables petits émetteurs d'ondes amorties, ayant, par conséquent, un spectre de fréquences étendu. Ces derniers parasites sont particulièrement gênants en télévision, où ils se traduisent par des points blancs, très nombreux, sur l'image.

Pour réduire les parasites artificiels, il faut agir sur leur source même (emploi de dispositifs antiparasites). En ce qui concerne la protection contre les perturbations dues à l'allumage des automobiles, la modulation de fréquence retrouve tout son intérêt.

En dehors des parasites provoqués par les orages électriques et des parasites industriels, il existe d'autres causes de bruit de fond, extérieures au récepteur : parasites dus aux précipitations atmosphériques (pluie, neige, grêle, etc...), observables très souvent à bord des avions, et pouvant rendre toute réception impossible ; parasites « thermodynamiques », provenant de l'agitation thermique des conducteurs environnant l'antenne réceptrice. On démontre que, un élément de surface dS rayonne, dans un angle solide $d\omega$ et dans l'intervalle de longueurs d'onde compris entre λ et $\lambda + d\lambda$, une énergie

$$d^2w = \frac{2 c K T d\lambda}{4} \cdot dS \cdot d\omega$$

(U.E.M.)

formule de Planck, dans laquelle :

- T = température en degrés absolus ;
- c = vitesse de la lumière : 310^8 m/s ;
- K = constante de Boltzmann : $1,23.10^{-23}$.

On en déduit une intensité de « champ thermodynamique » :

$$E_{th} (\mu V/m) = a \times \frac{\sqrt{\Delta f}}{\lambda}$$

Δf en Kc/s, λ en m, $a = 0,113$ dans le cas d'une antenne isolée et 0,16, si l'antenne est réunie au sol.

Ces parasites, négligeables en ondes longues et moyennes, augmentent avec la fréquence.

Enfin, il y a lieu de mentionner les parasites d'origine interstellaire, appelés « cosmiques » (rayonnement du soleil et de la voie lactée).

Origines Internes du bruit de fond

Un récepteur-amplificateur très sensible, donc possédant un gain d'amplification élevé (100 db), lorsqu'il est au « repos », c'est-à-dire en l'absence de toute tension alternative appliquée à l'étage d'entrée (antenne débranchée), n'est pas silencieux. Il fait entendre un bruit caractéristique que l'on nomme « souffle ».

La partie la plus importante d'un récepteur, au point de vue du rapport signal/souffle, est l'étage d'entrée. Celui-ci comporte le tube amplificateur H.F. (ou changeur de fréquence) et le système de liaison entre l'aérien et la grille du premier tube (circuit d'accord).

Souffle du circuit d'entrée

Il s'explique par l'agitation thermique des électrons dans les conducteurs (Mouvements Browniens).

Einstein a établi une formule qui permet d'évaluer l'agitation thermique dans les conducteurs :

$$W_b = 4 K T \Delta f$$

formule dans laquelle :
 W_b = énergie de fluctuation en watt/cycle ;

K = constante de Boltzmann $1,23.10^{-23}$;

T = température absolue en degrés Kelvin ;

Δf = largeur de la bande passante de l'amplificateur en Kc/s.

Nyquist a démontré que l'énergie correspondait à une f.e.m. de bruit e_b , fonction de la résistance R du circuit, et calculée en remplaçant dans l'équation d'Einstein W_b par sa valeur équivalente $\frac{e_b^2}{R}$; d'où :

$$e_b = \sqrt{4 K T R \cdot \Delta f}$$

U.E.M.

ou en unités pratiques :

$$e_b (\mu V/m) = 4 \sqrt{R \Delta F}$$

R en mégohms et ΔF en Kc/s.

Cette formule, vraie pour la résistance série, l'est encore pour la résistance parallèle R_p d'un résonateur.

En effet, $R_p = \frac{L^2 \omega^2}{R}$.

Cette relation est valable pour toutes les espèces de résistances : la résistance de rayonnement d'une antenne et la résistance introduite dans un H.P. par le mouvement de la membrane, y comprises. On est donc ainsi amené à définir une résistance de souffle correspondant au circuit considéré.

Bruit de fond des tubes

Les causes du bruit de fond des tubes sont les suivantes :

1) *Fluctuations de l'émission électronique* : Le courant thermoionique n'est pas rigoureusement constant en fonction du temps ; en effet, les électrons sont émis par la cathode, au hasard, et on observe de petites variations du courant autour de sa valeur moyenne. La valeur $i - i_0$ des fluctuations autour de la valeur moyenne i_0 , est déterminée par le calcul des probabilités.

2) *Fluctuations dues aux variations des répartitions de potentiel dans le tube et à des émissions secondaires* : Elles sont dues, surtout, à la présence d'isolants sur le trajet des électrons : verre de l'ampoule et des pieds, entretoises isolantes entre électrodes. A cet effet, on devra donc, dans la construction des tubes de réception, pour diminuer ces fluctuations, placer les isolants le plus possible en dehors des trajectoires électroniques.

3) *Fluctuations de la charge d'espace, dues aux chocs d'électrons et de molécules gazeuses.*

4) *Fluctuations provoquées par la répartition du courant entre les diverses électrodes positives des tubes à grilles multiples (plaques, écrans).*

5) *Effet de scintillation* dû à ce que, pour certaines cathodes tout au moins, principalement pour les cathodes à oxyde, l'émission électronique a lieu par « plaques ». Cet effet se traduit par la présence d'un bruit de fond spécial, de fréquence comprise entre 1.000 et 5.000 c/s.

6) Enfin, *fluctuations de la tension d'entrée* (tension sur la grille), dues à l'agitation thermique des électrons dans les conducteurs, étudiées plus haut.

Toutes ces fluctuations affectent, finalement, le courant anodique du tube qui est, en fin de compte, l'agent de transport du signal à recevoir.

La moyenne des carrés des fluctuations peut se mettre sous la forme :

$$\frac{1}{2} \bar{i}^2 = B \cdot 2 e i_0 \Delta f$$

formule dans laquelle :

B est un coefficient qui dépend de la nature de la lampe utilisée ;

e = charge électrique de l'électron ;

i_0 = valeur moyenne du courant anodique ;

Δf = bande passante transmise.

Cette formule montre que le bruit de fond d'un tube est d'autant plus grand que le courant anodique est plus élevé, et la bande passante transmise plus large.

Résistance de bruit d'un tube

Le bruit de fond d'un tube peut être ramené, tout comme le bruit de fond d'un circuit, à l'expression d'une tension appliquée sur la grille, dite *tension de bruit du tube*

$$e_g^2 = \frac{1}{S^2} \cdot B \cdot 2 e i_0 \Delta f$$

S = pente du tube en mA/V.

D'autre part, on a vu que :

$$e_b^2 = 4 KTR \Delta f$$

Ces deux tensions s'ajoutent, et

6SJ7 : penthode	10.500 Ω	pente : 2 mA/V
1852 : »	720 Ω	» 9 »
1852 : (triode)	200 Ω	» 10 »
1T4 : penthode	20.000 Ω	» 1
6SA7 : heptode	240.000 Ω	» 0,450 (pente de conversion)
6J5 : triode	960 Ω	» 3
955 : »	1.250 Ω	» 1
ECH41 : triode-hexode	220.000 Ω	» 0,5 (pente de conversion)
ECH42 : »	75.000 Ω	» 0,75
6J7 : penthode	210.000 Ω	» 1,225
EF41 : »	7.400 Ω	» 2,2

le bruit de fond total correspond à la somme :

$$E^2 = 4 KTR \Delta f + \frac{1}{S^2} \cdot B \cdot 2 e i_0 \Delta f$$

ou, en mettant 4 KT en facteur :

$$E^2 = 4 KT \left[R + \frac{2 e i_0 B}{S^2 4 KT} \right] \Delta f$$

L'expression $\frac{2 e i_0 B}{S^2 4 KT}$ a les dimen-

sions d'une résistance, et, pour cette raison, est appelée *résistance de bruit équivalente du tube*

$$R_g = \frac{2 e i_0 B}{S^2 4 KT}$$

Son expression numérique est $\frac{B i_0}{S^2} \cdot 210^7$. On voit ainsi que la ré-

sistance de bruit d'un tube est d'autant plus faible, donc la lampe est d'autant meilleure que le rapport $\frac{i_0}{S^2}$

est plus faible, c'est-à-dire que le courant anodique est plus faible et la pente plus élevée. D'où, l'intérêt des tubes à grande pente, et faible courant anodique.

La tension totale de bruit de fond d'un tube est donc :

$$E^2 = 4 KT [R + R_g] \Delta f$$

Limite d'amplification d'un tube

La limite d'amplification d'un tube est atteinte lorsque le rapport de la tension du signal à amplifier e_g , à la racine carrée du bruit de fond, devient trop faible. Ce rapport est égal à :

$$a = \frac{e_g}{\sqrt{E^2}} = \frac{e_g}{1,25 \cdot 10^{-10} \sqrt{R + R_g} \Delta f}$$

Résistance équivalente de « souffle » de quelques tubes courants

Voici la valeur des résistances de souffle de quelques tubes courants :

La supériorité des triodes ou des tubes à grande pente apparaît nettement d'après le tableau ci-dessus.

Les valeurs de ce tableau sont des résultats de mesures. Il serait désirable que les catalogues de tubes fournissent la résistance équivalente de souffle.

Bruit de fond dû au changement de fréquence

Des travaux théoriques extrêmement poussés, confirmés en tous points par l'expérience, ont montré que le changement de fréquence, en lui-même, ne modifie pas le rapport signal/bruit. Mais, en général, l'organe auquel incombe la conversion de fréquence (tube), présente une résistance équivalente de souffle appréciable. C'est no-

20

tamment le cas des tubes multigrilles (heptode, triode-hexode).

On a vu, en effet, plus haut, que l'augmentation du nombre de grilles d'un tube électronique, se traduisait par une augmentation sensible des fluctuations dans ce tube (répartition des électrons entre les électrodes), et que la résistance équivalente de souffle des tubes mélangeurs courants atteignait des valeurs très élevées (200.000 ohms et plus). En conséquence : ces tubes ne doivent être employés qu'en ondes longues et moyennes où le bruit de fond d'origine externe prédomine, et où il est facile d'amplifier suffisamment en haute fréquence avant le changement de fréquence, de façon à obtenir un rapport signal/bruit suffisant.

En ondes courtes (décamétriques) et très courtes (métriques), on utilisera de préférence des pentodes à grande pente, voire même des triodes, ou, enfin, des triodes spéciales appelées « phare » dont la résistance équivalente de souffle est très faible ($R_{eq} \leq 1.000 \Omega$).

Lorsqu'on arrive dans le domaine des U.H.F., l'amplification H.F. devient illusoire, et c'est le bruit de fond du changement de fréquence qui prédomine. Il est alors indispensable d'utiliser à l'étage mélangeur des cristaux détecteurs au germanium.

Bruit de fond de l'étage détecteur

L'expérience montre que l'étage détecteur constitue, lui aussi, une source de bruit.

Un détecteur est, en effet, lui-même, une résistance de nature suspecte : cathode chauffée dans le vide (cas des détecteurs électroniques) ; couche semi-conductrice (cas des cristaux semi-conducteurs).

En ondes assez longues (G.O.P.O. O.C.), le bruit de l'étage détecteur est peu gênant. Par contre aux

U.H.F., le bruit de fond du premier détecteur est prépondérant. D'où l'emploi (déjà vu au chapitre précédent), de détecteurs au germanium ou silicium, qui se sont révélés avantageux à ces fréquences (récepteurs de radar). C'est ainsi qu'à 10.000 Mc/s ($\lambda = 3 \text{ cm.}$), l'augmentation du bruit de fond qu'ils provoquent ne dépasse pas 1 à 2 db, ce qui est peu sensible. Ils sont, par contre, assez médiocres aux fréquences audibles.

Importance des bruits internes selon la gamme d'ondes

Nous avons vu que les bruits atmosphériques n'avaient pas la même importance en ondes longues et moyennes qu'en ondes courtes. Il en est de même des bruits internes. Ceux-ci se présentent, soit comme des f.e.m., soit comme des résistances

a) *En ondes longues et moyennes* : Le C.O. d'entrée possède, presque toujours, une surtension élevée. D'autre part, il est aisé d'obtenir des impédances élevées (de l'ordre de 100.000 Ω). Cette impédance dépasse de beaucoup la résistance équivalente de bruit du premier tube (à la condition que le tube d'entrée soit un tube amplificateur HF, et non un tube changeur de fréquence). Evidemment les autres tubes amènent aussi un certain bruit de fond, mais celui-ci est d'autant plus faible que l'on s'éloigne du tube d'entrée, parce qu'amplifié par un nombre plus restreint de tubes. En résumé, on peut dire qu'en ondes longues et moyennes, le bruit interne sera presque uniquement dû au circuit d'entrée.

b) *En ondes courtes* : l'impédance du circuit accordé diminue de même l'impédance d'entrée des tubes, à cause du temps de transit des électrons. Il en résulte que le bruit de fond augmente.

c) *En ondes très courtes*, enfin, le

bruit des tubes arrive à dominer celui des circuits d'entrée ; d'où diminution considérable de sensibilité utilisable.

Conclusion

Pour réduire l'importance du « souffle », il faut rendre le rapport signal/bruit maximum, ce qui, pratiquement, peut s'obtenir en utilisant :

a) Une antenne extérieure suffisamment développée et bien dégagée et un circuit d'entrée à faibles pertes, donc à grand coefficient de surtension.

b) Un étage amplificateur HF équipé d'un tube à grande pente devant l'étage changeur de fréquence.

c) Un étage changeur de fréquence à faible résistance équivalente de souffle. Il ne faut pas perdre de vue, en effet, que le bruit de fond engendré par cet étage, est amplifié par le ou les étages suivants (amplif. MF).

d) Un ou plusieurs étages MF équipés d'un tube à faible résistance équivalente de souffle.

La meilleure solution actuelle est de faire un changement de fréquence par deux tubes : triode oscillatrice et pentode mélangeuse à grande pente. En effet, les tubes changeurs de fréquence du type heptode ou triode-hexode ont tous une résistance équivalente de souffle très élevée.

Et nous rappellerons ici les résultats intéressants obtenus par un changement de fréquence à deux tubes 6BA6-6J5 avec couplage cathodique et amplificateur MF symétrique. (Notre montage du n° 256, p. 84), qui nous vaut de nombreux témoignages de satisfaction, particulièrement sur le sujet qui nous intéresse ici.

En conclusion, nous dirons que l'absence de bruit de fond est une des plus importantes qualités d'un récepteur de radiodiffusion moderne.

Jack ROUSSEAU.

Y AURA-T-IL UN GRAND SALON DE LA RADIO ET DE LA TELEVISION ORGANISE PAR LE S.N.I.R. EN OCTOBRE ?

Un grand projet, celui d'un Salon de la Radio qui tiendrait ses assises en même temps que le Salon de l'Auto, en octobre, est à l'ordre du jour de l'Assemblée Générale du Syndicat National des Industries Radioélectriques qui se tient à Paris, le 6 juin.

Nous ne voulons pas donner comme acquise une décision qui va être discutée dans quelques jours. Des arguments « pour » et des arguments « contre » vont être présentés.

Nous sommes sûrs d'interpréter les sentiments de nombreux constructeurs en disant qu'un Salon d'Automne renouant la tradition d'avant-guerre serait la seule manifestation opportune pour faire connaître les nouveautés au grand public. Il serait sage de limiter la manifestation de mai, dans le cadre de la Foire de Paris à une présentation discrète aux seuls professionnels, des prototypes prévus pour l'automne suivant. Ce n'est pas en mai que l'on songe à acquérir un nouveau récepteur ou un téléviseur.

Mais, le grand Salon d'Automne pour être en harmonie avec la qualité de la production française, doit avoir un cadre digne

de lui. Construire un Palais devant les Invalides représente un tour de force. Laissons nos Constructeurs en décider : 1950 ou 1951, car tous doivent être maintenant d'accord avec les principes énoncés ci-dessus.

Et si 1950 doit voir le S.N.I.R., M. Marty et M. le Colonel Aujames tenter ce tour de force, nous savons qu'ils sont capables de réaliser l'impossible, et même de façon magistrale.

Ce serait l'occasion pour la T. S. F. Revue mensuelle Pour Tous les Techniciens de l'électronique, de présenter son troisième numéro spécial de l'année. Comme celui de janvier 1950 (Les haut-parleurs) et celui-ci (Conditions de la qualité dans les récepteurs) ce troisième numéro spécial sera mis au service de L'EXPORTATION FRANÇAISE, et diffusé par nos soins auprès des importateurs étrangers sélectionnés. Comme pour le présent numéro, il s'agira d'études techniques selon la tradition de notre Revue.

NOMOGRAMME DE BRUIT DES RECEPTEURS

Adaptation de l'article de Chester W. YOUNG, paru dans *Electronics* d'octobre 1949, p. 120.

par P.-A. BOURSAULT, Ing. I. E. C.

Le coefficient de bruit total des récepteurs de radiocommunication ou de radar peut être rapidement déterminé lorsque celui correspondant aux deux premières sections du récepteur est connu ainsi que le gain ou l'affaiblissement de la première section.

Il est souvent avantageux, dans l'étude des récepteurs de radiocommunication ou de radar, de déterminer rapidement s'il est possible d'utiliser des pièces disponibles.

N_1 le coefficient de bruit de la première section du récepteur.

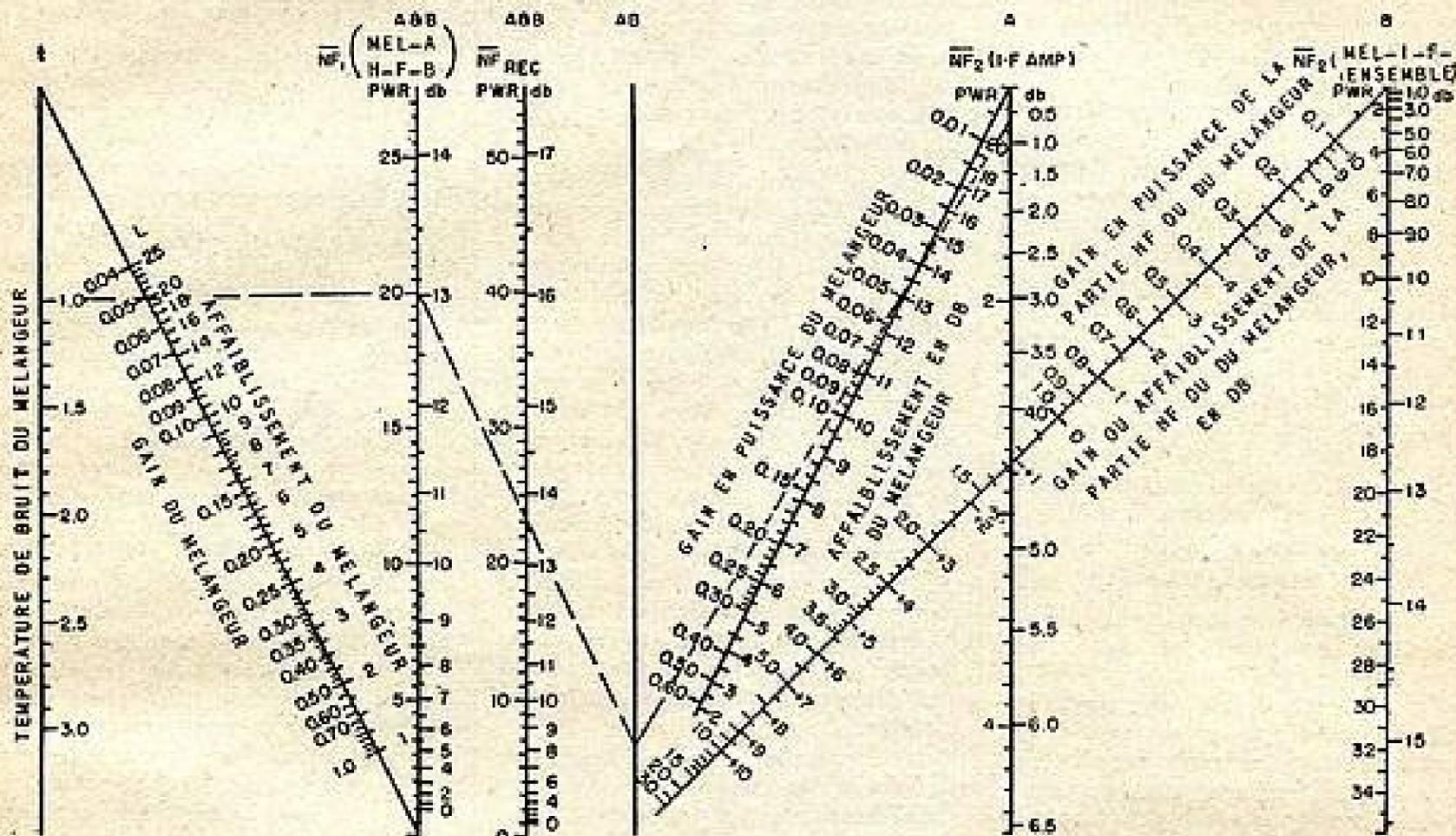
N_2 le coefficient de bruit de la deuxième section du récepteur.

G le gain (ou l'affaiblissement) de la première section.

$N_{mél}$ le coefficient de bruit du mélangeur.

p l'affaiblissement.

t la température de bruit du mélangeur.



NF_1 (MEL-A) = Coefficient de bruit (du mélangeur-A) - NFrec. = Coefficient de bruit total du récepteur - (H-F-B)

PWR = Rapport de puissances. - NF_2 (I-F-AMP) = Coefficient de bruit de l'amplificateur à fréquence intermédiaire - NF_2 (MEL-I-F-ENSEMBLE) N_2 = Coefficient de bruit de l'ensemble mélangeur-étages à fréquence intermédiaire.

	ETAGE 1	ETAGE 2
Echelle A	Mélangeur	Amplificateur à F. I.
Echelle B	H. F.	Mélangeur et F. I.

NOTE DU TRADUCTEUR : Les rapports puissance du signal/puissance du bruit, utilisés aux U.S.A. et appelés "Noise factors" sont les carrés des rapports signal/bruit utilisés en France, ces derniers étant des rapports de tension. Les rapports exprimés en décibels sont les mêmes dans les deux cas.

C'est ce à quoi tend le nomogramme ci-dessus basé sur les formules connues suivantes :

N étant le coefficient de bruit total du récepteur.

N_s le rapport puissance du signal/puissance du bruit du circuit extérieur d'entrée.

N_r le rapport puissance du signal/puissance du bruit à la sortie du récepteur.

$$N = \frac{N_r}{N_s} = N_1 + \frac{N_2 - 1}{G}$$

$$N_{mél} = p \cdot t$$

Le nomogramme peut être utilisé soit avec un mélangeur, considéré comme première section, suivi d'un ampli-

ficateur à fréquence intermédiaire constituant la deuxième section du récepteur, soit avec un amplificateur HF, considéré comme première section, suivi d'un ensemble-mélangeur-amplificateur à fréquence intermédiaire constituant la deuxième section. Dans ce deuxième cas, le coefficient de bruit total de la deuxième section peut être prédéterminé grâce au même nomogramme.

Mode d'emploi

Utiliser l'échelle « A » si la première section a un gain (ou un affaiblissement) inférieur à l'unité et l'échelle « B » si son gain est supérieur à l'unité.

Aligner les valeurs désirées sur les échelles « A et B », ce qui, par prolongement, détermine un point de rappel sur l'échelle « AB ». Alignant ce point de rappel et la valeur correspondant à la deuxième section sur l'échelle « A » (ou « B »), lire le résultat sur l'échelle « A » adjacente (ou « B » adjacente) suivant la composition de la deuxième section. Les échelles « p » et « t » permettent de déterminer le coefficient de bruit du mélangeur.

Exemple : Si le champ reçu d'un émetteur donné impose un coefficient de bruit total de 13,65 db, soit 23,2,

quel est le coefficient de bruit maximum tolérable pour un mélangeur à cristal si son affaiblissement est de 13 db. Peut-on, dans ces conditions, utiliser un amplificateur à fréquence intermédiaire ayant un coefficient de bruit de 3 db ?

Partant de la gauche du nomogramme, on aligne la température de bruit de 1,0 et l'affaiblissement du mélangeur de 20, on aboutit ainsi à un coefficient de bruit du mélangeur de 13 db. Une ligne tracée en joignant ce dernier point et celui correspondant au coefficient de bruit total du récepteur (13,65 db, soit 23,2 en rapport de puissances) aboutit à un point de rappel sur la ligne AB. Joignant ce point de rappel et le point correspondant à 13 db sur l'échelle d'affaiblissement en db du mélangeur (échelle « A » inclinée), on aboutit à 0,65 db comme coefficient de bruit maximum.

Références.

(1) S. N. Van Voorhis, « Microwave Receivers », vol. 23 de la collection « M. I. T. Radiation Laboratory Series », p. 2.

(2) TORREY and WILTMER, « Crystal Rectifiers », vol. 15 de la collection « M. I. T. Radiation Laboratory Series », p. 30.

Une COMMANDE de TONALITÉ à COMPENSATION de PUISSANCE SONORE

(Correction à l'entrée de l'amplificateur)

par P.-A. BOURSULT, d'après Orlan SCHWAN, Radio News, janvier 1950.

On parle souvent de commande de puissance à tonalité compensée.

Il est également possible de réaliser une commande de tonalité à puissance compensée telle que la suivante :

Le dispositif fait plus que compen-

de pousser au maximum le gain de l'amplificateur de puissance.

Le condensateur C₁, favorisant les fréquences élevées, attaque par le potentiomètre R₁ la triode V_{1a} qui fonctionne ainsi en amplificatrice des

500.000 Ω permettant de régler la puissance.

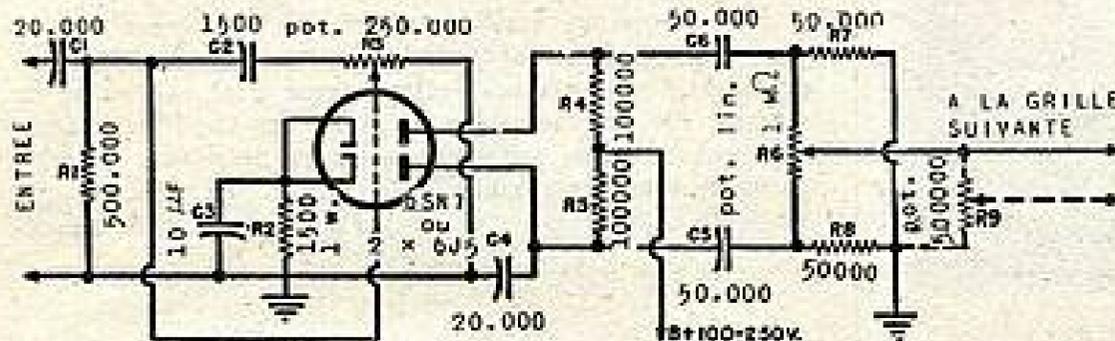
Pour le réglage, amener le curseur de R₄ du côté de V_{1b} et régler la puissance à une valeur convenable. Régler ensuite R₂, le curseur étant du côté de V_{1a}, de façon à ce que les aiguës sortent à la même puissance sonore apparente.

Si l'on désire que la puissance électrique, ou la tension, reste constante, il suffit de l'observer avec des appareils de mesure, ou bien de faire l'essai auditif ci-dessus.

On peut également remplacer, si besoin est, le potentiomètre R₂ par deux résistances fixes dont l'une, située entre le condensateur d'attaque et la grille, doit être environ quatre fois plus forte que l'autre, située entre grille et masse, la valeur de cette dernière peut être de 35.000 à 70.000 Ω.

Un tel circuit, bien établi et bien réglé, ne modifie en rien la puissance sonore alors qu'il a un effet énorme sur la réponse en fréquence.

BOURSULT.



ser la perte par inversion d'un régulateur de tonalité classique. Il permet même grâce à son amplification d'attaquer un étage inverseur de polarité avec un pick-up piézo-électrique donnant 0,5 volt sans qu'il soit nécessaire

aiguës. La triode V_{1b} attaquée directement agit comme amplificatrice des basses seulement, grâce au condensateur C₁. Le potentiomètre R₂ permet de doser les basses et les aiguës R₃ est un potentiomètre d'au moins

CONDITIONS DE LA QUALITE DANS LES AMPLIFICATEURS ET RECEPTEURS AVEC CONTRE REACTION B.F. DE TAUX ELEVE

Une contre-réaction basse fréquence, si elle est importante, doit être mise au point sur chaque appareil avec un très grand soin. Les rotations de phase des signaux, engendrées par l'impédance des circuits, doivent être compensées suffisamment pour empêcher que la contre-réaction ne devienne jamais positive. C'est une condition minimum (voir à ce sujet l'amplificateur push-pull 6Y6, dit : « sans distorsion de phase » de Lucien Chrétien, notamment nos 246 et 247).

Par ailleurs, nos Rédacteurs sont unanimes sur le point suivant :

Dès qu'un amplificateur B. F. avec taux de contre-réaction non négligeable, se trouve avoir un tube saturé, c'est-à-dire recevant un signal d'amplitude supérieur au recul de grille, la distorsion des crêtes de modulation devient plus importante avec cet amplificateur qu'avec un amplificateur sans contre-réaction.

Les tensions de correction augmentent l'amplitude du signal sur la grille d'entrée, les distorsions peuvent être considérables.

Il ne faut donc, en aucun cas, dépasser le niveau d'entrée qui est admissible pour le premier tube, il ne faut pas de courant grille. Malheureusement...

QUELQUES APPLICATIONS PRATIQUES DES MESURES ACOUSTIQUES SUR LES RECEPTEURS

par A. MOLES, ingénieur, I. E. G., Licencié ès-sciences, chargé de recherches au C. N. R. S.

Recherche du bruit P

Il est bien connu que le but essentiel de la radiodiffusion est de *méubler le silence* et c'est sur ce principe que sont basées la plupart des conceptions électro-acoustiques des postes récepteurs du commerce dont la qualité se mesure généralement à leur capacité de fournir sans interruption un *bruit de caractère musical* au niveau le plus élevé possible.

Cependant, certains constructeurs soucieux sans doute de la renommée de leur maison auprès des professionnels ou pensant que l'exportation était le seul moyen de rénover un marché déjà saturé se sont, de plus en plus nombreux, préoccupés d'améliorer la qualité des récepteurs qu'ils fabriquaient et de les rendre susceptibles de fournir de la musique si l'auditeur voulait bien s'en soucier, laissant à celui-ci toute la responsabilité de l'insignifiance des émissions qu'il écoute.

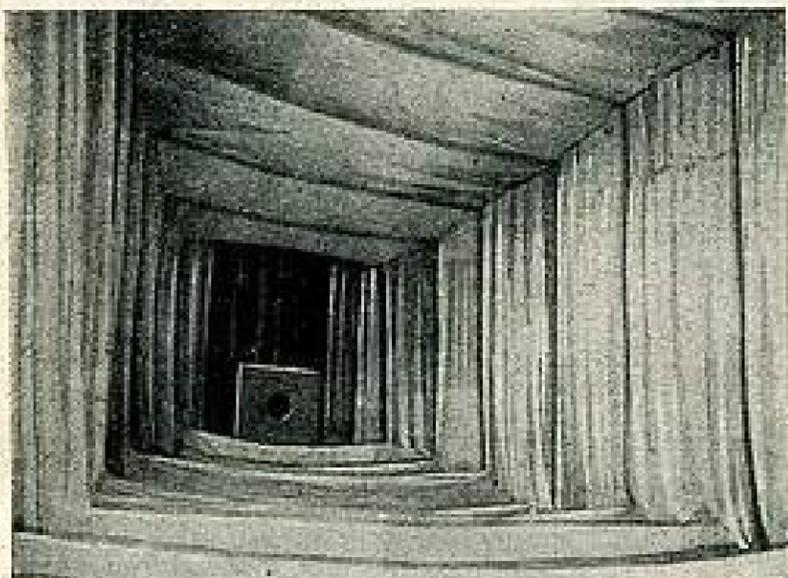


FIG. 1

Si, en effet, il paraît justifié de critiquer durement la mauvaise qualité des programmes que les radiodiffusions déversent dans l'éther, il faut cependant souligner que du point de vue technique, c'est le poste récepteur beaucoup plus que l'émetteur qui se trouve en cause dans la mauvaise qualité de la chaîne de transmission ; il faut dire à la décharge des émetteurs et des studios si souvent critiqués que les récepteurs actuels sont loin d'utiliser de façon satisfaisante ce que leur fournissent les émetteurs français ou étrangers.

Laisant de côté les questions de fading et de brouillage qui forment l'un des aspects de la mauvaise réception, nous insisterons aujourd'hui sur l'importance des mesures acoustiques sur les récepteurs, importance trop négligée par les constructeurs.

Principe et méthode des mesures acoustiques

Les mesures acoustiques sur les récepteurs sont délicates et requièrent un matériel important. Elles sont cependant fondamentales, puisqu'un récepteur est par définition destiné à être entendu.

L'appareillage minimum requis pour ces sortes de mesure comporte une *chambre sourde*, un *microphone étalon*,

un *oscillateur* et un *oscillographe cathodique*. C'est celui que tout constructeur un peu important devrait posséder ou tout au moins pouvoir utiliser pour ces mesures.

