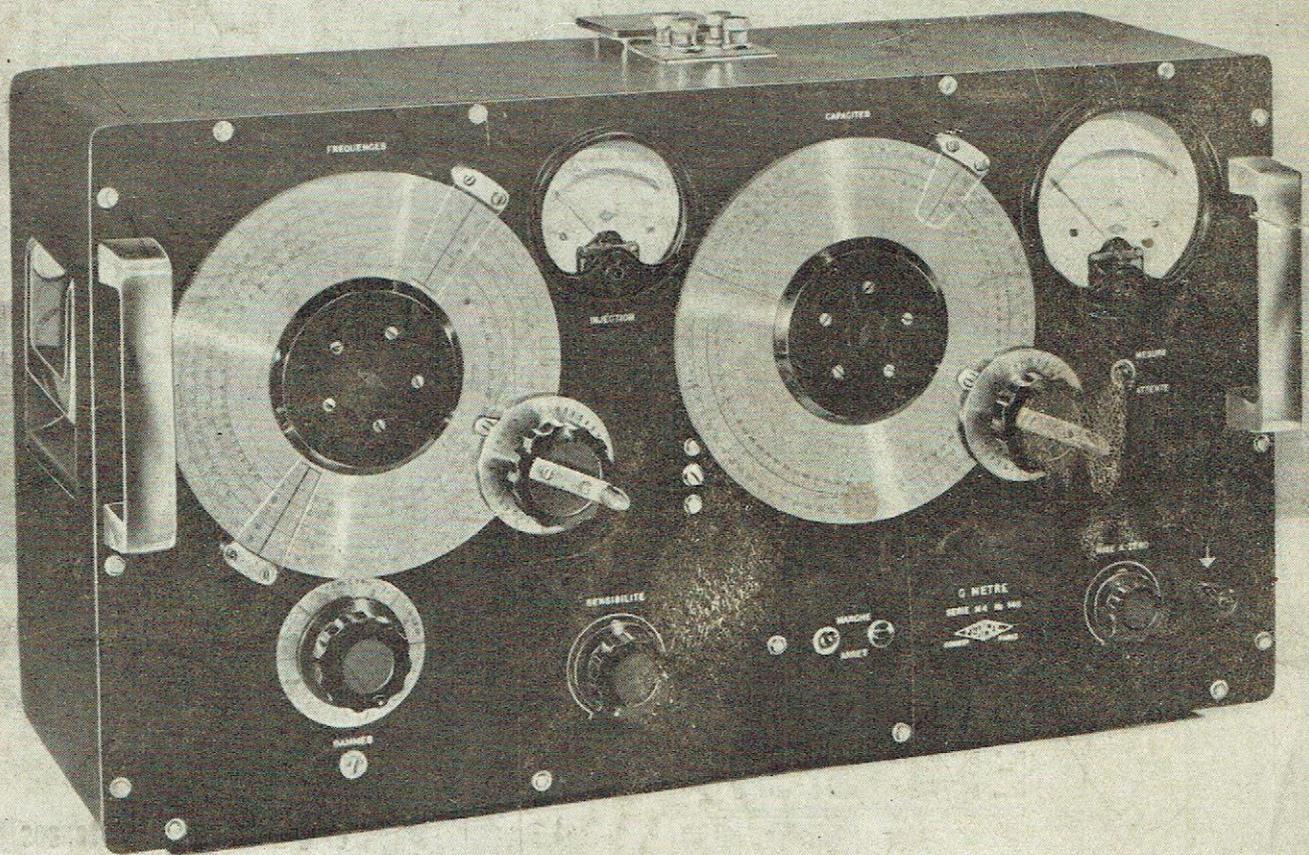


POUR RECONSTRUIRE LA FRANCE

Vol. II — 1945

# la radio en france

Radiodiffusion  
Télévision  
Electronique  
Organisation  
professionnelle



PARIS

**DUNOD**

92, RUE BONAPARTE (VI<sup>e</sup>)

1945

Prix : 120 Fr.



# Appareils de Mesures



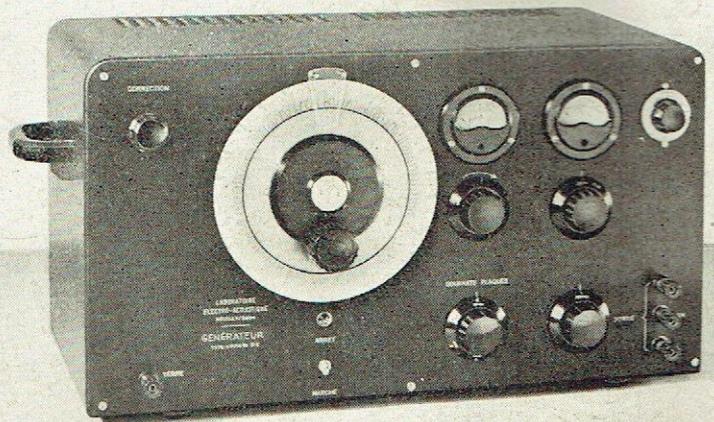
GÉNÉRATEUR D'HARMONIQUES  
TYPE G.E. 20<sup>A</sup>

CONSTRUCTIONS RADIOPHONIQUES DU CENTRE

S.A. des E.M. BEALEM, CAPITAL 5.000.000 FR.  
SIEGE SOCIAL, DIRECTION et USINES, 19, RUE DAQUERRE, TEL. 59-77

STÉTIENNE HAVAS

## APPAREILS DE MESURES DE HAUTE PRÉCISION



TYPE  
G B M 6  
25 à 15.000 c/s

### GÉNÉRATEUR

TYPE  
G M M 4  
25 à 100.000 c/s

EXTRAIT DU CATALOGUE :

GÉNÉRATEURS - VOLTMÈTRE ÉLECTRONIQUE  
PONT UNIVERSEL - MICROPHONE ÉTALON  
DISTORSIOMÈTRE - SONOMÈTRE - AUDIOMÈTRE

### L.E.A.

## LABORATOIRE ÉLECTRO-ACOUSTIQUE

SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 500.000 FR.

5, Rue CASIMIR-PINEL, NEUILLY-S-SEINE, Tél. MAI 55-06

# RADIO-L.L.

La grande marque Française  
de qualité.

RÉCEPTION

ÉMISSION

TÉLÉVISION

## RADIO-L.L.

INVENTEUR DU SUPERHÉTÉRODYNE

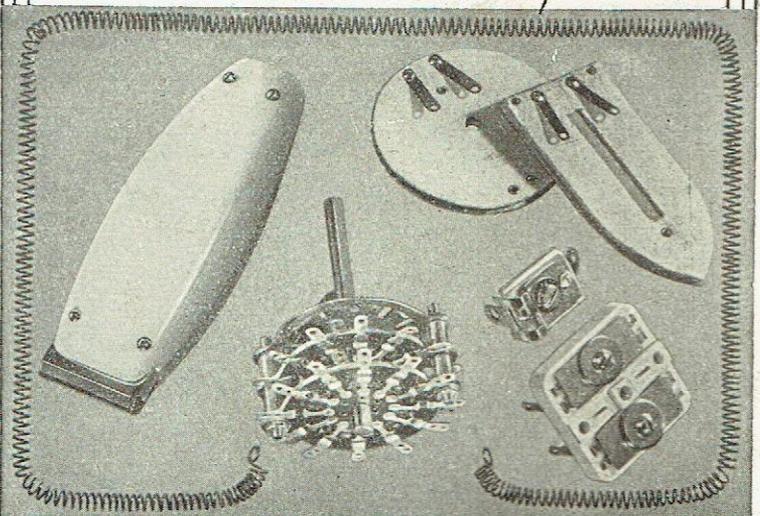
Distribution Générale et Réparations

S.A.E.D.R.A. 5 Rue du Cirque. PARIS, 8<sup>e</sup> Ely. 14-30, 14-31

Usines et Laboratoires. 137 Rue de Javel. PARIS, 15<sup>e</sup> Vau. 49-14, 49-15

FOIRE de PARIS : Hall Radio 27 - Stand 27/38

C.I.M.E. améliore sans cesse ses fabrications



Calorifères  
Electriques

960 et 1280 watts  
110-210 volts

Résistances  
Electriques

CHAUFFANTES  
(tous modèles)

Les Rasoirs  
Electriques

"ALGO"  
(marque déposée)

Ajustables  
(tous modèles)

Stéatite  
et Bakélite

Commutateurs  
rotatifs

nouveau modèle  
perfectionné

Mécanique  
de Précision

Découpage - Tournage  
Fraisage au 100<sup>e</sup> de  $\frac{1}{2}$

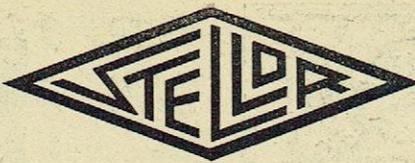
S.A.R.L.  
C<sup>e</sup> 1.000.000

## C.I.M.E.

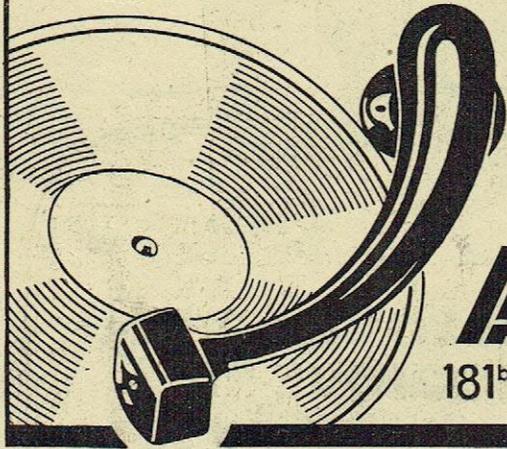
17, RUE DES PRUNIERES - PARIS XX<sup>e</sup>

TÉL.  
MÉN. 90-56  
ET LA SUITE

LE PICK-UP



DE QUALITÉ



Plus fidèle qu'un Dynamique  
Plus puissant qu'un Magnétique  
B<sup>te</sup> France et Etranger

**A. CHARLIN**

181<sup>bis</sup> R<sup>te</sup> de Châillon, MONTROUGE - ALÉ 44-00



**POUR NOTRE PROGRAMME DE PAIX**

*Nous achevons l'étude de:*

- NOUVEAUX RÉCEPTEURS PROFESSIONNELS DE TRAFIC.
- GÉNÉRATEURS H. F. A POINTS FIXES.
- RÉCEPTEURS PANORAMIQUES A CONTRÔLE VISUEL DE BANDES.
- AMPLIFICATEURS B. F. DE 5 A 50 WATTS.
- UN SUPERRÉCEPTEUR AMATEUR DE CONCEPTION PROFESSIONNELLE.

*... et complétons notre organisation commerciale des secteurs.*



**SORAL**

SOCIÉTÉ RADIO-LYON

SPÉCIALISÉ DANS LA RADIO DEPUIS 1928

148, RUE OBERKAMPF - PARIS-XI<sup>e</sup>

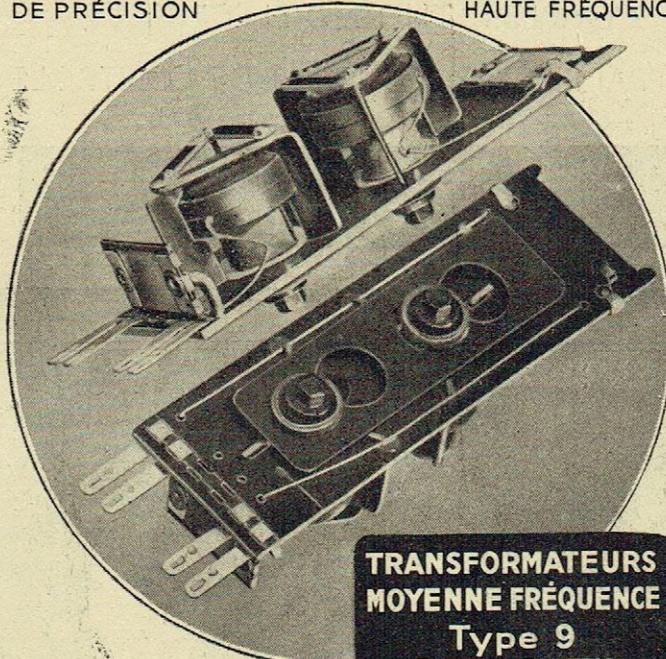
PUBL. ROPY

LES ATELIERS

6 IMPASSE LEMETRE PARIS XIX<sup>e</sup> TÉLÉPHONE NORD 12.22

**ARTEX**

ELECTRO-MÉCANIQUE DE PRÉCISION CONSTRUCTION DE MATÉRIEL HAUTE FRÉQUENCE



**TRANSFORMATEURS MOYENNE FRÉQUENCE Type 9 Brevet "PULTEX"**

*La plus grande régularité de fabrication pour la plus grande régularité de rendement*

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

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

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

**BLOCS D'ACCORD**

- Référ. 516 (3 gammes).  
— 514 (4 gammes).  
— 519 (4 gammes avec H. F.). } Avec C. V. 460 pF.  
— 512 (5 gammes). }  
— 513 (5 gammes avec H. F.). } Avec C. V. 130 pF.

**MOYENNES FRÉQUENCES**

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

PUBL. ROPY

**BOBINAGES H.F.**

**OREOR**

AMATEUR PROFESSIONNEL

9 à 11<sup>bis</sup> Passage Dartois - Bidot  
SAINT-MAUR (SEINE)  
TEL: GRAVELLE 05-33 et 05-34



QUINZE ANNÉES  
D'EXPÉRIENCE



DANS LA

# TÉLÉVISION

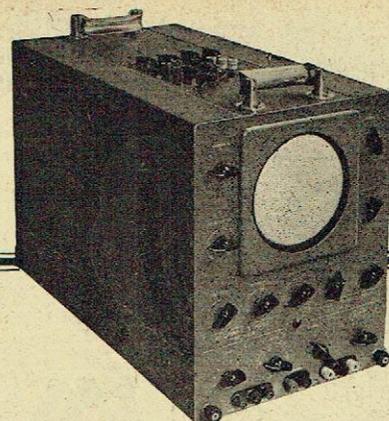
## ÉMISSION - RÉCEPTION

OSCILLOGRAPHERS DE MESURES  
ENREGISTREURS PHOTOGRAPHIQUES  
COMMUTATEURS ÉLECTRONIQUES  
GÉNÉRATEURS HF ET BF  
CELLULES PHOTO-ÉLECTRIQUES  
COUPLES THERMO-ÉLECTRIQUES  
APPAREILS DE MESURE ET DE CONTRÔLE

COMPAGNIE POUR  
LA FABRICATION DES

**COMPTEURS  
MONTROUGE**

ET MATÉRIEL  
D'USINES À GAZ  
(SEINE) R. C. SEINE 39.927



## OSCILLOGRAPHE CATHODIQUE ND 16

A TUBE DE 16 cm

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

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

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

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

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

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

# ETS NILLSON

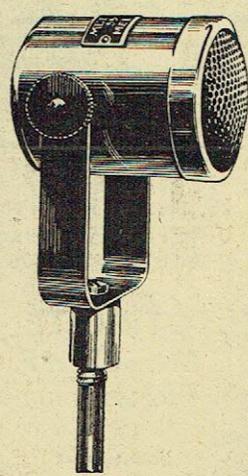
27, Rue Diderot, ISSY-LES-MOULINEAUX - Tél. MIC 09-70

UNE  
FABRICATION  
BIEN  
FRANÇAISE

MATÉRIEL RADIO-ÉLECTRIQUE  
ET **TEPPAZ** 13 RUE JARENTE LYON  
TEL. FRANKLIN 57-28 ET 57-29

PUBL. RARY

*Le Microphone de la  
Radiodiffusion Française*

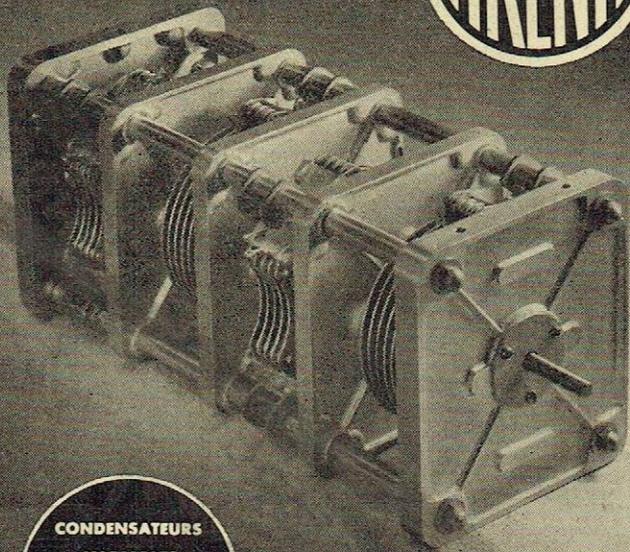


**MICROPHONE**  
MICRO-DYNAMIQUE  
**TYPE 75-A**

PUB. RARY

# MELODIUM

296 rue LECOURBE  
PARIS XV<sup>e</sup>



**CONDENSATEURS  
VARIABLES  
POUR  
APPLICATIONS  
PROFESSIONNELLES**

**ATELIERS RENE HALFTERMEYER**

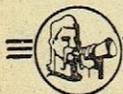
**35, Avenue Faidherbe - MONTREUIL (Seine) - AVR 28-90**



**UN MEUBLE**  
*de style*

★ Ecrin précieux contenant un châssis de qualité, voilà le poste que vous pouvez offrir à vos clients.  
Montés dans une gamme d'ébénisteries de styles divers, nos meubles-appareils complètent et embellissent un home.  
Doublez votre chiffre sans vendre davantage.  
Mais hâtez-vous de prendre rang, en écrivant à :

"Le secrétaire Louis XV"  
en ébénisterie soignée.