Seule la chambre sourde reproduisant la propagation du son à l'air libre par ondes sphériques centrées sur la source (rayons sonores) représente un élément vraiment coûteux. Elle est nécessaire pour éviter les réflexions du son sur les parois de la salle, réflexions qui varient pour chaque fréquence. Pour effectuer des mesures correctes sur des récepteurs, la partie utile d'une chambre sourde doit avoir un diamètre minimum de 1 m. 50, ce qui représente un diamètre de la salle de 3 m. 50 à 4 m. en comptant 1 m. d'absorbant acoustique tel que du varech

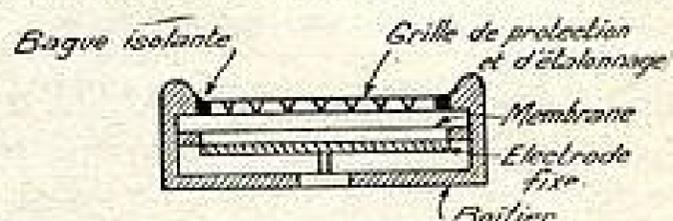


FIG. 2. — Coupe d'une capsule de microphone électrostatique à grille auxiliaire d'étalonnage (L.E.A.).

enfermé dans des grillages en forme de dents (fig. 1). Des méthodes récentes en cours de mise au point permettront d'ailleurs d'éliminer la chambre sourde pour les mesures acoustiques.

Le microphone étalon peut être en principe n'importe quel microphone étalonné, mais il y a un gros intérêt à disposer d'un microphone électrostatique dont la courbe de réponse est très régulière et dont des modèles récents munis d'une grille auxiliaire isolée sur le devant (LEA) permettent un réétalonnage fréquent et précis par la méthode de Grutzmacher et Mayer (fig. 3). Un tel micro-

$$U = 100 + 5 \sqrt{f} \sin 2\pi f t$$

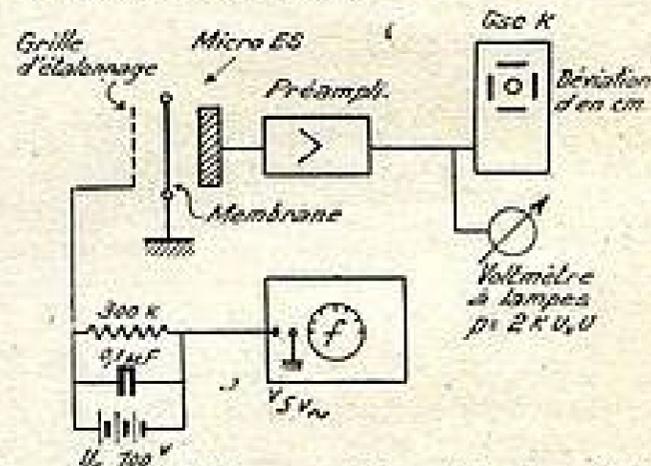


FIG. 3. — Méthode d'étalonnage et de contrôle des microphones à l'aide d'une grille auxiliaire (Grutzmacher et Mayer).

phone équipé d'un préamplificateur bien étudié doit parvenir à une courbe de réponse voisine de l'horizontale à 15 ou 20 % près (2 db) et fournir à la sortie une tension de l'ordre de 50 millivolts par barye (fig. 4).

L'appareil d'enregistrement le plus pratique est sans aucun doute le bathymètre de Neumann, enregistreur logarithmique à contre-réaction, qui présente une grande commodité, mais nous avons utilisé pendant plusieurs années un simple oscillographe cathodique adapté à l'Acoustique

(OCP 31 de la Compagnie des Compteurs ou Philips, par exemple) qui permet d'obtenir d'excellents résultats.

Les fig. 5 et 6 donnent les photographies d'un tel appareillage de mesure. C'est avec celui-ci que nous avons obtenu les résultats ci-dessous.

était supprimé. La largeur du trait lumineux est alors proportionnelle à la pression sonore reçue sur le microphone. Une lentille projette ce trait sur un papier sensible enroulé sur un tambour qui était monté sur l'axe de l'oscillateur BF et dont les déplacements, sous l'action d'un mo-

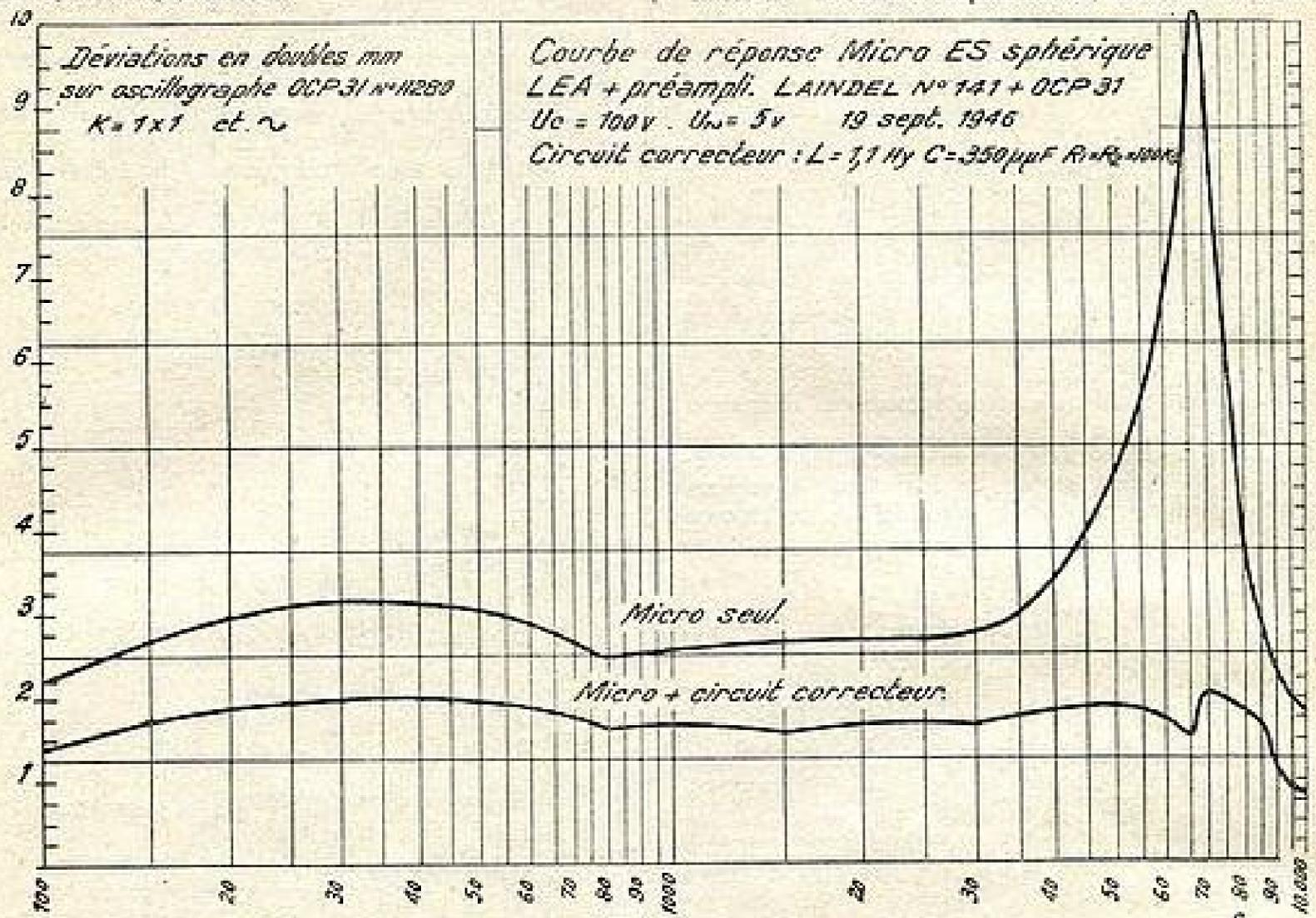


FIG. 4.

Etude électro-acoustique d'un récepteur Réponse d'un récepteur classique convenable

On a utilisé un récepteur commercial de bonne qualité cinq lampes 6E8, 6H8, 6Q7, 6M6, 5Y3, bloc de

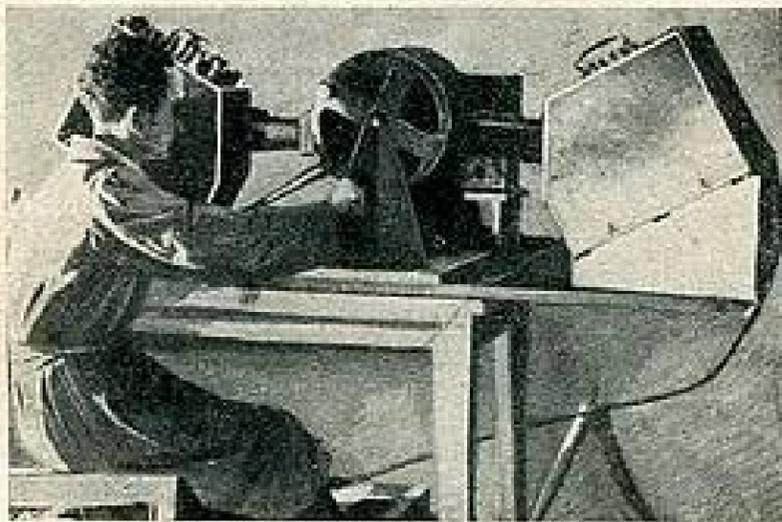


FIG. 5.

bobinages Oméga MF 472 Kc/s. et on a étudié l'influence des diverses parties sur la courbe de réponse globale. Pour cela, une hétérodyne HF réglée à 1000 KHz modulée à 60 % par un oscillateur BF attaquait la prise antenne du récepteur ; celui-ci était placé en chambre sourde devant le microphone étalon relié à un oscillographe cathodique placé en chambre noire dont le balayage

était assuré par un oscillographe à commande manuelle ou à la main, permettant de balayer la gamme acoustique en 3 ou 4 minutes. Un circuit détecteur était intercalé devant l'amplificateur à courant continu de l'oscillographe.

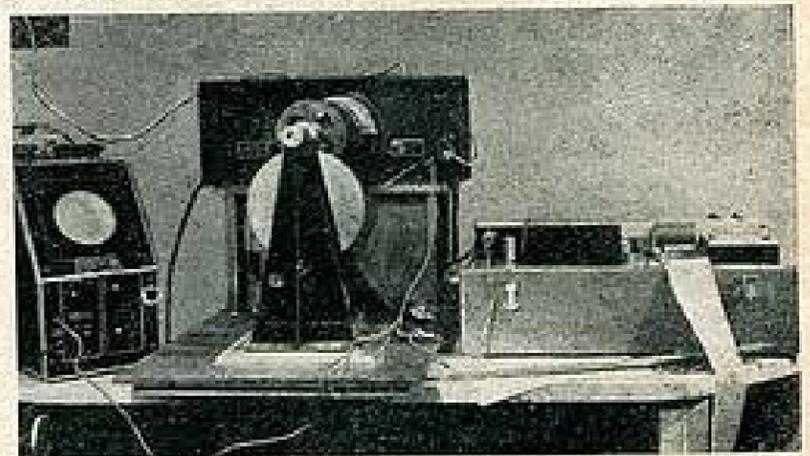


FIG. 6.

On a alors relevé la courbe de réponse vraie du récepteur.

Un essai a été effectué en attaquant directement la prise P.U. avec l'oscillateur BF (étude de l'amplificateur BF) et on a complété l'essai par le relevé de la courbe de réponse du haut-parleur seul (Véga) monté sur son ébénisterie de 40 cm correspondant à l'ébénisterie du récepteur.

Les résultats comparatifs sont donnés par les fig. 7, 8 et 9. Ils montrent que :

1° Le haut-parleur répond jusqu'à 6.800 p/s environ avec une atténuation de 12 db, une nette résonance de

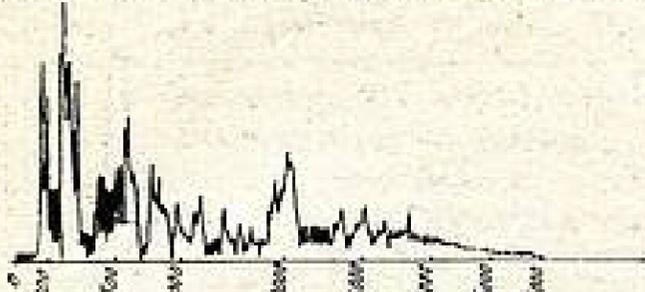


FIG. 7. — Courbe de réponse globale d'un récepteur 5 lampes moderne : 6 E8, 6 H8, 6 QT, 6 M6, 5 Y3, bobinages MF, Omega 472 Kc/s. Méthode : une hétérodyne HF modulée par un oscillateur BF attaque la prise d'antenne du récepteur. Celui-ci est placé au fond de la chambre sourde devant le microphone étalon (5 m.), préampli 152 + O.C.P.31 — $K = 1 \times 1$.

l'ébénisterie vers 2000 p/s et de nombreuses résonances de la courbe ;

2° La partie BF du récepteur munie d'une contre-réaction sur la bobine mobile du HP réduit considérablement les antirésonances au détriment de la réponse

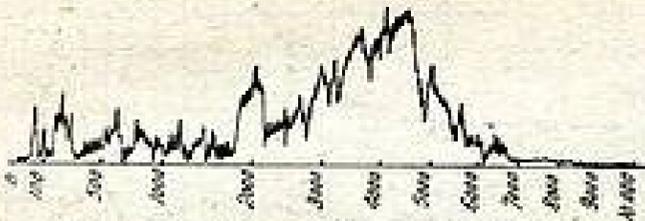


FIG. 8. — Courbe de réponse de la partie BF d'un récepteur moderne et de son haut-parleur. Etages BF à contre-réaction, à partir de la bobine mobile du haut-parleur sur la première lampe 6 QT + 6 M6. Dimensions : longueur : 60 cm, hauteur : 34 cm, largeur : 23 cm. Haut-parleur de 24 cm., placé latéralement. La prise PU de l'appareil placé au fond de la chambre sourde est attaquée par une tension de 0,35 volt à 1.000 P/s, issue d'une hétérodyne BF.

basse fréquence. La gamme aiguë 3.500 — 6.000 p/s se trouve favorisée de près de 8 db. On voit là, nettement, l'influence de la contre-réaction sur la bobine mobile du HP ;

3° Ce renforcement des aigus est compensé par la sélectivité considérable de la partie HF (bobinages) qui réduit de 15 db, la gamme 3.000 — 6.000, et amène un renforcement des graves entre 60 et 250 p/s.



FIG. 9. — Courbe de réponse d'un haut-parleur de 24 cm, placé dans l'ébénisterie d'un poste récepteur, du type allongé. Longueur : 60 cm, hauteur : 34 cm, largeur 27 cm. Les bornes d'entrée du haut-parleur sont attaquées par une tension de 0,42 volt, à 1.000 P/s, issue d'une hétérodyne BF et maintenue constante. L'ensemble est placé au fond de la chambre sourde à $d = 5$ m. du micro étalon. Préampli Laindel 152 + O.C.P. 31.

On peut estimer la bande passante du récepteur à 60 — 4.500 p/s avec une compensation des graves de 8 db.

Ces résultats montrent, avec l'intérêt de la contre-réaction sur la bobine mobile, pour la partie BF, combien la réponse finale d'un récepteur peut dépendre de la partie HF beaucoup plus encore que du haut-parleur.

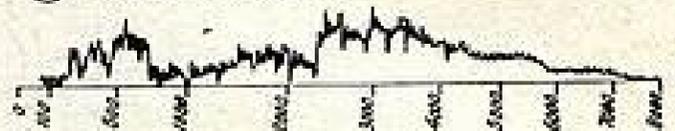
Conséquences

C'est ce que confirment les résultats obtenus sur un autre récepteur moderne avec blocs de bobinages à sélectivité variable.

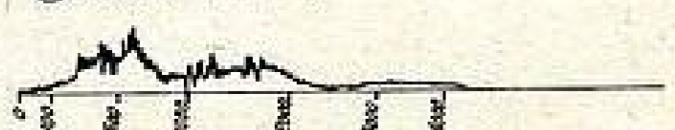
Les figures 10 a, b, c, d, e donnent, par comparaison avec la courbe de réponse du haut-parleur seul, les courbes de réponses globales successivement dans les trois positions :

- Sélectivité minimum (coupure à 2.000 p/s) ;
- Position parole (coupure à 3.500 p/s) ;
- Position musique (renforcement des graves jusqu'à 50 p/s) ;
- Position pick-up (de 60 à 5.000 p/s avec renforcement de la gamme 2.500 — 5.000 p/s, de 6 db).

(a) HP 21cm BAFFLE



(b) RECEPTEUR : position sélective.



(c) RECEPTEUR : position parole.



(d) RECEPTEUR : position PU.



(e) RECEPTEUR : position musique.



FIG. 10. — Courbes de réponse d'un récepteur.

Le baffle et l'ébénisterie

Les figures 11 et 12 montrent l'influence d'un baffle sur la réponse aux graves d'un haut-parleur de 25 watts à aimant permanent de 28 cm. de diamètre et d'un HP courant de 21 cm. de diamètre.

Cette influence se traduit dans la comparaison des deux courbes 11 a et b avec et sans baffle de 1 m. \times 1 m. en bois de 25 mm. Elle se fait sentir sur toutes les fréquences graves mais s'étend jusqu'à 800 p/s ; pratiquement la gamme 50 — 800 p/s se trouve renforcée de 12 db, ce qui est considérable.

On remarquera sur cette courbe, tracée en ordonnées linéaires (pressions sonores), pour un haut-parleur d'une excellente marque, l'irrégularité des courbes de réponse, sensible même dans un haut-parleur de très bonne qualité, qui montre quels progrès restent à accomplir dans ce domaine.

La courbe de réponse d'un haut-parleur dépend d'ailleurs énormément, non seulement de la présence d'un baf-

fle, mais aussi de sa forme (ébénisterie des récepteurs) et même de facteurs aussi faibles que la position d'une ébénisterie par rapport à des obstacles ou même la position du récepteur dans la salle.

C'est ce que mettent en évidence les courbes des figures 14, 15 et 16 tracées en coordonnées logarithmiques à l'aide du bathymètre de Neumann. L'appareillage était alors celui représenté figure 13, l'ensemble des appareils de mesures étant placé dans une cabine spéciale de façon à ce qu'aucun obstacle solide ne vienne troubler la propagation du son dans la chambre sourde.

moyen de ces courbes rapporté à la réponse moyenne caractérisera la *qualité acoustique* du système : il sera d'autant plus faible que cette qualité est grande.

Comme normalement l'amplitude des interférences décroît quand la fréquence croît, ce facteur interviendra au dénominateur dans l'expression de la qualité acoustique pour une fréquence f exprimée par son logarithme

$$Q_M = \frac{1}{\log f} \frac{R}{\Delta R} \text{ db}$$

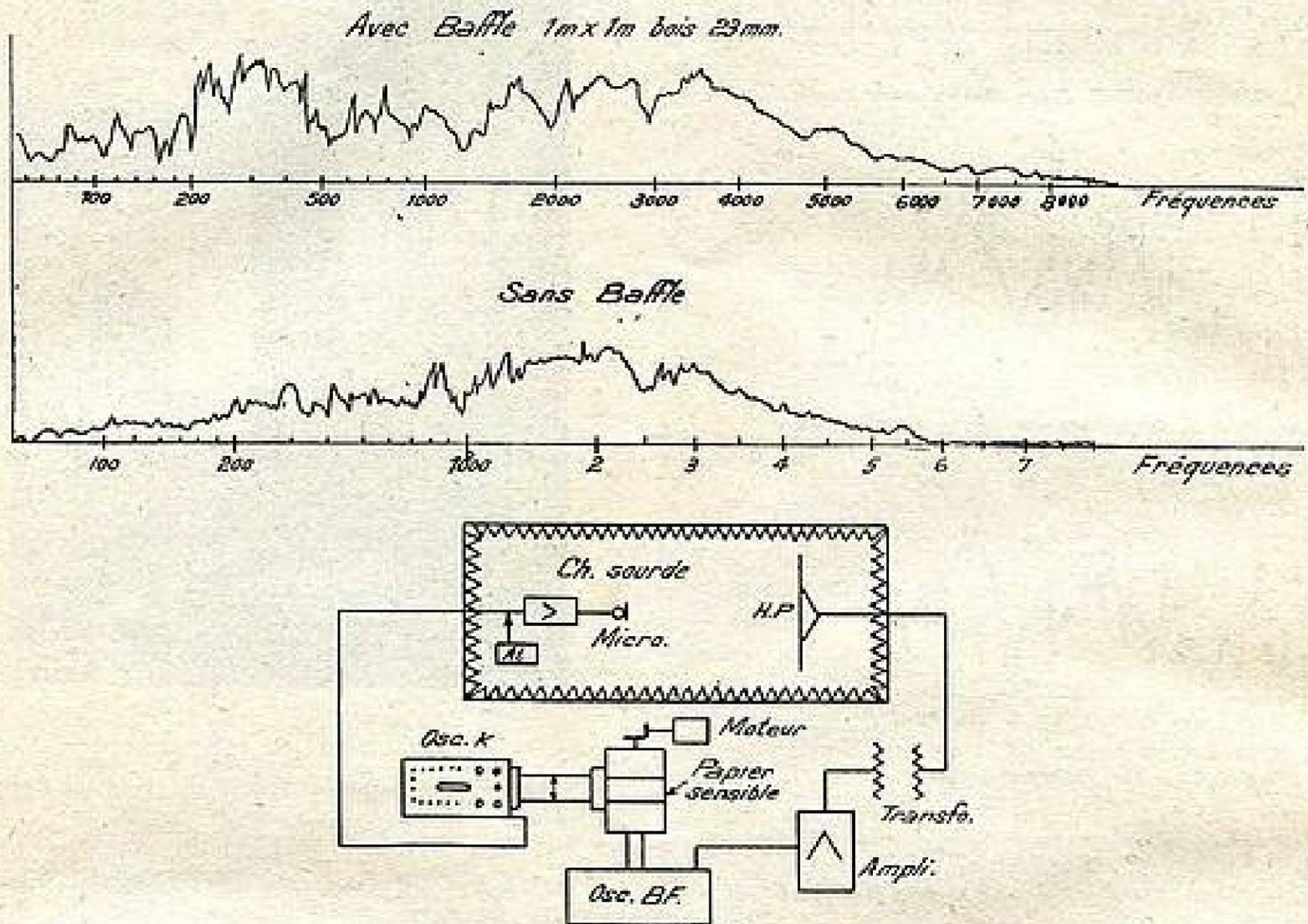


FIG. 11. — Influence d'un baffle de 1 m. X 1 m. sur la courbe de réponse d'un haut-parleur à aimant permanent de 23 cm. de diamètre.

Appréciation de la qualité et interprétation des courbes

En raison de la complexité des courbes de réponse électro-acoustique qui s'éloignent toujours considérablement de l'horizontale théorique, on peut caractériser la qualité d'une courbe de réponse en coordonnées logarithmiques par deux facteurs distincts relatifs à deux phénomènes qui affectent l'oreille de l'auditeur.

Sur la courbe obtenue (fig. 14), on trace successivement une courbe moyenne ne tenant compte ni des maxima, ni des minima qui expriment l'allure générale de la courbe, ce que nous appellerons à proprement parler « la réponse » et sur laquelle nous distinguerons trois zones :

- Les graves de 25 à 200 p/s (3 octaves) ;
- Le médium de 200 à 3.200 p/s (4 octaves) ;
- Les aigües de 3.200 à 12.800 p/s (2 octaves).

On tracera alors deux courbes formant le lieu de tous les maxima et de tous les minima (fig. 14). Ceux-ci étant dûs aux interférences et antirésonances du HP, l'écart

et la qualité moyenne sera donnée par

$$Q_A = \frac{1}{\log f_{\min} - \log f_{\max}} \int_{f_{\max}}^{f_{\min}} \frac{1}{f} \frac{R}{\Delta R} df$$

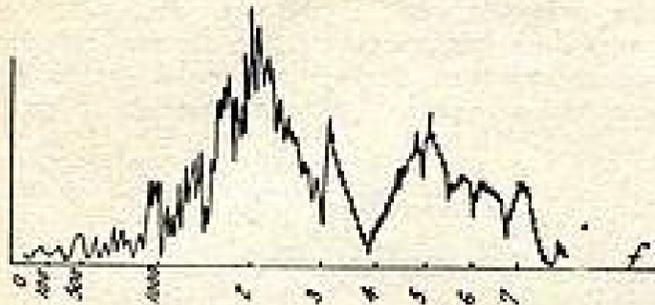
la réponse et ses variations étant exprimées en décibels. Pour apprécier à l'aide de ces deux nombres :

Gamme de réponse mesurée en octaves ;

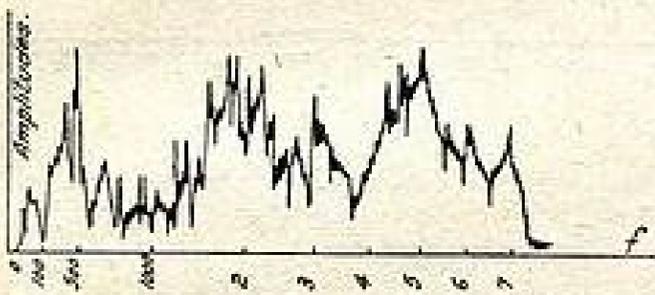
Qualité acoustique repérée en décibels, la valeur d'un dispositif électro-acoustique, on se référera finalement à des critères d'ordre psychophysiologiques.

Il résulte d'expériences que nous avons faites sur la marge de tolérance de la mémoire auditive, qu'une variation localisée de ± 3 db aux fréquences moyennes et ± 6 db aux fréquences extrêmes, passe inaperçue de l'auditeur moyen. Ce sont donc les deux lignes ± 6 db tracées autour de la réponse moyenne à 1.000 p/s (fréquence centrale) qui détermineront la « bande passante » et c'est par rapport à cette marge de tolérance qu'on appréciera

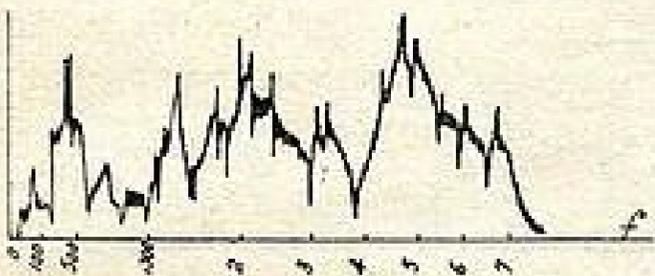
la qualité acoustique et ses dégradations par les interférences. Enfin, on se rappellera que, pour que le récepteur donne une tonalité ni trop grave, ni trop aiguë, il faut



REPONSE D'UN HP. 21cm aimant sans baffle.



REPONSE DU MEME HP 21cm baffle 70 cm x 66 cm, 23 mm épaisseur.



REPONSE DU MEME HP 21cm avec baffle 70 x 66 cm mais 7mm épaisseur.

FIG. 13. — Influence d'un baffle sur un haut-parleur de petit diamètre.
 a) Réponse d'un haut-parleur à aimant permanent de 21 cm. sans baffle.
 b) Réponse du même haut-parleur avec baffle : 70 x 66 cm, épaisseur 23 mm.
 c) Réponse du même haut-parleur avec baffle de : 70 x 66 cm., mais de 7 mm. d'épaisseur.

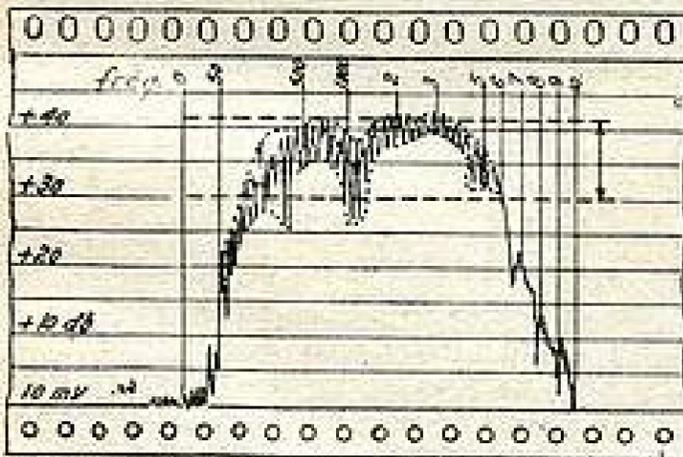


FIG. 14. — Etude d'un récepteur Ducretet. Partie basse fréquence P.P. ébénisterie verticale. Hauteur, 65 cm., longueur : 50 cm., largeur : 32 cm. Haut-parleur à excitation de 28 cm. Tension aux bornes de la prise PU 0,4 volt, potentiomètre à fond.

qu'un équilibre soit maintenu entre la limite supérieure et inférieure de la bande passante, équilibre traduit par cette règle empirique : le produit des fréquences maxima et minima transmises doit être égal à 400.000.

Jugements sur le récepteur placé dans l'appartement

Nous avons examiné d'abord l'influence sur un récepteur ouvert à l'arrière, à ébénisterie type haut h=65 cm., L=50 cm. et 32 cm. de profondeur, de la position du récepteur devant une cloison réfléchissante. Le microphone était placé à 3 m. de là, dans l'axe du récepteur.

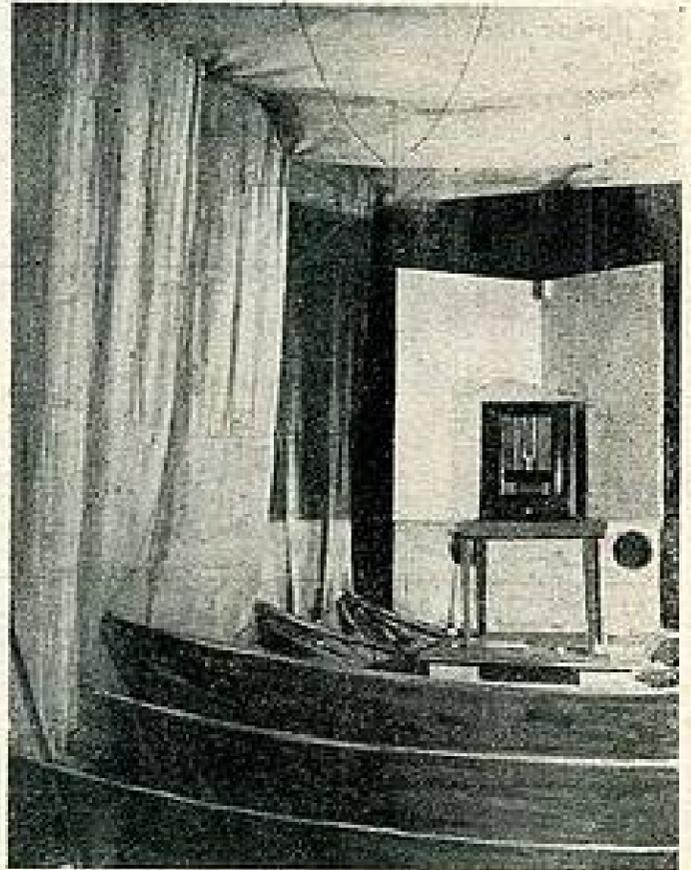
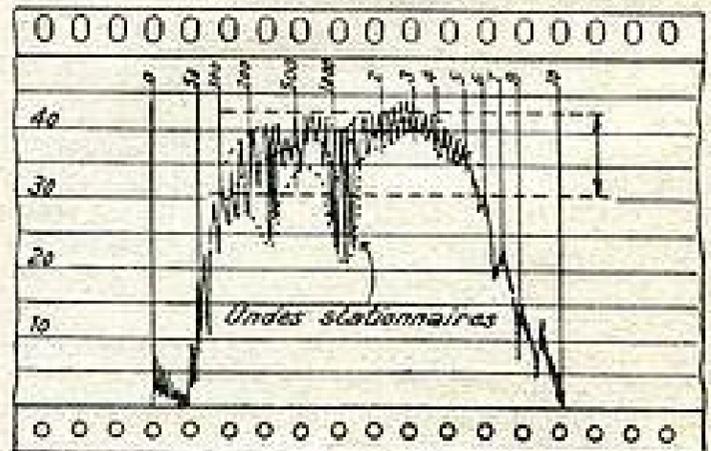


FIG. 15.

La figure 15a donne la réponse du récepteur (réponse 100 à 6.000 p/s à ± 6 db près).

$$Q_1 = R/12 \text{ en db}$$

Placé à 2 m. 70 d'une cloison réfléchissante, la bande passante diminuait substantiellement dans les graves (130 — 6.000 p/s) et la qualité acoustique diminuait par



suite de l'apparition d'interférences entre 1.000 et 2.000 p/s de

$$Q_1 = R/20 \text{ db}$$

Le récepteur était alors fermé à l'arrière par son car-

ton perforé de sécurité et l'on a obtenu la figure 15 a. La bande passante en était augmentée (110 — 6.000 p/s) et la qualité acoustique nettement accrue,

$$Q_A = R/8$$

les interférences disparaissant.

par un carton perforé introduisant une certaine impédance acoustique. On assure ainsi une meilleure qualité acoustique et une grande indépendance de la réponse en fonction de la position dans la salle ;

2° L'influence de la fermeture de la porte arrière ou

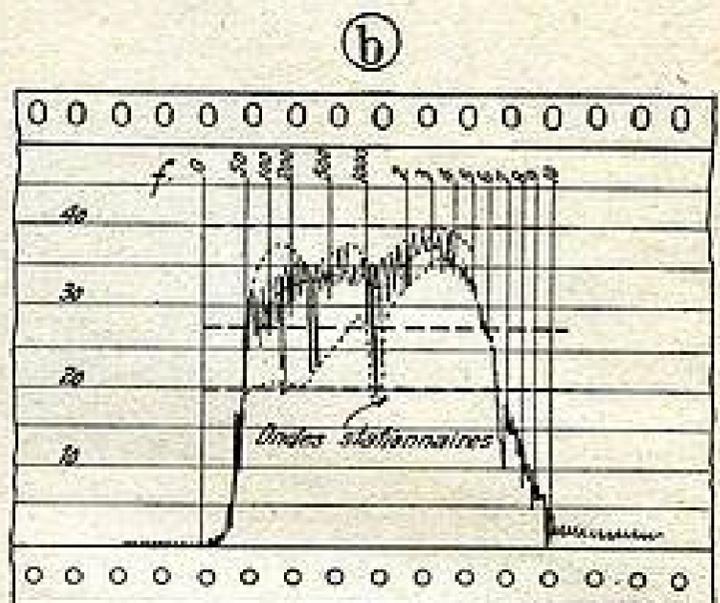
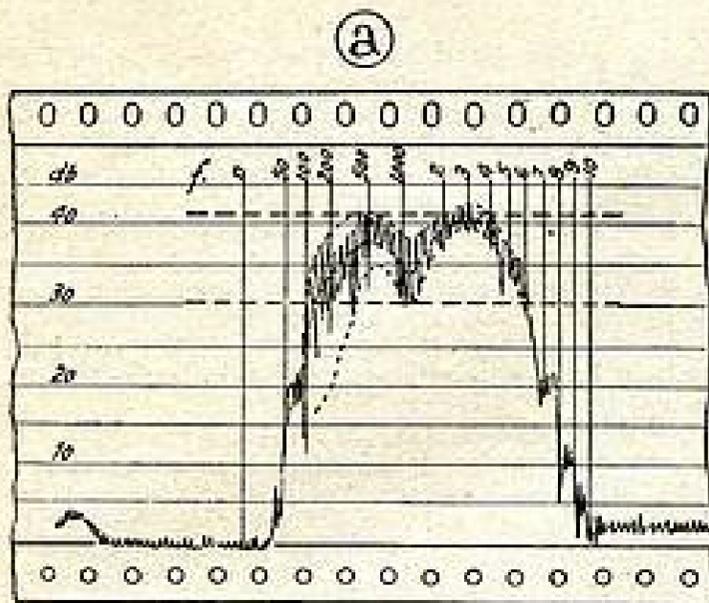


FIG. 15. — a) Courbe de réponse d'un récepteur fermé à l'arrière par son panneau en carton ; b) Courbe de réponse d'un récepteur contre cloison de 2 m. X 2 m.

On a essayé alors de placer le récepteur ouvert à 2 cm. de la cloison bois déjà citée. Si la qualité acoustique en était diminuée (apparition d'ondes stationnaires), la cloison, jouant le rôle de baffle, accroissait beaucoup la bande passante dans les graves, la gamme de réponse atteignant 80 — 6.000 p/s.

de l'emplacement en face d'une cloison est nulle sur la limite supérieure de la bande passante ($\log_{10} f_{max}$). Elle se fait sentir appréciablement sur la réponse dans les graves, la fréquence minimum pouvant varier de 80 à 130 p/s, soit 2/3 d'octaves ;

3° La qualité acoustique restant toujours mauvaise

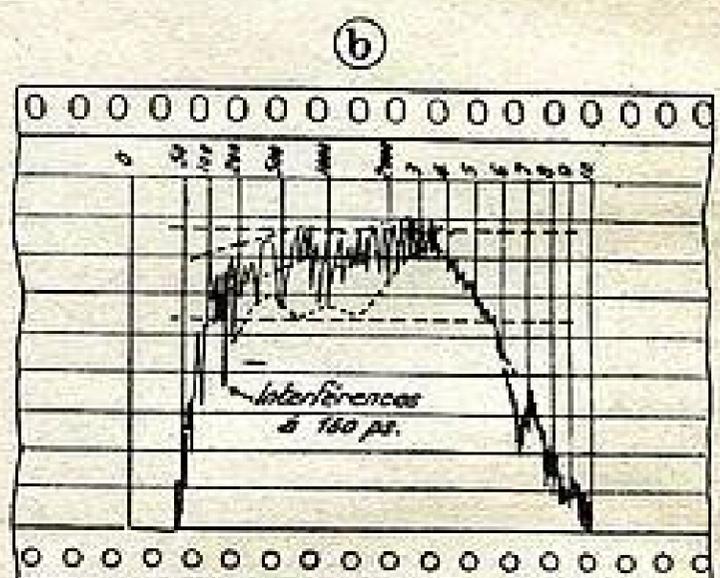
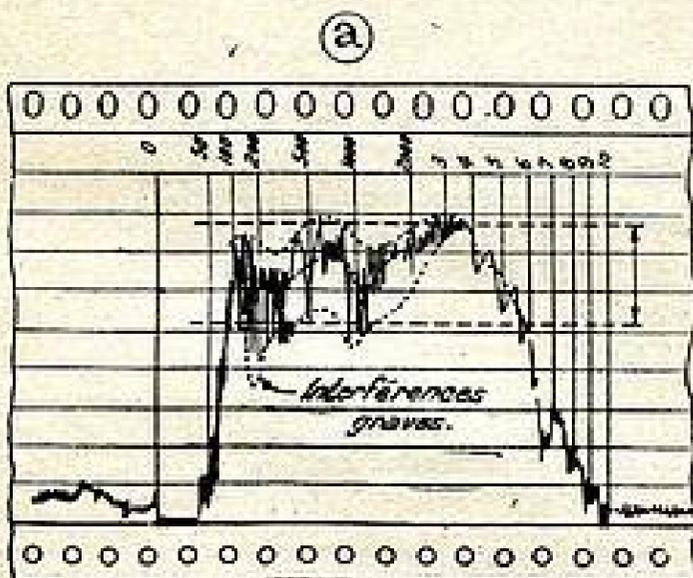


FIG. 16. — Courbes de réponse du récepteur de la fig. 14, placé dans un angle a) parallèlement au mur ; b) en diagonale.

Quand le récepteur est clos dans sa partie arrière, le rôle de la cloison devient négligeable.

Enfin, on a placé le récepteur dans un angle, position fréquemment adoptée dans les pièces d'appartement, successivement parallèle au mur et en diagonale (fig. 16 a et 16 b). La réponse moyenne était alors plus uniforme, la bande passante se situant entre 100 et 6.000 p/s.

Conclusions de ces expériences

On peut déduire de ces expériences :

1° Un récepteur doit être clos sur sa partie arrière

dans les graves de toute façon, on a intérêt à placer le récepteur, surtout s'il est ouvert, très près d'une cloison qui jouera le rôle de baffle et permettra de gagner une fraction appréciable d'octave dans la réponse aux graves ;

4° Enfin, les variations de la réponse résultant de la position ne sont dans l'ensemble pas très considérables, ce qui explique peut-être que cette question ait fait couler tant d'encre.

A. MOLES.

CARACTÉRISTIQUE DES RÉCEPTEURS DE RA

par Jack ROU

Une visite détaillée à la section « Radio-Télévision-Electronique » de la Foire de Paris 1950, qui s'est tenue du 13 au 29 mai, au Parc des Expositions de la Porte de Versailles, comme chaque année, nous a permis de dégager les tendances de la technique du récepteur de radio-diffusion pour la saison 1950-1951.

Nous pouvons grouper les différents récepteurs de radio-concerts en plusieurs catégories :

- récepteurs portatifs, soit à alimentation mixte : secteur-batterie, soit sur piles seules ;
- récepteurs « classiques », à nombre réduit de tubes (4, 5 et 6) et alimentation secteur (alternatif et tous courants) ;
- récepteurs de luxe à 7, 8 et 9 tubes ;
- récepteurs de grand luxe, à 10 tubes et plus (jusqu'à 30), 2 ou 3 canaux d'amplification B.F. et plusieurs haut-parleurs (3 à 5) ;
- récepteurs pour voitures automobiles ;
- récepteurs coloniaux.

Les récepteurs portatifs

8 à 10 % de la production totale.

Ils sont à alimentation : soit par piles seules, soit mixte, secteur-batteries. La tendance, cette année, est à l'alimentation mixte ; ceci est dû à l'apparition d'un nouveau tube particulièrement intéressant : le tube 117Z3, redresseur monoplaque du type miniature, dont le filament est chauffé par la totalité de la tension du secteur.

Ils sont généralement équipés des tubes suivants : 1R5 (changeuse de fréquence), 1T4 (amplificatrice M.F.), 1S5 (détectrice et préamplificatrice B.F.), 3Q4 ou 3S4 (penthode finale), 117Z3 redresseuse pour le fonctionnement sur secteur (alternatif ou tous courants) (SORAL, PRIZOS-BROS, RADIO RLC, TÉLÉLUX, CRÉON, FANFARE-RADIO, PARIS-VOX, etc.).

Certains sont munis de deux étages amplificateurs moyenne fréquence (ONDALUX), d'autres comportent un étage final push-pull, classe B, équipé de la double triode 1G6. Ce tube est très intéressant en raison de sa faible consommation. Il ne consomme, en effet, que dans les pointes de modulation. La consommation totale H.T. tombe alors à 10 mA (type P5-TÉLÉLUX) ; ce dernier alimenté par piles, uniquement, est d'ailleurs plutôt un récepteur « rural » qu'un récepteur portatif.

Tous ces modèles comportent trois gammes d'ondes : G.O. de 1.000 ou 1.200 à 2.000 m. ; P.O. de 187 à 582 m. parfois de 300 à 550 m. ; O.C. de 16 à 51 m. ou de 20 à 50 m.

Ils fonctionnent sur antenne ou cadre, ce dernier étant généralement incorporé, ou bien sur antenne (O.C.) et cadre incorporé (P.O.-G.O.).

Fig. 1. Récepteur type 475 Général Radio de Dijon. — Fig. 2. à MONACO. — Fig. 3. Récepteur « HARMONIE type 294 » ORA. — S. O. B. « SECTEUR-BATTERIE » Semi-Professionnel TELELUX. — Fig. 4. Récepteur très grand luxe « IMPERATOR » CRISTAL GRANDIN. — Fig. 5. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 6. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 7. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 8. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 9. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 10. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 11. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 12. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 13. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 14. Récepteur « BATTERIE-SECTEUR » type C. A. 5 SORAL. — Fig. 15. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 16. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 17. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 18. Récepteur « MENUET 1942 » RADIO-TEST. — Fig. 19. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 20. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 21. Récepteur type « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 22. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 23. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 24. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 25. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 26. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 27. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 28. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 29. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 30. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 31. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 32. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 33. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 34. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 35. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 36. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 37. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 38. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 39. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 40. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 41. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 42. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 43. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 44. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 45. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 46. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 47. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 48. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 49. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 50. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 51. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 52. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 53. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 54. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 55. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 56. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 57. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 58. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 59. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 60. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 61. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 62. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 63. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 64. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 65. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 66. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 67. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 68. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 69. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 70. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 71. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 72. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 73. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 74. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 75. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 76. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 77. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 78. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 79. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 80. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 81. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 82. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 83. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 84. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 85. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 86. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 87. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 88. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 89. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 90. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 91. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 92. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 93. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 94. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 95. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 96. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 97. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 98. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 99. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY. — Fig. 100. Récepteur à 22 gammes d'Ondes « MEGA 22 » de GIALLULY.

ET PERFORMANCES MODIFFUSION FRANÇAIS

50

ing. E. C. T. S. F.

Leur sensibilité est de l'ordre de $50 \mu V$ en moyenne (1). Ces récepteurs, de dimensions réduites, et, conséquence Ils sont équipés d'un haut-parleur à aimant permanent Ticoxat, de petit diamètre : 8, 10, 12 ou même 17 cm. logique, de faible poids, sont très intéressants pour les déplacements (vacances, camping), ou pour les régions dépourvues d'un réseau d'énergie électrique.

L'utilisation d'un haut-parleur de 17 cm ou d'un étage de puissance symétrique (ou les deux à la fois), permet une bonne audition.

Les récepteurs à 4, 5 et 6 tubes

Ce sont, et de loin, les plus nombreux et les plus demandés (environ 65 % de la production française). Ils sont alimentés : soit en alternatif, soit en tous courants.

Les récepteurs à quatre tubes sont généralement équipés de la série : ECH3 (changeuse de fréquence) ; ECF1 (amplificatrice M.F. et préamplificatrice B.F.) ; EBL1 ou CBL6 (détectrice et amplificatrice de puissance) ; 1883 (ou GY2) valve redresseuse.

Les récepteurs à cinq tubes comprennent : un étage changeur de fréquence triode-hexode (6E8 ou ECH3) ; un étage amplificateur M.F. (6M7 ou EF9) ; un étage détecteur-préamplificateur B.F. (6H8 ou EBF2) ; un étage final (6V6 ou EL3) ; une valve (1883 ou 5Y3).

Les séries « Rimlock » : ECH41 ou ECH42, EAF41 ou EAF42, EF41, EBC41, EL41, GZ40, UCH41 ou UCH42, UAF41 ou UAF42, UF41, UBC41, UL41, UY41 (ou UY42), sont de plus en plus utilisées et tendent à remplacer l'ancienne série transcontinentale rouge. De même les séries « miniature » : 6BE6-12BE6 ; 6BA6-12BA6 ; 6AT6-12AT6 ; 6AQ5-50B5 ; 6X4-35W4. L'utilisation des tubes 6BE6-12BE6, 6BA6-12BA6, permettent une grande stabilité et une sensibilité élevée ; grâce, d'une part, au montage ECO de l'oscillatrice, d'autre part à la pente élevée du tube 6BA6-12BA6.

Tous ces récepteurs comportent les trois gammes d'ondes classiques (P.O., G.O., O.C.).

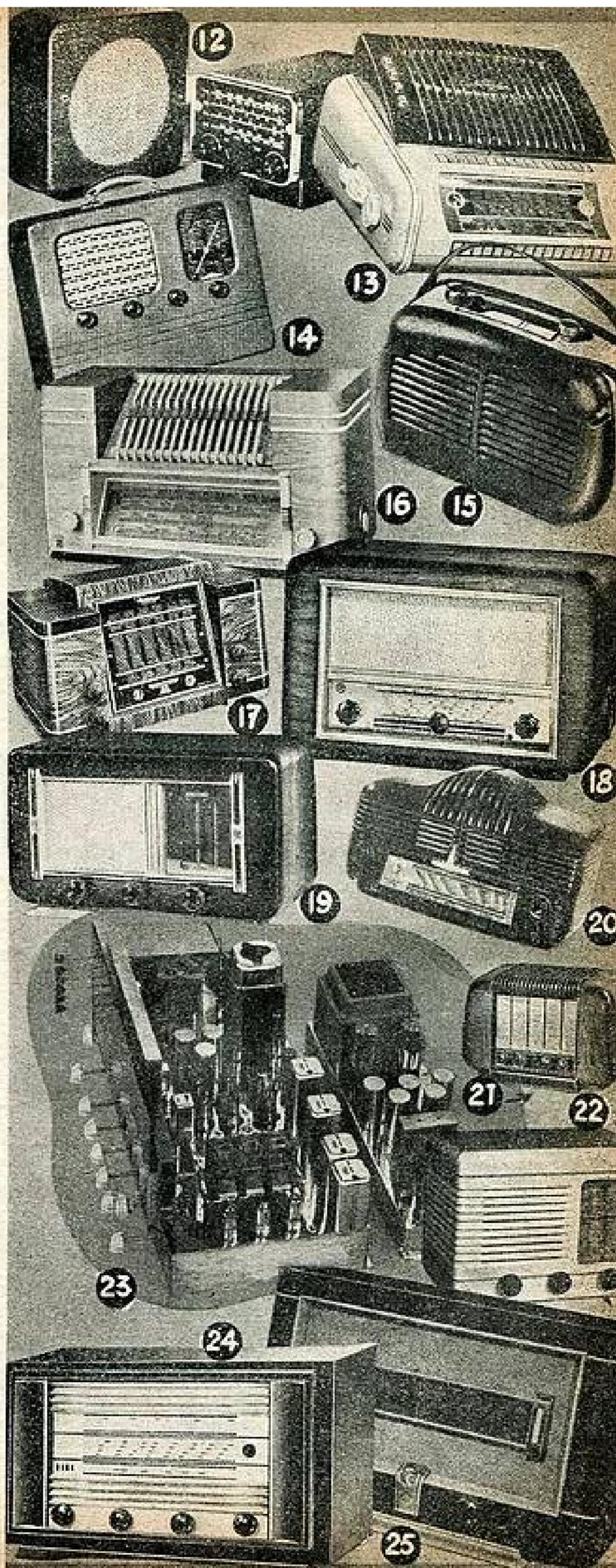
Plusieurs modèles sont pourvus d'un cadre incorporé, généralement de forme cylindrique, à deux enroulements croisés à haute impédance, fonctionnant sur G.O. et P.O. L'effet directif du cadre permet une réduction sensible du bruit de fond d'origine externe : parasites atmosphériques et artificiels (Général-Radio de Dijon, Amplitx, etc.).

Ils sont munis d'un haut-parleur à aimant « Ticonal », généralement de 17 ou 19 cm.

Leur sensibilité moyenne est de l'ordre de 10 à $15 \mu V$.

(1) Toutes les sensibilités indiquées sont à préciser ainsi : tension HF d'entrée, en microvolts permettant d'obtenir à la sortie du récepteur une puissance modulée de 50 milliwatts, mesurée sur une résistance ohmique de valeur égale à l'impédance de la bobine mobile du haut-parleur à 400 c/s.

« 9 lampes » moule style rustique « MISTRAL » de Martial LEFRANC. — Fig. 4. Récepteur « contre-alto » ORA. — Fig. 5. Récepteur colonial type « 6 lampes » type S. 646 L. ACADEMIA. — Fig. 7. Récepteur de luxe « 6 lampes » type S. 646 L. ACADEMIA. — Fig. 7. Récepteur 650 U GAL-RADIO. — Fig. 9. Radiophone de grand luxe à 2 canaux « UP-DOWN V » CRISTAL GRANDIN. — Fig. 11. Récepteur « Auto 49 » AUVITU. — Fig. 13. Récepteur Combiné avec interphone « SECTEUR » type P. S. 48 RADIO BORENS. — Fig. 15. Récepteur portable type G. L. M. 8 « MYXTER. — Fig. 17. Récepteur « AMIYOX » RADIO L. Récepteur type « M. C. A. 6 » INTERMONDE. — Fig. 20. Récepteur SCHNEIDER. — Fig. 22. Récepteur « T. C. 49 » MIAMI. — Fig. 23. Haut-Parleurs permettant la réception des émissions modulées en L. Récepteur « type 749 » L. I. R. T. — Fig. 25. Récepteur « Modèle



L'amplificateur B.F. est muni le plus souvent d'un système de contre-réaction simple, de plaque à plaque ou de la bobine mobile du haut-parleur à la cathode de la première B.F. ; ce qui améliore sensiblement l'audition.

Presque tous sont pourvus d'un contrôleur de tonalité combiné avec la contre-réaction ou indépendant d'elle.

Les modèles à six tubes comportent, en plus, un indicateur cathodique d'accord, à double sensibilité (EM4 ou 6AF7).

Tous les constructeurs, sans exception, présentent plusieurs récepteurs de cette catégorie. Le montage reste d'ailleurs, le plus souvent, le même, mis à part quelques détails portant généralement sur la série de tubes. Seule, l'ébénisterie diffère. Leur simple énumération exigerait plusieurs pages de cette revue.

Quelquefois l'indicateur cathodique d'accord est utilisé en préamplificateur B.F.

Signalons dans cet ordre d'idées le type « Festival », de LIRR (*Les Ingénieurs Radio Réunis*). Une autre particularité de ce montage réside dans l'étage final monté en push-pull auto-déphaseur, équipé de deux EL41 (déphasage par l'écran).

Les récepteurs de luxe à 7, 8 ou 9 tubes

(10 % de la production).

Ces récepteurs comportent : soit un étage H.F. accordé ou semi-apériodique, ce qui permet d'augmenter la sensibilité dans des grandes proportions (on peut atteindre $1 \mu V$) et de réduire sensiblement le bruit de fond ; soit deux étages amplificateurs M.F. ; certains utilisent un changement de fréquence à deux lampes. D'autres comportent un amplificateur B.F., avec un push-pull de sortie. Certains enfin, possèdent tous ces perfectionnements à la fois. Ils sont munis généralement de quatre gammes d'ondes (P.O.-G.O.-2 O.C.). Les gammes O.C. sont le plus souvent étalées ou semi étalées. Certains en comportent cinq et même six.

Ils utilisent tous la contre-réaction en B.F. et, en général, des dispositifs « creusant » le médium (filtres).

Le haut-parleur est, en général, de 21 ou 24 cm. Certains comportent deux canaux d'amplification B.F. avec haut-parleur de grand diamètre (24 cm) pour les graves et haut-parleur de diamètre plus petit (19 ou 17 cm) pour les aigus.

Les récepteurs de grand luxe à haute fidélité musicale

Ils sont peu nombreux (2 ou 3 % de la production totale). Ils utilisent un nombre élevé de tubes (jusqu'à 30). Ils comportent tous un étage amplificateur H.F., deux étages M.F., à sélectivité variable le plus souvent, un régulateur automatique de sensibilité amplifié, deux ou trois canaux d'amplification B.F., avec plusieurs haut-parleurs. Certains comportent même un expanseur de contrastes et un limiteur de parasites.

Leur sensibilité est élevée (meilleure que $1 \mu V$). Ils comportent un nombre élevé de gammes (5, 9, 10), comprenant plusieurs gammes O.C. étalées. Nous avons même remarqué un modèle à 22 gammes d'ondes étalées. Il s'agit du type « Méga 22 DE GIALLUY ». Les bandes couvertes par cet appareil de grande classe sont les suivantes :

Grandes ondes :

Bandes 1 : 806 m à 1.530 m, 1.530 à 3.000 m.

Petites ondes :

136 m à 198 m 400 m à 568 m
196 m à 250 m 250 m à 400 m

Ondes courtes :

13 m 75 à 15 m 80 36 m 80 à 40 m 80
15 m 70 à 17 m 70 40 m 80 à 45 m 20
17 m 60 à 19 m 70 45 m 20 à 49 m 90

19 m 70 à 22 m 80	49 m 90 à 54 m 70
22 m 70 à 25 m 70	54 m 70 à 72 m
25 m 60 à 28 m 80	72 m à 96 m
28 m 80 à 32 m 60	96 m à 118 m
32 m 60 à 36 m 80	118 m à 136 m

Le modèle « C16L AUDIOLA » comprend 16 tubes : un étage amplificateur H.F. ; un étage changeur de fréquence ; deux étages amplificateurs M.F. à sélectivité variable ; un étage détecteur et préamplificateur B.F. ; un étage amplificateur de la tension de commande automatique de sensibilité (antifading amplifié) ; un étage préamplificateur « aigu » ; un étage amplificateur de puissance du canal « aigu » ; un étage préamplificateur « grave » ; un étage déphaseur ; un étage amplificateur de puissance du canal « grave », monté en push-pull ; un indicateur visuel d'accord ; trois valves redresseuses montées en parallèle. Les deux canaux B.F. comportent des filtres correcteurs ; un pour les fréquences basses, l'autre pour les aigus.

Trois haut-parleurs : un haut-parleur de grand diamètre pour les sons graves, deux autres de petit diamètre pour les aigus, sont montés sur un baffle infini.

L'appareil possède une sensibilité meilleure que un μV sur toutes les bandes de réception ; celles-ci sont au nombre de six :

OC1 : 13,3 m à 17,2 m	O.C.4 : 28,5 m à 51 m
OC2 : 16,2 m à 22 m	P.O. : 200 m à 1.500 m
OC3 : 20 m à 31 m	G.O. : 1.000 m à 2.000 m

Le récepteur à 22 tubes « Max Radio » comprend : 4 châssis, 5 haut-parleurs.

1° *Châssis récepteur.* — Il se compose de :

a) Un récepteur ultra sensible à 4 lampes, comportant : réglage visuel par milliampèremètre, indiquant la puissance de l'émetteur reçu ; démultiplieur à 2 vitesses et aiguille trotteuse permettant par sa grande précision le repérage exact des stations O.C. ; 5 gammes d'ondes, sélectivité variable à quatre positions ;

b) Un récepteur type « Local », qui comprend 2 lampes remplissant 4 fonctions. Il fonctionne automatiquement par simple pression sur boutons poussoirs, réglés sur 6 stations puissantes (P.O. et G.O.). Très simple et indé réglable de par sa conception, à large bande passante, il est d'un usage particulièrement aisé ;

c) Système basse fréquence de préamplification et sélection des 3 canaux.

2° *Châssis amplificateur de graves.*

Alimente en push-pull un haut-parleur de 28 cm ; 6 lampes ; commande séparée à partir du châssis récepteur, permettant le dosage des graves, la suppression des ronflements ;

3° *Châssis amplificateur de médium.*

Alimente en push-pull un haut-parleur de 24 cm ;

4° *Châssis amplificateur des aigus.*

Alimente 3 haut-parleurs de 12 cm. Commande séparée à partir du châssis récepteur, permettant le dosage des aigus, la suppression des sifflements et des parasites.

Le modèle à 15 lampes comporte le même châssis récepteur que le 22 lampes, mais un seul amplificateur alimentant en push-pull un haut-parleur de 28 cm sur lequel agissent les réglages de graves et d'aigus des canaux correspondants. Réduction du 22 lampes, dont il a les mêmes qualités, cet appareil a été conçu pour tous les cas où il n'est pas possible d'utiliser un meuble.

Enfin, signalons le « Summum 30 », également de chez Max Radio.

Ce récepteur à 30 tubes, à fonctions multiples, permet : la commande à distance automatique ; la réception des émissions locales (haute-fidélité) ; la réception des émissions lointaines ; la réception des émissions modulées en fréquence ; l'amplification des enregistrements sur disques ou magnétiques ; l'enregistrement magnétique à haute fidélité des disques, radio, etc. ; l'écoute du son de la télévision.

Il comporte :

3 canaux B.F., grave, médium, aigu et 5 haut-parleurs :

TYPES	SUPPLY	TUBES	FREQUENCY RANGE	SENSITIVITY μ (HF) for 50 m VU(F) output	POWER OUTPUT
RECEIVERS, portable	Battery and AC/DC line 117 volts	1R5 - 1T4 - 1S5 - 3Q4 or 354 or 1G6 (cl. B) + 117Z3	OC 18.000 - 5.900 Kc/s or 15.000 - 6.000 Kc/s PO 1.600 - 520 Kc/s GO 310 - 150 Kc/s	50 μ V	0,2 à 0,8 W
4 tubes	AC/DC	ECH3 - ECF1 - CBL6 - CY2	OC 18.000 - 5.900 Kc/s PO 1.600 - 520 Kc/s GO 310 - 150 Kc/s	25 μ V	1,8
STANDARD RECEIVERS 5 tubes	A. C. or AC/DC 117-250 volts 50 ou 60 c/s	6BE6 - 6BA6 - 6AT6 - 6AQ5 - 6X4 or 50B5 - 35 W 4 6E8 - 6M7 - 6H8 - 6V6 - 5Y3 ECH42 - EAF42 - EAF42 - EL41 - GZ40 or EF41 - EBC41 UCH42 - UAF42 - UAF42 - UL41 - UY42	OC ₁ 19.000 - 9.500 Kc/s OC ₂ 10.500 - 5.600 Kc/s PO 1.600 - 520 Kc/s GO 310 - 150 Kc/s eventually : 3.550 - 1.620 Kc/s	15 μ V	3 W
6 tubes	»	+ indicator tuning 6AF7 or EM4			
RECEIVERS 8-12 tubes	A. C. 50-60 c/s 117-250 volts	6M7 - 6E8 - 6J5 - 6M7 - 6H5 - 6M7 - 6V6 - 5Y3 or 6E8 - 6M7 - 6M7 - 6H8 - 6J5 - 6V6 - 6V6 - 5Y3 or EF41 - ECH42 - EF41 - EAF41 - EF41 - EL41 - EL41 - 18B3 or 6BA6 - 6BE6 - 6BA6 - 6AT6 - 6AQ5 - 6X4 or EF9 - ECH3 - EF9 - EB4 - EF9 - EL3 - EL3 - 18B3	OC ₁ 22.850 - 11.400 OC ₂ 11.500 - 5.900 PO 1.600 - 520 GO 275 - 150	3 à 5 μ V	4,6 or 8 W
HIGH-FIDELITY « DELUXE » RECEIVERS	A. C. 50-60 c/s 117-250 volts	ampl. HF - mixer - osc. HF - 1st IF - 2nd IF - Dét. - 1st audio - VCA ampl. - + 2 or 3 audio channels + 2,3 or 5 loud speakers.	OC ₁ 23.000 - 17.500 Kc/s OC ₂ 18.500 - 13.600 Kc/s OC ₃ 15.000 - 9.700 Kc/s OC ₄ 10.500 - 5.900 Kc/s PO 1.500 - 500 GO 300 - 150 or OC ₁ 22.500 - 11.400 Kc/s OC ₂ 11.500 - 5.900 Kc/s PO ₁ 1.600 - 877 PO ₂ 915 - 510 GO 272 - 150	0,8 μ V à 2 μ V	10,20,35 W
SOME RECEIVERS FOR TROPICAL CLIMATES	A. C. 117-250 volts or battery 6-12 volts	ampl. HF - mixer - osc. HF - IF (1 ou 2) - Dét. VCA - 1st audio - audio power.	band-spread 22.400 - 20.800 Kc/s 18.500 - 17.400 Kc/s 15.700 - 14.800 Kc/s 12.200 - 11.500 Kc/s 9.800 - 9.300 Kc/s 7.500 - 7.000 Kc/s 6.300 - 5.900 Kc/s 5.100 - 4.900 Kc/s 18.500 - 6.300 Kc/s 1.600 - 510 Kc/s 300 - 140 Kc/s or 30.000 - 15.000 Kc/s 20.000 - 11.000 Kc/s 12.000 - 7.000 Kc/s 8.000 - 4.500 Kc/s 5.650 - 3.200 Kc/s 1.620 - 515 Kc/s	1 à 3 μ V	4 W

Buyer's guide

Write to « T. S. F., 40, rue de Seine, Paris (6^e) » for address of the french manufacturers of receivers on which you desire descriptions complete specifications prices and all details.

Avis aux acheteurs éventuels (revendeurs professionnels)

Ecrivez à « T. S. F., 40, rue de Seine, Paris (6^e) » pour recevoir les adresses des constructeurs des appareils pour lesquels vous désirez connaître les caractéristiques, prix, etc...

CHARACTERISTICS OF FRENCH RADIO RECEIVERS 1950

TYPES	SUPPLY	TUBES	FREQUENCY RANGE	SENSITIVITY <small>μ (Only for 50 or 500 Hz output)</small>	POWER OUTPUT
RECEIVERS, portable	Battery and AC/DC line 117 volts	1R5 - 1T4 - 1S5 - 3Q4 or 354 or 1G6 (cl. B) + 117Z3	OC 18,000 - 5,900 Kc/s or 15,000 - 6,000 Kc/s PO 1,600 - 520 Kc/s GO 310 - 150 Kc/s	50 μV	0,2 à 0,8 W
4 tubes	AC/DC	ECH3 - ECF1 - CBL6 - CY2		25 μV	1,8
STANDARD RECEIVERS	A. C. or AC/DC 117-250 volts 50 ou 60 c/s	4BE6 - 6BA6 - 6AT6 - 6AQ5 - 6X4 or 30B5 - 35 W 4 6E8 - 6M7 - 6H8 - 6V6 - 5Y3 ECH42 - EAF42 - EAF42 - EL41 - GZ40 or EF41 - EBC41 UCH42 - UAF42 - UAF42 - UL41 - UY42	OC 18,000 - 5,900 Kc/s PO 1,600 - 520 Kc/s GO 310 - 150 Kc/s or OC ₁ 19,000 - 9,500 Kc/s OC ₂ 10,500 - 5,600 Kc/s PO 1,600 - 520 Kc/s GO 310 - 150 Kc/s eventually : 3,550 - 1,620 Kc/s	15 μV	3 W
5 tubes		+ indicator tuning 6AF7 or EM4			
6 tubes					
RECEIVERS	A. C. 50-60 c/s 117-250 volts	6M7 - 6E8 - 6J5 - 6M7 - 6H5 - 6M7 - 6V6 - 5Y3 or 6E8 - 6M7 - 6M7 - 6H8 - 6J5 - 6V6 - 6V6 - 5Y3 or EF41 - ECH42 - EF41 - EAF41 - EF41 - EL41 - EL41 - 1883 or 6BA6 - 6BE6 - 6BA6 - 6AT6 - 6AQ5 - 6X4 or EP9 - ECH3 - EP9 - EB4 - EP9 - EL3 - EL3 - 1883	OC ₁ 22,850 - 11,400 OC ₂ 11,500 - 5,900 PO 1,600 - 520 GO 275 - 150	3 à 5 μV	4,6 or 8 W
HIGH-FIDELITY « DELUXE » RECEIVERS	A. C. 50-60 c/s 117-250 volts	ampl. HF - mixer - osc. HF - 1st IF - 2nd IF - Dét. - 1st audio - VCA ampl. - 2 or 3 audio channels - 2,3 or 5 loud speakers.	OC ₁ 23,000 - 17,500 Kc/s OC ₂ 18,500 - 13,600 Kc/s OC ₃ 15,000 - 9,700 Kc/s OC ₄ 10,500 - 5,900 Kc/s PO 1,500 - 500 GO 300 - 150 or OC ₁ 22,500 - 11,400 Kc/s OC ₂ 11,500 - 5,900 Kc/s PO ₁ 1,600 - 877 PO ₂ 915 - 510 GO 272 - 150	0,8 μV à 2 μV	10, 20, 35 W
SOME RECEIVERS FOR TROPICAL CLIMATES	A. C. 117-250 volts or battery 6-12 volts	ampl. HF - mixer - osc. HF - IF (1 ou 2) - Dét. VCA - 1st audio - audio power.	band-spread 23,400 - 20,800 Kc/s 18,500 - 17,400 Kc/s 15,700 - 14,800 Kc/s 12,200 - 11,500 Kc/s 9,800 - 9,300 Kc/s 7,500 - 7,000 Kc/s 6,300 - 5,900 Kc/s 5,100 - 4,900 Kc/s 18,500 - 6,300 Kc/s 1,600 - 510 Kc/s 200 - 140 Kc/s or 30,000 - 15,000 Kc/s 30,000 - 11,000 Kc/s 12,000 - 7,000 Kc/s 8,000 - 4,500 Kc/s 5,650 - 3,200 Kc/s 1,620 - 515 Kc/s	1 à 3 μV	4 W

Buyer's guide

Write to « T. S. F., 40, rue de Seine, Paris (6^e) » for address of the french manufacturers of receivers on which you desire descriptions complete specifications prices and all details.