**MARTIAL LE FRANC**  
RADIO

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



**COMPAGNIE DES INGÉNIEURS-CONSEILS**  
En Propriété Industrielle

(Anc<sup>t</sup> Association Française des Ingénieurs-Conseils  
en Propriété Industrielle)  
FONDÉE EN 1884

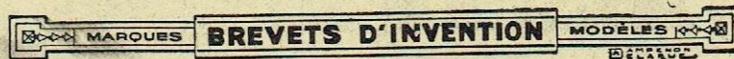
**EXTRAIT DES STATUTS**

ART. 2 - La Compagnie a pour but : 1° De grouper les Ingénieurs-Conseils en Propriété Industrielle qui réunissent les qualités requises d'honorabilité, de moralité et de capacité ; 2° de veiller au maintien de la considération et de la dignité de la profession d'Ingénieur-Conseil en Propriété Industrielle.

**LISTE DES MEMBRES TITULAIRES**

<b>ARMENGAUD Aîné Père</b> ✳ ✳ & <b>ARMENGAUD Aîné Fils</b>	Ingénieur Civil des Mines, licencié en Droit Ingénieur de l'École Supérieure d'Electricité	PARIS (24) - 21, bd Poissonnière - GUT. 11-94 PARIS (8 <sup>e</sup> ) - 115, boul. Haussmann - ELY. 95-83 (3 L.) LYON - 34 bis, rue Vaubecour - Franklin 67-71
<b>E. BERT</b> & <b>G. de KERAVENANT</b> ✳ ✳	Docteur en Droit Ingénieur des Arts et Manufactures	PARIS (10 <sup>e</sup> ) - 2, boul. de Strasbourg - BOT. 39-58 (2 L.)
<b>C. BLETRY C</b> ✳ <b>J.-C. ROGER PETIT</b> ✳ ✳ <b>R. BLETRY</b>	Ingénieur de l'École Polytechnique, licencié en Droit Ingénieur de l'École Polytechnique Ancien Elève de l'École des Travaux Publics	PARIS (10 <sup>e</sup> ) - 2, boul. de Strasbourg - BOT. 39-58 (2 L.)
<b>G. BOUJU</b> ✳ ✳	Ingénieur de l'École Polytechnique Ingénieur de l'École Supérieure d'Electricité	PARIS (10 <sup>e</sup> ) - 8, bd St-Martin - NORD 20-87
<b>A. CASALONGA</b>	Docteur en Droit Ingénieur des Arts et Manufactures	PARIS (8 <sup>e</sup> ) - 18, av. Percier - ELY. 85-45 (2 L.)
<b>J. CASANOVA</b> ✳ (Succ. d'ARMENGAUD Jeune)	Ingénieur des Arts et Manufactures	PARIS (10 <sup>e</sup> ) - 23, bd de Strasbourg - TEL. 59-20 (3 L.) VICHY - 108, bd des Etats-Unis - Tél. : 2291
<b>L. CHASSEVENT</b> & <b>P. BROT</b> ✳	Docteur en Droit Ingénieur de l'École Polytechnique, licencié en-Droit	PARIS (2 <sup>e</sup> ) - 31, av. de l'Opéra - OFE. 94-40 (2 L.)
<b>E. COULOMB</b> ✳	Ingénieur E. T. P. Licencié en Droit	PARIS (8 <sup>e</sup> ) - 9, rue Clapeyron - TRU. 21-36
<b>H. ELLUIN</b> ✳	Ingénieur de l'École Polytechnique Ingénieur de l'École Supérieure d'Electricité Licencié en Droit	PARIS (9 <sup>e</sup> ) - 80, rue St-Lazare - TRI. 58-20 (3 L.)
<b>G. GERMAIN</b> & <b>MAUREAU</b> ✳ ✳	Ingénieur de l'École Centrale Lyonnaise Ingénieur de l'Institut Electro-Technique de Grenoble	LYON - 31, rue de l'Hôtel-de-Ville - Franklin 67-82 SAINT-ÉTIENNE - 11, r. de la République - TEL. : 2305
<b>F. HARLE</b> ✳ & <b>S. LECHÓPIEZ</b>	Ingénieur des Arts et Manufactures	PARIS (9 <sup>e</sup> ) - 21, rue La Rochefoucauld - TRI. 34-28
<b>L. JOSSE</b> ✳ & <b>KLOTZ</b> ✳	Ingénieur de l'École Polytechnique	PARIS (8 <sup>e</sup> ) - 126, boul. Haussmann - LAB. 28-26 LYON-BRON - 147, boul. Piel - Parmentier 70-50
<b>A. GEHET</b> <b>A. COLAS</b> <b>L. LAVOIX</b> <b>R. JOURDAIN</b>	Ingénieur des Arts et Métiers Ingénieur des Arts et Manufactures Ingénieur des Arts et Manufactures Ingénieur des Arts et Manufactures	PARIS (9 <sup>e</sup> ) - 2, rue Blanche - TRI. 92-22 (3 L.)
<b>A. MONTEILHET</b>	Licencié en Droit	PARIS (17 <sup>e</sup> ) - 17, av. de Villiers - WAG. 43-59 LYON - 5, avenue de Maréchal-Foch - Lalande 22-33
<b>R. PLASSERAUD</b>	Ingénieur des Arts et Manufactures	PARIS (9 <sup>e</sup> ) - 84, rue d'Amsterdam - TRI. 39-16 (2 L.) LYON - 1, r. des Quatre-Chapeaux - Fra. 53-51
<b>P. REGIMBEAU</b> ✳ ✳	Ingénieur Civil des Ponts et Chaussées Docteur en Droit	PARIS (8 <sup>e</sup> ) - 37, sr. Victor-Emmanuel-III - ELY. 54-55
<b>G. SIMONNOT</b> & <b>L. RINUY</b> (Cabinet BRANDON)	Ingénieur des Arts et Métiers Diplômé du Conservatoire National des Arts et Métiers	PARIS (9 <sup>e</sup> ) - 45, rue de Provence - TRI. 11-58 et 23-38 AUCH - 5, rue Victor-Hugo
<b>P. de VILLEROCHÉ</b> (Succ. de LOYER)	Ingénieur des Arts et Manufactures	PARIS (9 <sup>e</sup> ) - 18, rue Mogador - TRI. 23-74

La Compagnie ne se chargeant d'aucun travail, prière de s'adresser directement à ses membres



**MANUFACTURE FRANÇAISE  
D'ŒILLETS MÉTALLIQUES**

64, Boulevard de Strasbourg  
PARIS (X<sup>e</sup>)  
TÉL. BOTZARIS 72-76 - 77-78



**CONTACTEURS SPÉCIAUX**  
pour ONDES COURTES

Éléments en Stéatite

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

**TOUTES PIÈCES DÉTACHÉES**  
POUR MATÉRIEL PROFESSIONNEL

CATALOGUE SUR DEMANDE

# WATTBEL 453 et 454

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

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

Vérification et détermination  
de l'impédance de la bobine mobile

Demander la notice WS 161 RF

# CONTROLVOLT 92

Breveté S. G. D. G.  
VOLTMÈTRE THERMIONIQUE PORTATIF

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

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

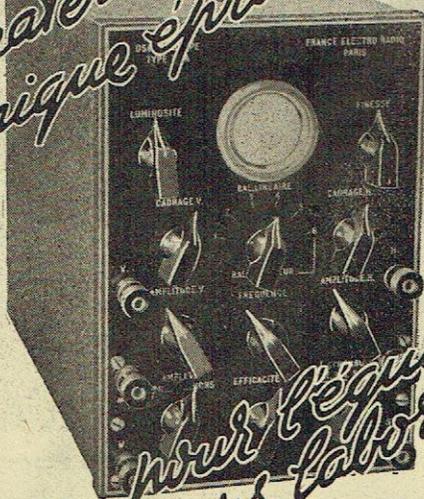
Demander la notice CV 151 RF



13, B<sup>rd</sup> Rochechouart  
PARIS (IX<sup>e</sup>)

Téléph. : TRUdaine 44-65

*Cout  
un matériel d'une  
technique éprouvée*



*pour l'équipement  
de vos laboratoires.*

Fournisseurs des grandes  
Administrations

LABORATOIRE NATIONAL  
MINISTÈRE DE LA MARINE  
MINISTÈRE DES P. T. T.  
D<sup>ON</sup> DE LA RADIODIFFUSION

# FRANCE-ELECTRO-RADIO

Anciens Etablissements GIRAUD Frères, HARDY & C<sup>ie</sup>  
25<sup>bis</sup> Avenue Eugène Thomas - LE KREMLIN-BICÈTRE (Seine)  
Tél : ITA. 04-81 & 82

FOIRE DE PARIS : HALL 27 - STAND 27/24

S<sup>T</sup>E  
FRANÇAISE  
de CONSTRUCTIONS  
RADIO-  
ÉLECTRIQUES

**SOCRADDEL**

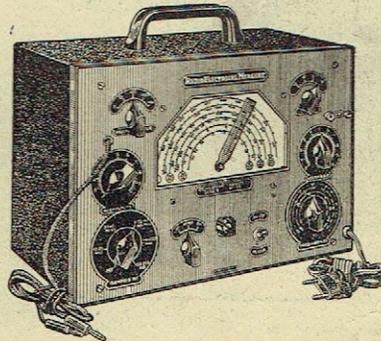
RADIO - RÉCEPTEURS • TÉLÉVISION  
MATÉRIEL PROFESSIONNEL

10  
RUE  
PERGOLÈSE  
PARIS - 16<sup>E</sup>  
PASSY  
75-22  
" 23

PUBL. ROPY

NOUVELLE ADRESSE

# HÉTÉRODYNE MODULÉE TYPE 'SERVICE'



Appareil indispensable pour  
tout travail sérieux de dé-  
pannage et de mise au point.  
Ses principales caractéris-  
tiques sont :

1. Alimentation sur courant alternatif de 110-130-220 250 V.
2. Deux lampes et une valve.
3. Six gammes.
4. Gamme MF étalée permettant un alignement particulièrement précis des transformateurs MF.
5. Double atténuateur : le premier à décades, le second progressif.
6. Rayonnement réduit au minimum, assurant une grande efficacité à l'atténuateur.
7. Commutateur à trois positions permettant le fonctionnement de l'appareil en HF pure, HF modulée et BF pure.
8. Possibilité de moduler extérieurement la porteuse HF.
9. Sortie BF séparée, munie d'un atténuateur permettant les essais en BF.
10. L'oscillation BF, utilisée pour la modulation ou extérieurement, est variable d'une façon continue de 100 à 9000 périodes.
11. Grand cadran éclairé, gradué en kilocycles et en mégacycles.

Une notice très détaillée, concernant le mode d'emploi de l'appareil, est envoyée contre la somme de 6 francs en timbres.

### AUTRES FABRICATIONS

PONT A IMPÉDANCES — MODULATEURS DE FRÉQUENCE  
OSCILLOGRAPHES CATHODIQUES - LAMPÈMÈTRES

Notice technique générale de nos fabrications contre 3 fr. en timbres.

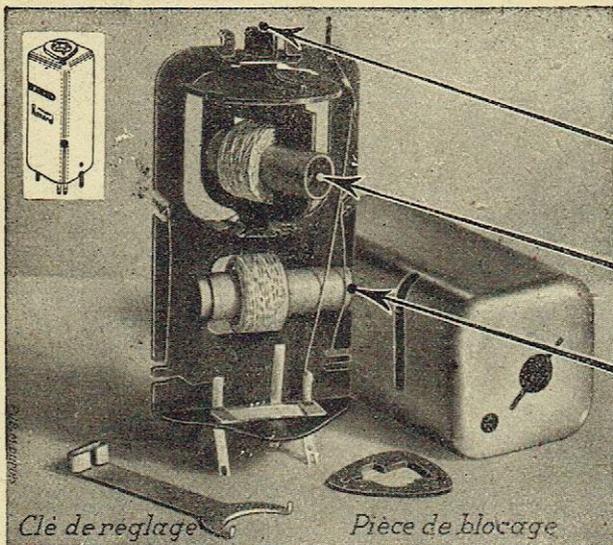
# RADIO-ELECTRICAL-MEASURE

3 bis, rue Roussel, PARIS (XVII<sup>e</sup>) Tél. : CARnot 38-72

Agent général pour le NORD et le PAS-DE-CALAIS :  
Établissements ALL RADIO, 6, rue de l'Orphéon, à LILLE

## TRANSFOS MOYENNE FRÉQUENCE A COUPLAGE AJUSTABLE

*Leurs 3 Réglages compensent  
toutes les tolérances*



**1** ACCORD DU SECONDAIRE  
Tolérance sur capacités  
de câblage, lampes etc..

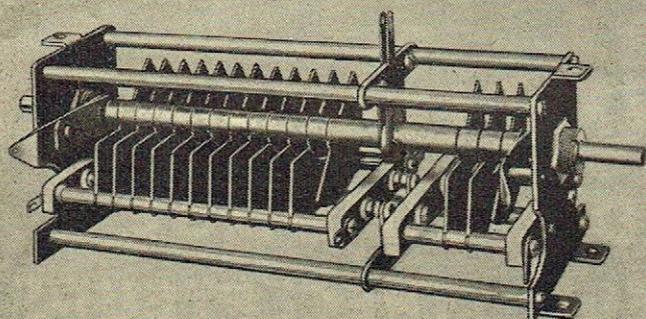
**2** ACCORD DU PRIMAIRE  
Tolérance sur capacités  
de câblage, lampes etc..

**3** AJUSTAGE DU COUPLAGE  
Tolérance sur capacités de  
couplage, réactions, et amors-  
sissements sur le châssis

Bobinages  
**Renard**

70, RUE AMELOT - PARIS (XI<sup>e</sup>)  
TÉL: ROQ 20-17

# ELVECO Professionnel



70 RUE DE STRASBOURG

VINCENNES

Tel : DAU. 33.60 (4 lignes groupées)

## SOCIÉTÉ DES TÉLÉPHONES GRAMMONT

RÉCEPTEURS DE T.S.F.  
ET DE TÉLÉVISION

## SOCIÉTÉ DES LAMPES FOTOS

LAMPES DE T.S.F. ÉMISSION, RÉCEPTION  
TUBES CATHODIQUES  
POUR MESURES ET TÉLÉVISION  
CELLULES PHOTOÉLECTRIQUES  
MULTIPLICATEURS D'ÉLECTRONS

GRAMMONT  
RADIO

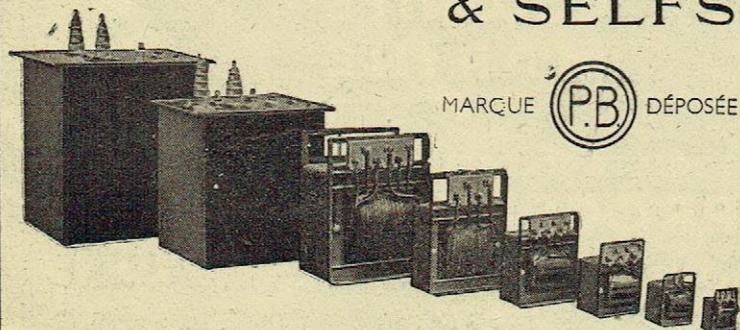
11, RUE RASPAIL MALAKOFF (Seine) - TÉL. ALÉ. 50-00

USINES ET LABORATOIRES:

MALAKOFF

LYON

## TRANSFORMATEURS & SELFS



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

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

## ADRÉLUX

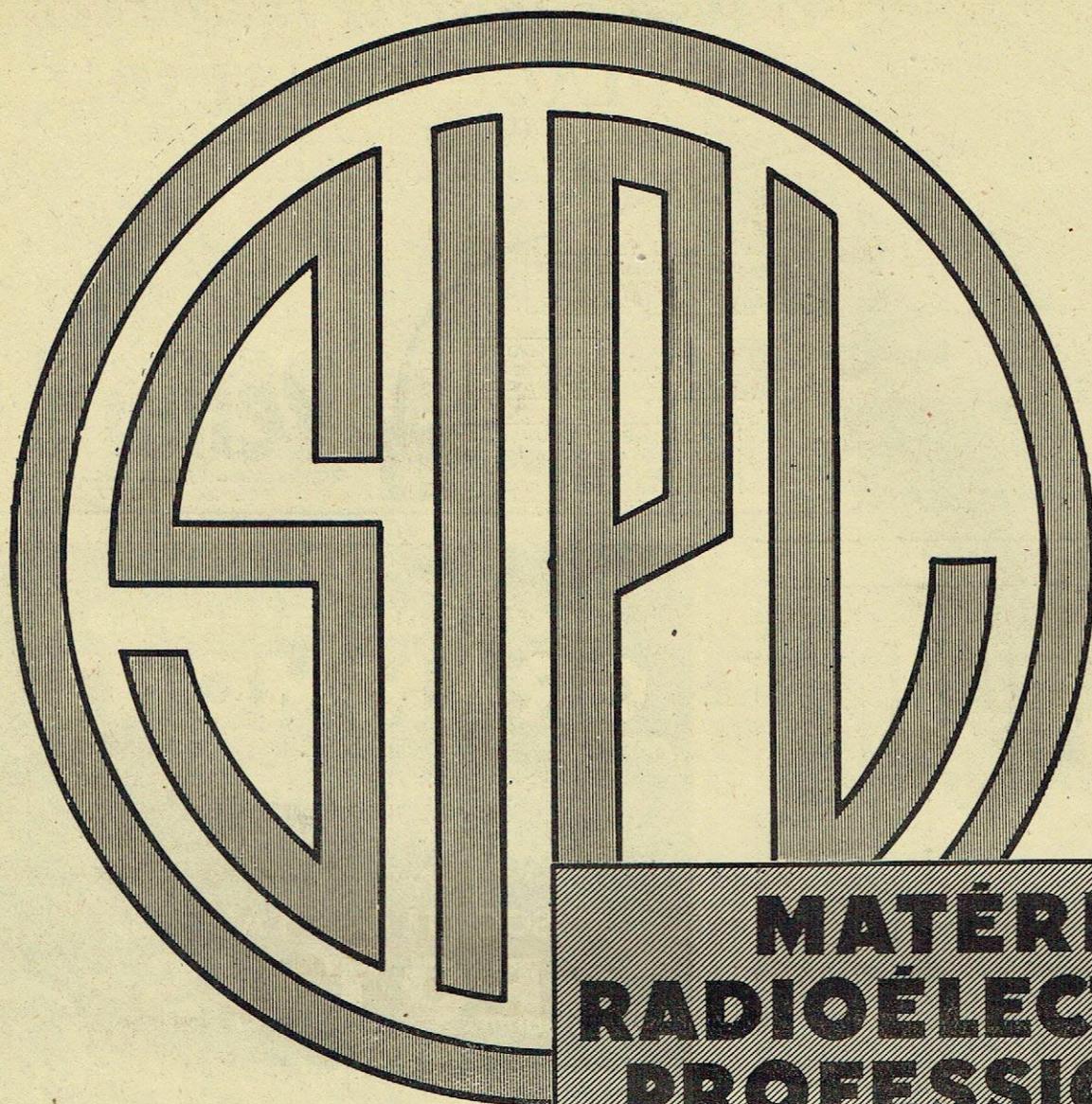
présente...

Ses nouvelles Fabrications

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

## Société ADRÉLUX

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



**MATÉRIEL  
RADIOÉLECTRIQUE  
PROFESSIONNEL**

**RADIOGUIDAGE  
EMETTEURS ET RÉCEPTEURS**

DE TOUTES PUISSANCES

**APPAREILS DE MESURE**

POUR

**RADIODIFFUSION  
AÉRONAUTIQUE**

**GUERRE  
COLONIES  
MARINE**

SOCIÉTÉ INDUSTRIELLE DES  
**PROCÉDÉS LOTH**

11, RUE EDOUARD NORTIER, NEUILLY/S/SEINE

MAI. 77-71

# la radio en france

Radiodiffusion — Télévision  
Electronique — Organisation  
professionnelle

## SOMMAIRE

### COUVERTURE

Le Q. mètre de précision « Ferisol ». Gamme de fréquences : 50 Mcs à 50 Kcs. Deux gammes de surtension : 250 et 500. Oscillateur symétrique. Condensateur de mesure :  $C = 800$  Picofarads. Secteur réglé à  $\pm 10 \%$ . Coffre fondu. Poignées latérales escamotables.

### RADIO

CINQ ANS DE TECHNIQUE, par le Service de Documentation de la Radio en France .....	3
LES GUIDES DIELECTRIQUES, par Hugues GILLOUX .....	7
UN GROUPE DE HAUT-PARLEURS POUR LA REPRODUCTION A HAUTE FIDELITE .....	12
L'EVOLUTION ET LA TECHNIQUE DES APPAREILS DE MESURE EN FRANCE, par R. ASCHEN-BRENNER .....	14
POUR ETALONNER UN GENERATEUR H. F., par A.-H. LANGLOIS.	30
CALCUL DES ATTENUATEURS A RESISTANCE POUR GENERATEURS H.-F., par P. MARMON .....	32
NOTE COMPLEMENTAIRE SUR LES TRANSFORMATEURS, par Hugues GILLOUX .....	34
GENERALISATION DE LA NOTION D'IMPEDANCE, par L. BOË ..	36

### TELEVISION

DEUX METHODES, par Marc CHAUVIERRE .....	38
ETAT ACTUEL DE LA TELEVISION EN FRANCE ET A L'ETRANGER, conférence faite le 7-7-45 au G. T. I. R., par Marc CHAUVIERRE .....	39
VINGT-DEUX DEFAUTS D'IMAGES EN TELEVISION, par le Service de Documentation de la Radio en France .....	44
TENDANCE ACTUELLE DE LA JURISPRUDENCE FRANÇAISE DANS L'APPRECIATION DES BREVETS D'INVENTION .....	48
L'ACTIVITE DU G. T. I. R. (compte-rendu des commissions et documentation technique du G. T. I. R.) .....	49

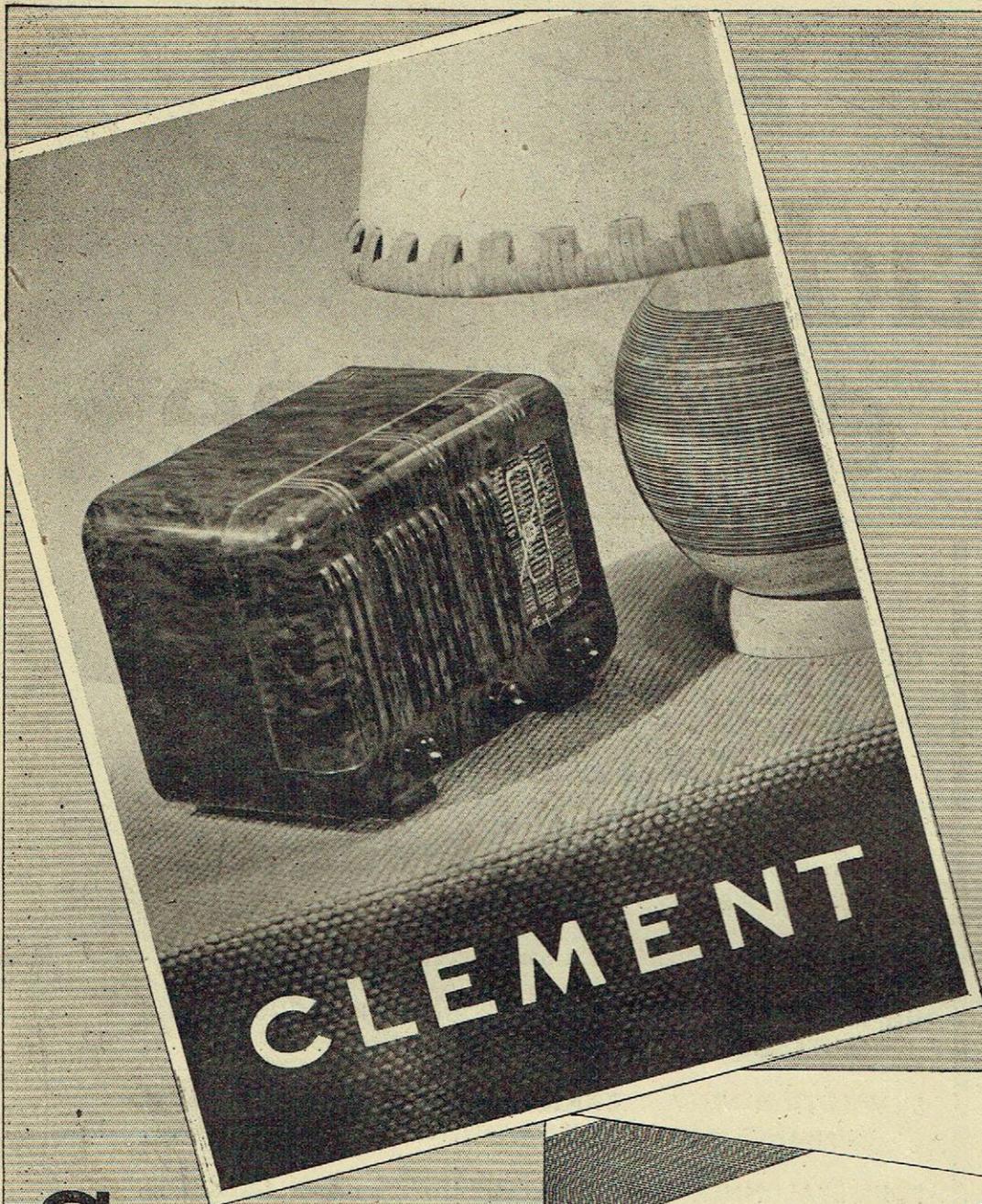
PARIS



92, RUE BONAPARTE (VI<sup>e</sup>)  
1945

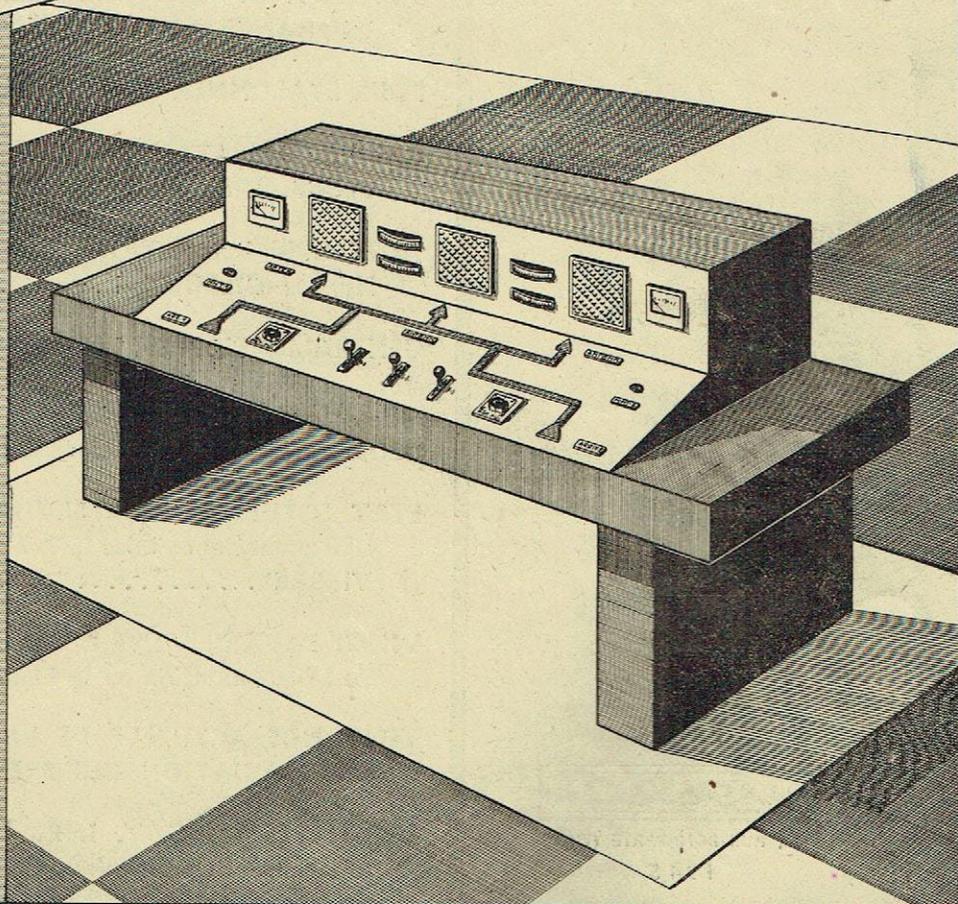
FABRICATIONS

DE LA



CLEMENT

SOCIÉTÉ D'  
ÉTUDES ET DE  
CONSTRUCTIONS  
RADIO  
ÉLECTRIQUES



144, Bd de la VILLETTE, PARIS (XIX<sup>e</sup>) - NORD 29-57

# CINQ ANS DE TECHNIQUE

par le S<sup>ce</sup> de Documentation de " la Radio en France "

On peut dire que l'évolution de la radiotechnique, ces dernières années, a été dominée par l'emploi de fréquences de plus en plus élevées, atteignant aujourd'hui plusieurs centaines de mégacycles. Dans ces conditions, étudier les progrès de la technique, c'est étudier la technique des très hautes fréquences. Celle-ci se divise en plusieurs branches :

D'une part, il y a la production proprement dite des très hautes fréquences, au moyen de tubes spéciaux, le temps de transit des lampes ordinaires limitant leur emploi au-dessus de 100 mégacycles ; c'est pourquoi nous étudierons, à l'occasion, les nouveaux tubes pour les très hautes fréquences, tels que, d'une part, les magnétrons et, d'autre part, les klystrons (tubes à modulation de vitesse, dont il a été parlé dans la Radio Française en 1942).

Ensuite, les ondes ultra-courtes étant générées, il faut les conduire, les rayonner et les capter dans l'éther. Les câbles coaxiaux s'étant montrés insuffisants, les techniciens ont développé les « guides creux » comme conducteurs et les « cônes rayonnants » ont remplacé les antennes, aussi bien à l'émission qu'à la réception. On trouvera un article très documenté de notre ami Gilloux sur cette intéressante question.

Enfin, il faut utiliser les ondes ultra-courtes que l'on sait maintenant produire et rayonner. Il faut même les moduler.

Pendant ces dernières années, leur principale utilisation a été le « Radar », ou détecteur électromagnétique des obstacles et en particulier des avions.

Pour les moduler, la modulation de fréquence a fait place à la modulation d'amplitude : la question a déjà été très complètement traitée dans le numéro de janvier 1942 de la Radio Française. Nos lecteurs peuvent s'y reporter et, de 1942 à 1944, les progrès de la modulation de fréquence ont surtout porté sur des points de détail de la modulation, points de détail qui seront décrits ultérieurement.

Mais une des méthodes les plus curieuses de modulation, qui est très peu connue, est la modulation par impulsion, qui a particulièrement été développée en France pendant ces dernières années.

La modulation par impulsion (dérivée du Radar) sera sans doute appelée dans l'avenir, grâce aux travaux d'un excellent technicien français, M. Gloes, à révolutionner la radiodiffusion ; c'est pourquoi, le service de documentation de la Radio en France, est heureux de donner, pour la première fois dans notre pays, quelques indications sur ce sujet.

M. C.

## Le Radar

En réalité, le « Radar » ou détecteur électromagnétique des obstacles, est loin d'être une invention récente.

On peut trouver, dans un article publié dans l'*Onde Electrique*, en 1938, par un technicien japonais, le principe même de cette méthode utilisée dans le cas précité pour réaliser un altimètre destiné à fonctionner à bord des avions.

Le principe général de la méthode décrite par les auteurs est le suivant :

On utilise la propriété des ondes ultra-courtes d'être réfléchi par les obstacles conducteurs ou semi-conducteurs (pylône métallique, masse de ciment armé, ou le sol). Si l'on veut réaliser, par exemple, un altimètre, on envoie, au moyen d'un émetteur d'ondes ultra-courtes, qui se trouve à bord de l'avion, un faisceau dirigé vers le sol. Celui-ci est alors réfléchi et reçu au moyen d'un récepteur qui se trouve, lui aussi, à bord. Si par un procédé quelconque, on

trouve le moyen de mesurer le temps qui s'écoule entre le moment où le faisceau quitte l'avion et le moment où il est reçu à bord, on peut mesurer la distance de l'avion au sol, celle-ci étant égale à

$$D = \frac{T}{2V}$$

V, étant la vitesse de la propagation de l'onde, D la distance, et T le temps de parcours.

Evidemment, comme on le voit, le principe est très simple. Mais, étant donné que l'onde hertzienne se propage aux environs de 300.000 km. à la seconde, que la distance à mesurer peut être de l'ordre de quelques mètres, il faut pouvoir apprécier des fractions de micro-secondes. Les techniciens y sont parfaitement parvenus.

Une première méthode consiste à moduler en fréquence la porteuse suivant une loi connue. On reçoit à bord de l'avion, sur le même récepteur, la porteuse produite par l'émetteur voisin, et celle qui a parcouru la distance de l'avion au sol et retour.

Les deux fréquences ne sont évidemment pas les mêmes puisque la fréquence varie en fonction du temps. Il en résulte donc, dans le récepteur, une fréquence de battement, cette fréquence de battement étant fonction de la distance de l'avion au sol. On peut donc, ainsi, étalonner un fréquencemètre en altimètre.

En réalité, les choses sont plus compliquées. C'est toutefois là le principe du système utilisé, et ce système a fait ses preuves.