Avis aux acheteurs éventuels (revendeurs professionnels)

Ecrivez à « T. S. F., 40, rue de Seine, Paris (6^e) » pour recevoir les adresses des constructeurs des appareils pour lesquels vous désirez connaître les caractéristiques, prix, etc...

un de 33 cm pour les graves, un de 24 cm pour le médium, 3 de 10 cm pour les aigus, montés sur baffle ; enfin, un dispositif de contrôle du volume sonore équilibré aux faibles et fortes puissances ; un contrôle indépendant des graves et des aigus ; des correcteurs de fréquence ; un filtre 9.000 et 50 c/s ; un suppresseur automatique du bruit d'aiguille des disques ; un expanseur de contrastes automatique, particulièrement efficace grâce à un amplificateur à double push-pull de 12 watts modulés sans distorsion, à alimentation stabilisée.

Récepteurs « autos »

Ils comportent généralement un étage H.F. accordé ou semi-apériodique. Ils sont alimentés soit par vibreur, soit

par convertisseur rotatif. Ils sont équipés des tubes de la série « Rimlock », ce qui permet de réduire considérablement leurs dimensions. Ils sont protégés contre les parasites engendrés par la voiture.

Récepteurs pour régions tropicales

Ils sont construits avec du matériel spécialement prévu pour fonctionner dans des conditions extrêmes de température et d'humidité : bobinages, transformateurs, etc. ; matériel dit tropicalisé.

Ils comportent tous un étage H.F. et plusieurs gammes O.C., une ou deux gammes P.O., mais pas de gamme G.O. Le châssis est enfermé dans un boîtier étanche.

J. R.

POUR LES RÉCEPTEURS MI-LUXE ET LUXE (1) :

CONSEILS D'EMPLOI ET RÉGLAGES DE NOTRE AMPLIFICATEUR SYMÉTRIQUE M. F.

Lorsque notre jeu de transformateur moyenne fréquence est employé avec des lampes ayant leur prise de grille sous le culot, il faut que les connexions de grilles sortent sous le châssis.

Pour cela, vous tendez à l'intérieur deux fils rigides allant du haut en bas. Leur parallélisme ne sera pas gênant si l'écartement entre eux est d'au moins 35 mm.

Il ne faut pas blinder les fils.

Que ce soit avec des 6BA6 ou avec des tubes EF41, il faut surtout éviter d'être à la limite d'accrochage. Il faut donc des connexions très courtes. Il ne faut pas que les connexions grilles et plaques se rencontrent, même ne se croisent. Leur culot doit être disposé de telle façon que les broches de grille et les broches de plaque se trouvent chacune du côté de l'arrivée des connexions, surtout pour les lampes 6BA6. Il peut être obligatoire de monter un écran métallique de 20 mm de haut, à cheval sur le culot soudé aux broches cathode d'une part, et grille n° 3 d'autre part.

Cet écran peut être réalisé en clinquant, en laiton facilement soudable.

Réglage des transformateurs d'attaque de diodes en symétrique

Pour l'accord des transformateurs, nous recommandons le procédé suivant :

1° Régler le générateur sur la valeur M.F. choisie et qui doit être comprise entre 470 Kc/s et 472 Kc/s.

Attaquer la grille d'un tube M.F. et mettre à la masse la grille de l'autre tube M.F.

Régler les transformateurs de sortie attaquant les diodes en amortissant le primaire avec une résistance de 50.000 ohms.

Régler le primaire en amortissant pareillement le secondaire.

Faire de même avec l'autre lampe M.F. la première ayant cette fois sa grille à la masse.

Il est recommandé de faire ces opérations avec un signal pur, non modulé.

Il est même convenable, si les transformateurs étaient déjà préréglés, de faire les réglages ci-dessus en attaquant la grille de la lampe changeuse de fréquence, ce qui demandera un signal M.F. d'une valeur un peu plus élevée.

Dans ce cas, on ne devra pas oublier de court-circuiter le condensateur variable accordant l'oscillateur local.

Réglage du transformateur d'attaque à trois enroulements

Le générateur attaque la grille du tube changeur de fréquence sur la fréquence exacte qui a servi pour les transformateurs de sortie.

On amortit l'enroulement primaire avec une résistance de 50.000 ohms et l'on règle l'enroulement tertiaire, celui qui attaque les deux grilles.

On laisse le primaire amorti et l'on amortit aussi l'enroulement tertiaire par une deuxième résistance de 50.000 ohms. On règle alors l'enroulement intermédiaire, qui sera donc exactement sur la bonne fréquence.

On enlève la résistance d'amortissement du primaire et on règle celui-ci.

Il ne reste plus qu'à libérer l'enroulement tertiaire de sa résistance d'amortissement.

Tous les réglages demandés se font avec un signal sans modulation.

L'indicateur sera un voltmètre de sensibilité convenable placé soit aux bornes de la résistance de cathode de la lampe H.F., soit aux bornes de la résistance d'écran.

Dans tous les cas, on doit obtenir une pointe nette pour la déviation maximum.

Une méthode plus précise consiste à employer comme indicateur l'oscillographe cathodique branché aux bornes de la résistance de détection de 200.000 ohms.

Dans ce cas, le signal doit être modulé en fréquence, par exemple à + ou - 15 kc/s.

Il est intéressant alors dans le cas d'emploi de l'oscillographe cathodique de procéder à la suite des opérations

ci-dessus à la retouche de l'accord de l'enroulement intermédiaire. Pour une position donnée du réglage, la courbe s'élargit nettement au sommet sans s'élargir à la base. C'est le réglage optimum.

G. G.

Le haut-parleur à membrane exponentielle « Sem X. F. 50 »

Les Etablissements SEM ont lancé sur le marché, au début de l'année 1950, un nouveau haut-parleur, à membrane exponentielle, à haute-fidélité, destiné à équiper le récepteur de grand luxe, avec étage H. F. à contre-réaction.

Le haut-parleur intéresse au plus haut degré les constructeurs étrangers.

Dans notre numéro spécial de janvier 1950 (N° 255), consacré aux haut-parleurs et à leur utilisation, nous avons publié une étude détaillée sur cet intéressant appareil, avec les résultats de mesures effectuées au laboratoire d'étude de la Radiodiffusion Française. (Courbe de réponse et de l'impédance de la bobine mobile en fonction de la fréquence).

Nous effectuons actuellement dans nos laboratoires, sous la direction de notre collaborateur, M. Jacques Lignon, des essais complémentaires (rotation de phase, apportées par la bobine mobile et le transformateur de sortie) en vue de son application dans le récepteur à haute-fidélité musicale, muni d'un taux élevé de contre-réaction ; essayez que nous publierons dans un prochain numéro.

Nous résumons ci-après les caractéristiques essentielles du haut-parleur et de son transformateur de sortie :

La courbe de réponse du haut-parleur s'étend de 40 à 16 mille c/s, ± 8 db, ce qui est tout à fait remarquable. La résonance de la membrane a lieu sur 65 cycles/seconde. L'impédance de la bobine mobile à 400 cycles/seconde est de 2 ohms.

Le transformateur de sortie, également à très haute fidélité, destiné à être utilisé conjointement avec le haut-parleur précédent est réalisé en 2 types : type pour étage de puissance, 6 V 6 (impédance primaire 5.000 ohms) ; 6 F 6 (impédance primaire 7.000 ohms) ; 6 A 5 (impédance primaire 2.500 ohms) ; type pour étage de puissance symétrique : 6 F 6 - 6 V 6 (impédance primaire 10.000 ohms) ; 6 A 5 (impédance primaire 3.000 ohms).

La bande passante s'étend de 50 à 16.000 c/s ± 3 db pour étage simple et de 40 à 20.000 c/s ± 1 db pour étage symétrique.

Jack ROUSSEAU.

LE RECEPTEUR DE RADIODIFFUSION ET LA PRISE P. U.

par Marcel LÉCHENNE, ingénieur à la Compagnie Française Thomson-Houston
Professeur à l'École Centrale de T. S. F.

Les conditions de la qualité dans les récepteurs de radiodiffusion sont souvent compromises par le désir du réalisateur de les rendre aptes à des usages divers.

Tel est le cas, si vulgarisé, du branchement d'un pick-up sur les étages BF d'un récepteur. Les résultats, en radio, et en pick-up, sont souvent déplorablement, encore que d'aucuns l'ignorent.

Conditions de la qualité ? Écoutons Marcel LÉCHENNE qui nous en précise quelques-unes.

I. — Le problème de la prise « P.U. » n'est-il que technique ?

La plupart des récepteurs alimentés en alternatif, possèdent une prise d'entrée basse fréquence, appelée « prise PU ». On aurait tort de voir là, un simple attrait commercial. Sa présence a toujours été considérée comme nécessaire et peu de constructeurs se résigneraient à la supprimer.

Mais la sobriété des moyens mis en œuvre fait souvent que le fonctionnement en pick-up, ou en radio, laisse à désirer, et cela atteint parfois la pure fantaisie. L'écoute de quelques disques fixe rapidement le point de vue d'un usager non intoxiqué par les auditions limitées à la bande 200-3.000 p/s.

Quelles sont donc les difficultés rencontrées ? Comment les vaincre ? Tels sont les buts de cette étude qui ne prétend cependant pas tout dire sur la question.

II. — Les tendances dans l'étude de la basse fréquence d'un récepteur

La prise « PU » étant située à l'entrée de la partie basse fréquence d'un récepteur, il convient d'analyser succinctement celle-ci.

Disons tout de suite que son fonctionnement est toujours facile à assurer dans la médiocrité.

Si l'on désire une amélioration sensible se manifestant plus spectaculairement que par des courbes ornant des cahiers de mesures, de sérieux et coûteux efforts s'avèrent indispensables. Un peu d'imagination n'est pas nuisible, si l'on veut sortir des sentiers battus... comme pour beaucoup de choses d'ailleurs.

Trop souvent, la mise au point des circuits basse fréquence s'effectue dans les conditions suivantes :

- Ignorance de la bande passante des émetteurs ;
- Ignorance, d'une part, de la courbe de réponse acoustique du haut-parleur, en ébénisterie, et, d'autre part, des conditions moyennes d'écoute ;
- Ignorance des propriétés fondamentales des circuits utilisés ;

d) Cependant, relevé systématique des courbes de réponse HF et BF de l'appareil, à un quart de décibel près.

Brassant ce savant mélange, deux tendances dominent :

D'un côté, les *partisans de la correction à outrance*, qui s'efforcent de placer dans tous les endroits possibles, le maximum de résistances de selfs et de capacités.

De l'autre, ceux qui essaient d'extraire quelques résultats de leurs circuits à l'aide de laborieuses pages de calcul, où l'on ne s'étonnera pas de rencontrer, perdues au hasard des lignes, des intégrales pas très simples.

La logique commande de s'écarter également de ces deux positions extrêmes. Quelques idées générales, mais saines, seront plus profitables.

III. — Règles fondamentales

Un récepteur moderne de bonne qualité devrait, à notre avis, être muni :

- D'une contre-réaction de tension *non sélective*, d'au moins 6 décibels ;
- D'une correction de la courbe de réponse par *potentiomètre à prise* ;
- D'un *filtre* affaiblissant les sifflements d'interférence, accordé sur 9 kilocycles, mais pouvant être mis hors service.

Nous passons rapidement sur la nécessité d'un étage final à forte puissance et d'un haut-parleur correctement chargé dans les très basses fréquences, points trop classiques pour appeler ici un développement.

IV. — Pourquoi utiliser la contre-réaction

Il s'agit surtout de réduire l'effet désastreux de la résonance propre du haut-parleur sur les régimes transitoires (fig. 1). Une efficacité de contre-réaction supérieure à

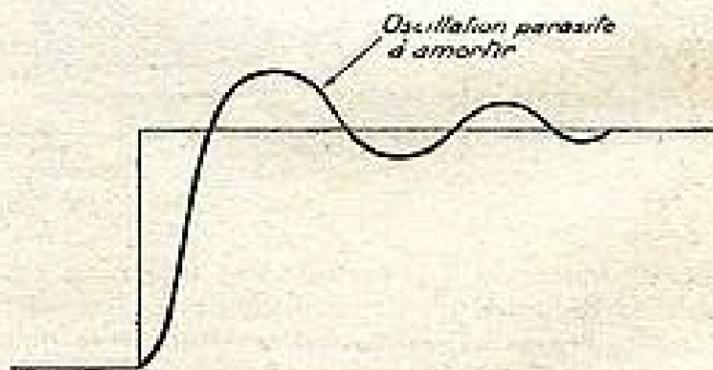


FIG. 1.

6 décibels amène des complications sérieuses, pour des avantages supplémentaires relativement faibles. La figure 2 l'explique. Le schéma équivalent d'un haut-parleur électrodynamique fait apparaître une résonance série avec :

H : champ dans l'entrefer.

l : longueur du fil de la bobine mobile.
 I : intensité dans la bobine.
 Z_0 : impédance électrique pour une vitesse nulle.
 ρ : impédance interne électrique.
 m : masse vibrante.
 s : souplesse totale.
 f : frottement.
 Z_m : impédance mécanique de rayonnement.
 v : vitesse de la bobine.

La résistance mécanique complémentaire est $\frac{H^2 \rho}{Z_0 + \rho}$

La contre-réaction de tension diminue la valeur de ρ . La sensibilité s'effondre, alors que le dénominateur $Z_0 + \rho$ tend vers une limite Z_0 . On peut objecter qu'en poussant ainsi la contre-réaction au delà de 6 db le taux de distorsion de non linéarité diminue. C'est exact, et les mesures le prouvent. Mais l'oreille sera-t-elle sensible à cette réduction. On peut en douter. D'autre part, l'emploi d'une contre-réaction exagérée peut introduire des complications dont l'industriel doit tenir compte. La question d'une contre-réaction importante se pose différemment s'il s'agit d'un appareil du type amateur, pour lequel le temps passé au contrôle de fonctionnement est sans importance. Nous reviendrons sur cette question ultérieurement.

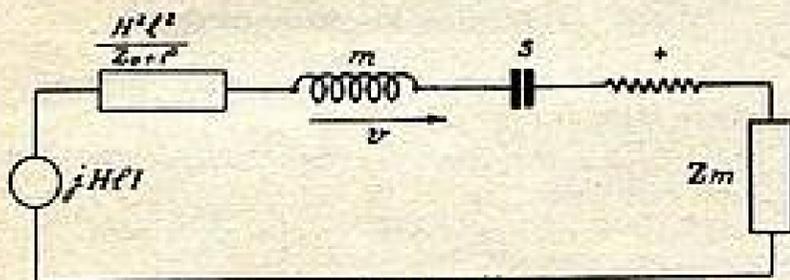


FIG. 2

V. — Correction par potentiomètre à prise

Un tel potentiomètre est représenté par la figure 3. C'est un moyen simple d'avoir une correction efficace. On ne peut évidemment prétendre corriger de cette façon la

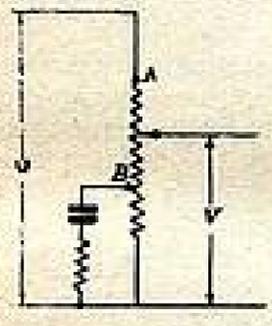


FIG. 3.

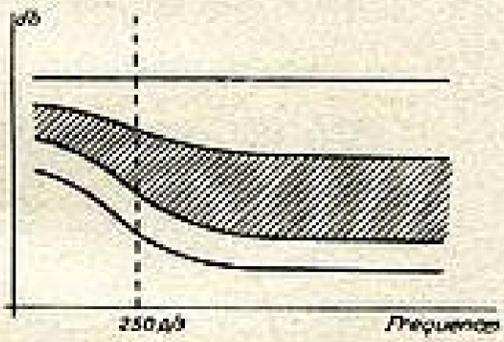


FIG. 4.

courbe de réponse du haut-parleur. Par ailleurs, si c'était faisable, la distorsion d'intermodulation qui en résulterait avec les haut-parleurs du commerce serait telle, qu'elle annulerait les avantages procurés.

Expliquons rapidement le fonctionnement de la correction : le curseur étant en A, la courbe de réponse est rectiligne. En B, elle est relevée du côté des fréquences « basses ».

Entre A et B, la correction est progressive. En dessous de B, elle est constante. L'avantage capital de cette solution réside dans la non réduction de sensibilité sur les émissions faibles. Seuls, les réceptions d'émetteurs locaux en bénéficient.

De la même façon, on peut améliorer la reproduction du registre aigu.

La région hachurée de la figure 4 montre la zone d'efficacité de l'effet correcteur d'isosensation dont on peut profiter.

Le potentiomètre à prise aura une très forte valeur si l'on veut éviter la distorsion de détection sur les forts taux de modulation. La formule donnant le taux de modulation maximum $m = \frac{Z}{R}$ avec Z charge en alternatif et

R résistance en continu, ne sera pas perdue de vue. Ainsi la valeur du potentiomètre devra dépasser un mégohm.

La commodité du réglage exige un potentiomètre logarithmique « à droite ». Nous verrons que ce choix sera gênant dans l'utilisation « PU ».

VI. — Le filtre à 9 kilocycles

La solution la plus simple consiste à placer un circuit résonnant série dans l'anode d'un tube amplificateur (fig. 5). La bobine sera d'aussi bonne qualité que possible, afin de satisfaire aux exigences de la pente et de l'affaiblissement.

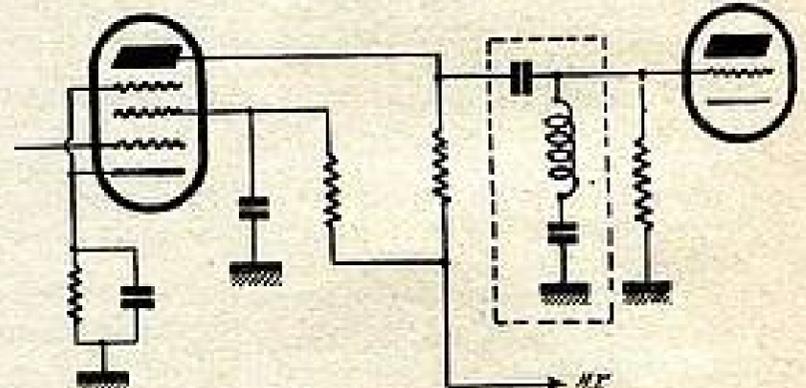


FIG. 5.

VII. — Bande passante des disques et des émetteurs

Les chiffres précis manquent. Il semble que la limite supérieure ne dépasse guère 5.000 à 6.000 p/s, pour les disques trouvés couramment dans le commerce à ce jour. En dessous de 250 p/s, l'enregistrement étant fait non plus à vitesse constante, mais à amplitude constante,

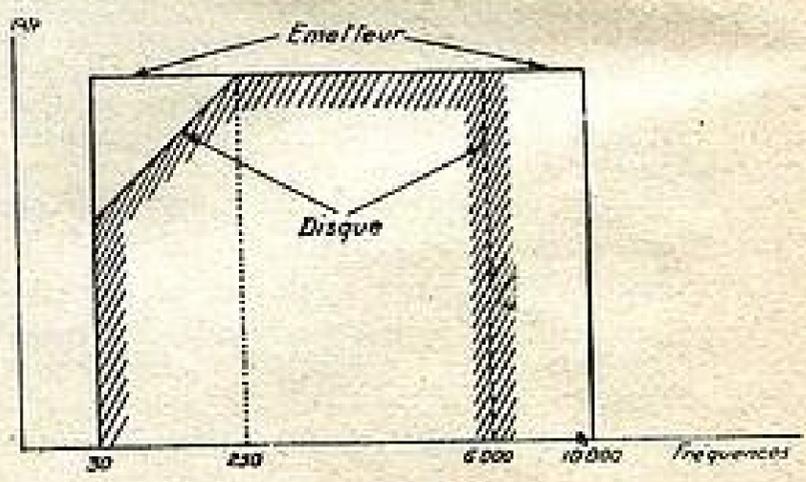


FIG. 6.

la courbe est asymptotique à une droite de pente 6 décibels par octave. Nous sommes loin de la bande 30 — 10.000 p/s des émetteurs... ne transmettant pas de disques (fig. 6).

Rares sont les récepteurs qui peuvent transmettre un spectre aussi élevé. La sélectivité de pied indispensable des boîtiers MF oblige à sacrifier les harmoniques d'ordre

supérieur. Pour deux boîtiers, l'asymptote d'affaiblissement dépassant 24 décibels par octave, il devient difficile de remédier efficacement à ces défauts, en modifiant les étages basse fréquence.

Le rétrécissement de bande passante en position « PU » n'est donc pas aussi marqué par rapport aux réceptions « radio », qu'on peut le supposer. Mais, pour supprimer le bruit d'aiguille, on limite la fréquence maximum transmise, à 4.500 p/s.

Dans la mesure du possible, on compensera pour les fréquences inférieures à 250 p/s, la chute due à l'enregistrement. Des limitations interviendront rapidement : ronflements, effet Larsen.

VIII. — Les lecteurs de disques

La tension fournie est proportionnelle soit à la vitesse, soit à l'amplitude. C'est là une définition grossière, puisqu'elle ne tient pas compte de l'impédance mécanique. Dans le matériel amateur, des résonances multiples viennent altérer les courbes de réponse, et amènent une très forte distorsion de non-linéarité (fig. 7). L'absence de cette distorsion est fort rare : ses effets sont désastreux.

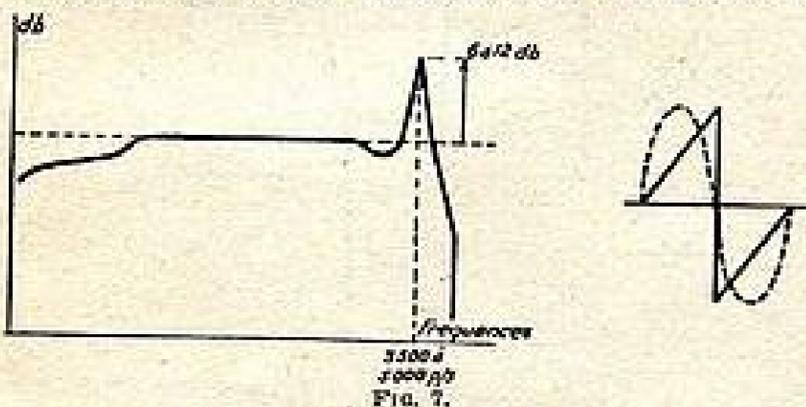


FIG. 7.

IX. — Comment adapter la courbe de réponse

S'il s'agit d'un pick-up du type magnétique, c'est-à-dire à tension de sortie proportionnelle à la vitesse, il faut relever la courbe de réponse en dessous de 250 c/s, par exemple à l'aide de la cellule de la figure 8 judicieusement placée, ou, mieux, en combinant entre elles différentes cellules. Au delà de 1.000 p/s, on utilisera un affaiblissement en pente douce (6 décibels par octave), afin de réduire les effets de la distorsion.

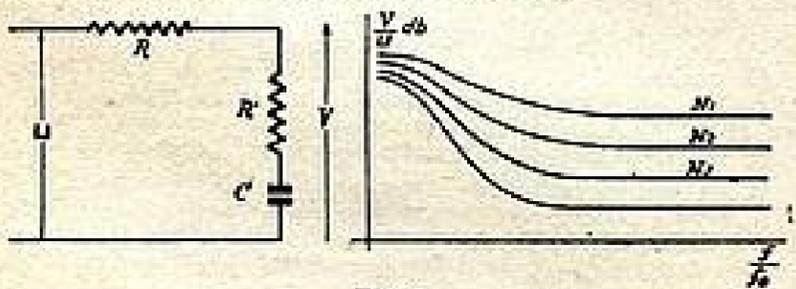


FIG. 8.

Entre 4.000 et 5.000 p/s, l'affaiblissement devra être considérable, supérieur à 30 décibels pour supprimer le bruit d'aiguille (fig. 9).

La position « PU » du récepteur sera caractérisée par les points suivants :

a) Pas de modification de la contre-réaction de tension (en particulier ne pas transformer la contre-réaction non sélective en contre-réaction sélective, sinon pourquoi parler alors d'amortissement?)

b) Adjunction d'un ou de plusieurs circuits de correction dont l'effet, combiné avec le potentiomètre à prise, relèvera rapidement les fréquences « très basses ».

c) Commutation du filtre d'absorption 9 kc/s sur 4,5 kc/s. S'il s'agit d'un pickup du type piézo-électrique ou à tension proportionnelle à l'amplitude, la courbe du lecteur sera linéaire entre 50 p/s et 250 p/s et s'affaiblira à raison de 6 décibels par octave. Une courbe rectiligne de l'amplificateur donnera beaucoup de « basses » et peu « d'aiguës »... à moins que la distorsion soit très importante, ce qui est assez fréquent. On pourra donc relever légèrement le registre aigu. Sinon, on sera conduit à réduire la charge du pick-up, ce qui rétrécira la bande passante par suite de l'impédance interne.

X. — Les impédances de charge

On a montré précédemment la nécessité d'avoir en position « Radio » un potentiomètre de forte valeur en détection. Qui peut le plus peut le moins. Il y a possibilité de placer les deux types de pick-up, soit à impédance moyenne, soit à haute impédance.

Une remarque s'impose : en position « Radio », le niveau à l'entrée B.F. est très variable. En position « P.U. », il est à peu près fixe. Il s'ensuit qu'un potentiomètre linéaire conviendrait mieux qu'un logarithmique.

On gagnerait aussi, si cela était possible, à modifier, en position « P.U. », la prise du potentiomètre, qui devrait alors se situer à un niveau inférieur de 10 décibels au maximum de sensibilité. C'est là une question qui regarde les constructeurs de ce type de potentiomètre.

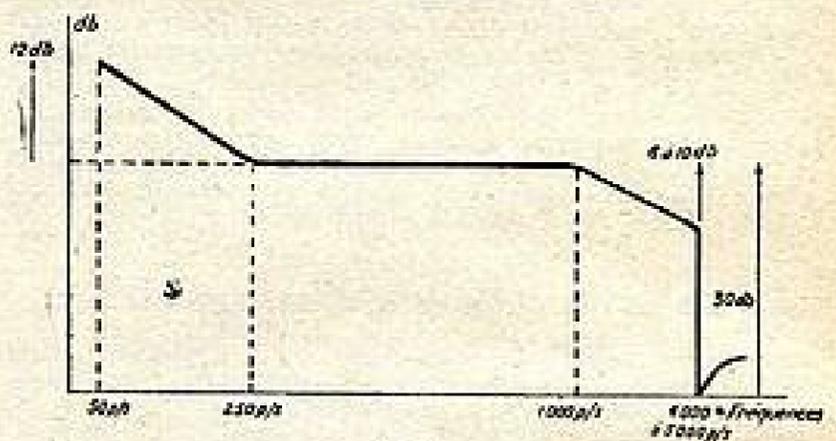


FIG. 9.

XI. — Conclusion

Nous avons essayé de montrer la complexité de l'adaptation d'un pick-up sur une prise de récepteur de radio-diffusion, dite prise « P.U. ». Sur un ensemble radio-phono, le problème peut être résolu plus facilement, puisqu'on est libre du choix des éléments.

La limitation de sensibilité est déterminée par l'effet « Larsen » (et aussi... par le gain des tubes). Une étude soignée de la suspension des organes permet de garder une réserve de sensibilité plus que satisfaisante.

Quant au problème de la « prise P.U. » sur les récepteurs classiques, il est traité peu sérieusement. Sans vouloir imiter le style de notre rédacteur en chef, je dirai que le problème a trop souvent été abordé « artistiquement ».

Que nous réserve l'avenir ?

Sans doute, verrons-nous s'imposer la gravure des disques à amplitude constante, d'une part, et un nouveau développement des pick-up piézoélectriques, d'autre part.

Souhaitons que la définition de la sensibilité à l'entrée « P.U. » des récepteurs permette alors la construction de « pick-up légers », c'est-à-dire à impédance mécanique faible (et non à pression réduite). Les collectionneurs de disques n'auront sûrement pas à le regretter.

DU RONFLEMENT DANS LES TUBES ÉLECTRONIQUES ALIMENTÉS EN COURANT ALTERNATIF

par H. ABERDAM, ingénieur, ancien élève de l'École Polytechnique

PREMIERE PARTIE

I. — Considérations théoriques

La plupart des tubes électroniques modernes, aussi bien ceux utilisés aux fréquences normales de la Radiodiffusion (15 cycles/s à 15 mégacycles/s) que les klystrons, magnétrons, etc..., destinés aux hyperfréquences (de 1.000 à 25.000 mégacycles/s) ont leur cathode chauffée indirectement en courant alternatif de fréquence variant entre 25 ou 50 périodes/s (secteurs industriels) et 400 ou 500 périodes/s (matériels de bord pour l'aviation).

Cette façon de procéder, quoique pratique, ne va pas sans inconvénients : on ne peut, en effet, empêcher complètement l'apparition sur les diverses électrodes, de tensions à la fréquence du circuit de chauffage, produisant, dans les circuits anodiques, des courants de fréquence égale à — ou multiple simple de — celle d'alimentation, et qui s'extériorise à la sortie des circuits basse fréquence sous la forme acoustique d'un magnifique ronflement.

Mais ces ronflements peuvent aussi prendre naissance dans les étages HF ou mélangeurs des superhétérodynes, du fait de tensions parasites se produisant sur les grilles de commande ou mélangeuses. Ces tensions parasites, après amplification et détection se manifestent aussi par des ronflements audibles, d'autant plus intenses que l'amplification HF ou MF est plus forte.

Il est d'autre part évident qu'il faudra prendre des mesures d'autant plus sévères contre les ronflements que la tension de chauffage est plus élevée. Nous allons d'abord étudier les causes générales de ronflement et ensuite le cas des lampes à chauffage direct.

A) Etude des lampes à chauffage indirect

Certaines sources de ronflement étant communes aux lampes à chauffage direct ou indirect, nous commencerons par ces dernières, beaucoup plus courantes dans la pratique, et qui, grâce à leur cathode équipotentielle sont exemptes de certains défauts caractérisant les premières, étudiées au § B.

La question faisant l'objet du présent paragraphe a été étudiée avec soin par Graffunder (Über das Brummen indirekt geheizter Verstärkerröhren Telefunk-Röhre, vol. 4, cahier 12, année 1938, pp. 46 à 63) et Mac Nally (Analysis and reduction of output disturbances resulting from the alternating current operation of the heaters of indirectly heated cathode triodes, P.I.R.E., année 1932, page 1263).

a) Perturbations statiques sur la grille

Le premier type de perturbations est dû à une action électrostatique sur la grille (fig. 1).

Le courant alternatif circulant dans le filament de la lampe exerce toujours une influence électrostatique plus ou moins forte sur la grille, soit du fait de l'existence d'une capacité grille-filament plus ou moins grande soit par suite de défauts d'isolement. Cette influence donne naissance à une faible tension alternative aux bornes de la résistance R_g de grille. Dans le cas le plus défavorable, la cathode est connectée à une extrémité du filament, tandis que l'on peut admettre que l'autre extrémité de celui-ci où l'on suppose concentrée la capacité C_{gf} est reliée à la grille. Un calcul simple montre que, si V_c est la tension de chauffage, la tension de ronflement sur la grille U_g est définie par

$$U_g = V_c \cdot \frac{R_g}{\sqrt{R_g^2 + \frac{1}{C_{gf}^2 \cdot \omega^2}}}$$

ω étant la pulsation $2\pi f$ du courant de chauffage.

Si l'on ne veut pas tolérer une tension U_g de ronflement supérieure à 1 microvolt, avec $R_g = 100.000$ ohms, $V_c = 4$ volts, $\omega = 314$, on voit que l'on ne peut admettre $C_{gf} > 7 \times 10^{-3}$ picofarad.

Si, par contre, la tension filament agit sur la grille par l'intermédiaire d'une mauvaise résistance d'isolement R_{gf} , un calcul analogue à celui indiqué ci-dessus pour C_{gf} montre que, pour que la tension de ronflement à la grille ne dépasse pas 1 microvolt, la résistance d'isolement ne doit pas être inférieure à 400.000 mégohms.

Comme, en fait, la résistance R_{gf} ou la capacité C_g sont réparties sur toute la longueur de la cathode, les

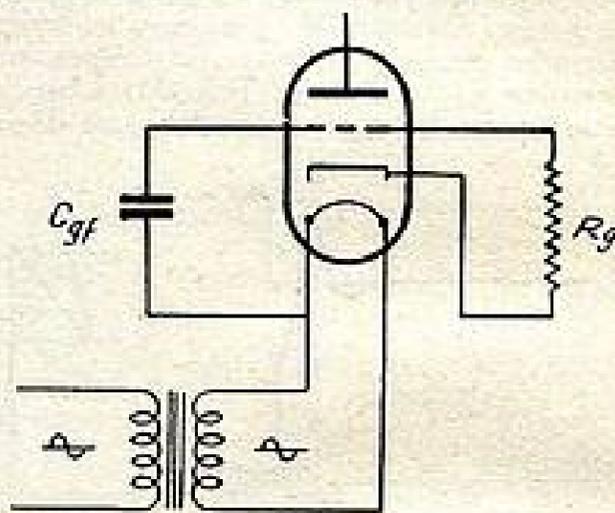


FIG. 1.

tensions de ronflement n'ont que la moitié de la valeur précédemment calculée.

Les valeurs indiquées plus haut pour C_{gf} et R_g correspondent à des exigences sévères : elles seraient évidemment encore plus sévères si on utilisait pour le chauffage des tensions plus élevées (18 volts par exemple) ou des fréquences plus hautes (400 ou 500 périodes, comme en aviation).

On a intérêt, pour obtenir de bons résultats, à placer les entrées de filament à l'extrémité du tube opposée à la broche de grille. Il est recommandé également de relier la cathode proprement dite non à une extrémité du filament, mais à la prise approximativement médiane d'un potentiomètre ou du transformateur de chauffage (fig. 2a).

Ce montage est équivalent à un pont de Wheatstone (fig. 2b), et il est évident que si on arrive à l'équilibrer au point de vue résistances et capacités, aucune tension de ronflement ne prendra naissance entre grille et cathode.

Il est bon de remarquer toutefois que la quantité $U_g < 1$ microvolt a été choisie un peu sévèrement. Une valeur aussi petite n'est nécessaire que pour les étages détecteurs ou les lampes d'entrée d'amplificateurs BF très sensibles.

Dans le cas d'étages HF on pourra tolérer des tensions équivalentes de ronflement beaucoup plus fortes, du fait que l'impédance du circuit HF de grille accordé est en général très faible pour les fréquences des courants d'alimentation des filaments.

REMARQUE : Une autre cause de perturbations rarement mentionnée est l'émission électronique du filament chauffant la cathode en direction de la grille. En général, la température de ce filament n'étant pas très élevée, l'émission du filament est faible, d'autant que les électrons gênants ne proviennent que des parties du filament extérieures à la cathode et voisines de ses supports, qui le refroidissent par conductibilité. Ce courant d'émission est en général si faible que l'on peut le considérer comme ayant atteint la saturation pour des différences de potentiel de quelques volts seulement (au delà desquelles il n'augmente plus).

Cette saturation donne malheureusement naissance, par son existence même, à des harmoniques intenses, qui sont conservés sur la tension équivalente de ronflement de la grille, d'autant plus élevée que l'impédance de grille est plus forte aux fréquences basses.

La question n'est pas encore assez avancée pour que l'on puisse définir par des chiffres précis les limites tolérables de cet effet.

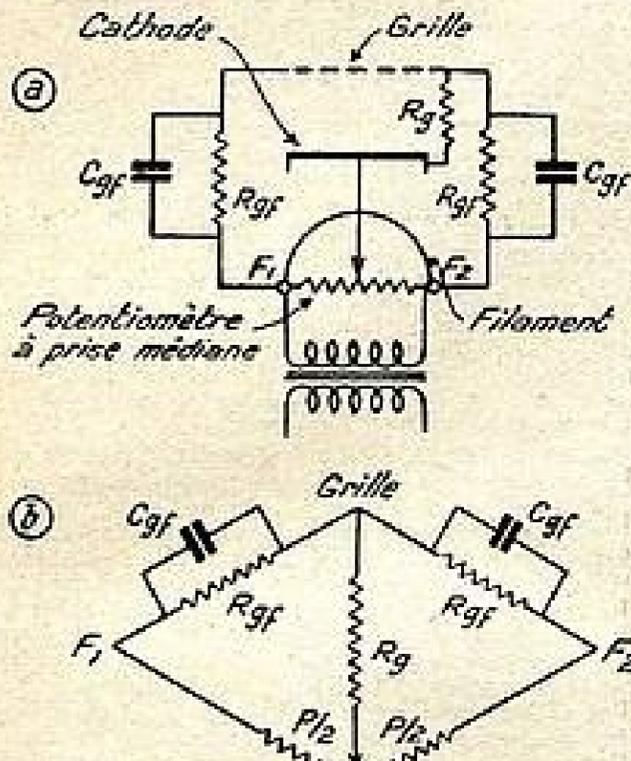


FIG. 2.

b) Perturbations sur l'anode

1° *Effet de capacité* : Les tensions alternatives de chauffage peuvent également provoquer des troubles dans les circuits anodiques, par un processus tout à fait analogue à celui étudié au paragraphe précédent, par l'intermédiaire d'une capacité C_{af} anode-filament.

La tension perturbatrice anodique ramenée à la grille U'_g est alors définie par la formule :

$$U'_g = V_0 \frac{R_i Z_a}{R_i + Z_a} \cdot \frac{\omega C_{af}}{G} = V_0 \cdot \frac{\omega C_{af}}{S}$$

(G = gain, S = pente, R_i = résistance interne de la lampe, Z_a = impédance de charge de la lampe).

Si la tension de ronflement admise est encore de 1 microvolt, on trouve, pour $\omega = 314$, $V_0 = 6,4$ volts, $S = 2,4$ mA/volt, $C_{af} \approx 1$ pF.

Il est assez facile de réduire la capacité anode filament à 1 picofarad sans dispositifs de blindage spéciaux. De tels dispositifs ne seront nécessaires que pour des tensions et des fréquences d'alimentation élevées.

2° *Effets électroniques* : L'émission électronique variable de la partie du filament non « masquée » par la cathode en direction des autres électrodes a déjà été traitée ci-dessus en ce qui concerne la grille.

Elle se produit évidemment aussi en direction de l'anode, mais son influence est négligeable vis-à-vis de l'effet exercé sur la grille, en ce qui concerne l'action sur le courant anodique.

c) Perturbations inductives

Ce type de ronflement provient de l'induction mutuelle entre les connexions de chauffage et celles des autres électrodes. Le courant de chauffage induit, dans ces connexions des tensions alternatives produisant des variations du courant anodique à la fréquence du circuit d'alimentation. Ce sont évidemment les connexions se trouvant dans les circuits d'entrée, savoir celles de grille et de cathode, qui sont les plus sensibles à ces influences ; les

tensions parasites équivalentes de grille induites peuvent, dans le cas des tubes à culot classique, être de l'ordre de 1 à 2 microvolts. On peut les annuler pratiquement en *forçant* les deux connexions de chauffage.

d) Perturbations d'origine magnétique

Le champ magnétique du courant de chauffage modifie sérieusement l'allure des trajectoires électroniques, principalement au voisinage immédiat de la cathode, où les vitesses sont encore faibles. L'utilisation de filaments chauffants du type « épingle à cheveux » permet de réduire les courants anodiques perturbateurs à 10^{-7} ou 10^{-8} ampères. En *forçant* les filaments, on divise ces faibles courants par 10 ou même plus... ils deviennent, en général, non mesurables.

Des champs magnétiques parasites alternatifs extérieurs, dans le cas de tubes non blindés peuvent donner naissance aux mêmes phénomènes, en agissant soit sur les électrons « normaux » (c'est-à-dire émis par la cathode), soit sur les électrons secondaires, produits par les électrons normaux ayant frappé une électrode quelconque. Ces derniers électrons étant en général émis avec de faibles vitesses sont en général très sensibles à toutes les perturbations et nous publierons ultérieurement une étude à leur sujet.

La principale cause de perturbations est toutefois due aux électrons qui quittent la cathode et atteignent l'extrémité du filament qui est positive par rapport à la cathode, tandis que pendant l'autre demi-période ils atteignent l'anode, et au moment où la tension alternative s'annule, la manquant de justesse, n'étant pas repoussés par la partie négative du filament.

Le courant anodique sera modulé ainsi à une fréquence double de celle du secteur, à laquelle s'ajouteront de nombreux harmoniques.

Les deux remèdes à cette perturbation sont :

1° Une polarisation positive de la cathode par rapport au filament.

2° Une disposition géométrique appropriée des électrodes qui permet d'empêcher ces électrons parasites d'atteindre l'anode.

e) Perturbations dues à des défauts d'isolement

Si la tension de polarisation d'un tube est engendrée par une résistance cathodique R_k , cette dernière et la capacité de découplage C_k qui la shunte sont parcourues par un courant de fuite, dans le cas où l'isolement filament-cathode est défectueux (fig. 3).

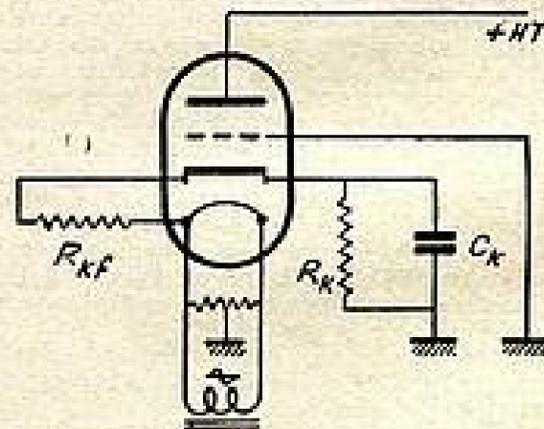


FIG. 3.

La valeur de C_k est, dans le cas d'un ampli BF, comprise entre 20 et 500 pF, et son impédance, pour 50 pps est de l'ordre de 6 à 150 ohms. Dans ces conditions, la tension de ronflement engendrée aux bornes de $R_k - C_k$ par un courant de fuite de l'ordre de 10^{-7} à 10^{-8} ampères seulement peut correspondre à 1 microvolt appliqué à la grille de commande. Ce courant de fuite sera d'ailleurs d'autant plus faible que la température de l'ensemble filament-cathode sera plus basse, autrement dit que, pour un type de lampe donné, la tension de chauffage sera plus faible. Il faudra donc prendre garde à ne pas survolter les filaments.

Dans le cas de tubes HF, ou mélangeurs, les tensions de ronflement admises sont d'un ordre de grandeur beaucoup plus élevé (voir 2^e partie) de l'ordre de 200 à 20.000 microvolts. Des résistances d'isolement filament-cathode (1) de l'ordre de 10 à 100 mégohms sont alors suffisantes et peuvent être réalisées industriellement.

f) Divers

Des sources de ronflement peu connues, et peu importantes d'ailleurs, sont :

1° L'émission de la cathode directement à travers celle-ci vers le filament, soumis on le sait à une tension alternative variable. Les tensions de ronflement produites sont négligeables si la lampe est bien construite.

2° L'émission d'électrons par les parties de la cathode au voisinage du filament en direction de celui-ci : le courant alternatif à nombreux harmoniques ainsi produit (l'émission est peu importante et facilement saturée) provoque, par l'intermédiaire de la résistance de découplage cathodique, l'apparition d'une tension de ronflement sur la grille. On ne pourrait la diminuer qu'en shuntant la résistance de découplage par une capacité telle (500 μ F ou plus !) que son impédance soit négligeable à la fréquence des ronflements.

Une autre cause de perturbations — magnétique celle-là — due à cette émission cathode-filament, a été examinée en d).

Tubes à faible ronflement. — Il a été possible de réaliser dès les débuts de la fabrication des lampes à chauffage indirect des lampes où la tension de ronflement, ramenée à la grille, ne dépassait pas 1 à 2 microvolts ; on est arrivé, en outre, à rendre ces lampes antimicrophoniques, ce qui fait qu'elles sont tout indiquées pour la réalisation des étages d'entrée d'amplificateurs BF à haute sensibilité.

B. — Etude des lampes à chauffage direct

Des précautions encore plus rigoureuses devront être prises dans le cas de tubes à *chauffage direct*, où trois nouvelles causes de ronflement s'ajoutent à celles précédemment indiquées, savoir :

a) *Le fait que la cathode* (ou source des électrons nécessaires au fonctionnement correct de la lampe) soit à des tensions alternatives variables : En effet, les différents points du filament sont à des potentiels alternatifs variant sinusoidalement, dont l'amplitude maximum peut atteindre $\sqrt{2}$ fois la tension nominale (efficace) de chauffage, ce qui produit une modulation (donc un ronflement) du courant électronique issu du filament, à une fréquence égale à celle du courant d'alimentation. On peut toutefois annuler la composante fondamentale de ce ronflement anodique en shuntant le filament par un potentiomètre dont le curseur est relié au moins haute tension. Si ce curseur est au voisinage du milieu électrique du potentiomètre, à chaque point du filament chauffé à un potentiel alternatif donné par rapport à la grille correspond un autre point à un potentiel opposé ; on obtiendra d'ailleurs un résultat analogue en reliant le moins haute tension au point milieu du filament de la lampe : mais cette méthode apparemment plus simple ne permet pas de corriger de légères dissymétries de montage comme le dispositif à potentiomètre, au moyen d'un léger déplacement du curseur de ce dernier.

Ces deux méthodes ne permettent cependant d'annuler que la fondamentale et les harmoniques impairs du courant de chauffage, autrement dit les fréquences égales à 1, 3, 5... fois celle de la source utilisée ; on ne peut, par contre, annuler l'effet des harmoniques pairs qui proviennent de la courbure de la caractéristique courant anodique/tension grille (i_a/V_g).

Parmi ces harmoniques pairs, l'harmonique 2 a une amplitude prépondérante, et il est, en première approximation, proportionnel au rapport $\rho = \frac{V_c}{|U_g|_{\text{eff}}}$, autre-

ment dit au carré de la tension V_c de chauffage divisé par la tension U_g efficace appliquée à la grille de commande.

L'amplitude de cet harmonique croît donc rapidement avec la tension de chauffage, et augmente quand le courant plaque diminue. Les vieux de la Radio se souviendront d'ailleurs à ce propos des premières lampes à chauffage direct (lampes « Radio-Réseau ») qui étaient alimentées en basse tension sous 0 v 6.

(1) A la température de fonctionnement normale de la lampe.

On peut réduire encore ce ronflement en mettant le milieu de l'enroulement de chauffage à la masse.

b) Quand l'inertie thermique du filament est faible, il se produit un ronflement d'origine thermique, provenant de ce que la température du filament — et *ipso facto* le courant anodique — varie à une fréquence double de celle du secteur. On a intérêt à augmenter pour diminuer cet effet, le courant de chauffage, donc le diamètre du filament ; on diminue en même temps la tension pour conserver une même puissance de chauffage, ce qui agit favorablement sur l'effet décrit en a).

c) Le champ magnétique alternatif produit par le courant de chauffage du filament provoque un déplacement à même fréquence des trajectoires des électrons émis par celui-ci, qui superpose au courant anodique normal une composante à fréquence double due aux électrons qui, à cause de cette modification périodique de leurs trajectoires « manquent » la plaque. Pour bien comprendre le sens « physique » de ce phénomène, il faut se rappeler qu'un faisceau d'électrons est, au point de vue électrodynamique, exactement comparable à un courant électrique « classique » circulant en sens inverse. L'amplitude du champ magnétique ainsi produit est proportionnelle à la

quantité $\frac{I_a}{U_g \cdot dt}$, I_a étant le courant de chauffage, et $U_g \cdot dt$

ayant la même signification qu'en a). Toutefois, on ne peut guère diminuer trop le sans augmenter les effets nuisibles signalés en a) et b), ce qui fait que l'on est obligé, comme souvent dans la technique radioélectrique, de chercher une solution de compromis, facilitée par le fait que la perturbation étudiée ici est déphasée de 180° — donc de sens inverse — par rapport à celle étudiée en a), et que pour un réglage assez critique des quantités I_a et V_c , on peut pratiquement compenser le ronflement d'origine électromagnétique, par le ronflement d'origine purement électrique.

L'étude de la perturbation magnétique a été faite mathématiquement et expérimentalement par Posthumus (de chez Philips) sur les gros tubes d'émission, où la valeur du courant de chauffage est de l'ordre de 100 ampères. La composante d'origine magnétique du ronflement anodique a été réduite de 80 à 90 % en subdivisant les filaments de chauffage en 2 ou 3 groupes alimentés en di ou triphasé.

d) Les variations de tension des divers points du filament provoquant des variations de la charge spatiale — due à un nuage d'électrons — comprise entre celui-ci et la grille de commande. La capacité de cette électrode, et l'accord du circuit qui lui est connecté, peuvent alors varier à la fréquence du secteur ; il se produit alors une modulation de fréquence très gênante.

Malgré toutes les précautions prises en déterminant soigneusement les tensions et intensités de chauffage, la position du curseur du potentiomètre, etc..., les trois sources de perturbations indiquées ci-dessus laissent subsister un ronflement résiduel qui équivaut à l'application de quelques dixièmes de volts alternatifs à la grille de commande du tube. L'harmonique deux du secteur — donc en général la fréquence 100 — constitue la principale source de perturbation.

Il en résulte qu'on ne peut utiliser, malgré leur simplicité, le tube à chauffage direct en alternatif pour constituer les premiers étages d'un amplificateur, de quelque type qu'il soit, ou l'étage détecteur d'un récepteur. Leurs défauts, en ce qui concerne les ronflements, sont en effet beaucoup plus graves que ceux des tubes à chauffage indirect, dont les tensions équivalentes de ronflement peuvent être réduites à 10 ou 20 microvolts, comme nous l'avons vu ci-dessus.

DEUXIEME PARTIE

Utilisation pratique des considérations théoriques développées précédemment

Nous avons étudié, dans la première partie de cet article, les phénomènes qui engendraient des tensions parasites dans les tubes alimentés en courant alternatif. Il reste à examiner comment se manifestent pratiquement les divers phénomènes étudiés précédemment, et les possibilités offertes au technicien pour en diminuer la nocivité. Ce qui complique le problème, c'est la variation de sensibilité de l'oreille aux diverses fréquences et le fait que la tension des secteurs n'est pas une sinusoïde, mais

une courbe complexe, indiquant une forte proportion d'harmonique à 100, 150..., 500 périodes ou plus. Or la sensibilité de l'oreille pour les fréquences de l'ordre de 500 est 50.000 fois plus élevée que pour le 50 périodes. Autrement dit, si l'intensité de l'harmonique 10 est

$$\sqrt{\frac{50.000}{1}} = 225 \text{ fois plus faible que la fondamentale,}$$

l'effet nuisible de cet harmonique sera égal à celui de la fondamentale. Dans le cas d'alimentation à 4 ou 500 périodes, comme sur les avions, la chose est encore plus grave, car à tension de ronflement égale, l'effet acoustique sera 50.000 fois plus fort (1). Et pour l'harmonique 5 de ces fréquences (2.000 ou 2.500 pps.) la sensibilité de l'oreille est un million de fois plus forte qu'à 50 pps : Un microvolt à 2.500 pps est aussi nuisible qu'un millivolt à 50 pps.

Aussi certains auteurs, tels Deketh (Bases de la Technique des tubes de T.S.F.) ont-ils, à juste titre, défini la tension de ronflement par la tension à 500 périodes donnant naissance à un bruit audible.

a) *Etude des lampes basse fréquence et détectrices.*

L'expérience a montré que, dans ces conditions, une tension de ronflement égale à 1/2.000 de la tension qui engendre, dans la lampe finale d'un amplificateur une puissance de 50 milliwatts est le maximum admissible.

Ceci correspond pour les tubes de sortie usuels, genre EL3, à une tension de ronflement inférieure à $\frac{0,3}{2.000} = 150$ microvolts, puisque pour une puissance de sortie de 50 milliwatts, la tension d'excitation est de 0,3 volt.

En ce qui concerne les tubes préamplificateurs BF, de gain G, il faudrait théoriquement, pour trouver la tension de ronflement maximum admissible, diviser le chiffre trouvé précédemment — de l'ordre de 100 microvolts — par le gain G, de l'ordre de 100, de la lampe, ce qui correspondrait à une tension de ronflement de l'ordre du microvolt, alors que la tension de bruit de fond de ces lampes, pour une impédance d'entrée de 100.000 ohms et une bande passante de 50 à 10.000 périodes/s., est de l'ordre de 4 microvolts ! Et ceci sans tenir compte des bruits de fond dus à l'instabilité du circuit électronique du tube (effet de grenaille, « flicker effect » ou crépitement) ; en pratique, on admettra qu'un tube préamplificateur ayant une tension de ronflement de 10 microvolts peut être considéré comme satisfaisant.

La tension de ronflement admissible à la sortie d'une diode détectrice sera, en principe, la même que celle que

l'on tolère à la grille de la lampe préamplificatrice BF qui lui est directement reliée ; mais l'existence d'un potentiomètre de commande de puissance sonore dans la résistance de charge de la diode détectrice et le fait qu'en général l'utilisation du réglage manuel de volume permet de ne pas utiliser la pleine sensibilité du récepteur permet des tolérances, au point de vue ronflement, beaucoup plus larges que celles qu'indique la théorie.

b) *Etudes des lampes haute fréquence (HF, MF).*

Dans le cas de ces lampes, il est préférable de définir le ronflement en partant du pourcentage de modulation de l'onde porteuse, car c'est elle qui est amplifiée dans ces étages. Ce pourcentage de modulation se relie d'une façon simple au chiffre indiqué pour la basse fréquence, si on tient compte d'un taux de modulation BF moyen de l'ordre de 50 %. On trouve dans ces conditions que le pourcentage de modulation de l'onde porteuse ne doit pas excéder 1/4.000.

Comme les fabricants sérieux de lampes, tels que Philips, publient pour les tubes HF et MF des courbes permettant de déterminer la tension de ronflement à la grille modulante à 1 % l'onde porteuse, il suffira de diviser la tension indiquée sur ces courbes par 40 pour avoir une idée de la tension maximum admissible à la fréquence 500. Elle est de l'ordre de 5 à 10 millivolts pour une lampe du type EF9.

Ces tensions ne sont gênantes, d'ailleurs, que parce que les caractéristiques des lampes ont une courbure complexe : si elles étaient paraboliques, la question de la tension de ronflement en HF serait à peu près inexistante.

c) *Tubes changeurs de fréquence.*

Pour un tube changeur de fréquence, la question des tensions de ronflement est plus complexe du fait de la fonction complexe du tube qui superpose déjà dans son fonctionnement normal, deux fréquences différentes ! La tension parasite provoque à la fois une modulation de fréquence et une modulation d'amplitude de l'onde reçue, au rythme de la fréquence du ronflement.

Aussi semble-t-il qu'une tension de ronflement à la grille de 500 microvolts soit le maximum admissible sur une triode-hexode.

Conclusion

Les procédés actuels de fabrication des tubes ont permis de réduire sensiblement les causes de ronflement, surtout en ce qui concerne les tubes à chauffage indirect, les plus utilisés d'ailleurs. Mais des erreurs de montage peuvent faire croire que des lampes bien protégées contre les ronflements sont défectueuses (lampes placées dans le champ d'un transformateur d'alimentation. Aussi donnons-nous, dans le tableau I ci-dessous une liste des sources classiques de ronflement et des moyens d'y remédier (d'après Electronics).

TABLEAU I

Sources classiques de ronflement dans les lampes et moyens d'y remédier par des artifices de montage.

Cause du ronflement	Ordre de grandeur de la tension de ronflement rapportée à la grille	Remèdes
Modulation du courant plaque par le flux de dispersion d'un transformateur, d'un régulateur magnétique ou d'une commutatrice : Penthode « verre » Triode « verre » Penthode « métal » Triode « métal »	2.000 µV 300 µV 100 µV 20 µV	1° Orientation convenable de la lampe par rapport à l'organe à l'origine du champ magnétique alternatif. 2° Choix d'une impédance de charge anodique convenable (pas trop forte). 3° Blindage des tubes « verre » par une enveloppe de métal magnétique à haute perméabilité.
Fuites de courant alternatif entre la grille et le filament par suite d'un mauvais isolement du support.	0,1 à 10 µV par mégohm de résistance grille et par volt efficace de chauffage filament.	1° Utiliser de meilleurs supports s'il en existe. 2° Ajuster le point mis à la masse (au voisinage du milieu) du circuit de chauffage filament.
Tensions de fuite ou Tensions induites dans les boucles du circuit d'entrée.	≤ 100 µV	Utiliser un câble d'entrée à deux conducteurs, blindé, une des extrémités étant reliée à la masse au même point que la cathode de la lampe d'entrée.
Fuites entre le filament et la cathode.	courants de 0,03 à 1 µV, pour une tension de chauffage de 6,3 volts.	Découplage capacitif convenable de la cathode pour la fréquence du secteur. Emploi de faibles impédances dans le circuit cathodique.

(1) Ceci indique qu'indépendamment du fait que les ronflements dus aux capacités et inductions mutuelles entre électrodes croissant proportionnellement à la fréquence, il faudra prendre des précautions extrêmes contre le ronflement sur les réseaux « Aviation » à 400 ou 500 périodes.

CALCUL DES ALIMENTATIONS DE RECEPTEURS RADIO SUR SECTEUR ALTERNATIF

par Jacques LIGNON, Ingénieur E. S. E.

Dans cet article, l'auteur se propose de donner quelques règles, formules ou abaques simples permettant de déterminer avec suffisamment de précision les éléments constitutifs d'une alimentation. L'auteur n'étudie ici que l'alimentation courante classique, c'est-à-dire l'alimentation continue au moyen d'une tension primaire alternative, sans stabilisation de la tension continue (1).

Le problème de l'alimentation d'un récepteur est considéré en général comme fort simple ; il ne présente en effet aucune difficulté sérieuse et s'accommode bien de l'empirisme qui préside habituellement à sa résolution. Tous nos lecteurs connaissent la manière trop courante de « calculer » (si l'on peut dire) une alimentation : « Il me faut environ 300 volts continus, avec un débit de 100 mA. Je prends un transformateur 2×350 v., 140 mA de débit pour avoir une bonne marge de sécurité. Ce poste sera d'une pureté extraordinaire (le poste que l'on construit doit toujours donner des résultats extraordinaires) ; donc pas de restrictions sur le filtrage, et je mets $8 \mu F$ en tête (j'ai vu mettre $32 \mu F$) ». L'ensemble câblé, avec trois ou quatre mille ohms de charge pour représenter le débit du poste, notre constructeur s'aperçoit qu'il dispose de près de 500 volts de tension continue, si entre temps, le secteur s'en mêlant, son condensateur électrolytique d'entrée n'a pas claqué sous l'effort. En général, le secteur est plus souvent faible que fort et l'ensemble tient, avec malgré tout une tension redressée de l'ordre de 450 volts. Sans s'émouvoir notre constructeur ajoute 1.000 ohms en série dans son alimentation (1.000 ohms qui devront pouvoir dissiper au moins 10 watts !), renforce un peu les découplages et se trouve fort satisfait de son travail, estimant qu'il est inutile de perdre beaucoup plus de temps sur une vulgaire alimentation.

Ce procédé manque toujours d'élégance. Il est acceptable pour le récepteur que certains construisent eux-mêmes à leurs moments perdus (inutile de dire qu'il serait impitoyablement refoulé dans un poste destiné à être construit en série). Il est cher dès que l'on arrive aux alimentations haute tension de fort débit, que l'on rencontre dans les émetteurs par exemple. Il est inacceptable dans les alimentations plus compliquées comme les alimentations stabilisées, dont le débit et la tension doivent pouvoir varier dans de larges limites et qui doivent par conséquent être calculées avec beaucoup plus de précision.

Le but de cet article est de dégager des formules et des abaques de calcul commodes pour prédéterminer avec suffisamment de précision les éléments d'une alimentation.

Les diverses valeurs que l'on se fixe dans le calcul d'une alimentation sont :

- 1° La tension continue redressée, pour un débit donné ;
- 2° Le taux d'ondulation résiduelle ;
- 3° Eventuellement l'encombrement et le prix de revient.

Notons dès maintenant que le problème de l'encombrement devient de plus en plus un problème secondaire, car

on fabrique à l'heure actuelle des condensateurs miniature et des selfs de filtrage que l'on place facilement sous le châssis au-dessous de l'emplacement occupé par la valve et le transformateur d'alimentation. Seule peut vraiment intervenir la question du prix de revient, surtout dans les alimentations de postes construits en série, et obliger à un compromis entre la solution techniquement la meilleure et la solution économique.

Calcul de la tension continue redressée

Nous allons d'abord étudier le problème de la tension de sortie, nous étudierons ensuite le filtrage de l'ondulation résiduelle. Les deux problèmes ne sont d'ailleurs pas totalement indépendants l'un de l'autre.

1° Alimentation par transformateur.

Nous allons considérer en premier lieu le cas où l'on obtient la haute tension continue à partir d'un transformateur d'alimentation, d'une redresseuse, et d'un filtre (fig. 1).

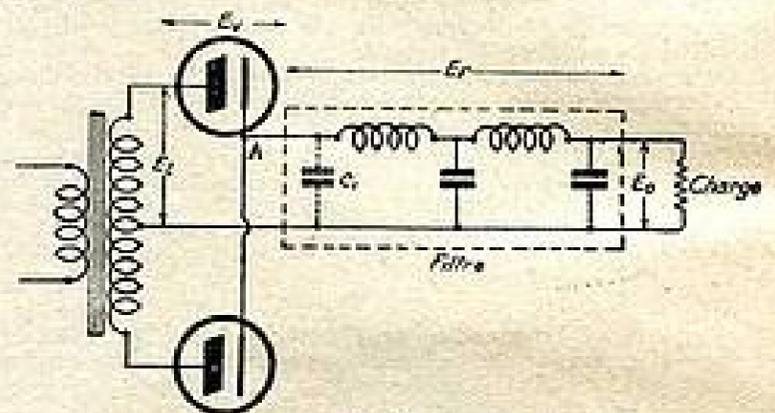


FIG. 1

Deux cas se présentent ici encore : le cas où le filtre débute par une self, et le cas où le filtre débute par une capacité. Précisons dès maintenant que quand la question du prix de revient n'entre pas en jeu, c'est la première solution (self en tête) qui est de loin la meilleure. Elle donne en effet une bonne régulation en tension, un taux élevé d'utilisation du transformateur, et de faibles courants de crête (ce qui augmente considérablement la durée de vie de la valve). Mais elle donne une tension redressée relativement faible. Par contre la deuxième solution (capacité en tête) donne une tension de sortie élevée, mais une stabilité de tension médiocre, un taux faible d'utilisation du transformateur et des courants de crête élevés. Elle donne un meilleur filtrage avec moins d'éléments dans le filtre. C'est la raison pour laquelle elle est utilisée dans la plupart des récepteurs de série.

a) Cas du circuit de filtrage présentant une self d'entrée.

La tension alternative efficace E_2 nécessaire pour obtenir

(1) Ce problème a été traité par ailleurs. Voir T. S. F. pour Tous n° 249-250.

nir une tension E_0 aux bornes de la charge est donnée par la formule (1)

$$E_t = 1,1 [E_0 + E_r + E_v]$$

E_t est la tension alternative efficace en charge, pour le débit demandé (la tension alternative efficace à vide

doit être environ 10 % plus élevée dans la plupart des cas).

E_0 est la tension continue aux bornes de la charge pour le débit prévu.

E_r est la chute de tension dans la cellule de filtrage. Elle est égale au produit du débit en ampères par la résistance ohmique du filtre exprimée en ohms.