Ceci dit, il est bien évident qu'un tel système peut être utilisé autrement que comme altimètre, par exemple, comme détecteur d'obstacle, ou bien encore, on peut explorer la haute atmosphère, à partir du sol, avec un faisceau détecteur : si celui-ci rencontre la masse d'un avion, une partie du faisceau est réfléchi vers le sol, détecté par un récepteur, et on peut ainsi, non seulement déceler la présence d'un avion dans le ciel, mais encore faire le point de sa position exacte dans l'espace puisque l'on peut mesurer sa distance, et l'emploi de plusieurs systèmes de « Radar » permettent, en plus, un repérage radiogoniométrique.

Sur ces bases techniques, les ingénieurs ont réalisé des performances extraordinaires ; tels que des altimètres qui permettent de mesurer la hauteur de l'avion au sol de plusieurs kilomètres à moins de dix mètres, avec une précision de l'ordre de 2 %, ou bien encore à déceler des avions invisibles à l'œil nu, à plus de dix kilomètres de distance.

En général, et surtout lorsqu'il s'agit de détection à grande distance, on utilise une méthode légèrement différente de celle que nous venons d'indiquer. C'est d'ailleurs la méthode qui a été parfois utilisée pour mesurer la distance des couches supérieures de ionosphère, couches où se produit la réflexion des ondes hertziennes.

Cette méthode est la suivante (fig. 1) : Par un procédé électronique, on réalise l'envoi d'un top bref de la porteuse hertzienne, en même temps que l'on déclenche le balayage horizontal d'un tube ca-

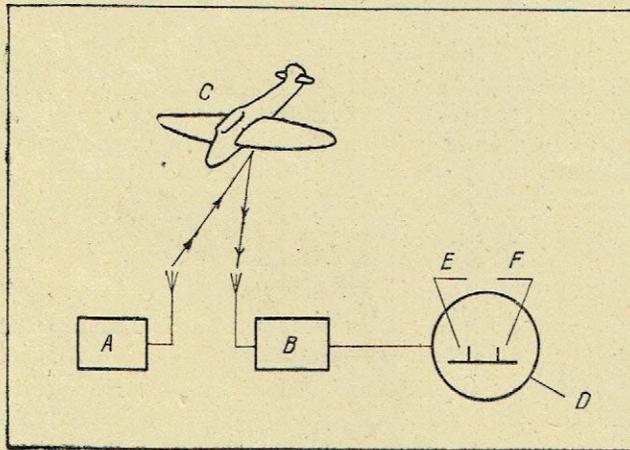


Fig. 1. — Principe du Radar. — L'impulsion brève émise par le poste A, réfléchi par l'avion C, est reçu par le récepteur B; on voit paraître sur un oscilloscope cathodique deux traits E et F correspondant à l'instant de départ et d'arrivée de l'impulsion.

thodique. Le récepteur agit sur le balayage vertical de ce tube et, dès qu'une onde réfléchie est reçue, elle laisse une trace verticale sur le tube cathodique.

Connaissant la vitesse de balayage du tube cathodique, il est évident que la distance entre l'origine

du balayage et le point où apparaît l'ombre réfléchie est fonction de la distance entre l'émetteur et l'obstacle.

Telles sont, dans les grandes lignes, les bases de la détection électro-magnétique des obstacles, ou « Radar ».

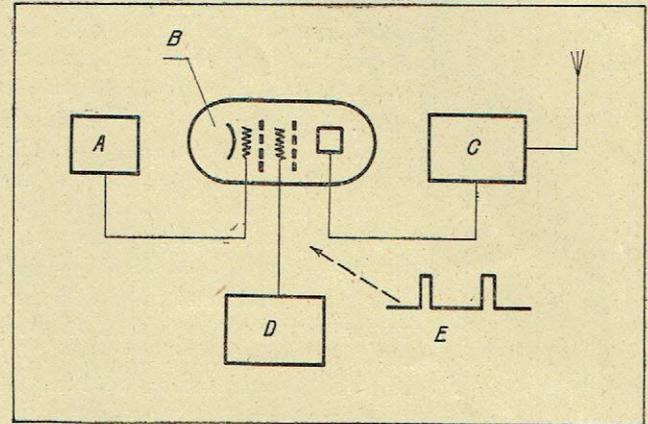


Fig. 2. — Entre les étages d'excitation A et l'étage final C, on interpose une lampe de découpage B, on applique à une grille de contrôle de cette lampe des impulsions brèves obtenues comme des signaux de synchronisme de télévision qui débloquent la lampe B pendant un instant assez court.

### La modulation par impulsion

C'est à partir de ces données que l'on a développé ce qu'il est convenu d'appeler la modulation par impulsion.

En premier lieu, considérons une porteuse ordinaire non modulée. Les sinusoïdes sont, en général, si resserrées qu'à l'oscilloscope cathodique, on ne les voit pas séparément, et on voit purement et simplement une teinte uniforme. Cette porteuse, nous pouvons la découper. Par exemple, entre l'oscillateur et la chaîne d'amplificateur, on peut insérer une lampe de blocage (telle qu'une hexode) qui est, elle-même, attaquée par des signaux rectangulaires brefs tels que ceux qui correspondent à un signal de synchronisme en télévision (fig. 2). A ce moment, à la place d'une porteuse continue, on a une succession d'impulsions brèves (fig. 3). C'est un peu comme si on manipulait des points en télégraphie, mais, avec cette différence, que la fréquence de manipulations peut être de l'ordre de 10.000 ou de 100.000 impulsions à la seconde. On réalise ainsi, non pas encore la modulation par impulsion, mais un découpage par impulsion. C'est ce découpage pur et simple qui peut déjà être utilisé dans des systèmes de Radar.

Après détection, une telle porteuse donne une composante continue, et remarquons, en passant, que si la détection se fait avec un voltmètre de crête ayant une charge infinie ou très grande, la tension détectée sera, à peu de choses près, la même que celle détectée avec une porteuse de même amplitude mais non découpée, alors que la puissance mise en jeu à l'émission est, toute chose égale, beaucoup plus faible. On conçoit, en effet, qu'on puisse, sans danger, surcharger considérablement une lampe émettrice si elle n'est excitée que pendant 1/10 ou 1/100 du temps de fonctionnement. Cela présente déjà un intérêt du découpage par impulsion d'une porteuse.

Supposons maintenant que l'on veuille utiliser la porteuse pour la transmission d'une modulation.

En modulation d'amplitude, on fait varier l'amplitude de la porteuse en fonction de la modulation. On peut moduler aussi une porteuse découpée par impulsion. Il y a évidemment une limite qui correspond (théoriquement) à une fréquence d'impulsion au

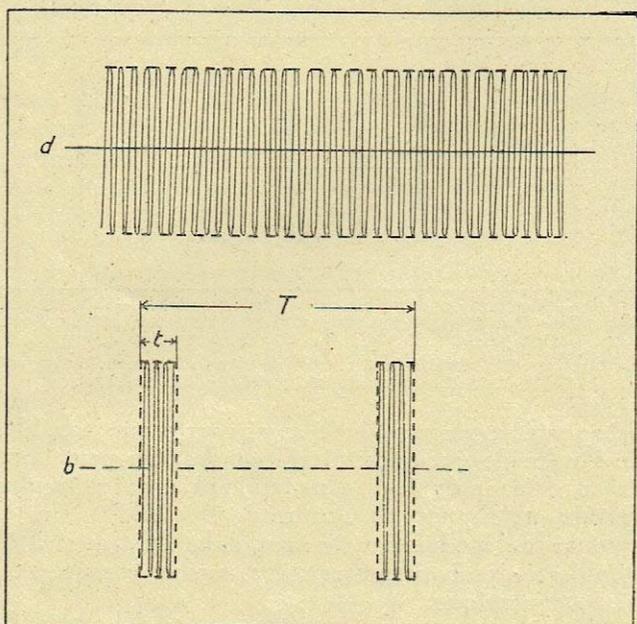


Fig. 3. — En haut une porteuse haute fréquence entretenue non modulée; en bas, la même découpée en impulsion brève de durée  $t$  se répétant périodiquement au temps  $T$ .

au moins deux fois plus élevée que la fréquence à transmettre (sinon, après détection, on ne reconstituerait pas la fréquence). Le procédé le plus simple qui

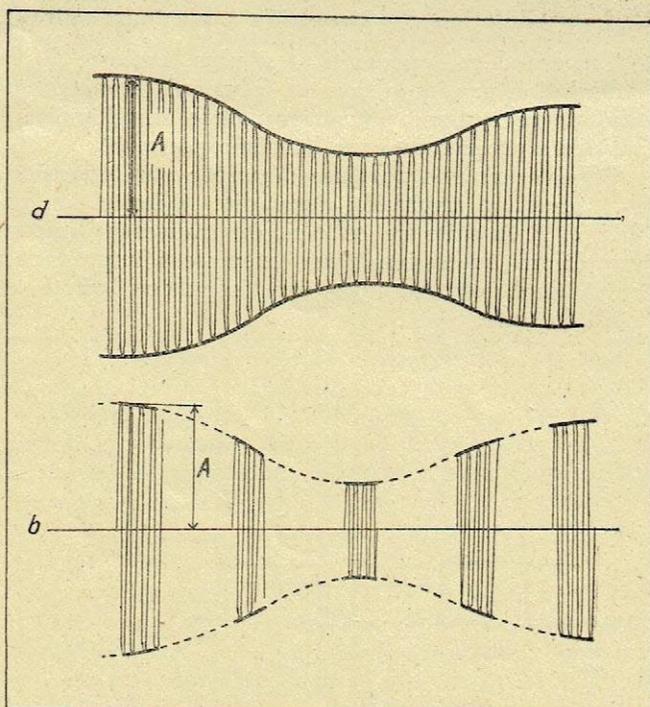


Fig. 4. — En haut, une onde porteuse modulée en amplitude; en bas la même modulation en amplitude appliquée à une onde découpée en impulsion.

vient à l'esprit est la modulation de l'amplitude de l'impulsion, ou, ce qui revient au même, la modulation en amplitude de la porteuse découpée en impulsion (fig. 4). Cela, en quelque sorte, revient à transmettre l'image de la modulation, non pas en traits continus, mais en pointillés; de même, quand on

observe un phénomène à l'oscillographe à travers un commutateur électronique, l'oscillogramme apparaît d'une façon continue, alors qu'en réalité, on a un pointillé sur l'écran. Mais, grâce à la persistance de l'impression lumineuse sur la rétine, on a l'impression d'un trait continu. De même, si la fréquence du découpage est plus grande que le double de la plus haute fréquence perceptible pour l'oreille (30.000 par exemple), l'oreille n'entend pas le découpage, et elle reconstitue un son normal: c'est un phénomène utilisé depuis longtemps dans les montages à superréaction qui découpaient déjà la porteuse en impulsions brèves de fréquence inaudibles.

### Modulation par largeur d'impulsion

Le système de modulation d'impulsion que nous venons d'indiquer a le défaut de la modulation d'amplitude: pour ne pas qu'il y ait de distorsion, il faut utiliser à l'émission les lampes bien en dessous de la puissance de crête, d'où faible rendement. C'est

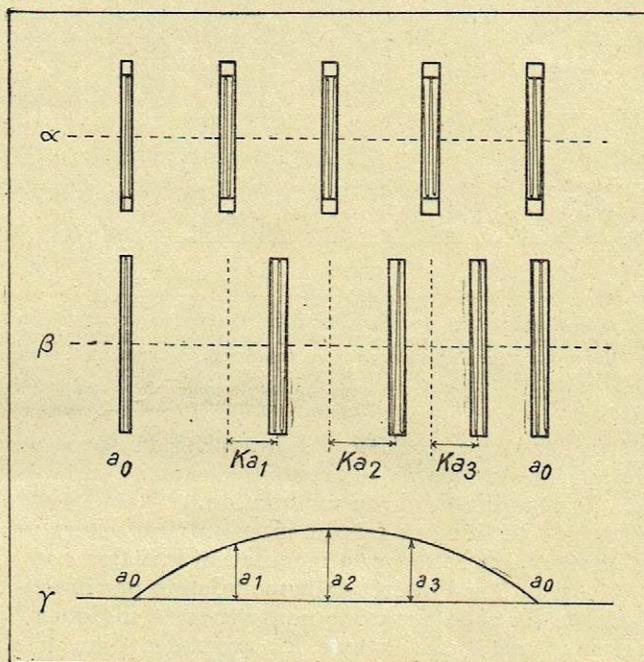


Fig. 5. — Modulation par positionnement de l'impulsion: en  $\alpha$  l'onde d'impulsion sans modulation; en  $\gamma$  fraction de sinusoïde à transmettre. Par rapport à l'axe des abscisses aux temps  $t_0, t_1, t_2, t_3$ , on a des amplitudes  $a_0, a_1, a_2, a_3$ . En  $\beta$  modulation des impulsions; celles-ci se déplacent à partir de leur origine de la distance  $Ka_1, Ka_2, Ka_3$ .

pourquoi on a imaginé d'autres modes de la modulation par impulsion qui permettent, eux, de fonctionner en classe C. télégraphie, c'est-à-dire d'utiliser les lampes au maximum de puissance et de rendement.

Un des premiers procédés consiste en ce que l'on appelle la modulation de position. Le principe de cette modulation est le suivant:

Considérons une porteuse découpée par impulsion. En l'absence de modulation, les impulsions se répètent périodiquement aux temps  $t_0, t_1, t_2$ , etc. et déterminent ainsi une position d'origine.

Pour moduler la porteuse, on modifie la position de l'impulsion par rapport à la position d'origine, cela proportionnellement à l'amplitude de la modulation. De cette façon, après un système détecteur assez compliqué, on peut restituer la modulation tout en conservant une amplitude constante à l'impulsion de la porteuse.

Il faut dire que cette solution est assez délicate, et elle est relativement peu utilisée dans les essais faits par certains laboratoires français (fig. 5).

### Modulation par largeur d'impulsion

L'autre solution, qui d'ailleurs s'apparente un peu à la première, et qui est beaucoup plus facile à

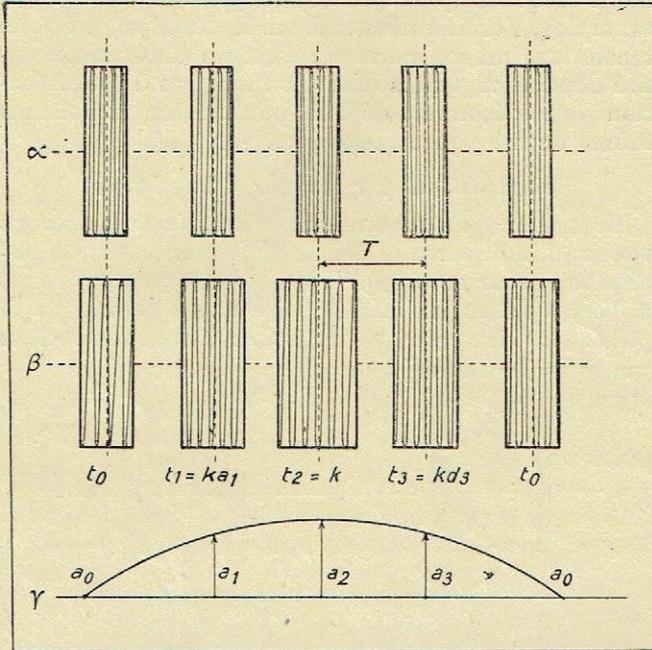


Fig. 6. — Modulation par largeur d'impulsion: en  $\alpha$  impulsion non modulée; en  $\gamma$  tension fraction de tension modulatrice. Le temps qui s'écoule entre chaque impulsion est constant, mais la largeur des impulsions varie pour une alternance négative, cette largeur devient inférieure à la largeur de l'impulsion lorsqu'il n'y a pas de modulation.

mettre en œuvre, consiste à faire varier la durée de l'impulsion (son amplitude restant constante) en fonction de l'amplitude de la modulation.

Après détection, en faisant intervenir un détecteur intégrateur, on retrouve la modulation initiale.

Quel peut être l'intérêt de la modulation par impulsion dans les conditions que nous venons d'indiquer ?

D'une part, elle a tous les avantages d'un très grand rendement, tout comme la modulation de fréquence, puisque les lampes travaillent en classe C.,

et, toute chose égale, le rendement est supérieur à la modulation de fréquence puisque les lampes ne travaillent effectivement que pendant une fraction du temps de fonctionnement.