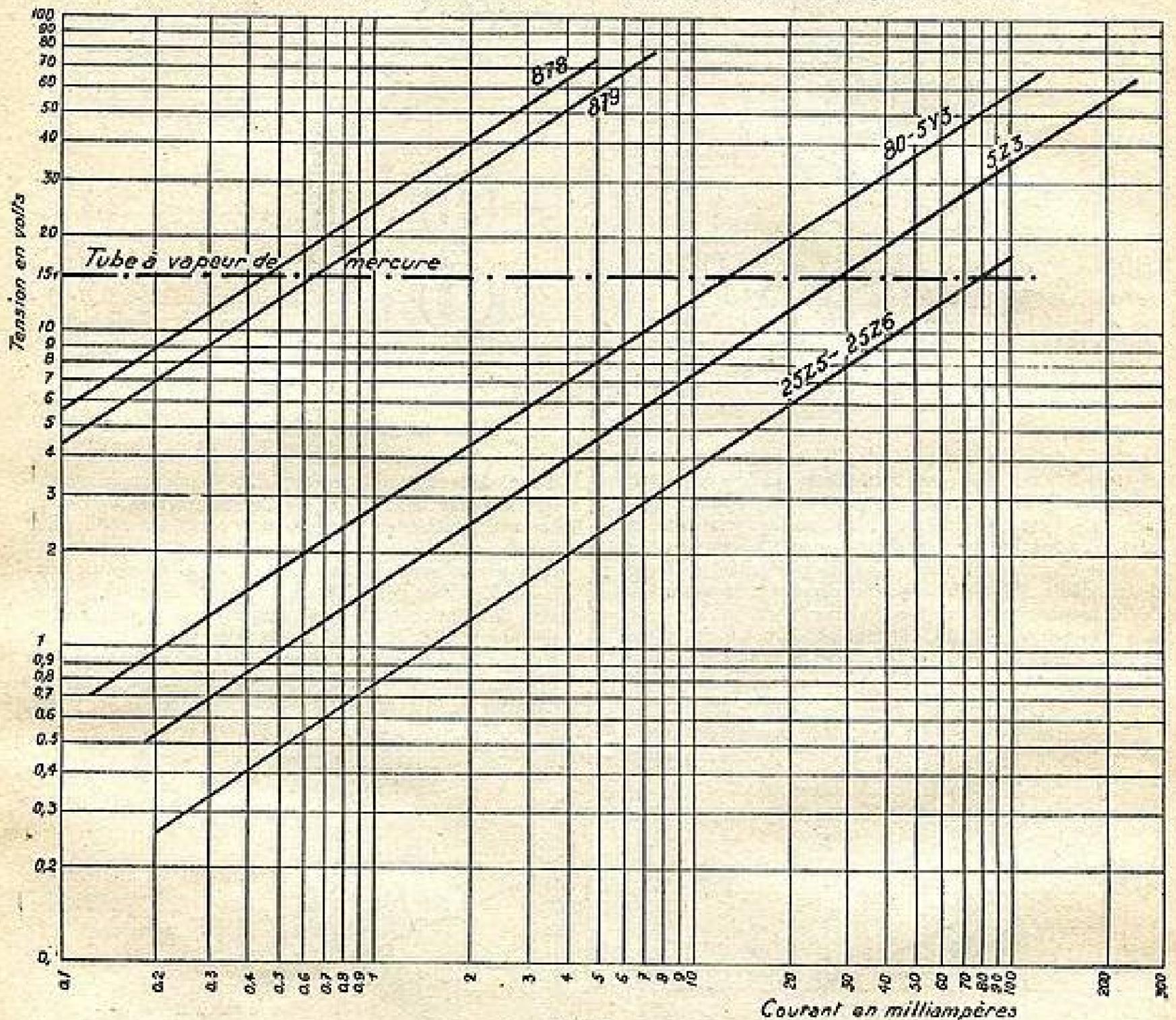


FIG. 2

(1) A condition que la valeur de la self soit égale (ou supérieure) à la valeur critique. Cette valeur critique est précisément la valeur de self pour laquelle la tension continue redressée ne dépasse pas la tension alternative appliquée au redresseur. Cette valeur critique est donnée approximativement en henrys par

$$L_{crit.} = \frac{\text{Résistance de charge (ohms)}}{800}$$

pour une ondulation de 100 périodes (redressement des deux alternances) et

$$L_{crit.} = \frac{\text{Résistance de charge (ohms)}}{400}$$

pour une ondulation de 50 périodes (redressement d'une seule alternance). La valeur optimum de la self d'entrée correspond à environ deux fois la valeur critique. C'est le point où le rapport du courant de crête sur le courant moyen est devenu très faible et où toute augmentation de la self cesse de réduire sensiblement ce rapport.

E_r est la chute de tension aux bornes de la valve. Elle est constante et égale à 15 volts environ pour les lampes à vapeur de mercure. Elle croît avec le débit pour les tubes redresseurs à vide, et est donnée sur la figure 2 pour quelques types courants.

Prenons par exemple une tension continue redressée de 300 volts, pour un débit de 100 mA. La valve utilisée sera une 5Y3. Cellule de filtrage comportant deux selfs de 60 ohms de résistance ohmique chacune. L'entrée de la cellule est une self. $E_r = 120 \times 0,1 = 12$ volts.

$E_v = 60$ volts (fig. 2).
d'où $E_t = 1,1 (300 + 12 + 60) = 410$ volts alterna-

tifs efficaces en charge, soit sensiblement 450 volts alternatifs efficaces à vide.

b) Cas du circuit de filtrage présentant un condensateur d'entrée.

L'effet du premier condensateur du filtre est d'élever la tension redressée. Ce phénomène est facile à comprendre. Considérons la tension redressée au point A de la

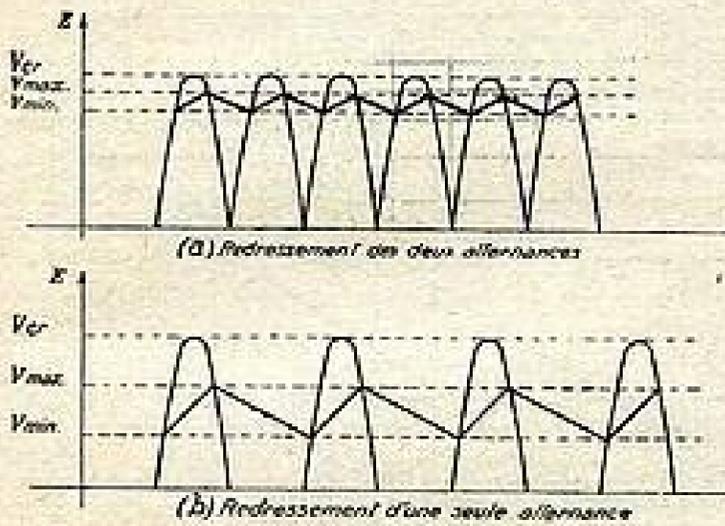


FIG. 3.

figure 1, entre les cathodes des tubes redresseurs et le point milieu du transformateur. Cette tension a l'aspect donné sur la figure 3. Les deux alternances étant redressées, on obtient une série de demi-sinusoides jointives. Au bout d'un certain nombre d'alternances, le condensateur C_1 s'est chargé et sa tension oscille maintenant entre les deux valeurs V_{min} et V_{max} , qui encadrent la valeur E_0 de la tension redressée. Ces valeurs V_{min} et V_{max} , et par conséquent E_0 , sont d'autant plus proches de la tension de crête V_c que la constante de temps du circuit constitué par C_1 et l'impédance de l'ensemble formé par le reste du filtre et la charge est plus élevée.

La tension redressée est donc très rapidement voisine de la tension de crête (égale à $1,41 \times E_1$), d'autant

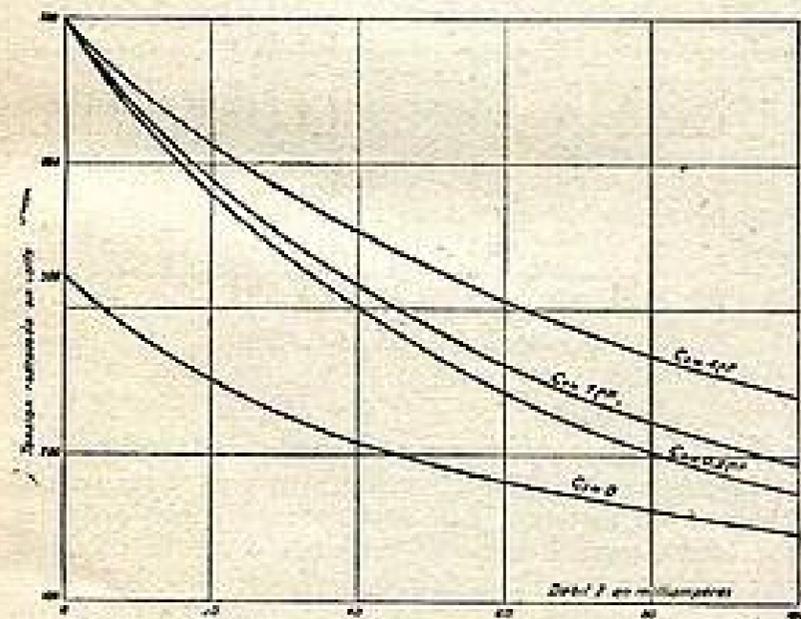
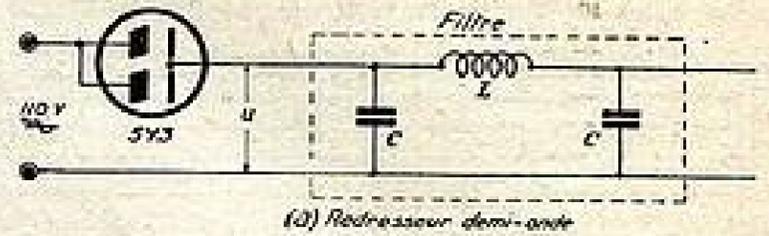


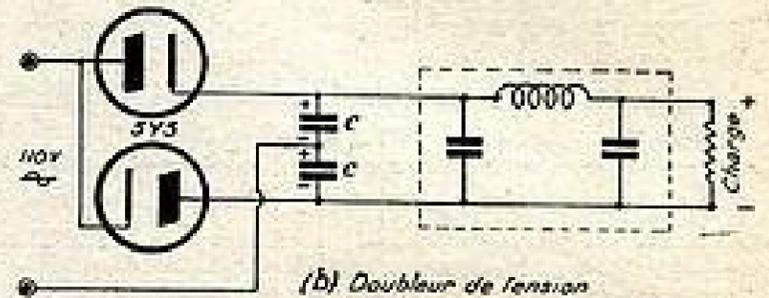
FIG. 4.

plus vite que la capacité C_1 est forte et que le débit est faible. La figure 4 représente la variation de la tension redressée pour une alimentation du type de la figure 1 en fonction du débit I et de la capacité d'entrée C_1 .

On voit que pour les alimentations sans débit ou à débit presque nul (tensions de polarisation), la tension redressée est égale à la tension de crête et le filtrage est excellent même avec une capacité relativement faible, pourvu que la constante de temps RC de l'ensemble soit très grande devant la période de répétition des alternances.



(a) Redresseur demi-onde



(b) Doubleur de tension

FIG. 5.

2° Alimentation sans transformateur.

Il est des cas où l'on désire une alimentation indépendante, de tension relativement faible (par exemple une tension négative de 100 ou 200 volts, pouvant débiter un courant relativement intense, pour certaines applications intéressant la réception). On prend en général directement cette tension sur le secteur, s'il le faut, au moyen de montages doubleurs de tension. La figure 5 donne deux schémas de principe (redresseur simple de la tension alternative du secteur et doubleur de tension), et la figure 6 les courbes donnant la valeur de la tension redressée pour diverses valeurs du débit, les condensateurs ayant une capacité de $16 \mu F$ et la valeur efficace de la tension du secteur étant de 110 volts).

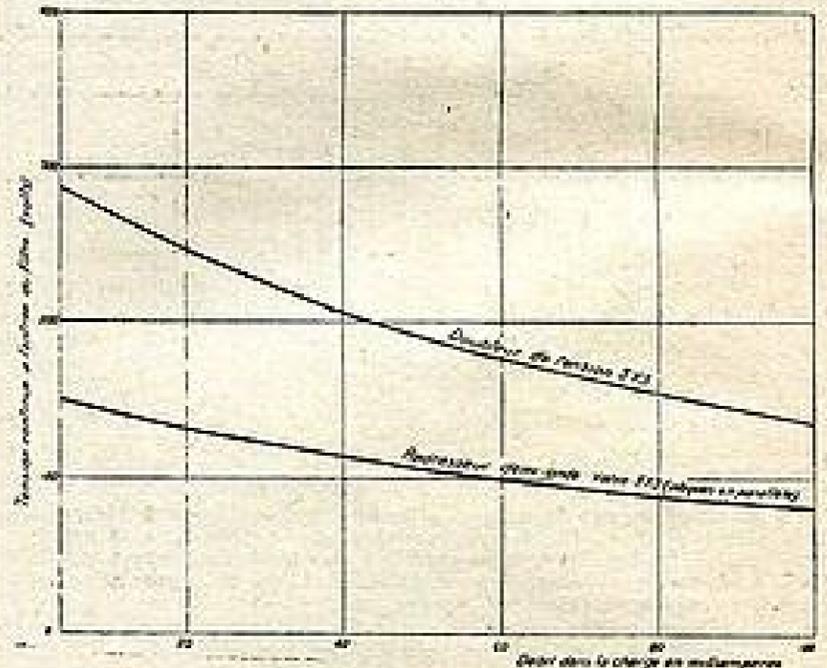


FIG. 6.

Taux d'ondulation résiduelle

C'est le problème du filtrage. Nous avons vu (fig. 3) que la tension redressée aux bornes de la valve présentait approximativement la forme de demi-sinusoides jointives

dans le cas du redressement des deux alternances (ondulation à 100 périodes/s), écartées de leur largeur dans le cas du redressement d'une seule alternance (ondulation à 50 périodes/s). Il faut filtrer cette tension non constante, de façon à obtenir une tension pratiquement continue, allé-

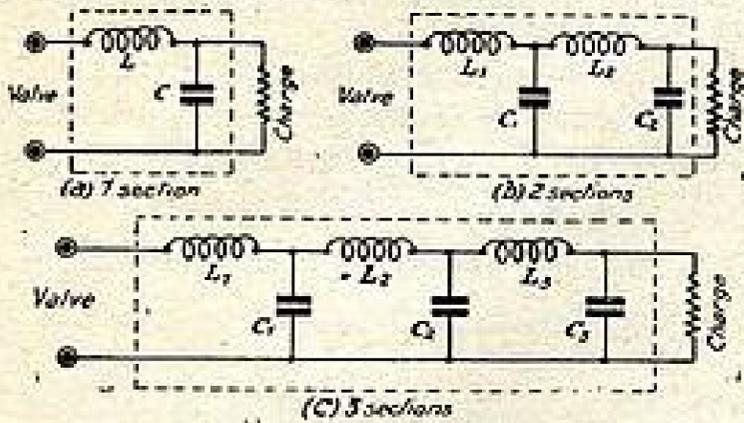


FIG. 7.

rée du seul taux d'ondulation résiduelle permis. Ici encore nous distinguerons deux cas : le cas où le filtre débute par une self et le cas où le filtre débute par une capacité.
Circuit de filtrage présentant une self d'entrée. — La figure 7 représente des circuits de filtrage à self d'entrée à une, deux et trois sections.

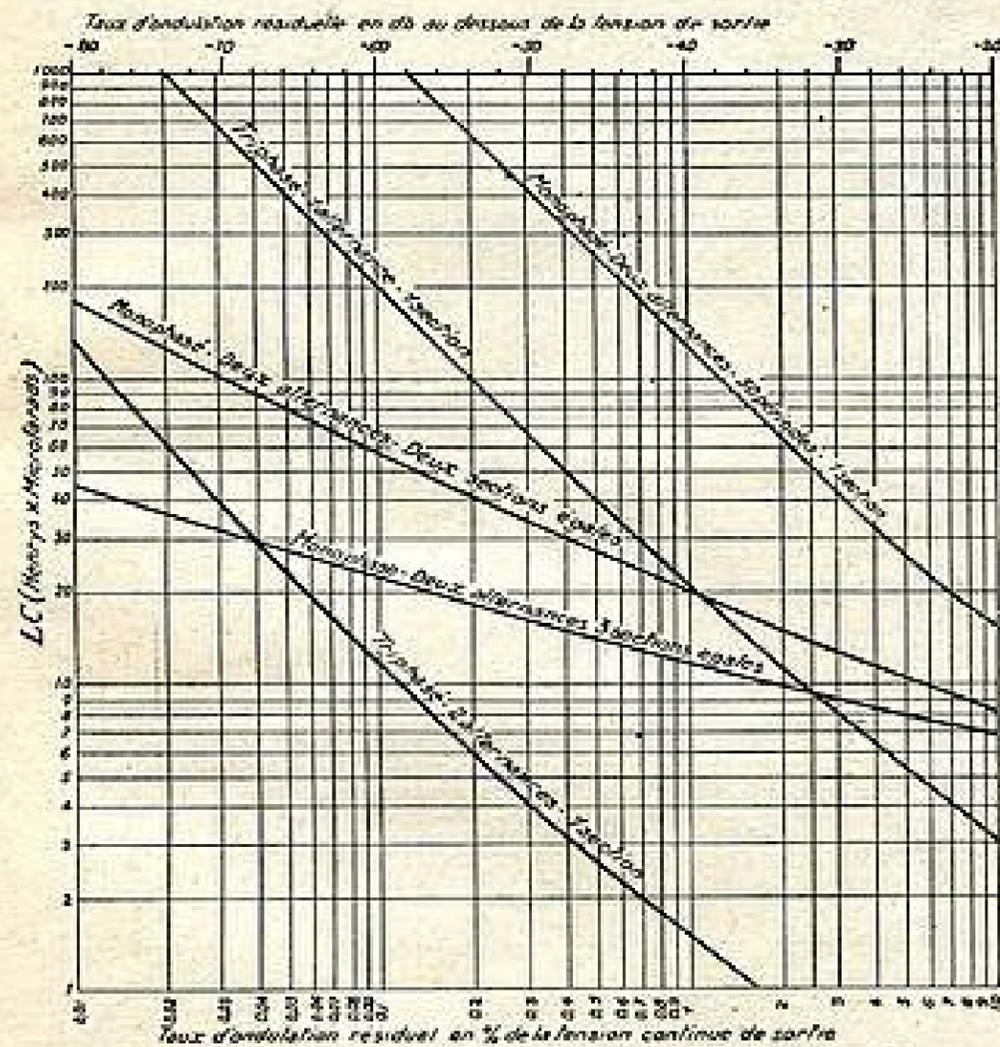


FIG. 8.

Pour une ondulation à 100 périodes/s, le taux d'ondulation auquel on peut s'attendre à la sortie d'un filtre à une seule section est donné approximativement par

$$\text{taux d'ondulation en \%} = \frac{140}{LC}$$

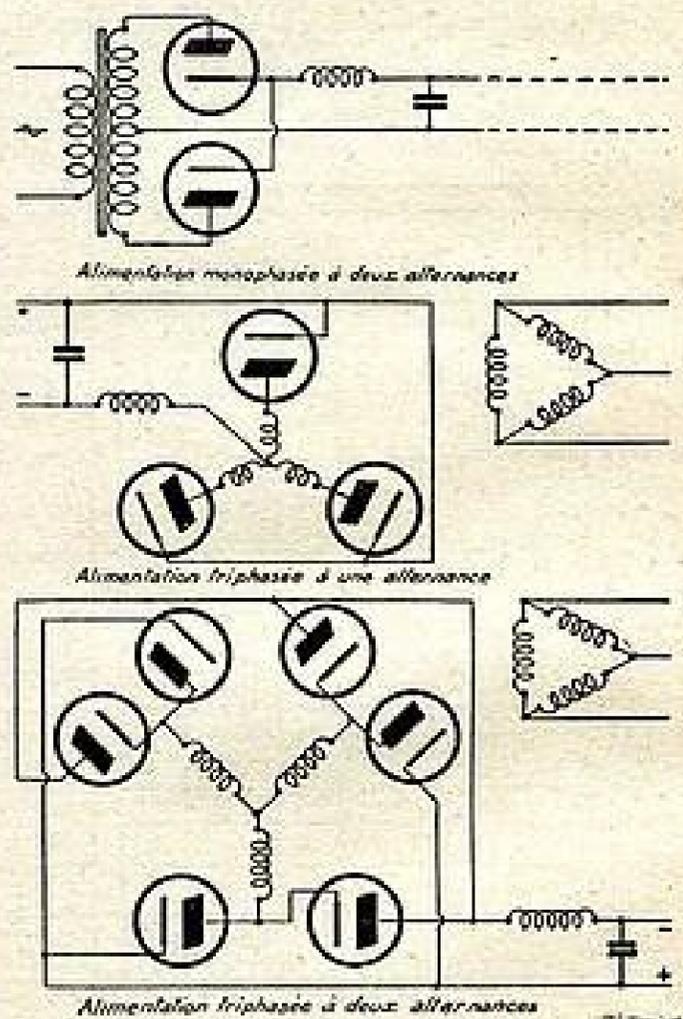
où L est exprimé en henrys,
 C est exprimé en microfarads.

Pour un taux d'ondulation résiduel de 5 %, le produit LC doit donc être égal à 30 environ. C'est dans la plupart des cas la valeur limite économique pour un filtre à une seule section. On a avantage, si l'on veut des taux d'ondulation plus faibles, à utiliser des filtres à plusieurs sections. La figure 8 représente un réseau de courbes donnant le taux d'ondulation résiduelle en fonction du produit LC pour des filtres à une, deux et trois sections identiques. Notons que, contrairement à l'opinion couramment admise, les affaiblissements de chaque section (exprimés en décibels) ne s'ajoutent pas rigoureusement, et que l'affaiblissement de l'ondulation résiduelle donné par trois cellules identiques est inférieur au triple de l'affaiblissement donné par une seule section.

Le produit LC étant ainsi déterminé, L est pratiquement déterminée par le seul fait que sa valeur ne doit pas descendre au-dessous de la valeur critique, et qu'elle doit être égale à environ le double de celle-ci.

Circuit de filtrage présentant une capacité d'entrée.

Les calculs du taux d'ondulation résiduelle sont beaucoup plus compliqués et ne conduisent pas à des formules simples, parce que l'impédance interne de la source intervient dans le calcul. Il est évident toutefois que le fait d'augmenter L, ou C, ou simultanément L et C, améliore le filtrage. On est limité dans l'augmentation de la valeur du condensateur d'entrée par l'effort exagéré imposé à



la valve. Il est possible néanmoins de donner des valeurs approchées du filtrage obtenu dans le cas où l'impédance présentée par le condensateur est faible devant celle de la charge ou des résistances et selfs en série. Nous allons pour cela procéder par étape.

a) Une seule capacité en dérivation aux bornes de la charge (fig. 9). Ce cas est extrêmement classique et se

calculé facilement. Nous ne donnerons pas ici le détail du calcul, mais simplement le résultat représenté par l'abaque de la figure 10, qui donne le taux d'ondulation rési-

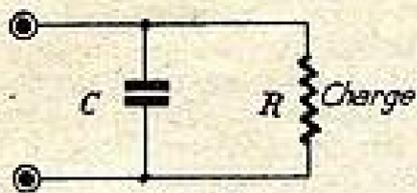


FIG. 9.

duelle en fonction du produit RC pour 50 périodes/s (une alternance) et 100 périodes/s (deux alternances).

b) Si l'on ajoute maintenant une deuxième cellule

R'C' (fig. 11), on peut appliquer la formule approchée suivante :

Prendre pour R la valeur $R = R' + R''$, d'où un affaiblissement α_1 en db correspondant au produit CR.

Ajouter à cet affaiblissement α_1 l'affaiblissement α_2 donné par la formule

$$\alpha_2 = 16 + 20 \log f R' C'$$

f étant la fréquence de l'ondulation résiduelle.

L'affaiblissement total α est égal à $\alpha_1 + \alpha_2$. (Rappelons que ceci suppose que l'impédance de C' est faible devant celle de R' et R'')

c) Si l'on ajoute une cellule LC' au lieu d'une cellule

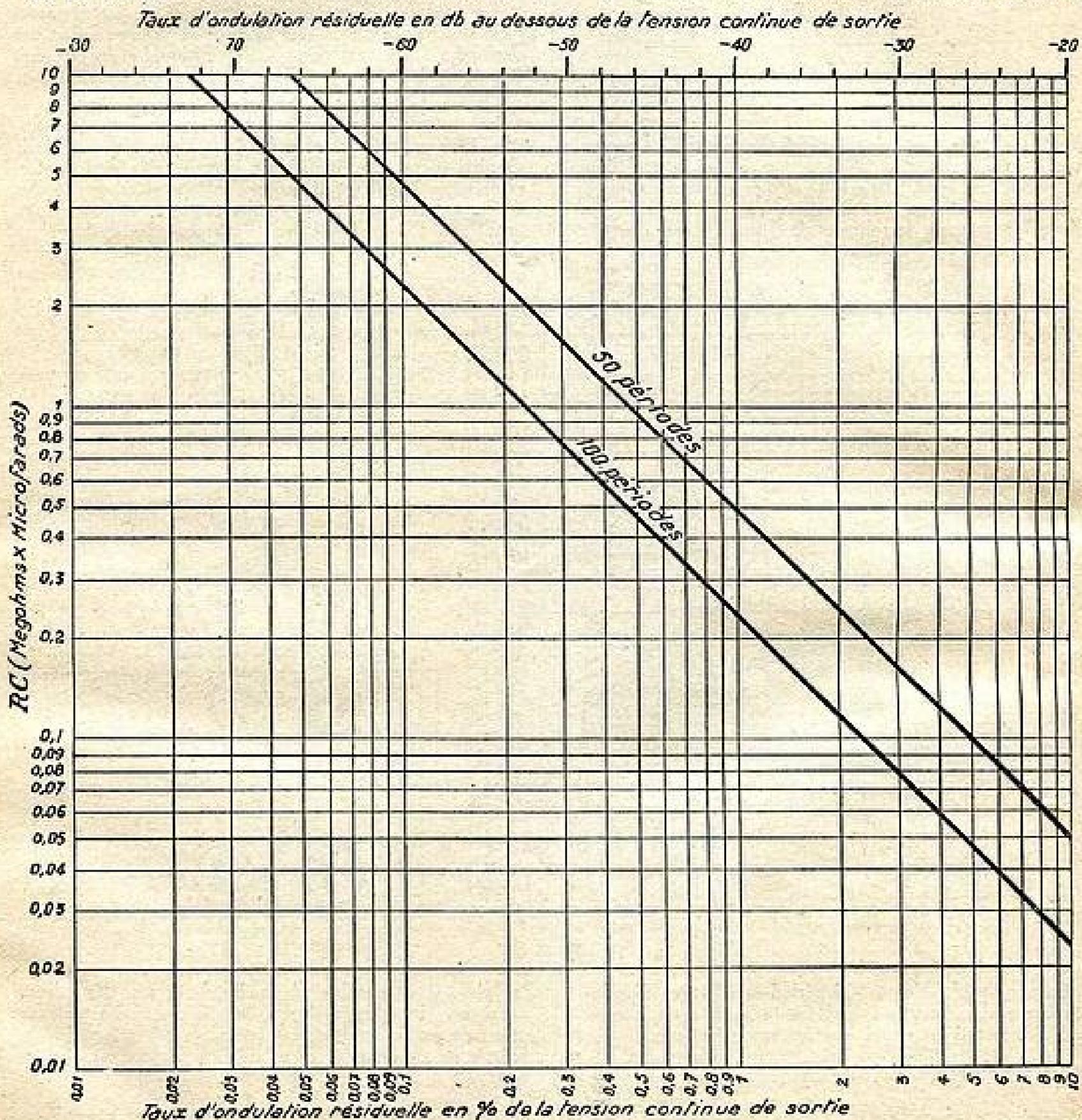


FIG. 10.

R'C' (fig. 12), remplacer L par son impédance $L\omega = 2\pi fL$. Ceci n'est valable, outre les restrictions faites ci-dessus sur C', que pour une seule self de filtrage. Pour deux selfs, le calcul devient cette fois infiniment plus complexe en raison de l'introduction des rotations de phase que l'on ne peut plus négliger.

En résumé, le lecteur peut voir que le calcul rigoureux d'une alimentation est parfois délicat, sinon impossible à effectuer sans développements mathématiques trop longs. Mais le problème pour lui n'est jamais posé de façon aussi précise. Et ce qu'il demande dans la plupart des cas, c'est un ordre de grandeur des valeurs d'éléments

qu'il lui faut utiliser, pour arriver aux résultats recherchés (tension, régulation) avec une précision qui ne soit pas inférieure à 5 %. L'ensemble d'abaques et de formules

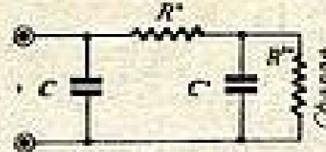


FIG. 11.

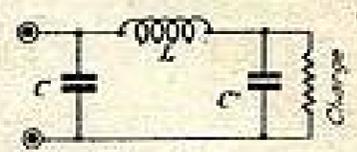


FIG. 12.

que donne cet article doit le lui permettre facilement, dans les limites de cette précision.

ANALYSE DES QUALITÉS D'UN RÉCEPTEUR : PROCESSUS DES MESURES

par Robert ASCHEN, Ing.-docteur, Professeur à l'École Centrale de T. S. F.

Sous la direction de M. Robert Aschen, les élèves ingénieurs de l'École centrale de T. S. F. ont effectué, au laboratoire de l'École, l'analyse des différents étages d'un récepteur de radiodiffusion, par les méthodes dynamique et cinématique.

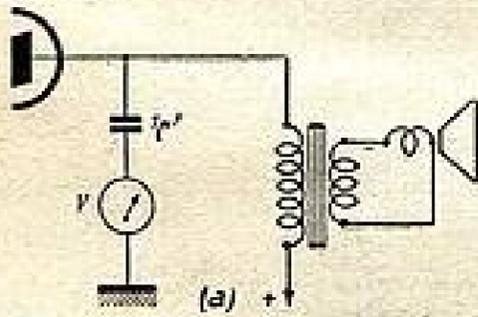
L'article ci-dessous est le résultat de leurs manipulations.

J. R.

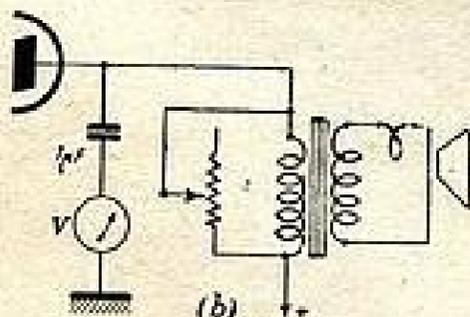
PRINCIPES DE L'ANALYSE DYNAMIQUE

La méthode de l'analyse dynamique (signal tracing) permet, comme son nom l'indique, d'étudier les caractéristiques d'un appareil (récepteur, amplificateur, etc...) pendant son fonctionnement. C'est essentiellement en ce point qu'elle est supérieure aux méthodes statiques; qui ne donnent par exemple aucune indication relative aux transformations des tensions H. F. au cours de leur passage dans les différents étages d'un récepteur.

La première idée qui vient à l'esprit, pour étudier un récepteur en fonctionnement, serait de régler l'accord sur une émission radiophonique. Le moyen est à rejeter car, de l'émission reçue, nous ne connaissons ni la tension H. F., ni le taux de modulation, ni la fréquence, ni la forme de cette modulation B. F.



(a)



(b)

FIG. 1

Un procédé plus pratique, et le seul à employer, consiste à se servir des signaux engendrés par un générateur H. F. étalonné, dont nous connaissons à chaque instant la

fréquence et l'amplitude des tensions H. F., le taux de modulation, la fréquence et l'amplitude des tensions B. F.

Le principe fondamental de la méthode consiste à injecter en différents points du récepteur (points que nous précisons au cours de l'étude de chaque étage) des tensions, équivalant par leur fréquence et leur amplitude, à celles que l'on doit trouver normalement en ces mêmes points lorsque le récepteur est en fonctionnement.

Définition du gain : méthode à entrée constante, ou à sortie constante.

On sait que lorsqu'une tension est appliquée à l'entrée d'un étage quelconque d'un récepteur, elle se traduit par un certain nombre de « watts », ou de « mW » à la sortie de ce récepteur, et plus précisément dans le

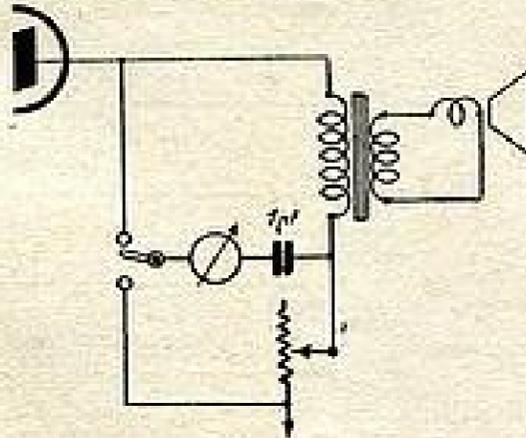


FIG. 2.

H. F. En faisant le rapport de la tension à la sortie de l'étage étudié, à la tension à son entrée, nous pourrions savoir de combien de fois le signal a été amplifié, ou affaibli (cas où le rapport est plus petit que 1). Ce rapport détermine le gain de l'étage :

$$\text{Gain} = \frac{\text{tension à la sortie}}{\text{tension à l'entrée}}$$

Pour mesurer le gain on applique à l'étage considéré des tensions en conséquence. Ces tensions peuvent varier de quelques micro-

volts (pour le circuit d'entrée) à plusieurs volts (pour le circuit de sortie). Pour mesurer le gain conformément à la définition ci-dessus, nous serions dans l'obligation d'utiliser un voltmètre permettant d'apprécier des valeurs aussi diverses. Il n'existe pas d'appareil de ce genre. C'est pourquoi, la méthode à entrée constante n'est pas utilisée.