D'autre part, le gain, au point de vue de la dynamique, est considérable. En effet, l'impulsion la plus

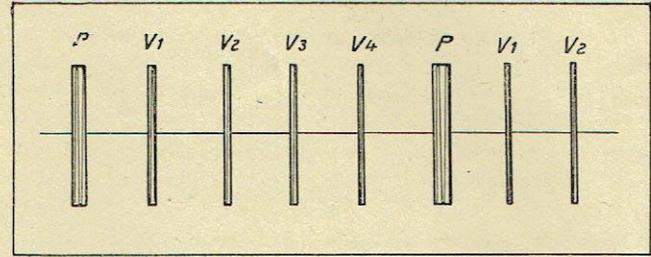


Fig. 7. — Modulation d'impulsion à plusieurs voies. — Une impulsion pilote P sert à synchroniser une base de temps sur le récepteur. Les impulsions  $V_1, V_2, V_3, V_4$  correspondent à 4 voies de modulation différentes. Les impulsions dans chaque voie peuvent être modulées suivant un procédé déjà indiqué.

brève peut avoir une durée aussi courte que possible, de l'ordre de quelques microsecondes. On peut donc avoir, entre la durée la plus faible et la durée la plus grande, un rapport de l'ordre de 1 à 10.000. Un tel système de modulation permet donc de transmettre n'importe quel orchestre, sans aucune compression de la dynamique.

Rappelons qu'un système à modulation d'amplitude classique ne permet qu'un rapport entre les forte et les piano de 1 à 50, alors que naturellement ce rapport varie de 1 à 10.000. En outre, la modulation par largeur d'impulsion présente des avantages du point de vue bruit, antiparasite, etc.

### La modulation par impulsion à plusieurs voies

Un des développements les plus curieux de la modulation par impulsion est celui qui permet l'emploi de ce système pour transmettre simultanément plusieurs programmes sur la même porteuse.

Considérons une porteuse découpée par impulsion, une première impulsion sera dite « impulsion pilote ». A la suite de celle-ci, on trouvera plusieurs impulsions successives, par exemple 4 impulsions ; après quoi, on retrouve une impulsion pilote et ainsi de suite.

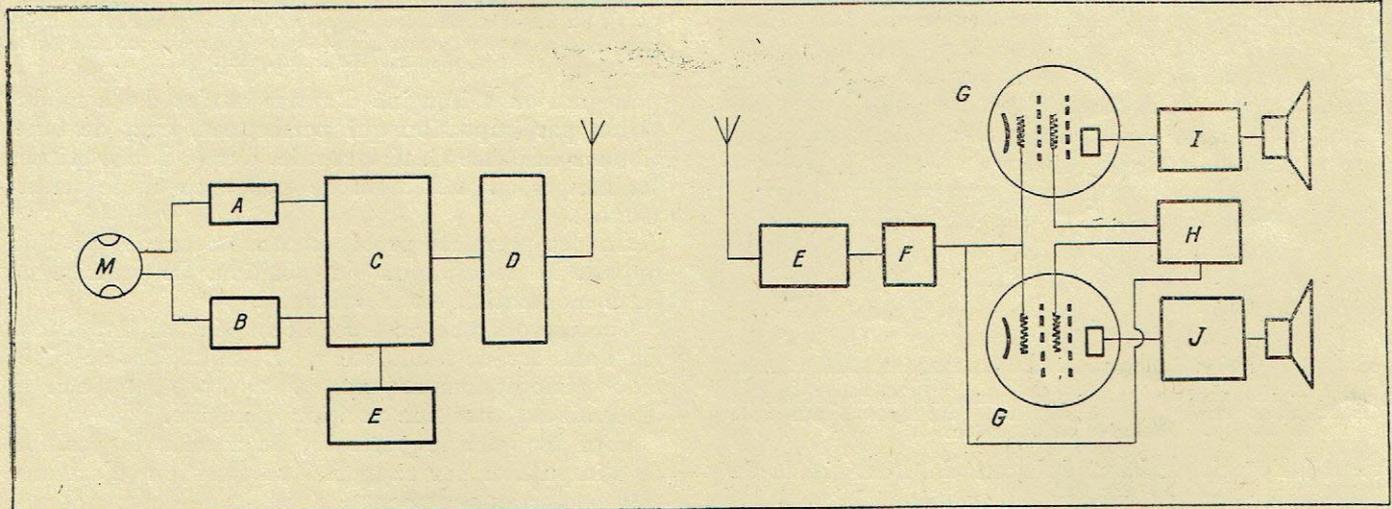


Fig. 8. — Application de la modulation par impulsion à plusieurs voies à une retransmission stéréophonique du son; en M, microphone à deux pastilles pour la prise de son stéréophonique; A et B, voie amplificatrice séparée; C, commutateur électronique commandé par un élément synchroniseur et à la sortie du commutateur électronique, les deux voies sont combinées en une seule et

l'émetteur 2 ne travaille que sur une onde porteuse à la réception après l'amplificateur E et le détecteur F; le signal complexe agit sur un commutateur électronique contrôlé par le signal de synchronisme séparé dans l'élément H et on retrouve à la sortie du commutateur électronique deux modulations indépendantes I et J permettant la reproduction de la musique stéréophonique.

A la réception, l'impulsion pilote servira à synchroniser un système de découpage analogue à un commutateur électronique qui permettra d'aiguiller chacune des impulsions suivant l'émission pilote dans des voies différentes (fig. 7).

Dans ces conditions, on peut affecter chacune des impulsions suivant l'émission pilote à une modulation indépendante.

A la réception, grâce à un synchronisme réalisé par l'impulsion pilote, on retrouvera séparément les 6 modulations qui seront dirigées chacune sur 4 voies différentes.

Si on le désire, l'amplificateur basse fréquence pourra être branché indépendamment sur chacune des voies, et on disposera ainsi de 6 programmes différents sur une même longueur d'ondes, que l'on pourra obtenir simplement au moyen d'un commutateur. Comme autre application de la modulation d'impulsion, on peut envisager l'emploi de 2 voies pour une

radiodiffusion stéréophonique afin de rétablir le relief sonore comme il a déjà été fait couramment pour le cinéma, suivant les expériences qu'avait faites, à la Radiodiffusion nationale, M. Cordonnier (fig. 8).

*Résumé.* — Evidemment, on conçoit que, pour entrer dans le détail de chacun des procédés que nous venons de décrire, il faudrait s'étendre beaucoup plus longuement.

La modulation par impulsion est à peine sortie du laboratoire. Peut-être révolutionnera-t-elle demain la radiodiffusion, surtout en ce qui concerne les émissions locales à haute fidélité, ou les émissions de plusieurs programmes sur une seule porteuse.

Il ne s'agit pas là de développement purement théorique, mais de résultats d'expériences faites dans un grand laboratoire français.

La *Radio en France* est heureuse d'en donner la primeur à ses lecteurs.

## LES GUIDES DIÉLECTRIQUES

par Hugues GILLOUX

Les guides diélectriques constituent un aboutissement logique des lignes H.F., en particulier coaxiales. On peut les envisager comme un feeder concentrique dans lequel le conducteur intérieur a disparu.

### 1. Comportement d'une ligne aux U.H.F.

Lorsque l'on arrive dans le domaine des U.H.F., la pénétration du courant dans les conducteurs est si petite que pratiquement la résistance est définie par la formule donnant la profondeur effective de pénétration.

Celle-ci, désignée par  $\delta$  est définie comme étant l'épaisseur d'une coquille conductrice qui aurait la même résistance en courant continu que le conducteur envisagé en courant alternatif.

Pour un conducteur rond en cuivre, on a :

$$\delta = \frac{26,1}{4 \sqrt{f}} \text{ cm}$$

et ceci peut être considéré comme exact tant que le rayon de courbure et l'épaisseur du conducteur sont grands par rapport à  $\delta$ . En s'appuyant sur ces considérations, la résistance d'un conducteur quelconque aux U.H.F. apparaît comme dépendant de la racine carrée de la fréquence. Pour le cuivre, on aurait :

$$R = \frac{4,2 \sqrt{f}}{\text{Rayon en cm}} \text{ microhms / mètre.}$$

Cette expression est valable pour un simple fil ; pour une ligne coaxiale, cette expression donnerait la résistance du conducteur extérieur, à condition de substituer à « Rayon en cm » le rayon intérieur de ce conducteur.

Cette valeur est, en général, assez grande, ce qui explique pourquoi de telles lignes constituent des conducteurs de choix pour la H.F. Toutefois, dans le cas des lignes de ce type, les rondelles isolantes produisent quelque peu d'ondes stationnaires, d'où augmentation des pertes. De plus, comme les propriétés diélectriques de la matière utilisée sont assez mau-

vaises aux U.H.F., il s'ensuit que les pertes dans l'isolant peuvent prédominer sur les pertes ohmiques !

L'inductance d'une ligne coaxiale aux U.H.F. est sensiblement :

$$L = 0,4605 \log \frac{b}{a} 10^{-6} \text{ Henry / mètre}$$

ou  $b$  est le rayon intérieur du tube extérieur, et  $a$  le rayon extérieur du conducteur intérieur. L'inductance due aux flux dans le métal (courants de Foucault) est négligeable par suite de la très faible profondeur de pénétration.

La capacité linéique est :

$$C = \frac{0,241}{\log \frac{b}{a}} 10^{-10} \text{ Farad / mètre.}$$

On retrouve alors pour l'impédance, la formule classique :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = 138 \log \frac{b}{a} \text{ ohms.}$$

Dans le cas d'une ligne bifilaire, on aurait (par mètre) :

$$R = \frac{8,4 \sqrt{f}}{\text{Rayon en cm}} \mu \Omega / \text{m.}$$

$$L = 0,921 \log \frac{D}{a} 10^{-6} \text{ H / m.}$$

$$C = \frac{0,12}{\log \frac{D}{a}} 10^{-10} \text{ F / m}$$

$$Z_0 = 276 \log \frac{D}{a} \Omega$$

où  $D$  est la distance d'axe en axe des fils, et  $a$  leur rayon.

La résistance d'un conducteur aux hautes fréquences est inversement proportionnelle à son *périmètre*. Il est intéressant, sous tous les rapports, de connaître les dimensions relatives à donner aux conducteurs intérieur et extérieur pour obtenir le minimum de pertes.

Pour obtenir la plus faible résistance, il faudrait que le conducteur central soit le plus près possible du conducteur extérieur. On aurait ainsi une faible valeur d'inductance, une forte capacité et une faible valeur de  $Q$ , puisque  $Q = L\omega / R$ .

Cette caractéristique a été mise à profit, dès 1939, par l'auteur pour réaliser des résistances à limite de fréquence élevée, pouvant être considérées comme non selfiques jusqu'à une valeur de fréquence bien définie. Une des premières réalisations d'essai présentait à 60 MHz un  $Q$  de 8, pour  $R = 1 \Omega$  !

La condition du maximum de  $Q$  peut se déterminer facilement en partant des valeurs précitées :

$$Q = \frac{\omega \cdot 0,4605 \cdot 10^{-6} \log \frac{b}{a}}{4,2 \sqrt{f} \cdot \left( \frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right)}$$

$$= \frac{0,70 b \text{ (cm)} \sqrt{f} \log \frac{b}{a}}{\frac{b}{a} + 1}$$

Le maximum flou est atteint pour  $b/a = 3,6$ . A ce rapport optimum, et à 3000 MHz ( $\lambda = 10$  cm) une ligne coaxiale de 1 cm. de diamètre (diamètre du tube extérieur) présente un  $Q$  de 4650 en négligeant d'ailleurs les pertes diélectriques.

Cependant, et c'est pourquoi nous avons mentionné que le maximum était flou, le rapport  $b/a$  peut être compris entre 2,5 et 7 sans augmenter l'atténuation de 10 % par rapport à la valeur optimum de 3,6.

Aux conditions optima, une ligne coaxiale, dont le rapport  $b/a$  est de 3,6, présente une impédance caractéristique de 77 ohms.

## 2. Critique des lignes à deux conducteurs.

Ainsi, les pertes dans la ligne coaxiale sont moindres que celles dans une ligne bifilaire de même encombrement, parce que le tube utilisé a un *périmètre* plus grand que celui des fils.

Un avantage supplémentaire, non négligeable, consiste aussi dans le fait qu'il n'y a pas de radiation, ou de champ susceptible de créer des interférences, dans le cas du feeder coaxial, parce que le tube extérieur constitue un écran tout au moins tant que la fréquence est suffisamment élevée pour que l'effet de peau maintienne le courant à la *surface interne* du conducteur extérieur.

Podliasky, dans une étude, parue dans l'*Onde Electrique*, quelques années avant la guerre, qualifiait déjà ces conducteurs d'« auto-écrans ».

Du fait que le conducteur extérieur a un diamètre 3 ou 4 fois plus grand que le conducteur intérieur, sa résistance n'intervient que pour une petite partie

dans les pertes de la ligne entière. Si l'on pouvait utiliser, pour transmettre l'énergie, un simple tube, sans conducteur central, les pertes deviendraient très faibles parce qu'elles ne proviendraient plus que de la « peau » de grand périmètre et de faible résistance du tube extérieur.

De plus, les pertes diélectriques que nous avons négligées dans le raisonnement que nous sommes en train de tenir, seraient maintenant *réellement* négligeables puisqu'il n'y aurait plus du tout d'isolateurs pour soutenir le conducteur central, celui-ci ayant disparu !

Il peut paraître étonnant de trouver qu'on peut transmettre une puissance à l'intérieur d'un simple tube, quand on compare ce phénomène avec une transmission ordinaire qui demande l'emploi de deux ou plusieurs conducteurs. Cependant, si l'on raisonne au point de vue d'une onde électromagnétique se propageant au sein d'un diélectrique, la chose apparaît comme plus normale. D'ailleurs, on a un exemple de cette propagation pour des ondes ordinaires se propageant entre les deux couches conductrices, la surface de la terre et la couche de Kenelly-Heaviside, sans qu'il existe de deuxième conducteur.

Les guides diélectriques sont semblables aux lignes de transmission, en ce fait qu'ils sont destinés à *guider* ou conduire l'énergie d'un point à un autre. Ceci peut être conçu aussi simplement qu'une paire de fils, un câble coaxial, ou un câble sous-marin, mais on ne peut plus leur appliquer la théorie classique des lignes de transmission. Il est préférable de se baser sur le principe de la radiation, en envisageant la chose comme une transition entre la transmission par ligne et la transmission dans l'espace.

## 3. Equations de propagation.

On désignera sous le nom de « guides diélectriques » (ce qui est d'ailleurs assez mal choisi) un tuyau rectiligne de section constante à l'intérieur duquel se propageront des ondes électromagnétiques.

On peut envisager deux cas, suivants que le guide est limité ou non par une paroi métallique. Dans ce dernier cas, on obtient un « câble diélectrique » qui sera constitué, en général par un tube cylindrique à section circulaire, de rayon  $R$ , constitué par une substance de constante diélectrique  $\epsilon_1$  et plongé dans un milieu de constante diélectrique  $\epsilon_2$ . Dans la plupart des cas, ce dernier milieu est constitué par l'air et par suite  $\epsilon_2$  est égal à 1.

Dans ce cas particulier, il faut, pour qu'une onde puisse se propager, qu'il y ait réflexion totale à la surface de séparation. Sans entrer dans les détails de calcul, mentionnons simplement ici que la vitesse de propagation de la phase dans le câble est

$$V = C \sqrt{\frac{p^2 + q^2}{\epsilon_1 q_2 + \epsilon_2 q_1}}$$

où  $p$  et  $q$  sont des nombres réels,  $\epsilon_1$  et  $\epsilon_2$  étant définis plus haut.

Si  $q$  est très petit, l'onde, dite alors évanescence, pénètre loin dans le milieu extérieur.  $V$  est alors sensiblement égal à

$$V = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_2}}$$

c'est-à-dire égale à la vitesse de propagation dans le milieu extérieur.

Si, au contraire,  $q$  est très grand, l'onde se limite sensiblement au guide, sans pénétrer beaucoup dans le milieu extérieur, la vitesse  $V$  est alors sensiblement égale à

$$V = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_1}}$$

c'est-à-dire égale à la vitesse de propagation dans le câble.

Cette parenthèse fermée, il nous faut partir des équations de Maxwell, en coordonnées rectangulaires cartésiennes. Le champ électromagnétique est caractérisé, comme on sait, par les deux vecteurs  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$ , qui sont des vecteurs champs, et par les deux vecteurs  $\vec{D}$  et  $\vec{B}$  qui sont les vecteurs induction, électrique et magnétique.

De plus, la présence et le mouvement d'électricité sont caractérisés par les densités  $p$  (d'électricité) et  $i$  (du courant électrique).

Les équations s'écrivent alors :

$$(1) \quad -\frac{1}{c} \frac{d\vec{B}}{dt} = \text{rot } \vec{E}$$

$$(2) \quad \frac{1}{c} \frac{d\vec{D}}{dt} = \text{rot } \vec{H} - 4\pi \frac{i}{c}$$

$$(3) \quad \text{div. } \vec{B} = 0$$

$$(4) \quad \text{div. } \vec{D} = 4\pi\rho$$

Les grandeurs électriques sont exprimées en unités électrostatiques ainsi que les champs et courants, tandis que les grandeurs magnétiques  $H$  et  $B$  sont exprimées en unités électromagnétiques ; la constante  $c$  étant le rapport de ces deux systèmes d'unités. En appelant  $\mu$  la perméabilité du milieu,  $\varepsilon$  sa constante diélectrique, on a :

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E}$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H}$$

et le groupe (1) à (4) s'écrit habituellement :

$$(1') \quad iK\mu\vec{H} = -\text{rot } \vec{E}$$

$$(2') \quad iK\varepsilon\vec{E} = \text{rot } \vec{H}$$

$$(3') \quad \text{div. } \vec{H} = 0$$

$$(4') \quad \text{div. } \vec{E} = 0$$

Ces équations entraînent les relations suivantes :

$$\Delta \vec{E} = \frac{1}{V^2} \frac{d^2 \vec{E}}{dt^2}$$

$$\Delta \vec{H} = \frac{1}{V^2} \frac{d^2 \vec{H}}{dt^2}$$

$$V = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon\mu}}$$

et

$$\Delta = \frac{d^2}{dx^2} + \frac{d^2}{dy^2} + \frac{d^2}{dz^2} \quad (\text{laplacien})$$

Pour les applications aux guides, on utilise un système de coordonnées curvilignes rectangulaires. Dans ce cas, le carré d'un élément de longueur s'écrit :

$$ds^2 = e_1^2 dx_1^2 + e_2^2 dx_2^2 + e_3^2 dx_3^2,$$

où  $x_1, x_2, x_3$  sont trois coordonnées curvilignes et  $e_1, e_2, e_3$ , trois fonctions de  $x_1, x_2, x_3$ .

Nous supposons que :

$$1^\circ \quad e_1 = 1$$

$$2^\circ \quad \frac{e_2}{e_3} \text{ indépendant de la variable } x_1$$

De plus, nous prendrons  $\varepsilon = \mu = 1$  (cas de l'air — d'une surface conductrice non magnétique). Les équations de Maxwell s'écrivent alors dans les hypothèses précitées :

$$-iK e_2 e_3 H_1 = \frac{d}{dx_2} e_3 E_3 - \frac{d}{dx_3} e_2 E_2$$

$$iK e_2 e_3 E_1 = \frac{d}{dx_2} e_3 H_3 - \frac{d}{dx_3} e_2 H_2$$

$$-iK e_3 H_2 = \frac{d}{dx_3} E_1 - \frac{d}{dx_1} e_3 E_3$$

$$iK e_3 E_2 = \frac{d}{dx_3} H_1 - \frac{d}{dx_1} e_3 H_3$$

$$-iK e_2 H_3 = \frac{d}{dx_1} e_2 E_2 - \frac{d}{dx_2} E_1$$

$$iK e_2 E_3 = \frac{d}{dx_1} e_2 H_2 - \frac{d}{dx_2} H_1$$

$$\frac{d}{dx_1} e_3 H_1 + \frac{d}{dx_2} e_3 H_2 + \frac{d}{dx_3} e_2 H_3 = 0$$

$$\frac{d}{dx_1} e_2 E_3 + \frac{d}{dx_2} e_3 E_2 + \frac{d}{dx_3} e_2 E_3 = 0$$

On trouve alors une première solution, avec  $H_1 = 0$ , qui sera une solution du type électrique :

$$(5) \quad \left\{ \begin{array}{l} E_1 = K^2 u + \frac{d^2 u}{dx_1^2} \quad E_2 = \frac{1}{e_2} \frac{d^2 u}{dx_1 dx_2} \\ E_3 = \frac{1}{e_3} \frac{d^2 u}{dx_1 dx_3} \\ H_1 = 0 \quad H_2 = \frac{Ki}{e_3} \frac{du}{dx_3} \\ H_3 = -\frac{iK}{e_2} \frac{du}{dx_2} \end{array} \right.$$

Si  $u$  est une intégrale de l'équation du second ordre :

$$(6) \quad \left\{ \begin{array}{l} \frac{d^2 u}{dx_1^2} + \frac{1}{e_2 e_3} \times \\ \left[ \frac{d}{dx_2} \frac{e_3}{e_2} \frac{du}{dx_2} + \frac{d}{dx_3} \frac{e_2}{e_3} \frac{du}{dx_3} \right] + K^2 u = 0 \end{array} \right.$$

les équations de Maxwell sont satisfaites.

On aura de même, avec  $E_1 = 0$ , une solution du type magnétique :

$$(7) \left\{ \begin{aligned} E'_1 &= 0 & E'_2 &= \frac{ik}{e_3} \frac{dU'}{dx_3} \\ E'_3 &= -\frac{ik}{e_2} \frac{dU'}{dx_2} \\ H'_1 &= -K^2 U' - \frac{d^2 U'}{dx_1^2} & H'_2 &= -\frac{1}{e_2} \frac{d^2 U'}{dx_1 dx_2} \\ H'_3 &= \frac{1}{e_3} \frac{d^2 U'}{dx_1 dx_3} \end{aligned} \right.$$

On peut constater que (7) est également solution des équations de Maxwell, si on intervertit le rôle du champ électrique et du champ magnétique, U étant toujours solution de l'équation du second ordre (6).

En résumé (fonction U de Borgnis), on peut dire que chaque fois que l'on aura trouvé une intégrale de l'équation (6), on obtiendra par les relations (5) une solution du type électrique et, par les relations (7), une solution du type magnétique.

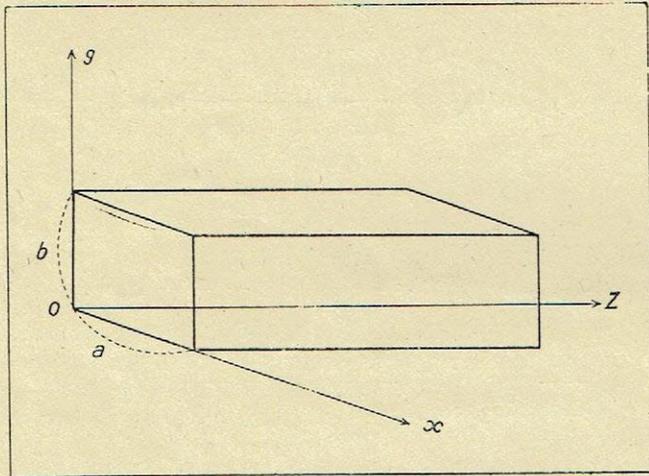


Fig. 1

#### 4. Guides à section rectangulaire.

Soit un guide (fig. 1), dont la section droite est un rectangle de côtés  $a$  et  $b$ . On a :

$$ds^2 = dx^2 + dy^2 + dz^2$$

$$e_1 = e_2 = e_3 = 1$$

L'équation en U est de la forme :

$$\frac{d^2 U}{dx^2} + \frac{d^2 U}{dy^2} + \alpha^2 U = 0$$

En posant :

$$P = e^{i[k_1 x - k_2 z]}$$

on a un système complet de solutions, en posant :

$$U = \sin lx \sin ny P.$$

le dernier facteur représentant la propagation, avec la condition

$$l^2 + m^2 = \alpha^2$$

On déduit finalement, en remarquant que les conditions aux limites sont :

$$E_z = E_x = 0 \text{ pour } y = 0 \text{ et } y = b$$

$$E_z = E_y = 0 \text{ pour } x = 0 \text{ et } x = a$$

ce qui impose de choisir  $\sin lx$  dans  $E_y$  et  $\sin my$  dans  $E_x$ , et en prenant :

$$l = \frac{n_1 \pi}{a} \quad m = \frac{n_2 \pi}{b}$$

avec  $n_1$  et  $n_2$  entiers, on déduit finalement l'expression des champs :

Type électrique :

$$E_z = \alpha^2 \sin \frac{n_1 \pi}{a} x \sin \frac{n_2 \pi}{b} y P.$$

$$E_x = -ik_z \frac{n_1 \pi}{a} \cos \frac{n_1 \pi}{a} x \sin \frac{n_2 \pi}{b} y P.$$

$$E_y = -ik_z \frac{n_2 \pi}{b} \sin \frac{n_1 \pi}{a} x \cos \frac{n_2 \pi}{b} y P.$$

$$H_z = 0.$$

$$H_x = ik \frac{n_2 \pi}{b} \sin \frac{n_1 \pi}{a} x \cos \frac{n_2 \pi}{b} y P.$$

$$H_y = -ik \frac{n_1 \pi}{a} \cos \frac{n_1 \pi}{a} x \sin \frac{n_2 \pi}{b} y P.$$

Type magnétique

$$E_z = 0$$

$$E_x = +ik \frac{n_2 \pi}{b} \cos \frac{n_1 \pi}{a} x \sin \frac{n_2 \pi}{b} y P.$$

$$E_y = -ik \frac{n_1 \pi}{a} \sin \frac{n_1 \pi}{a} x \cos \frac{n_2 \pi}{b} y P.$$

$$H_z = \alpha^2 \cos \frac{n_1 \pi}{a} x \cos \frac{n_2 \pi}{b} y P.$$

$$H_x = +ik_z \frac{n_1 \pi}{a} \sin \frac{n_1 \pi}{a} x \cos \frac{n_2 \pi}{b} y P.$$

$$H_y = +ik \frac{n_2 \pi}{b} \cos \frac{n_1 \pi}{a} x \sin \frac{n_2 \pi}{b} y P.$$

Avec la condition :

$$\alpha^2 = k^2 - k_z^2 = \left( \frac{n_1^2}{a^2} + \frac{n_2^2}{b^2} \right) \pi^2$$

Chaque valeur de  $\alpha$  dépend ainsi des nombres entiers  $n_1$  et  $n_2$  et il existe une onde électrique (onde E) et une onde du type magnétique (onde H) pour chaque valeur de  $k$  : ces deux ondes correspondent à la même valeur de  $k_z$ , c'est-à-dire à la même valeur de la longueur d'onde :

$$\lambda = \frac{2\pi}{k}$$

et à la même vitesse de propagation de phase :

$$V = C^2 \frac{k}{k} (> C)$$

Cependant, si  $n_1$  ou  $n_2$  est nul, l'onde E n'existe pas, c'est-à-dire, les ondes du type  $(n_1 - 0)$  et  $(0 - n_2)$  sont uniquement du type magnétique.

On montre, par ailleurs, que la vitesse de propagation de l'énergie électromagnétique le long du tube a pour valeur :

$$v = C \frac{k}{k}$$

ou encore, en introduisant la vitesse de phase :

$$v = \frac{c^2}{V}$$

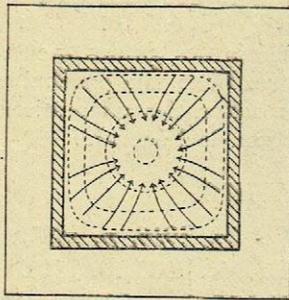


Fig. 2

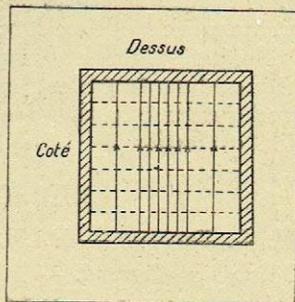


Fig. 3

la fréquence correspondante étant :

$$v \text{ min} = \frac{e}{2} \sqrt{\frac{1}{a^2} + \frac{1}{b^2}}$$

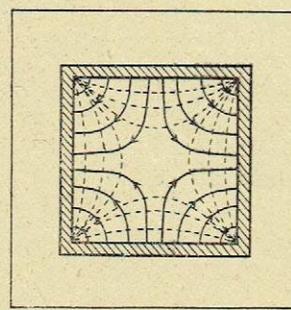


Fig. 4

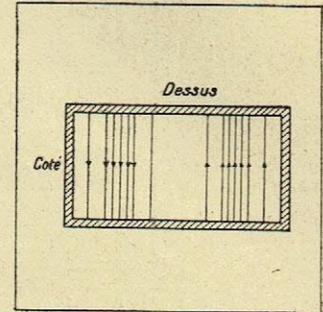


Fig. 5

Par ailleurs, la relation

$$a^2 = k^2 - k_z^2 = \left( \frac{n_1^2}{a^2} + \frac{n_2^2}{b^2} \right) \pi^2$$

montre que le guide ne peut pas transmettre toutes les fréquences. Il faut, en effet, que  $k_z^2$  soit réel, sans quoi il y aurait un amortissement provoquant l'évanouissement de l'onde. Pour les ondes E,  $k$  a une valeur minimum qui est :

$$k \text{ min} = \pi \sqrt{\frac{1}{a^2} + \frac{1}{b^2}}$$

Soit à une longueur d'onde dans le vide :

$$\lambda \text{ max} = \frac{2}{\sqrt{\frac{1}{a^2} + \frac{1}{b^2}}}$$

Si le guide est carré, on aurait par suite :

$$\lambda \text{ max} = \frac{a}{\sqrt{2}}$$

Type du guide	Oscillation	$\lambda$ de « cut off »	Atténuation en db/m (air) $\eta = \frac{\lambda}{\lambda_c} = \frac{\omega_c}{\omega}$	Impédance caractéristique
Rectangulaire a — b (mètres) (b > a)	H <sub>0-1</sub>	2b.	7930 $\sqrt{\frac{\rho}{\lambda}} \frac{b + 2a \eta^2}{ab \sqrt{1 - \eta^2}}$	$\frac{465a}{b \sqrt{1 - \eta^2}}$
	H <sub>1-1</sub>	$\frac{2ab}{\sqrt{a^2 + b^2}}$		
	E <sub>1-1</sub>	$\frac{2ab}{\sqrt{a^2 + b^2}}$		
Circulaire de rayon = a (mètres)	H <sub>0-1</sub>	1,64 a	11,450 $\sqrt{\frac{\rho}{\lambda}} \frac{\eta^2}{a \sqrt{1 - \eta^2}}$	$\frac{353}{\sqrt{1 - \eta^2}}$
	H <sub>1+1</sub>	3,412 a	7930 $\sqrt{\frac{\rho}{\lambda}} \frac{0,418 + \eta^2}{a \sqrt{1 - \eta^2}}$	
	E <sub>1-1</sub>	2,613 a	11,450 $\sqrt{\frac{\rho}{\lambda}} \frac{1}{a \sqrt{1 - \eta^2}}$	

$$\rho = 1,724 \cdot 10^{-8} \Omega / m.$$

Si le guide n'est pas rempli d'air, mais d'une matière de constante diélectrique  $\epsilon$ , si  $\epsilon_0$  est celle de l'air :  $\lambda_c$  est à multiplier par  $\sqrt{\epsilon/\epsilon_0}$ .

## 5. Allure de la perturbation.

Les figures 2, 3, 4, 5 et 6 donnent l'allure (d'après Clerc et Barrow) des champs pour les cas suivants :

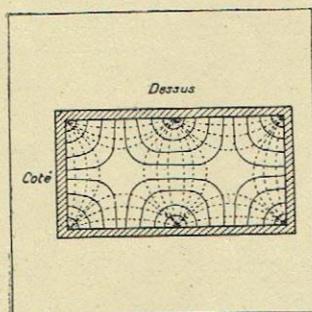


Fig. 6

Figure 2.	Type E	1-1
— 3.	— H	0-1
— 4.	— H	1-1
— 5.	— H	0-2
— 6.	— H	1-2

## 6. Détails pratiques.

Un fait important, en prenant les calculs dans le cas du guide cylindrique, est que l'onde

$$H_0 = 1$$

seule de toutes, présente une atténuation qui décroît lorsque la fréquence croît.

On peut, en se basant sur des hypothèses la plupart du temps assez bien vérifiées, traiter le problème de l'atténuation : nous revenons pour cela aux ouvrages cités en référence. Cependant, le calcul des pertes est souvent suffisamment précis, à condition d'utiliser la formule de résistance de l'effet de peau, en se basant sur une profondeur de pénétration de  $0,0662/\sqrt{f}$  mètres pour le cuivre.

La densité du courant peut d'ailleurs être homogène ou non suivant le mode de vibration.

On peut dire qu'un tube de cuivre convenant au transport d'ondes de 10 cm donne un affaiblissement de 0,01 à 0,02 db par mètre, ce qui est bien inférieur aux valeurs que l'on peut obtenir d'un feeder

coaxial. Les dimensions d'un tel guide seraient environ de 7 à 8 cm de diamètre extérieur avec des parois de 1,5 à 2 mm (tube cylindrique). En tube carré il faudrait compter environ 30 ou 45 mm sur 60.

Dans un tube circulaire, la valeur la plus basse de l'impédance serait de 353  $\Omega$ , alors que dans un tube rectangulaire elle peut varier de 0 à 465  $\Omega$ .

Nous résumerons les propriétés des guides diélectriques dans le tableau ci-contre. Dans une prochaine étude, nous envisagerons la question des adaptations de l'excitation et de la radiation de l'énergie.