La méthode à sortie constante élimine tous les inconvénients précités. Au lieu de brancher le générateur en permanence sur le circuit d'entrée du récepteur et de mesurer

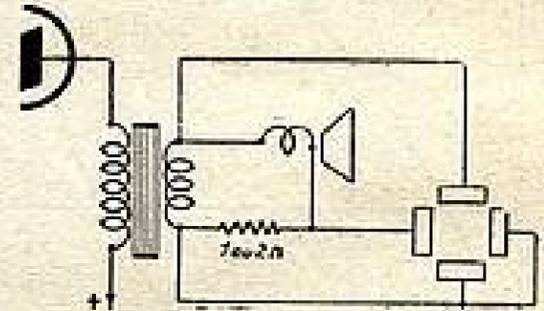


FIG. 3.

les tensions depuis l'antenne jusqu'au H. F., on contrôle la tension ou la puissance de sortie de telle façon qu'elle reste invariable. Pour cela on injecte des tensions, issues d'un générateur, en remontant de la sortie vers l'entrée et en réduisant ces tensions au fur et à mesure que l'on intercale de nouveaux amplis dans le circuit. On ajuste ces tensions de telle façon que la déviation de l'indicateur de sortie soit fixe.

Niveaux de référence.

Par convention, le niveau de sortie a été fixé à 50 mW pour les mesures de sensibilité et de sélectivité-500 mW pour la mesure du rapport signal/bruit. La mesure de la tension de sortie pourra se faire soit aux bornes de la bobine mobile, soit au primaire du transformateur de sortie. On choisira de préférence cette deuxième méthode car les bornes du primaire sont presque toujours d'un accès facile.

Principes de l'analyse cinématique

L'analyse cinématique est caractérisée par les mêmes avantages que l'analyse dynamique, à savoir, étude du fonctionnement réel des récepteurs et possibilité de chiffrer les gains

de leurs différents étages. Elle offre, en outre, deux points de supériorité inédits :

- 1° Visualisation du signal dans tous les circuits du récepteur ;
- 2° Alignement d'après les courbes de résonance.

Elle permet donc à la fois de « mesurer » et de « voir » ce que devient le signal au cours de son amplification. L'analyse ciné-

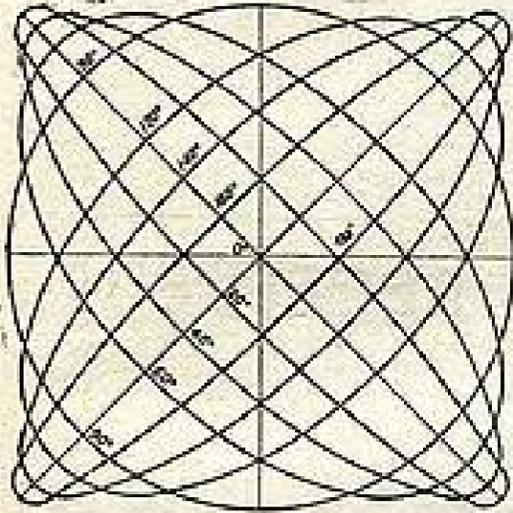


FIG. 4.

matique nécessite pour sa pratique un analyseur cinématographique qui, accouplé avec un générateur et un oscillographe, permet de faire toutes les mesures sur un récepteur ordinaire. Chaque tension est projetée sur l'écran du tube cathodique. On injecte une certaine tension à l'entrée du récepteur à examiner. En chaque point où l'on veut

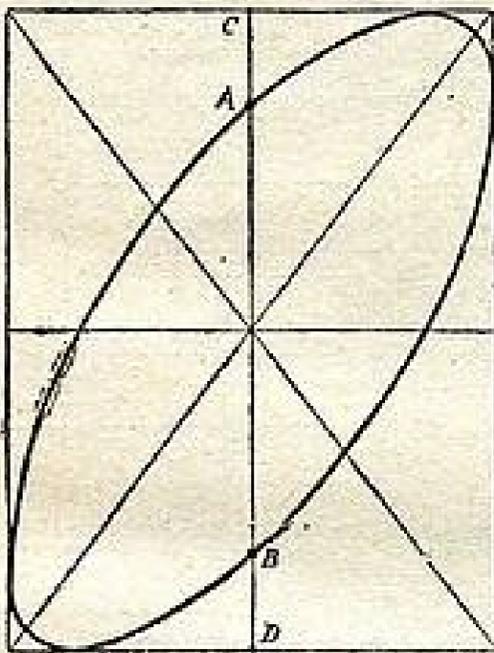


FIG. 5.

examiner la tension on couple l'analyseur cinématographique. Celui-ci étant relié aux plaques de déviation de l'oscillographe, on voit apparaître sur l'écran une courbe représentant la tension que l'on désire analyser.

ANALYSE DE L'ÉTAGE DE SORTIE

Elle comporte principalement la détermination de l'impédance du primaire du transformé de sortie, la vérification du haut-parleur, la mesure de la sensibilité de l'étage et sa courbe de réponse.

Détermination de l'impédance de charge

1^{re} méthode. — Le voltmètre alternatif étant branché une fois pour toutes comme l'indique la fig. 1 (a), on injecte sur la grille de la lampe de sortie, au moyen d'un générateur un signal provoquant par exemple une tension de sortie de 30 volts. Puis on

branchera, d'une manière provisoire, un potentiomètre de 10.000 ohms, monté en résistance variable, aux bornes du primaire, fig. 1 (b). On agit sur le potentiomètre jusqu'à ce que la tension tombe à 15 volts. On mesurera alors à l'ohmmètre la valeur de la résistance en circuit. Cette valeur, majorée de 10 %, sera celle de l'impédance du primaire du transformateur.

2^e méthode. — Le voltmètre et la résistance variable sont montés comme l'indique la figure 2. On injecte sur la grille de l'étage final, au moyen du générateur, un signal provoquant une certaine tension de sortie. On ajuste la résistance de telle façon que la tension à ses bornes soit égale à la tension aux bornes du primaire. On mesure la valeur de la résistance en circuit à l'ohmmètre. Cette valeur majorée de 10 % sera celle de l'impédance du primaire du transformateur.

Cas du push-pull : Dans le cas d'un étage de sortie symétrique, pour les deux méthodes, le voltmètre alternatif est branché de plaque à plaque, en série avec le condensateur de 1 μ F.

Dans le cas de notre maquette, pour ramener une tension de 30 volts lue sur le contrôleur, à une valeur de 15 volts, la fraction de la résistance du potentiomètre en parallèle sur le primaire a été mesurée égale à 6.600 Ω .

La valeur de l'impédance est donc de 6.600 Ω au lieu de 7.000 Ω pour une E. L. 3 N.

Vérification du haut-parleur.

Le haut-parleur est un des éléments du récepteur auquel on n'attache pas assez d'importance. Un haut-parleur idéal devrait reproduire en même temps la fréquence fondamentale et ses harmoniques, ce qui caractérise une reproduction de haute fidélité. Mais il possède une certaine self (self du secondaire du transformateur) une capacité (capacité répartie des enroulements) et une résistance ohmique. Il sera donc intéressant de connaître le déphasage du courant dans la bobine mobile par rapport à la tension aux bornes de la bobine mobile et la variation de l'impédance, en fonction de la fréquence.

1^{re} Relevé de la courbe de déphasage. — Dans le circuit de la bobine mobile on intercale

Selon la valeur de l'angle de déphasage nous obtiendrons une droite ($\sin \varphi = 0$), une ellipse ($0 < \sin \varphi < 1$) ou un cercle ($\sin \varphi = 1$).

Lorsque l'ellipse s'inscrit donc un carré (cas où les tensions sur les plaques de déviation sont égales) $\sin \varphi$ est donné par le diagramme fig. 4. Pour les valeurs intermédiaires on peut facilement interpoler.

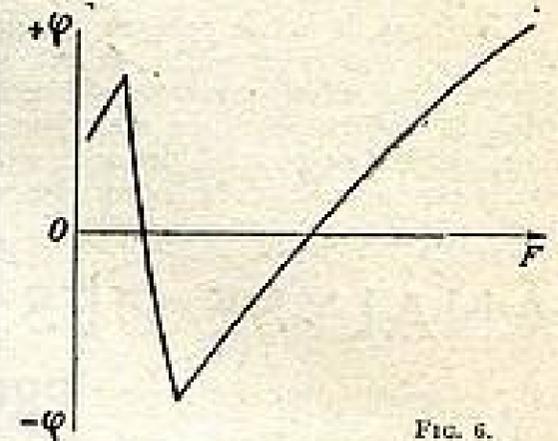


FIG. 6.

Lorsque l'ellipse s'inscrit dans un rectangle (les tensions sur les plaques de déviation sont inégales) on applique la méthode indiquée par la figure 5.

$$\sin \varphi = \frac{AB}{CD}$$

Dans le cas présent, nous constaterons que le déphasage est tantôt positif, tantôt négatif. C'est ainsi que la courbe aura sensiblement l'allure de la fig. 6, avec deux fréquences pour lesquelles $\varphi = 0$. L'une plus petite que 100 périodes, l'autre égale à une fréquence voisine de 1.500 périodes.

Nous trouvons fig. 7 la courbe de variation de φ , relevée sur un haut-parleur S. E. M. de 21 cm., dont l'impédance du primaire est 5.000 ohms. On remarquera que le déphasage s'annule pour une seule fréquence. Au-dessous de 100 périodes notre oscillographe ne nous permettait pas de déterminer la valeur de $\sin \varphi$.

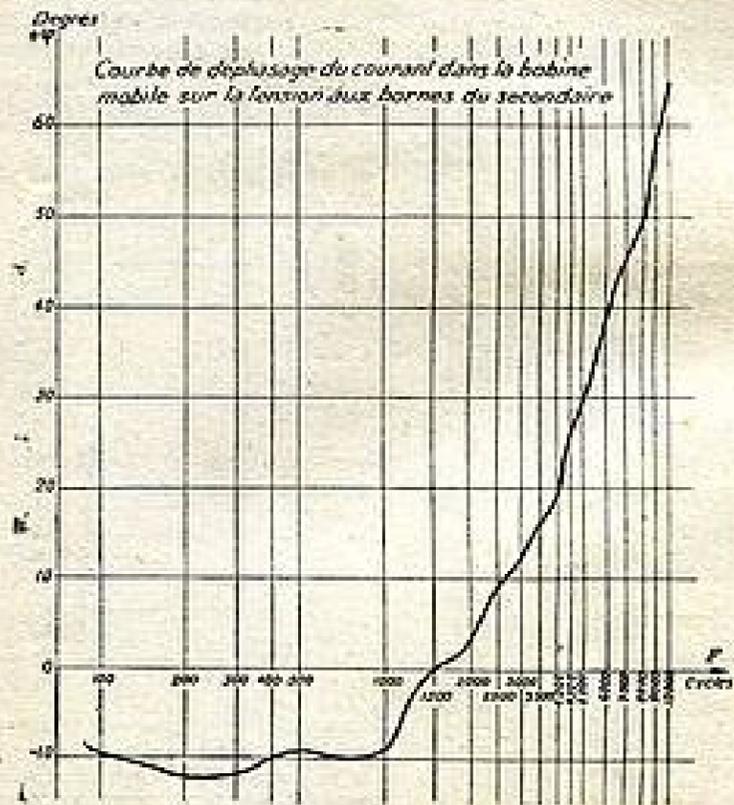


FIG. 7.

une résistance de faible valeur (1 ou 2 ohms). Les bornes de cette résistance sont réunies à une paire de plaques de l'oscillographe. La deuxième paire de plaques est réunie aux bornes du secondaire. Dans la résistance le courant étant en phase avec la tension on mesure donc bien le déphasage du courant sur la tension aux bornes de la bobine mobile.

Remarque. — Il est recommandé de ne pas utiliser les amplificateurs de l'oscillographe, ceux-ci pouvant apporter un déphasage supplémentaire qui fausserait la mesure.

2^e Relevé de la courbe de variation de l'impédance. — On relève au voltmètre à lampes, pour les différentes fréquences la

tension E aux bornes de la résistance. On calcule (fig. 8) chaque fois le courant qui traverse celle-ci :

$$I = \frac{E}{R}$$

Ensuite on relève au voltmètre à lampes la tension E' aux bornes du secondaire du

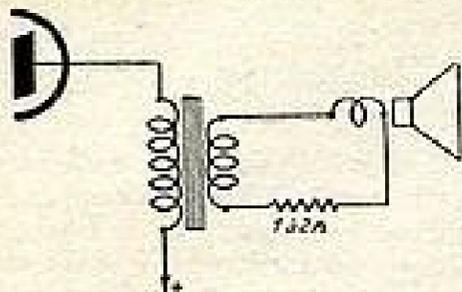


FIG. 8.

transformateur. On a ainsi la valeur de l'impédance pour les différentes fréquences :

$$Z = \frac{E'}{I}$$

La courbe obtenue aura sensiblement la forme de la fig. 9 avec un maximum pour une fréquence voisine de 150 périodes et un minimum pour une fréquence de l'ordre de 500 périodes.

Pour le même haut-parleur nous avons relevé la courbe de la fig. 10 :

Des deux courbes précédentes on peut déterminer :

voulue et de lire cette tension sur le contrôleur ou le voltmètre à lampes. Calculons cette tension.

Nous connaissons l'impédance Z du transformateur de sortie. La puissance dans cette impédance est donnée par la formule :

$$W = \frac{E^2}{Z}$$

Et sur les atténuateurs du générateur la tension appliquée pour laquelle le niveau de sortie est de 50 mW.

Sur notre maquette nous avons relevé une sensibilité égale à :

$$S = 300 \text{ mV}$$

Il est à remarquer que la contre-réaction réduit la sensibilité.

Sensibilité de quelques lampes de sortie :

Type de lampe	AD 1	EL 3	6 V 6	6 M 6	CBL 1	CBL 6	6 F 6	6 L 6	25 L 6
Sensibilité (Volts).....	3,3	0,33	0,8	0,32	0,65	0,67	1,2	0,67	1,75

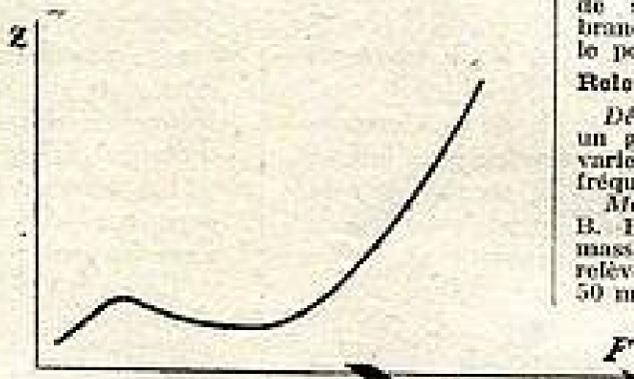


FIG. 9.

Cas du push-pull : Dans le cas d'un étage de sortie symétrique le générateur est branché normalement de grille à grille avec le point commun à la masse.

Relève de la courbe de réponse de l'étage

Définition : On appelle courbe de réponse un graphique montrant de quelle manière varie la tension à l'entrée de l'étage avec la fréquence, pour une puissance de sortie fixe.

Mode opératoire : La sortie du générateur B. F. étant toujours connectée entre la masse et la grille de la lampe finale, on relève les valeurs de sensibilité pour 50 mW aux différentes fréquences fixes du

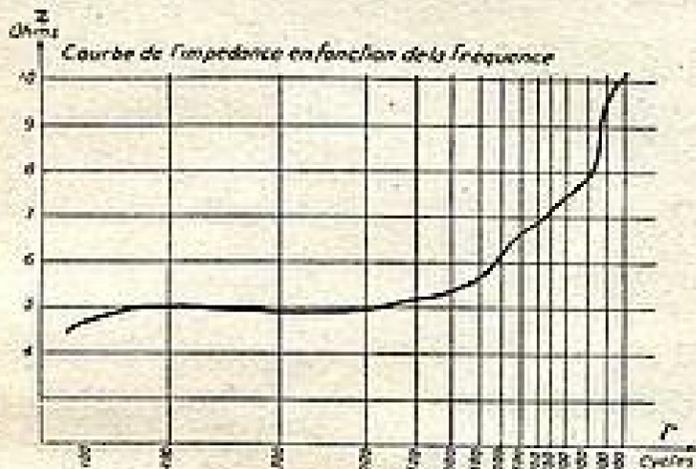


FIG. 10.

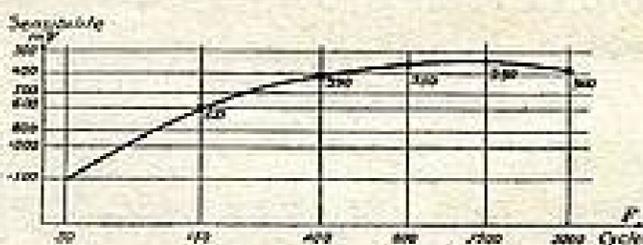


FIG. 11.

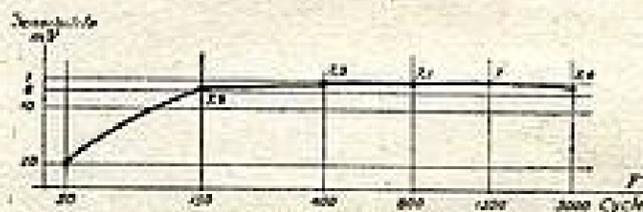


FIG. 12.

- la résistance $R = Z \cos \varphi$
- l'impédance $X = Z \sin \varphi$
- la puissance wattée : $E I \cos \varphi$
- la puissance déwattée : $E I \sin \varphi$

Nous avons ainsi tous les renseignements suffisants pour chiffrer la qualité d'un haut-parleur.

Calcul du niveau de sortie.

Pour pouvoir contrôler le niveau de sortie constant du récepteur, nous devons mesurer la puissance de sortie. Le moyen le plus rationnel serait de faire des mesures acoustiques. Nous nous bornerons à mesurer la puissance électrique appliquée au haut-parleur. Cela sera facile si nous disposons d'un wattmètre (voir description chapitre III). Dans le cas où nous ne possédons qu'un voltmètre de sortie, il suffira de calculer la tension qui donne la puissance de sortie

D'où l'on tire

$$E = \sqrt{WZ}$$

Mesure de la sensibilité.

Définition. — La sensibilité est la tension en volts qui doit être appliquée à la grille d'une lampe pour obtenir un niveau de référence de 50 mW à la sortie de l'appareil.

Mode opératoire : Le wattmètre étant branché une fois pour toutes à la sortie de l'appareil (ou l'indicateur de sortie branché entre plaque de l'étage final et H. T. à travers un condensateur de $1 \mu F$), on envoie entre grille et masse de sortie (voir schéma général) à travers un condensateur de $1 \mu F$, une tension à 400 périodes et on

générateur, les valeurs seront portées sur un diagramme logarithmique dont l'échelle verticale est étalonnée en valeurs de sensibilité et l'échelle horizontale en fréquences. La courbe de réponse sera obtenue en reliant entre eux les points correspondants à ces valeurs.

Pour la courbe relevée comme exemple, ces valeurs correspondent aux fréquences d'injection de :

50 — 150 — 400 — 800 — 1.500 — 3.000.

Courbe de réponse de l'étage de sortie EL 3 pour 50 mW.

Il a été relevé également une courbe exprimant la sensibilité aux bornes de la bobine mobile. On remarquera que l'allure de cette courbe est sensiblement la même que la précédente.

Sensibilité aux bornes de la bobine mobile (entrée constante).

(à suivre.)

INFORMATIONS TECHNIQUES

Fréquences étalonnées britanniques

- De 6 H 44 à 7 H 15 sur 5 MHz.
- 7 H 29 à 8 H sur 10 MHz.
- 11 H 29 à 11 H 45 sur 60 KHZ.

Le signal est ainsi composé : onde modulée à 1.000 Hz pendant 5 minutes ; porteuse non modulée pendant 9 minutes ; indicatif en

morse et annonce transmise en « phonie » pendant 1 minute (Wireless World).

Médailles

André BLONDEL 1950

Le 10 mai, à 17 h. 30, à la Maison de la Chimie, nous avons eu le plaisir d'assister à la remise des deux médailles André Blondel 1950.

Elles ont été décernées cette année à M. Henri Gutton et à M. François Raymond, pour leurs travaux remarquables.

Le Prince Louis de Broglie, Membre de l'Académie Française et Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences, présidait cette cérémonie.

Nous sommes heureux de renouveler ici nos félicitations aux distingués attributaires.

ÉTUDE COMPARÉE DES RÉCEPTEURS DE TÉLÉVISION POUR HAUTE ET MOYENNE DÉFINITION

(PREMIÈRE ÉTAPE POUR LA RÉALISATION DU TÉLÉVISEUR XPR 819)

par Pierre ROQUES, ing.

chef de la Rubrique " TÉLÉVISION et ONDES MÉTRIQUES " de la T.S.F pour Tous

Quoique l'on pense de la haute définition, il n'en reste pas moins que, sous peine de ne pas « être à la page », il est indispensable de s'y intéresser. Des émissions régulières ont lieu à Paris dont l'émetteur va voir sa puissance, d'ici quelque temps, passer à 3 kilowatts. L'émetteur de Lille a été inauguré le mardi 26 avril. D'autres vont suivre très prochainement (Lyon, Marseille).

Il n'est pas impossible que les travaux de la Commission internationale qui visite actuellement les installations émettrices du monde entier n'amènent à reconsidérer la question du standard français. Mais de toute manière, le nombre adopté pour les lignes sera relativement voisin de 819. Ainsi, un récepteur conçu pour le standard actuel à haute définition pourra fonctionner, après très peu de modifications, sur le futur standard européen. Il suffira très probablement de retoucher au potentiomètre « fréquence ligne » et à celui d'amplitude pour obtenir une image correcte. La fréquence image sera toujours égale

à celle d'un récepteur classique pour la réception des images à 455 lignes et la figure 2 celui d'un récepteur à haute définition.

Le récepteur n° 1 pourrait aussi bien être du type « à amplification directe », mais cette méthode se révèle difficilement réalisable pour le récepteur n° 2. Aussi, pour rendre nos deux récepteurs plus comparables, avons-nous représenté sur la figure 1 un récepteur à changement de fréquence. Nous remarquons alors que seul le nombre d'étages diffère dans les deux récepteurs.

Le premier étage est constitué par l'ensemble mélangeuse-oscillatrice dont la figure 3 donne un schéma valable pour les deux types de récepteur.

Le circuit d'accord comprend la self L_1 dont le réglage s'effectue soit au moyen d'un noyau plongeur pour le 46 Mc/s. soit par allongement ou tassement pour le 180 Mc/s. En effet, à cette fréquence, les noyaux en fer divisé introduisent un amortissement considérable. A ce propos, on remarquera qu'il n'est pas prévu de résis-

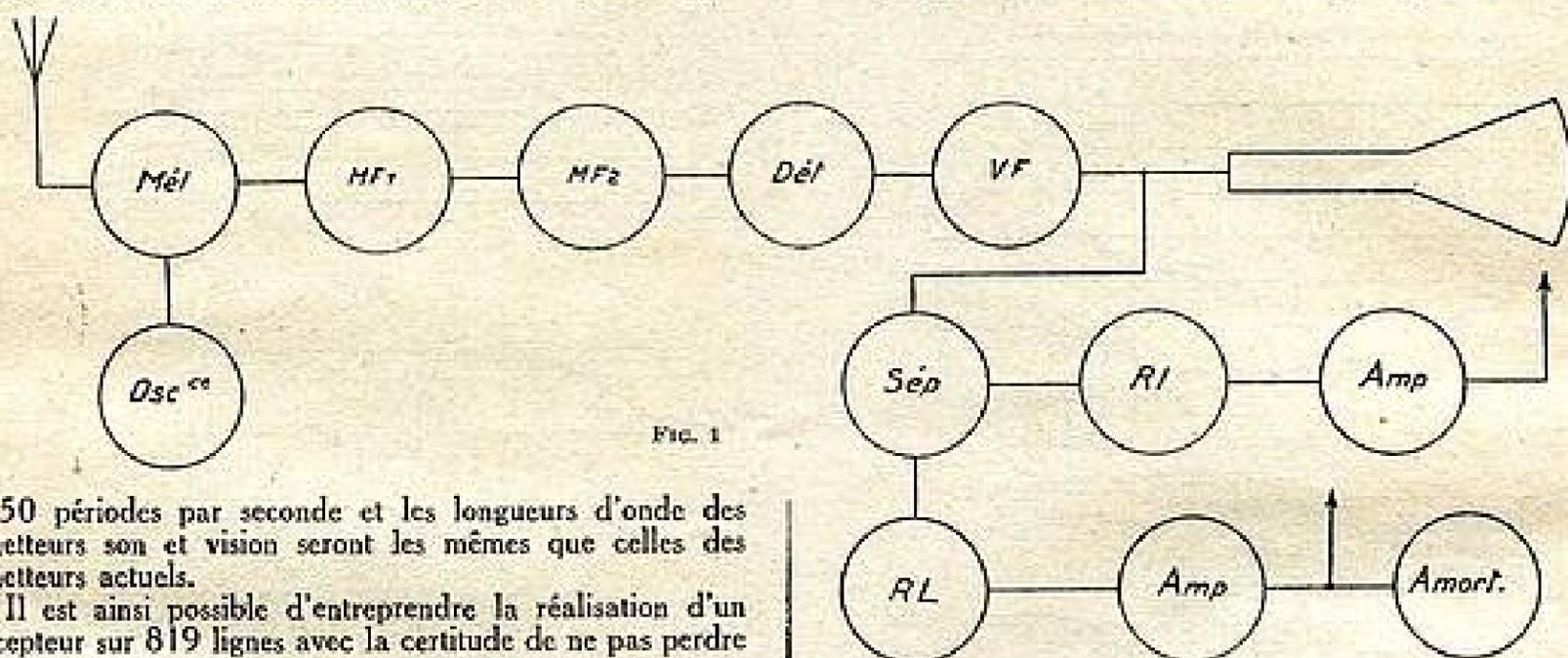


FIG. 1

à 50 périodes par seconde et les longueurs d'onde des émetteurs son et vision seront les mêmes que celles des émetteurs actuels.

Il est ainsi possible d'entreprendre la réalisation d'un récepteur sur 819 lignes avec la certitude de ne pas perdre son temps, ni son argent !

Nous avons l'intention de décrire très prochainement un tel récepteur. Nous ne l'avons pas fait plus tôt car nous ne sommes pas de ces journalistes qui « font » un récepteur sur le papier et n'ont souvent jamais eu un fer à souder en mains ! Nous ne décrivons une réalisation qu'après qu'elle ait mérité cette épithète, c'est-à-dire après avoir été construite, mise au point et qu'elle ait donné toute satisfaction. Or, cela n'est possible qu'à condition qu'il y ait des émissions régulières et des caractéristiques bien définies. C'est chose faite actuellement et, comme nous l'avons dit, les modifications futures du standard n'entraîneront que des changements minimes du récepteur.

Nous allons aujourd'hui, en guise d'introduction à la technique du 819 lignes, donner quelques indications générales sur la constitution des récepteurs à haute définition et sur les différences essentielles entre ceux-ci et les récepteurs à moyenne définition (standard actuel).

La figure 1 donne le schéma... schématisé d'un récep-

teur à moyenne définition (en négligeant la résistance de $1 \text{ M}\Omega$). Or cette résistance existe : c'est la résistance d'entrée de la lampe. Elle atteint une valeur de l'ordre de $7 \text{ K}\Omega$ à 46 Mc/s pour une EF 42. C'est à peu de chose près la valeur nécessaire à l'obtention de la bande passante convenable ($3,5 \text{ Mc/s}$). Pour la haute définition, la bande nécessaire est environ trois fois plus grande. Or, la résistance d'entrée d'une lampe est inversement proportionnelle au carré de la fréquence du signal incident. Celle-ci étant environ quatre fois plus grande, la résistance devient seize fois plus petite. Cela est donc surabondant et il est inutile d'ajouter une résistance d'amortissement. Signalons à ce sujet que là réside la difficulté d'établissement d'un récepteur à amplification directe pour le 819 lignes. En effet, si la résistance est seize fois plus petite qu'à 46 Mc/s , le gain est également seize fois plus faible. Comme il ne dépasse guère vingt à vingt-cinq dans les récepteurs à moyenne définition, on voit qu'il

serait de 1 à 1,5 au maximum pour la haute définition. Cela est vraiment peu ! Il existe des montages destinés à pallier cet inconvénient, mais ils sont de mise au point compliquée. Mieux vaut changer de fréquence...

Les caractéristiques de la self L_1 sont évidemment différentes suivant la fréquence à recevoir. A titre d'idée, avec un mandrin de 1 cm. de diamètre il faut 7 spires 10/10 jointives pour obtenir l'accord sur 46 Mc/s. La prise d'antenne (75 ohms) est faite à 1 spire 1/2 de la masse.

Pour le 46 Mc/s, C_1 aura une capacité de 25 picofarads, C_2 de 50 picofarads et, pour le 180 Mc/s, C_1 sera nul et C_2 aura une capacité de 20 picofarads. Le condensateur C_2 sera dans les deux cas un ajustable de 25 picofarads de capacité maximum.

En ce qui concerne la moyenne fréquence, les circuits seront accordés sur des fréquences de 4 à 12 Mc/s pour les récepteurs à moyenne définition et de 30 à 60 Mc/s pour ceux à haute définition. Nous recommandons les valeurs respectives de 8,4 Mc/s et de 55 Mc/s. Ces

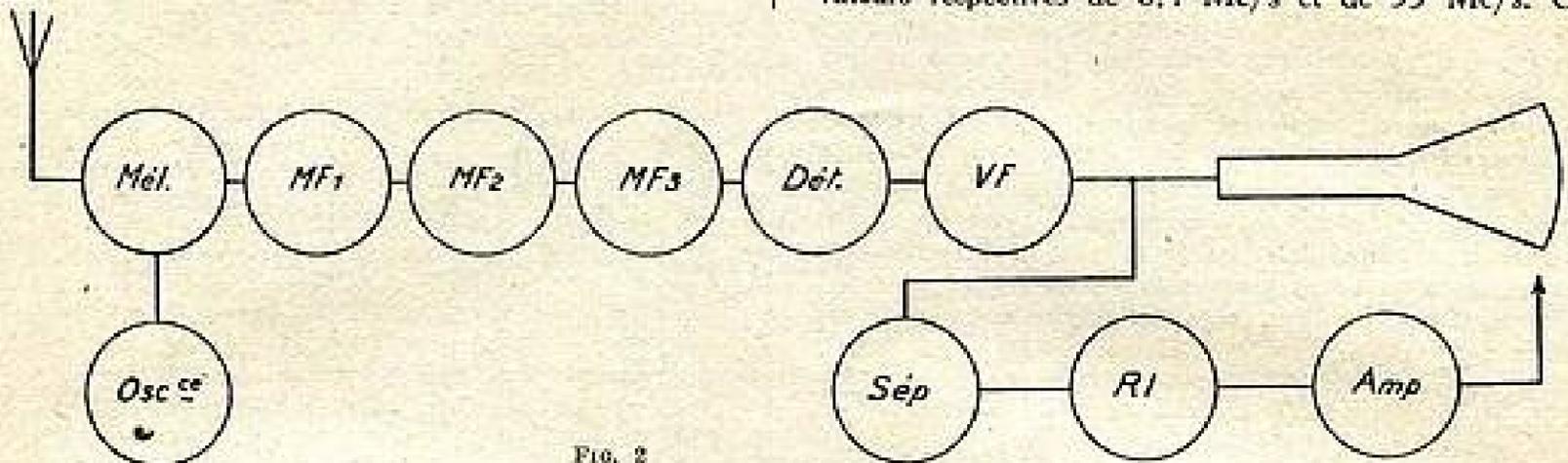


FIG. 2

Pour le 180 Mc/s, la self sera bobinée en fil nu rigide (10/10). Son diamètre étant de 6 mm., 3 spires suffiront que l'on écartera plus ou moins l'une de l'autre. La prise antenne est faite approximativement au milieu.

La lampe utilisée peut aussi bien être une EF 51, ou une 6 AK 5, ou toute autre lampe à forte pente et faibles capacités internes. De même pour l'oscillatrice. Celle-ci est montée en Collpitts. Les caractéristiques de L_2 sont les mêmes que celles de L_1 . Ces deux bobines

valeurs ne sont pas forcément celles sur lesquelles sont accordés tous les circuits moyenne fréquence. Si on utilise la technique des circuits décalés (1), chaque circuit sera par exemple accordé sur une fréquence différente, mais la courbe de réponse globale devra être centrée sur 8,4 ou 55 Mc/s.

Remarquons en passant qu'un amplificateur moyenne fréquence pour le 819 lignes s'apparente de très près à un récepteur 455 lignes à amplification directe.

Nos schémas nous montrent qu'il y a deux étages moyenne fréquence dans le premier cas, et trois dans l'autre. Ceci est dû au fait suivant :

La bande passante étant trois fois plus grande environ pour la haute définition, les résistances d'amortissement devront en première approximation, être trois fois plus petites, donc le gain sera trois fois plus faible. Si on admet que le gain d'un étage MF d'un récepteur à moyenne définition est de l'ordre de 25, il ne sera plus que de 8 pour la haute définition.

Avec deux étages nous aurons, dans le premier cas :

$$G = (25)^2 = 625$$

et avec trois étages, dans le deuxième cas :

$$G = (8)^3 = 512$$

Il faut donc bien trois étages au lieu de deux pour obtenir un gain sensiblement égal. Le récepteur à 819 lignes sera encore défavorisé par le gain de l'étage mélangeur qui sera aussi trois fois plus faible, ainsi que par le transformateur d'entrée (L_1) dont le gain n'est guère supérieur à 1,5 contre 2 ou 3. Par contre, il est plus facile d'établir des antennes nettement directives à 180 Mc/s qu'à 46 Mc/s et il est courant, en utilisant un réflecteur et un directeur, d'obtenir des gains d'antenne de l'ordre de 2 à 2,5.