## BIBLIOGRAPHIE

- W. L. Barrow. — P.I.R.E. Vol 24, 1936, p. 1298.  
 Barrow et Grenne. — P.I.R.E. Déc. 1938, p. 1520.  
 Barrow et Lewis. — P.I.R.E. Vol 27, janv. 1939, p. 41.  
 Barrow et Chu. — P.I.R.E. Vol. 27, janv. 1939, p. 51.  
 Barrow, Chu, Jansen. — P.I.R.E. Vol 27, déc. 1939, p. 769.  
 Bagnis. — Ann. der Physik. Band 35, 1939.  
 Brillain. — R.G.E. Vol. 24, 1936.  
 Brillain. — Bull. S.F.E. T. 8, n° 94, 1938.  
 Carron, Mead et Schelkunoff. — Bell Syst. Techn. Journ. T. 15, 1936.  
 A. G. Clavin. — Bull. S.F.E. T. 8, n° 88, avr. 1938.  
 Darbord. — O.E. Vol. 11, févr. 1932.  
 Leigh Page et Adams. — Phys. Review. Vol. 52, sept. 1937.  
 Kottler. — Ann. der Physik. Band 71, 1923.  
 Southworth. — Journal of Appl. Phys. Vol 25, juillet 1937.  
 Southworth. — Journal of Appl. Phys. Vol. 8, oct. 1937.  
 Southworth et King. — P.I.R.E. Vol. 27, Feb. 1939.  
 Schelkunoff. — P.I.R.E. Vol. 25, 1937.  
 Stratton et Chu. — Phys. Rev. Vol. 56, Jul. 1939.  
 Louis de Broglie. — Problèmes de Propagations Guidées. 1941.  
 Chu. — J.A.P. 11-603-10, sept. 1940.  
 Nemp. — I.E.E.J. 88-111 : 213-18, sept. 1941.

# UN GROUPE DE HAUT-PARLEURS POUR LA REPRODUCTION A HAUTE FIDÉLITÉ

Nous avons fait dernièrement allusion à la conférence de M. Charlin, au Groupement Technique de l'Industrie Radioélectrique, sur les ensembles électro-acoustiques de haute fidélité.

Voici quelques caractéristiques succinctes du groupe de haut-parleurs auquel il est fait allusion.

L'ensemble reproducteur comporte deux haut-parleurs : un haut-parleur pour le médium et les fréquences élevées et un haut-parleur pour les très basses fréquences.

Le haut-parleur médium a une membrane d'un diamètre utile de 22 cm ; la membrane est en papier spécial, la suspension du bord extérieur se faisant au moyen d'une couronne de peau.

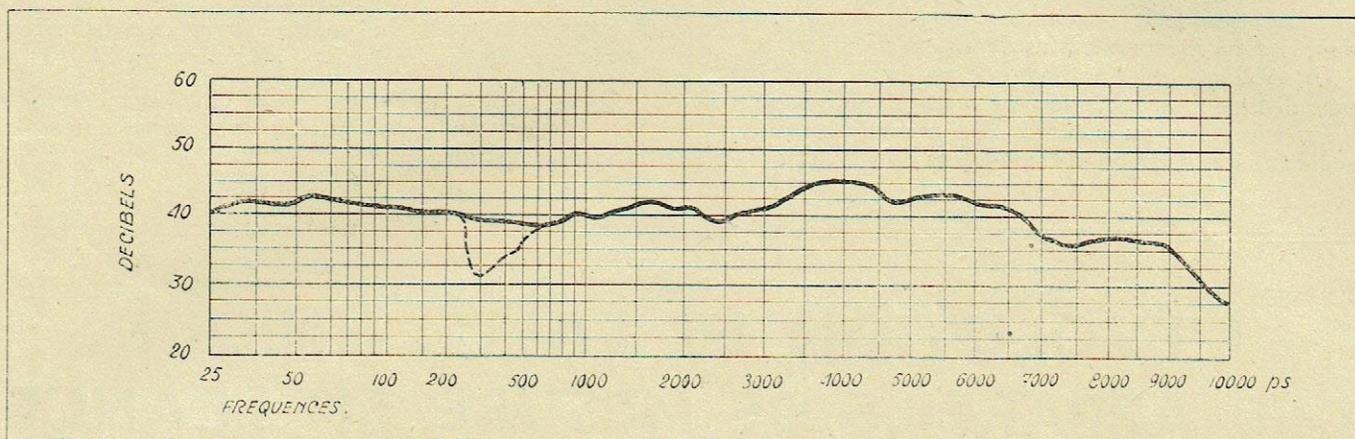
Une des caractéristiques de ce haut-parleur est l'importance donnée à la culasse. En effet, l'enroulement d'excitation (qui est d'ailleurs en fil d'aluminium, le fil d'aluminium convenant parfaitement à la réalisation de l'enroulement d'excitation du haut-parleur) est susceptible d'entretenir un champ de 16.000 gauss

dans un entrefer qui mesure 16 mm. de hauteur, soit plus du double de la hauteur dans un haut-parleur ordinaire.

Grâce à l'intensité du champ, on obtient un auto-amortissement des périodes propres de la membrane

dans le voisinage de celle-ci d'écran antitourbillonnaire dont l'efficacité a été montrée par M. Charlin.

Nous avons dit que la courbe de réponse du haut-parleur « médium » seul était linéaire, même dans les très basses fréquences. Il semblerait, dans ces condi-



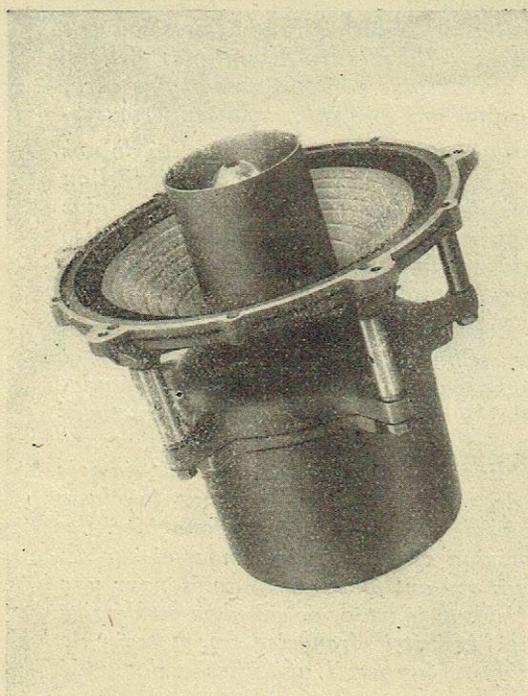
Courbe de réponse acoustique du groupe.

et de l'équipage mobile ; et, d'autre part, grâce à la hauteur du champ, la membrane peut se déplacer dans les très basses fréquences avec une très grande amplitude, sans pour cela sortir de la zone homogène du champ magnétique, donc sans créer de distorsion acoustique.

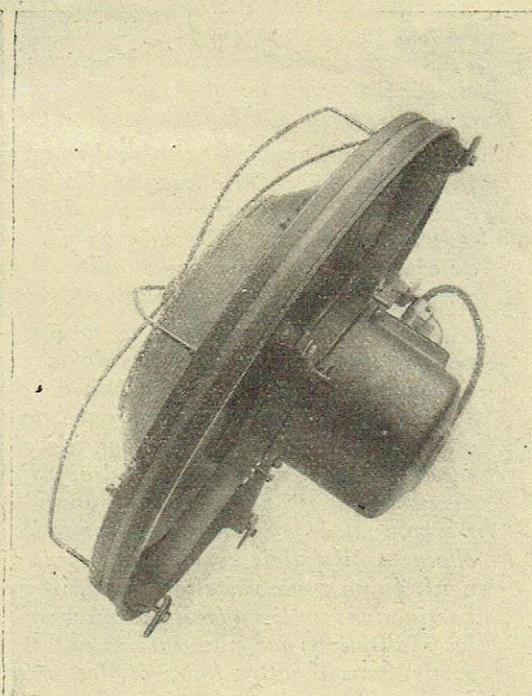
C'est d'ailleurs pourquoi, si on trace la courbe de réponse d'un haut-parleur, on constate que celle-ci

est à peu près linéaire dans la gamme 30 p.s. à 10.000 p.s.

tions, inutile d'utiliser un « boomer » de très grand diamètre. La raison d'utilisation de ce haut-parleur de basse fréquence est la suivante :  
La puissance électrique admissible sans distorsion acoustique qui définit la puissance réelle du haut-parleur est de 8 watts entre 250 périodes et 10.000 périodes/seconde ; toutefois, comme cela se produit toujours (voir *Radio Française* de février 1942, l'ar-



HP médium et aigu.



Boomer.

est à peu près linéaire dans la gamme 30 p.s. à 10.000 p.s.

Ce résultat est particulièrement remarquable.

Cette régularité est due, d'une part à l'étude très soignée de la membrane et, d'autre part, à la présence

de ticle : « Combien faut-il de watts ? »), de 250 à 30 périodes, la puissance admissible baisse considérablement (par exemple, pour le haut-parleur en question, elle n'est plus guère de 2 watts à 50 p.s.).

Si une puissance électrique de 2 watts est suffisante

dans toute la gamme (haut-parleur d'appartement très puissant), il est inutile d'employer un haut-parleur de basse fréquence, mais si on veut « encaisser » les 8 watts dans toute la gamme des fréquences (pour une salle de cinéma, par exemple), il faut, dans ce cas, recourir à un haut-parleur spécial pour les basses fréquences, tel que le « boomer » dont la membrane en double cône inversée a plus de 40 cm de diamètre.

Un tel haut-parleur admet une puissance électrique sans distorsion acoustique de 8 watts, à 50 p.s.

En revanche, on constate des accidents dans la reproduction de fréquence au-dessus de 500 périodes ;

c'est pourquoi il est branché à travers un filtre passe-bas.

La courbe de réponse des deux haut-parleurs ensemble est à peu de chose près la même que le médium seul, mais, dans ce cas, la puissance électrique admissible par l'ensemble est de l'ordre de 8 watts dans toute la gamme (pour une distorsion acoustique de l'ordre de 5 % au maximum).

Quel malheur qu'on ne puisse envisager l'équipement de tous les postes de série avec un tel ensemble électro-acoustique !

---

## L'ÉVOLUTION ET LA TECHNIQUE DES APPAREILS DE MESURE EN FRANCE

par R. ASCHEN-BRENNER

*De nombreux constructeurs français s'occupent aujourd'hui d'appareils de mesures. Tout le monde, ou presque, a commencé par copier les appareils américains ou par s'inspirer de la technique américaine. Il en résulte aujourd'hui une quantité de générateurs ou de voltmètres qui rappellent beaucoup ceux de la General Radio. Mais au fur et à mesure que les maisons françaises prenaient de l'extension, des laboratoires, des services d'études et des services de documentation et d'information furent créés. On trouve ainsi quelques maisons où l'on travaille avec une technique solide et avec des conceptions modernes qui me semblent, dans certains domaines, en avance sur celles de l'Amérique. Il n'en est pas ainsi de la réalisation industrielle qui laisse souvent à désirer et qui n'a rien de comparable avec celle d'outre-Atlantique. Celle-ci est généralement beaucoup plus simple, donc moins coûteuse, mais plus sûre, et ceci, grâce aux pièces détachées américaines qui sont infiniment supérieures.*

*La technique française souffre actuellement de la mauvaise qualité de nos pièces détachées. On a fait peu d'efforts, peu d'études dans ce domaine. Si l'on ajoute à cela la qualité actuelle de la matière première, on ne s'étonne plus qu'un générateur H. F. tombe en panne au bout de huit jours. Mais si on laisse de côté la pièce détachée actuelle, on peut néanmoins être fier de voir aujourd'hui quelques réalisations qui ne sont pas loin de la perfection.*

*J'ai monté, ces dernières années, plusieurs laboratoires d'études s'occupant uniquement d'appareils de mesures. Chaque service est spécialisé et s'occupe seulement d'une partie ou d'un organe dans un appareil à l'étude. J'ai ainsi pu faire la connaissance de plusieurs techniciens ou constructeurs qui ont apporté une aide considérable pendant la période de démarrage où il y avait tant à apprendre. N'oublions pas que l'on n'avait jamais avant la guerre, construit d'appareils de mesures en France dont la classe fût comparable à celle des appareils américains. Il y avait donc bien des choses qu'il fallait reprendre depuis l'origine avant de faire un essai sur du neuf. Je ne peux pas citer tous les travaux qui ont été déjà résumés pour une partie, dans un livre écrit par mon ami Aisberg, je voudrais simplement décrire les réalisations les plus intéressantes que l'industrie française est en train de sortir, sans omettre leurs études préalables. L'appareil qui nous a demandé le plus de travail est le générateur H. F.*

### LES GÉNÉRATEURS H. F.

#### 1. — Généralités

Comme tout le monde, nous avons commencé l'étude par le schéma du General Radio, c'est-à-dire par un oscillateur suivi d'une mélangeuse modulée par la grille. Ce schéma donne des résultats immé-

diats d'où l'on peut tirer beaucoup de choses. D'abord la profondeur de modulation qui ne dépasse pas un taux de 50 % sans distorsion, ensuite la modulation de fréquence en ondes courtes qui doit être réduite sérieusement, et finalement les fuites et le rayonnement qui est trop élevé pour les récepteurs actuels ayant une sensibilité de plus en plus élevée. L'atté-

uation est suffisamment correcte pour les fréquences au-dessous de 20 MC/S. Il est difficile de faire mieux, dans ce domaine, que le 605 de la General-Radio. Il serait logique d'arrêter la gamme de fréquences à

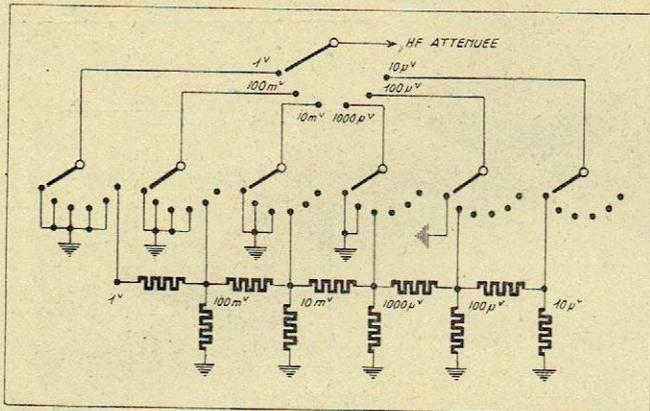


Fig. 1a. — Schéma d'un atténuateur à résistance.

20 MC/S pour construire ensuite un autre type destiné aux fréquences plus élevées. Malheureusement, l'utilisateur demande une gamme qui monte à 50 MC/S, même si l'atténuation est moins bonne. Il en résulte que les générateurs actuels sortent avec une étendue de gammes allant de 20 KC/S à 50 MC/S. Certains types commencent à 50 KC/S et même à 100 KC/S pour s'arrêter à 50 MC/S. Un seul type s'arrête à 20 MC/S. La construction des atténuateurs ne présente pas de grosses difficultés si l'on s'arrête à 20 MC/S. Un atténuateur à résistance non selfique, monté sans aucune astuce suivant la figure 1 donne les atténuations du tableau n° 1. Avec le montage par commutateur, en blindant soigneusement chaque compartiment et avec un court-circuitage des rails hors service, on arrive à des fuites relativement faibles. Le tableau n° 2 donne les fuites d'un atténuateur monté suivant la photo de la figure 2. Avec le montage par monobloc à cellules circulaires et à distribution centrale (fig. 3), les fuites mesurées sont celles du tableau n° 3 et l'atténuation est celle du tableau n° 4.

Tableau 1. — Résultats obtenus sur l'atténuateur de la fig. 1. Mesure de l'atténuation lorsque l'atténuation passe de :

1 volt à 100 mV	100 mV à 10 mV	10 mV à 1.000 µV	1.000 µV à 100 µV	100 µV à 10 µV	Fréquence d'utilisation
20 db	20	20	20	20	150 kc/s
20	20	20	20	20	300 kc/s
20	20	20	20	20	600 kc/s
20	20	20	20	20	3 Mc/s
21	20	20	20	20	6 Mc/s
11	22	20	20	16	12 Mc/s
17	25	20	20	18	20 Mc/s

On peut certainement faire mieux, mais je donne des chiffres relevés sur des réalisations de série. L'atténuateur à décades n'offre donc aucune difficulté sérieuse lorsqu'il s'agit des fréquences au-dessous de 20 MC/S.

Nous avons commencé par l'atténuateur de sortie, continuons par l'atténuateur progressif. Le schéma classique est toujours celui du 605 de la figure 3 qui est encore employé sur beaucoup de générateurs fran-

Tableau II. — Résultats de mesures concernant l'atténuateur de la fig. 1. Mesure des fuites sur chaque position lorsque l'atténuateur progressif se trouve sur zéro.

Fuites en µV	sur 100 mV	sur 10 mV	sur 1.000 µV	sur 100 µV	sur 10 µV	Fréquence d'utilisation
13.000	1.200	140	14	0,8	100 kc/s	
11.000	1.400	120	12	0,5	460 kc/s	
6.200	1.000	80	8	0,7	1000 kc/s	
6.000	800	80	8	0,6	10 Mc/s	
5.000	750	75	7,8	0,5	20 Mc/s	

la fig. 1. Mesure des fuites sur chaque position lorsque l'atténuateur progressif, ce qui augmente les fuites. En échange, la tension maximum atteint 1 volt.

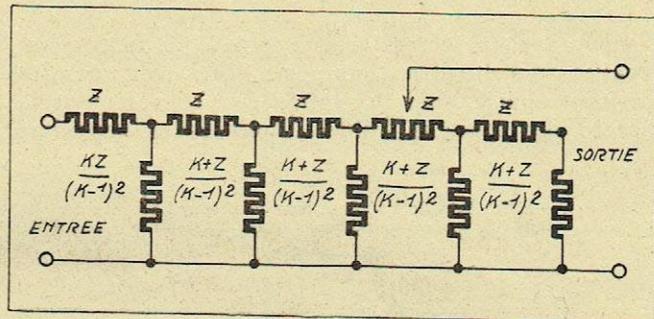


Fig. 1 b. — Fonctionnement de l'atténuateur à résistances en ondes moyennes.