Nous ne donnerons pas le schéma des amplificateurs

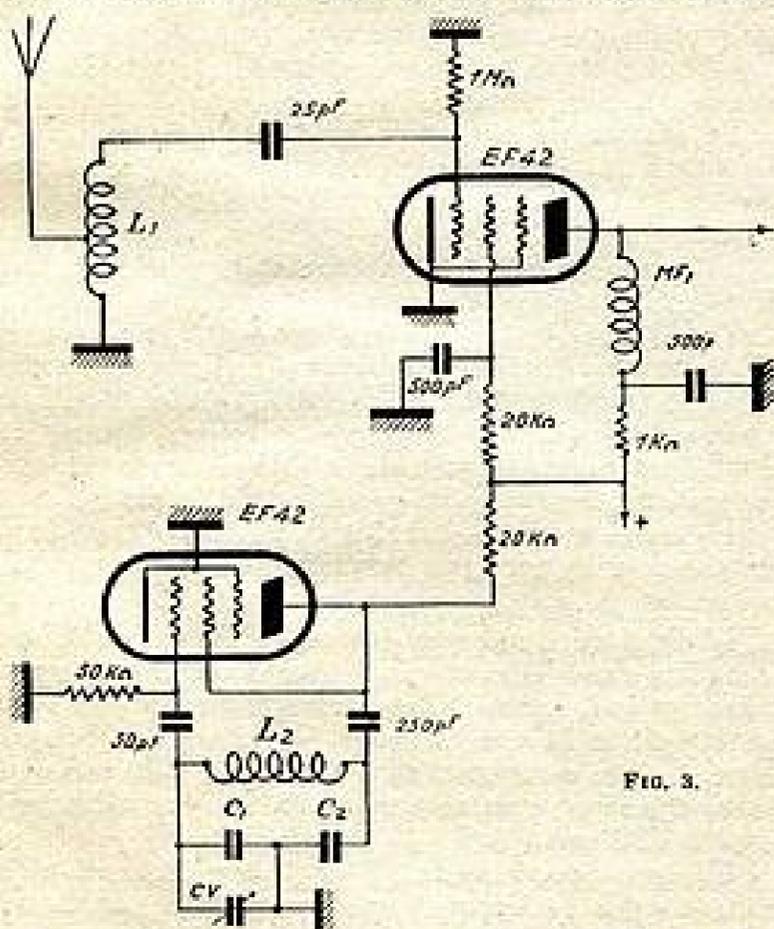


FIG. 3.

L_1 et L_2 seront montées très proches l'une de l'autre dans le châssis, de manière à réaliser un couplage suffisant. Il suffit par exemple de les disposer dans le prolongement l'une de l'autre à une distance de l'ordre de 5 à 6 cm.

(1) T. S. F. pour Tous, janvier 1949 n° 243.

« moyenne fréquence », car ils sont absolument classiques. Dans le cas de la figure 2, de grandes précautions devront être prises en ce qui concerne le câblage et la disposition des organes. La technique est la même que pour un récepteur 455 lignes à amplification directe (bonnes masses, découplages soignés, etc.).

En ce qui concerne les résistances d'amortissement, le calcul (voir l'article déjà cité) montre qu'elles doivent avoir une valeur de l'ordre de 1.000 à 1.500 ohms. Il y a lieu de tenir compte des résistances d'entrée des lampes qui atteignent, à 55 Mc/s environ 5.000 ohms pour des EF 42. La résistance réelle à monter sera donc augmentée en conséquence.

L'étage de détection est le même, aux valeurs près, dans les deux cas. En ce qui concerne le récepteur 819 lignes, la résistance de détection sera évidemment très faible, de l'ordre de 1.000 ohms. Afin de ne pas trop perdre d'amplification, il est nécessaire d'étudier avec soin toute la partie détection-viédo-fréquence.

On sait que les résistances de charge ont une valeur limitée à :

$$R = \frac{1}{2 \pi C f}$$

C étant la capacité parasite (lampe, câblage, etc.) et f étant la plus haute fréquence à amplifier.

Cette formule montre qu'ici aussi, C étant le même dans les deux cas, si la bande est trois fois grande, R est trois fois plus petit, donc le gain aussi.

D'autre part, si on se borne à réaliser le montage de la figure 4, dans lequel R a été calculé suivant la formule ci-dessus, le gain pour la fréquence maximum f est 1,414 fois plus petit que le gain aux basses fréquences. Avec deux étages successifs, le rapport devient égal à

$$(1,414)^2 = 2$$

Or les fréquences extrêmes de la bande ayant déjà été légèrement atténuées dans les étages MF, il importe de leur éviter tout nouvel affaiblissement.

Il existe différents montages destinés à « relever » les hautes fréquences. Ils consistent en général à insérer une bobine dite « de correction » dont l'impédance, augmentant avec la fréquence, s'oppose à la diminution de l'impédance constituée par le système RC.

La figure 5 montre les trois montages employés. Le montage C est celui qui donne les meilleurs résultats, mais sa mise au point est assez critique.

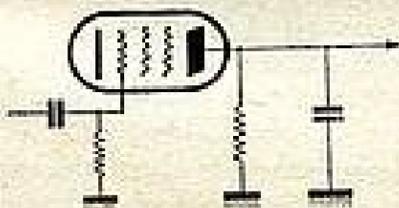


FIG. 4.

Les formules sont les suivantes :

Dans le cas de la figure 5 a : $R = \frac{1}{2 \pi C f}$

$$L = 0,5 C R^2$$

Dans le cas de la figure 5 b : $R = \frac{1,5}{2 \pi f (C_1 + C_2)}$

$$L = 0,67 R^2 (C_1 + C_2)$$

avec

$$C_2 = 2 C_1$$

Et dans celui de la figure 5 c :

$$R = \frac{1,8}{2 \pi f (C_1 + C_2)}$$

$$L_1 = 0,12 R^2 (C_1 + C_2)$$

$$L_2 = 0,52 R^2 (C_1 + C_2)$$

avec

$$C_2 = 2 C_1$$

Le gain à la fréquence f maximum, dans un étage aux basses fréquences avec le système 50 on a un gain aux basses fréquences, avec le système 5 on a un gain de 1, avec le système 5 b de 1,5 et avec le système 5 c de 1,8.

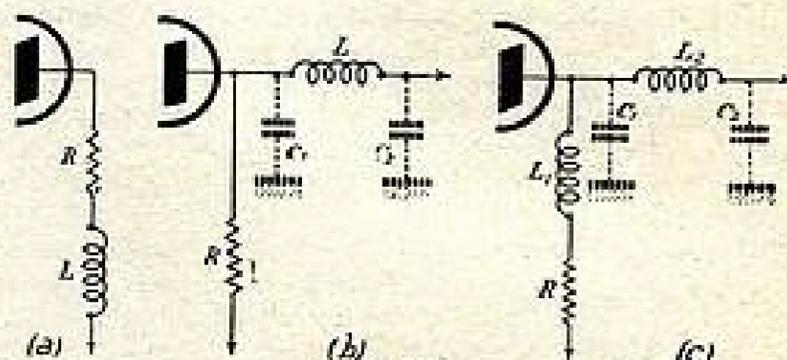


FIG. 5.

On voit qu'en réalisant avec soin les systèmes de correction, il est possible de pallier dans une certaine mesure les difficultés d'amplification d'une bande de fréquences VF importante. Pratiquement, on peut arriver à environ 30 de gain pour deux étages VF, soit un peu plus qu'avec le seul étage habituel des récepteurs 455 lignes.

L'étage de séparation ne diffère pratiquement pas dans les deux récepteurs. Le système de relaxation image (RI) est également à peu près le même puisqu'il s'agit toujours de produire des dents de scie à 50 périodes par seconde. De même pour l'amplificateur destiné à attaquer les bobines de déflexion image.

Le système de relaxation ligne ne diffère que par la fréquence des dents de scie produites (20.000 environ au lieu de 11.000). Le schéma peut donc être le même aux valeurs près.

Pour la même raison, l'amplificateur qui suit devra être nettement plus puissant que pour le « 455 lignes ». Les systèmes dits à haute ou basse impédance sont tous les deux utilisables. D'une manière générale, les organes tels que transformateur de liaison aux bobines, selfs de choc ou bobines de déflexion elles-mêmes devront être étudiés spécialement pour le « 819 lignes » et avoir notamment des capacités parasites très faibles.

La valve d'amortissement sera de même chauffée au moyen d'un transformateur à faible capacité secondaire-masse.

L'alimentation moyenne tension de l'ensemble à haute définition devra être un peu plus importante que pour le récepteur à 455 lignes, étant donné le nombre plus grand de lampes et la consommation plus élevée de balayage ligne. A titre d'exemple, alors que 250 à 300 mA suffisent actuellement, un récepteur à 819 lignes nécessite de 300 à 350 mA.

En ce qui concerne la très haute tension, il est nécessaire d'avoir la tension maximum permise par le tube cathodique, afin d'obtenir une finesse d'image aussi grande que possible. Ceci oblige malheureusement à augmenter la puissance demandée aux balayages.

Au prochain numéro, description de notre XPR 219.

P. ROQUES.

Les bobinages créés par les collaborateurs de notre revue et qui ont été réalisés industriellement sont en vente pour tous nos lecteurs:

Jeu de 3 transformateurs MF

le premier pour attaque du push-pull MF avec diviseur, et circuit à 3 enroulements, les deux autres pour attaque symétrique des diodes (schémas d'utilisation « T.S.F. pour Tous » n° 241, page 303 et n° 245, page 115 - G. GINIAUX) : **1.325 fr. le jeu + port.**

(spécifier à la commande les sorties de grilles — dessus ou dessous — du transfo 3 enroulements)

Self de choc OC. PO. GO.

pour étage HF semi-apériodique, pour récepteurs voiture ou récepteurs à grande sensibilité (« T.S.F. pour Tous » n° 241, pages 303 et 304, cosse « rouge » du côté + HT ou masse - G. GINIAUX) : **350 fr. l'une + port.**

Bloc de bobinages français à surtension constante

équipement complet des superhétérodynes 5 et 6 tubes, avec très haute sensibilité sur les 3 gammes, et alignement remarquable (« T.S.F. pour Tous », n° 253, description et schéma) ; bloc et deux MF, le jeu : **1.625 fr. + port.**

(spécifier à la commande pour C.V. de 460 pF ou 490 pF)

Bobinages « Vedettes » pour toutes fonctions : Accord oscillateur et détectrices à réaction O.C. : 125 fr. — P.O. : 150 fr. — G.O. : 150 fr. (T.S.F. n° 254 et tous les montages de T.S.F., fascicule II de G. GINIAUX).

Remise aux professionnels et par quantités

Adresser les commandes :

Nord de la France

au Nord de la ligne Bordeaux-Limoges-Lyon :

chez LAHAYE-FIEVET, 3, rue Bourbon-le-Cbâteau, Paris (6^e), tél. : Danton 44-38. Ouvert 9 h. 30 à 12 h. 30 et 14 h. 30 à 19 h. 30, sauf dimanche et lundi. Compte Chèques Postaux : Paris 3785-58. Expéditions par poste.

Sud de la France

au Sud de la ligne Bordeaux-Limoges-Lyon, ces villes comprises :

Établissements RADIELEC, agent dépositaire, 26, rue de Metz, Toulouse. Expéditions par poste pour les commandes accompagnées de leur montant et des frais de port. Compte Chèques Postaux Toulouse 113.674

PETITES ANNONCES

QUITTANT METROPOLE, VENDS URGENCE EXCELLENT FONDS RADIO, NICE, 750.000 AVEC LOGEMENT. GREMEAUX, 8, AVENUE DE VERDUN, NICE (A.-M.).

Radio électricien, conn. commerce, sér. réf., cherche sit. ville province pour rempl. ou secondar patron. Ecrire T.S.F. pour Tous qui transmettra sous le N° 11.798.

J. H. 23 ans, sér., dépanneur, ch. emploi (dépannage, enlèvement ou autre) après 18 h. et samedi. LEHMANN, 121, r. du Chemin-Vert, PARIS (XI^e).

Vends dir. b. fonds T.S.F., Télév., Elect. l. b. situé ds ch.-lien cant. 80 k. Paris. R. log. Ecr. JOURN. N° 11.800 qui transm.

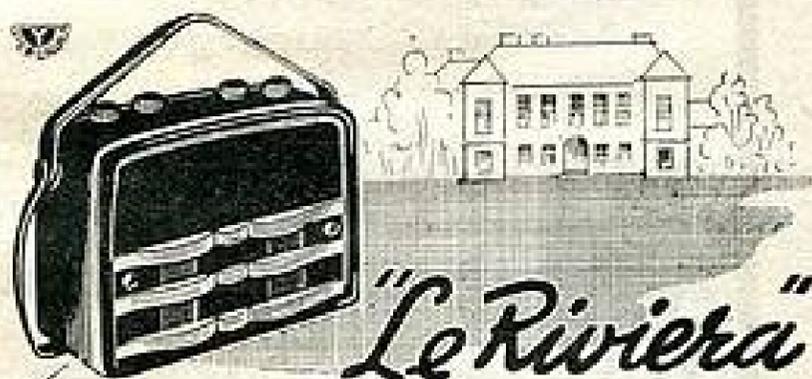
Demands spécialiste TELEVISION, excellents techniciens RADIO, INSPECTEURS RADIO. Se présenter de 9 à 11 heures, Sté PHILIPS, Dépt. Service, 20, avenue Henri-Barbousse, BOBIGNY (Seine).

Toute la Réparation des Appareils Mesure Électriques. SEGUIER, 45, rue Fécamp, PARIS (XII^e). Tél. : Did 71-65.

BOURSES D'ÉTUDES

L'ÉCOLE CENTRALE de T. S. F. accorde UN QUART de BOURSES, aux jeunes gens s'inscrivant à ses Cours préparatoires ou professionnels de la nouvelle Session qui débutera le 3 JUILLET 1950. L'École signale que ces élèves ne bénéficieront que d'un mois de vacances (en août). Leur souscription, aux frais d'études se trouvera réduite de 25 %, ce qui est appréciable.

Tous renseignements au Siège de l'École : 12, rue de la Lune, Paris (2^e), en se recommandant de La T. S. F., revue mensuelle pour tous les techniciens de l'électronique.



"Le Riviera"

RÉCEPTEUR PORTATIF PILE-SECTEUR

(perfectionné 1950)
S'utilise à volonté, chez soi sur secteur, ou sur pile incorporée en promenade, en voyage, en camping, etc...

H. P. Ticonal — Haute musicalité — Toutes ondes — Grande portée de réception — Présentation d'une remarquable élégance.

Demandez nos notices sur ce modèle de grande vente et sur tous nos appareils 1950 Très bonnes conditions à MM. les revendeurs

Agents agréés

BUREL FRES



16, r. GINOUX - PARIS-15^e - Vau. 77-14

Équipement de classe!!

POUR COMBINÉS RADIOPHONOS

CHANGEUR DE DISQUES PLESSEY

MÉLANGEUR INTÉGRAL REJETTE ET RÉPÈTE LES DISQUES DE 25 ET 30 cm.

Encombrement de la platine 30x38 cm. Poids : 3 kg. 650
Haut d'encombrement au-dessus de la platine : 10 cm.

PICK-UP MAGNÉTIQUE à H.F. PRIX au DETAIL **15.500^F** du CHANGEUR

AUTRES FABRICATIONS : AMPLIS PORTATIFS ET COMBINÉS RADIO-PHONOS, TOURNE-DISQUES, VALISES ET COFFRETS, PHONOS MÉCANIQUES ET ÉLECTRIQUES



BRAS DE PICK-UP

TÊTE DE PICK-UP

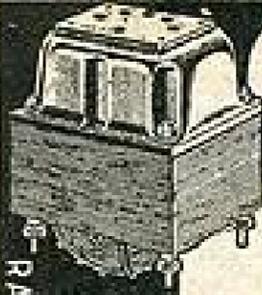
SON d'OR - G. G. BERODY

CONSTRUCTEUR

5, PASSAGE TURQUETIL - PARIS-11 - ROQ. 56-68

AG. PUBLICITÉ COMPTON

TOUS LES TRANSFORMATEURS



TRANSFOS D'ALIMENTATION
Entièrement conformes aux règles de l'U.T.E.

SELFS INDUCTANCE
Modèles spéciaux tropicalisés

SURVOLTEURS - DÉVOLTEURS

— Branche Professionnelle : —
TOUS LES TRANSFOS, SELFS ET R.F.
Pour : Émission, Réception, Télévision, Sonorisation

TRANSFOS HT^e ET BT^e TENSION
Toutes applications industrielles

LES PLUS HAUTES RÉFÉRENCES

RADIO ET INDUSTRIE

E^{ts} VEDOVELLI, ROUSSEAU & C^{ie}
5, Rue JEAN MACÉ - Suresnes (SEINE) Tél: LON 14-47, 48 & 50

Dépt. Export. S.I.E.M.A.R., 62, rue de Rome, Paris, Lab 00-76

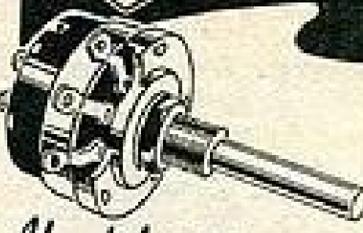
Matériel à haute fidélité
LICENCE LUCIEN CHRÉTIEN

- ★ MEUBLES RADIOPHONOS - AMPLIS 8 WATTS - TRANSFORMATEURS DE SORTIE.
- ★ ENSEMBLES PIÈCES DÉTACHÉES pour divers montages. 10 lampes amplis 8 watts, 5 lampes.
- ★ MAGNÉTOPHONES - APPAREILS POUR LA SURDITÉ.
- ★ RÉALISATION de MONTAGES SPÉCIAUX sur commande.

Tous renseignements
S.E.R.M. 62, RUE TAITBOUT, PARIS-9^e
TRI. 86-16

Publiéditec

• D I L • *le potentiomètre DE QUALITÉ...*



- AVEC INTER ET SANS INTER
- DOUBLE AVEC COMMANDE UNIQUE DU COMMANDE INDIVIDUELLE.
- VALEURS de 5.000 Ohms à 2 Mégohms.

Une fabrication soignée!

E^{ts} DADIER et LAURENT, 8, R. DE LA BIENFAISANCE VINCENNES (SEINE) • TÉL. DAUMESNIL 28-33

E. MULIN



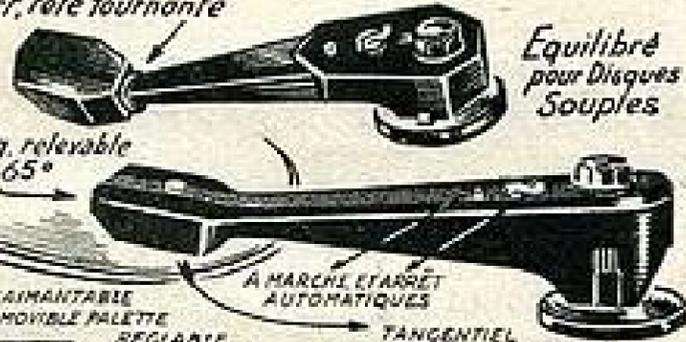
Un poste de Marque est toujours signé!
FABRICANTS-REVENDEURS
Employez ma DÉCALCOMANIE glissante le procédé le plus SIMPLE, et le plus économique.

PLAQUES GRAVÉES POUR TOUTES INDUSTRIES
LIVRAISON DE MARQUES INDICATRICES À LETTRE LUE

LA DÉCALCOMANIE GÉNÉRALE

MARQUE DÉPOSÉE - DÉCORÉ HILUM
169, Avenue Thiers, LYON (6^e) - Tél. : Lalande 48-23

Courte, tête tournante



Equilibré pour Disques Souples

Long, referable à 65°

INDÉSAIMANTABLE TÊTE AMOVIBLE PALETTE RÉGLABLE

A MARCHÉ ET ARRÊT AUTOMATIQUES

TANGENTIEL

“ FIDELIUM ”

REGLABLE

“ EQUILIBRÉ A 35 gr ”

6, AV. GAMBETTA CHATOU - S & O

Brevets Dagilbert

CONSTRUCTEUR

R.T.O.

Condensateurs au Mica
SPÉCIALEMENT TRAITÉS POUR HP
Procédés "Micargen"

Condensateur "MINIATURE" au mica (jusqu'à 1.000 pt. 1.500 v.)



Grandeur nature

André SERF

127, Fg du Temple
PARIS-10^e Nor.10-17

Pub. Rapy

Pour apprendre la RADIO...
le JOUR, le SOIR, ou par CORRESPONDANCE
une seule école :
ÉCOLE CENTRALE DE T.S.F.
12, RUE DE LA LUNE - PARIS
Guide des Carrières gratuit



Notez que plus de 70 % des Candidats reçus aux **EXAMENS OFFICIELS** sont des Élèves de l'E. C. T. S. F.

LA PÉPINIÈRE DES RADIOS FRANÇAIS
Fondée en 1919

Professionnels, en demandant une notice, un renseignement, un catalogue, recommandez-vous de la T. S. F. POUR TOUS.



CONTROLEUR *miniature*

PERMETTANT TOUTES LES MESURES COURANTES
POUR UN PRIX ABSOLUMENT SANS CONCURRENCE

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

0 - 30 - 60 - 150 - 300 - 600 V continus
0 - 30 - 60 - 150 - 300 - 600 V alternatifs
0 - 30 - 300 mA cont. et 0 - 30 - 300 mA alt.
MESURE des RÉSISTANCES de 50
ohms à 100.000 ohms ■ MESURE des
CONDENSATEURS de 50.000 em à
5 μ F ■ TUBE NÉON permettant le
contrôle des isoléments et des grandes
résistances - permet la détermination
des phases et du neutre dans les
circuits électriques.

- PRÉSENTATION BAKÉLITE ■
- CADRAN COULEURS ■
- DIMENSIONS RÉELLES ■

Tous renseignements et documentation à la Société

VOC

2, RUE DE LA PAIX, ANNECY - H^{te} SAVOIE



ET VOICI ARRIVÉS

LES MEILLEURS CHASSIS PICK-UP

L'excellente fabrication BRAUN est de nouveau disponible. Veuillez reconstituer votre stock. Vos clients les plus difficiles seront satisfaits. Ce nouveau Phono-châssis est élégant et de dimensions réduites. Il assure des auditions très fidèles. Modèles pour courant alt. 110/220 volts et pour tous courants. Le bras de Pick-up est livrable isolément.

Veuillez vous documenter également sur les changeurs de disques LUXOR

BRAUN

26, Rue Léopold-Bellan — PARIS-2^e

— TÉLÉPHONE : CENTRAL 62-42 —

RADIOFOTOS

FABRICATION
GRAMMONT



TUBES

"MINIATURE" Type International

LICENCE R.C.A.

SÉRIE COURANT ALTERNATIF	SÉRIE TOUS COURANTS	SÉRIE PROFESSIONNELLE	
6 BE 6	12 BE 6	0 A 2	6 AU 6
6 BA 6	12 BA 6	2 D 21	6 J 4
6 AT 6	12 AT 6	6 AG 5	6 J 6
6 AQ 5	50 B 5	6 AK 5	12 AU 6
6 X 4	35 W 4	6 AK 6	9001
		6 AL 5	9003

PUBL. RAPPY

STÉ DES LAMPES FOTOS

11, Rue Raspail-MALAKOFF (Seine)
Tél: ALÉ 50-00 - Usines à LYON

GÉNÉRATEURS DE SERVICE

DÉPANNAGE
CONTROLE FIN DE CHAÎNE
MISE AU POINT



TYPE 427 D.
GÉNÉRATEUR
ÉTALONNE H.F.



TYPE 407 A.
GÉNÉRATEUR
INTERFERENTIEL
B.F.



TYPE 475 C
GÉNÉRATEUR H.F.
MODULÉ EN FRÉQUENCE
COMBINE
AVEC OSCILLOGRAPH
CATHODIQUE



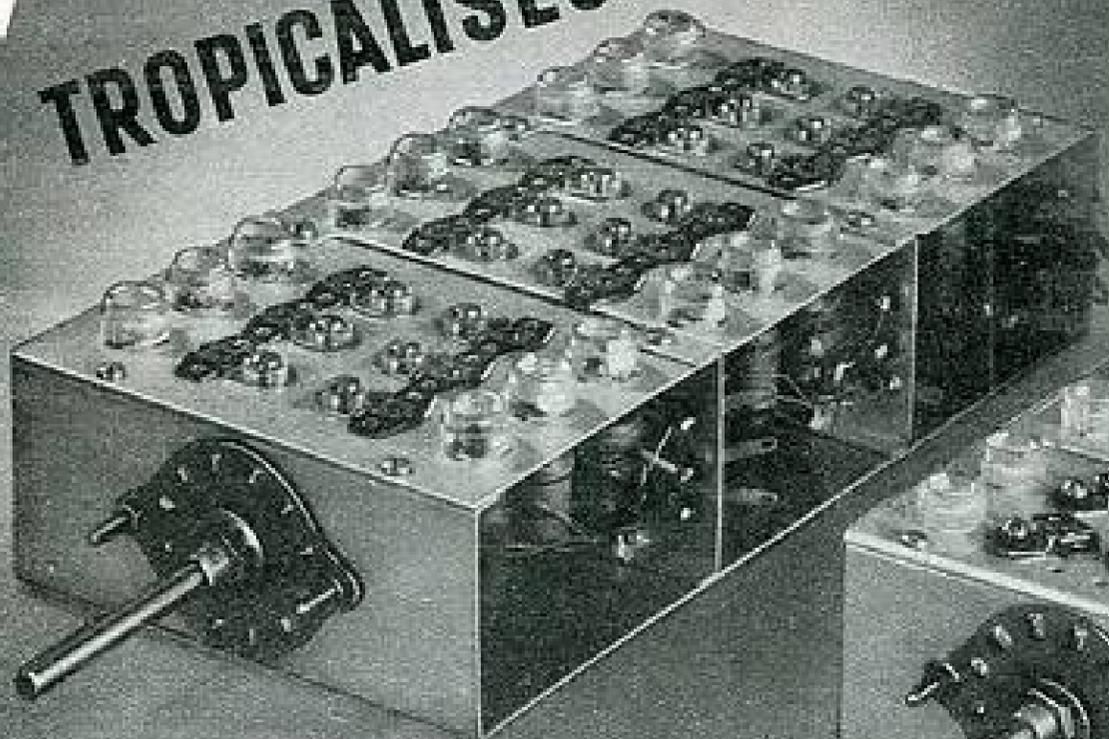
RIBET & DESJARDINS

13, RUE PÉRIER, MONTROUGE (SEINE) ALÉ. 24-40

Professionnels, en demandant une notice, un renseignement, un catalogue, recommandez-vous de la T. S. F. POUR TOUS.

Bobinages TROPICALISÉS !

- * IMPRÉGNATION TOTALE
 - * SORTIES ISOLÉES STÉATITE
 - * TRAITEMENT SPÉCIAL AU SILICONE
- et TOUTES ÉTUDES SPÉCIALES



COLONIAL 63

Bloc spécial pour récepteurs coloniaux destinés spécialement à l'Indochine. Etage H. F., 5 gammes O. C. de 10 à 93 mètres, P.O. de 185 à 325 mètres., C.V. Wireless 3 x 96 pf.



COLONIAL 42

Trois gammes O.C. semi-étalées et une gamme P.O. de 185 à 525 mètres. C.V. fractionné de 3 fois 130 + 360 pf. Extrême-Orient.

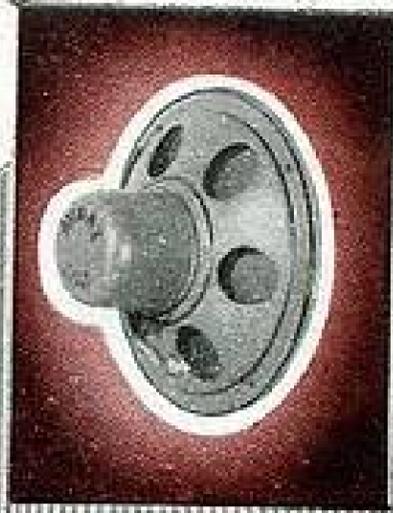
SUPERSONIC
34, RUE DE FLANDRES - PARIS-17^e



SUPERSONIC
TÉLÉPHONE : NORD 71-14

DES MILLIERS DE BLOCS SONT EN SERVICE SOUS TOUS LES CLIMATS !...

AG. PUBLÉDITEC DOMENACH



AUDAX

Les usines AUDAX atteignent actuellement la plus forte production française de **HAUT-PARLEURS**

Ils sont adoptés non seulement par l'élite des constructeurs français mais aussi par les constructeurs étrangers les plus en vue dans le monde entier.

Leur incomparable renommée répond de leur grande supériorité



Département Exportation:
SIEMAR
62 RUE DE ROME • PARIS
LAB. CO-76

AUDAX
45, AV. PASTEUR • MONTREUIL (SEINE)
TÉL. AVR. 20-13 14 & 15

Pub. J. BONNARDI



... une véritable garantie pour toutes vos transactions

- Cet ouvrage, qui sera pour vous un véritable outil de travail contient:
- 1°) L'énumération complète de toutes les pièces détachées, accessoires, appareils de mesures et de sonderies.
 - 2°) Tous les prix correspondants pour l'achat en gros et la vente au détail ainsi que tous les autres prix indispensables concernant : dépannage, location d'amplis, etc...
 - 3°) Des schémas de montage avec plans de câblage de récepteurs Radio et Télévision et amplis
 - 4°) Une documentation technique complète sur toutes les lampes y compris les nouveaux types américains et européens.

C'EST EN RÉSUMÉ, "OFFICIEL DE LA RADIO"

Envoi franco contre versement de 200 fr. Somme remboursable la 1^{re} commande (C.C.P. PARIS 1534.99)



4, RUE DE LA BOURSE - PARIS (2^e)
TELEPHONE : Richelieu 62-60

2 MICROPHONES
de grande classe



DEPUIS
25 ANNÉES
La Radiodiffusion Française
LES UTILISE

TYPES
42-B A RUBAN
75-A DYNAMIQUE

MELODIUM

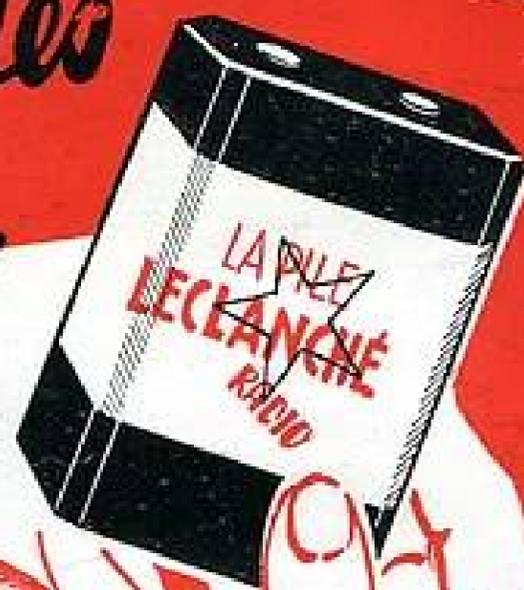
296, RUE LECOURBE - PARIS 15^e - IEC. 50-80 (3 l.)

Notes bien sur votre

la pile Leclanché
CHASSENEUIL du
POITOU - TEL N°2

"bloc-notes"

l'adresse de..



LA PILE LECLANCHÉ

CHASSENEUIL DU POITOU
VIENNE - TEL N°2

*qui résoudra pour vous
tous les problèmes..!*

ÉCLAIRAGE : Lampes de poche, lanternes de
ronde ; flash pour photo. Lampes frontales, médi-
cales laryngologie, stomatoscopie, rhinoscopie.
RADIO ET TÉLÉCOMMUNICATION : Radio
portative. Émetteurs-Récepteurs portatifs. Pro-
thèse auditive, détecteurs de parasites, radar
pour aveugles...

SÉCURITÉ : Balisage, clôtures électriques, télé-
commandes, tableaux de signalisation...

ÉNERGIE PORTATIVE : Pendules électriques,
allume-gaz, appareils de mesure, détecteurs
d'uranium...

★ FOURNISSEUR DES GRANDES
ADMINISTRATIONS ET
SERVICES PUBLICS
P.T.T., S.N.C.F., Armée, Ministère de
l'Intérieur, Marine, Colonies, Radio-
diffusion Nationale, Commissariat à
l'Énergie Atomique, etc... et de nom-
breuses Administrations étrangères

la marque la plus ancienne

1867
1950

la pile la plus moderne



L'usine Radioélectrique la plus moderne d'Europe
Superficie 15.000 m²



consultez-nous

Let us advise you

**CRISTAL
GRANDIN**

consulté nos

Bitte, fragen sie uns

TRIOMPHE DE LA QUALITÉ FRANÇAISE

RECEPTEURS DE RADIO ET TOUTES PIÈCES DÉTACHÉES RADIOÉLECTRIQUES
66-72, rue Marceau, Montreuil (Seine). Tél. AVRON 19.90 (5 lignes groupées)