çais. L'inconvénient de ce dispositif est de mesurer la tension à la plaque de la lampe mélangeuse et de supposer ensuite que l'atténuation progressive

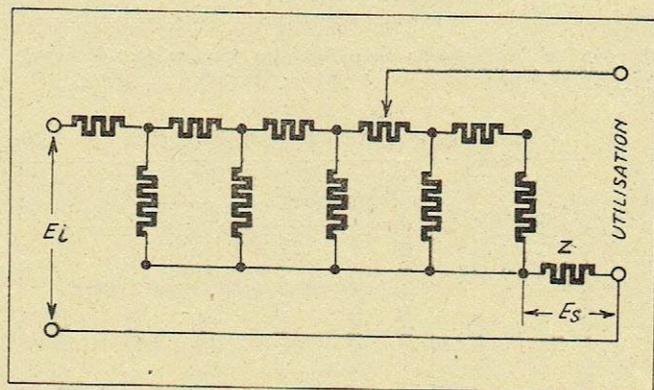


Fig. 1 c. — Fonctionnement de l'atténuateur à résistances en ondes courtes.

reste la même sur toutes les fréquences. Je n'ai pu atteindre ce résultat et le schéma de la figure 4 m'a semblé plus intéressant, car on mesure la tension à l'entrée de l'atténuateur à décades, ce qui supprime l'incertitude de l'atténuateur progressif. Au lieu de

lire la tension sur le cadran de l'atténuateur progressif, on lit la tension sur le cadran du voltmètre à lampes. On divise ensuite ce chiffre par celui de la décade en service et on obtient la tension de sortie.

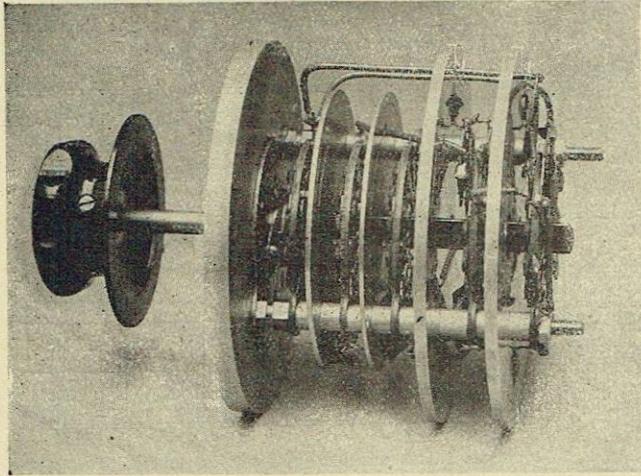


Fig. 2. — Atténuateur utilisant le schéma de la figure 1.

Pour que cette lecture soit précise, il faut deux échelles au voltmètre à lampes : 0 à 1 volt pour les tensions supérieures à 0,3 volt et 0 à 0,3 volt pour la mesure des tensions faibles. Nous avons supprimé

Tableau 3. — Résultats de l'atténuateur de Férisol L3. Mesure des fuites sur chaque position lorsque l'atténuateur progressif se trouve sur zéro.

Fuites	sur 100 mV	sur 10 mV	sur 1.000 μV	sur 100 μV	sur 10 μV	Fréquence d'utilisation
en μV	15 μV	1,5	0	0	0	700 Kc/s
	53	8,5	1	0	0	1800 Kc/s
	100	15	1,5	0	0	5 Mc/s
	200	35	3	0	0	15 Mc/s
	350	80	5	1	0	20 Mc/s

L'entrée de l'atténuateur est reliée à un premier pont, donnant une tension maximum de 0,1 volt. Ceci explique la réduction des fuites.

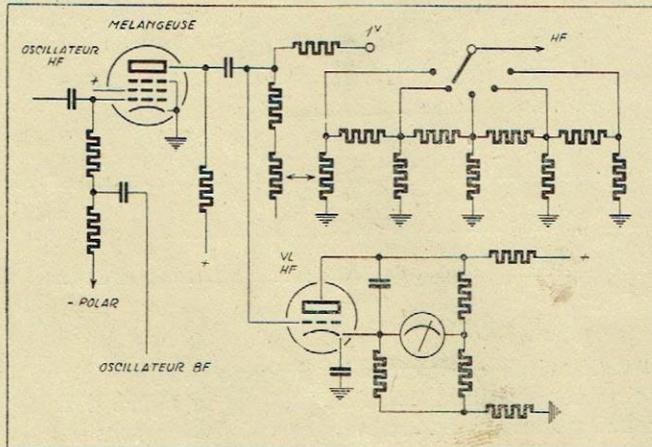


Fig. 3. — Schéma de principe des atténuateurs employés sur le 605.

la prise « 1 volt » en appliquant cette tension directement à l'atténuateur à décades pour la sortir par simple commutation. C'est infiniment plus commode. Ce sont nos amis Nissen qui ont préconisé ce sys-

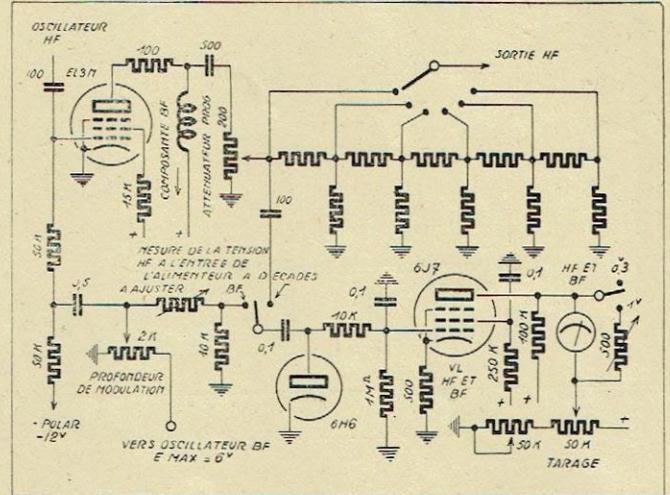


Fig. 4. — Schéma des atténuateurs employés par l'auteur.

tème pour la première fois. Sortir 1 volt sur une impédance de 200 ohms nécessite une mélangeuse à grande pente. Dans l'étude du générateur d'atelier, nous avons maintenu la modulation par la grille en utilisant une lampe comportant une grande partie linéaire de S sur Vg. C'est le cas de la EL3 N polarisée à -12 volts où la pente atteint encore 5 mA par volt. Avec 1 volt à la grille, on obtient, en moyenne, 1 volt à la plaque sur une charge de 200 ohms. Le gain est moins élevé en ondes courtes, il faut près de 2 volts à l'entrée sur 20 MC/S, ce qui

Tableau IV. — Résultats des mesures concernant l'atténuateur de la figure 3. Mesure de l'atténuation lorsque l'atténuateur passe de :

1 volt à 100 mV	100 mV	10 mV	1.000 μV	100 μV	Fréquence d'utilisation
	20 db	20	20	20	100 Kc/s
	20	20	20	20	460 Kc/s
	20	20	20	20	1.000 Kc/s
	20	20	20	20	10 Mc/s
	12	20	20	20	20 Mc/s

augmente la distorsion de modulation. Sur les fréquences plus basses, on atteint une profondeur de modulation de 80 % sans être gêné par la distorsion. Ces résultats seront certainement dépassés en ondes courtes par les nouveaux tubes tout verre dont l'amplification reste plus constante. En attendant ces tubes, les constructeurs préconisent la EL3 N. L'admission de grille est suffisamment grande pour éviter une distorsion de l'onde porteuse avec une charge de 200 ohms. C'est un autre avantage de ce tube.

Au lieu d'une modulation grille sur un tube à grande admission, on peut également employer la

modulation par la grille écran sur un tube à faible admission. C'est la solution qui a été mise au point par notre ami Geffroy en utilisant une lampe R 219

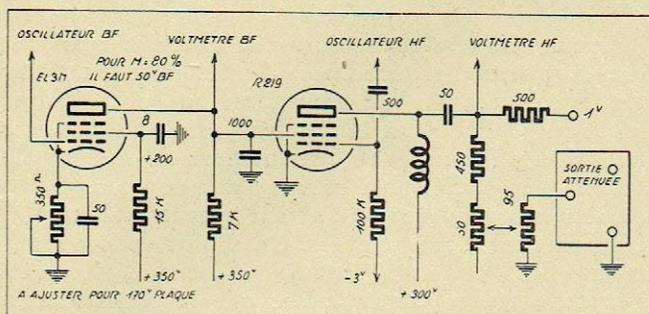


Fig. 5. — La modulation par la grille écran d'une R 219.

modulée par l'écran (fig. 5). La distorsion de modulation est plus faible que dans le premier cas, mais la distorsion de la porteuse est légèrement plus grande.

Pour éviter la composante B. F. dans la tension de sortie, la plaque de ces tubes est alimentée par un filtre passe-bas constitué par une simple self d'arrêt (fig. 5).

Dans le générateur Type Laboratoire, nous préconisons la modulation par la plaque et par la grille écran. L'impédance de l'atténuateur de sortie doit être aussi faible que possible. Nous cherchons actuellement une impédance de sortie de 10 ohms sur 0,1 volt, ce qui représente une charge d'environ 100 ohms sur 1 volt. Il faut donc une lampe du type EL 6, qui peut fournir 1 volt sur 100 ohms avec une pente dynamique de 10 mA/V.

Cette lampe est très intéressante, nous la réservons au générateur type Laboratoire aussitôt qu'elle sortira en tout verre.

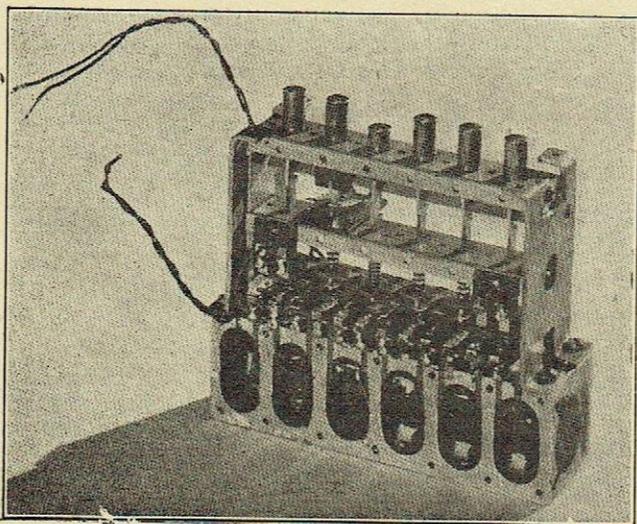


Fig. 6. Affaiblisseur à variomètre blindé (La Précision Electrique).

Les quelques photos que nous publions ici montrent les principaux atténuateurs utilisés sur les générateurs français. Une réalisation, qui mérite d'être signalée, est l'atténuateur sinusoïdal de la Précision Electrique (fig. 6 et 7). La précision est excellente. Le seul défaut est l'impédance élevée. Il

faudrait reprendre cette étude pour obtenir une impédance de sortie de l'ordre de 75 ohms, ce qui constituerait une valeur suffisamment basse pour les

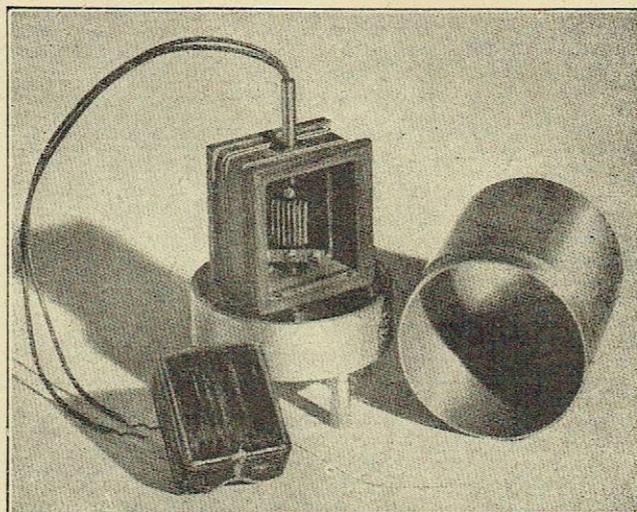


Fig. 7. — Affaiblisseur décimal à transformateur (La Précision Electrique).

essais des récepteurs, même du type ondes courtes. Un autre type est l'atténuateur à piston de la figure 8, que nous utilisons sur les ondes très courtes.

Si l'on veut éviter la modulation de fréquence en ondes courtes, on peut envisager deux solutions. La première demande un oscillateur fournissant une tension très élevée avec un couplage très lâche avec la mélangeuse. On évite ainsi le couplage entre la capacité dynamique de la mélangeuse et le circuit oscillant. En échange, on obtient un rayonnement intense que l'on peut difficilement supprimer. La deuxième solution consiste à intercaler une lampe séparatrice entre la mélangeuse et l'oscillateur. Le gain étant égal à l'unité, on peut se contenter d'une oscillation faible et on n'est pas gêné par le rayonnement que l'on peut maîtriser assez facilement. C'est cette solution que l'on trouve aujourd'hui sur tous les générateurs modernes qui commencent à sortir des usines françaises. Nous reviendrons tout

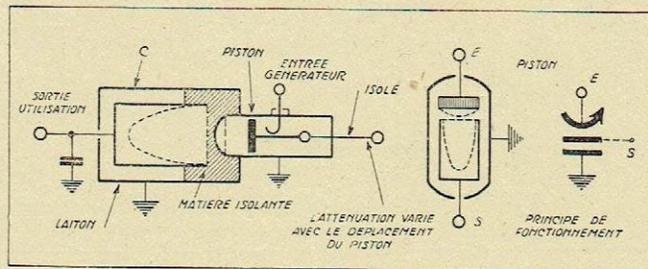


Fig. 8. — Schéma de principe d'un atténuateur à piston.

à l'heure sur le fonctionnement de la modulation de fréquence en ondes courtes. C'est l'un des points qui a été le plus négligé pendant plusieurs années et nous trouvons aujourd'hui, dans le commerce, des générateurs qui ne permettent aucune mesure précise en ondes courtes. En effet, la tension B. F., sortant du récepteur relié à un tel générateur, se compose d'une tension provenant de la modulation

d'amplitude et d'une autre tension provenant de la modulation de fréquence. Les watts mesurés ne veulent rien dire, ils ont été « gonflés » par la modula-

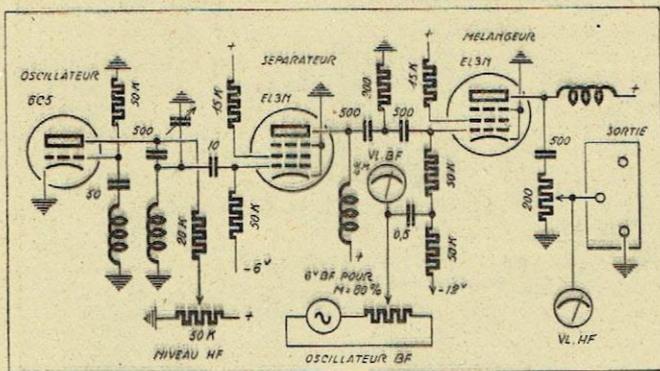


Fig. 9. — Un montage moderne utilisant un étage séparateur.

tion de fréquence. Il suffit de connecter un oscillographe derrière le récepteur pour voir la B. F. en ondes moyennes et ensuite en ondes courtes. Si l'on ne trouve pas le même oscillogramme à puissance égale, le générateur H. F. est modulé en fréquence. Avec un récepteur panoramique, l'essai est encore plus facile. Un autre inconvénient de la modulation de fréquence est le glissement de l'onde porteuse : en position « modulé », le générateur produit une fréquence  $F_1$  par exemple, en « non modulé », on trouve  $F_1 + \Delta F$ . Ce glissement  $\Delta F$  provient d'une modulation de fréquence asymétrique. Il est la cause de beaucoup d'erreurs qui arrivent fréquemment pendant la mesure de la sensibilité utilisable.

Avant de construire des générateurs, il faut d'abord construire des récepteurs professionnels qui conviennent à un cahier des charges très sévère. La mise au point d'un générateur devient chose aisée lorsque l'on connaît à fond la technique du récepteur et les exigences de ses mesures.

Avant de parler des principaux types existant actuellement sur le marché français, nous pensons

résistances. La figure 1B montre un tel atténuateur composé de cinq cellules, dont chacune porte le signal à  $1/k$  de sa valeur initiale. Il suffira de faire  $k = 10$  pour obtenir l'atténuation désirée de 100.000 fois.

Comme l'atténuateur doit fonctionner dans une grande gamme de fréquences, il est bon de constituer les impédances par des résistances qui, en principe, sont indépendantes de la fréquence. En ondes courtes les diverses branches de l'atténuateur ne se comporteront plus comme des résistances pures, les écarts deviennent plus grands d'autant que les valeurs des résistances sont plus élevées. On choisit donc de préférence des petites résistances. Cependant, celles-ci ne peuvent pas être si petites que la self-induction des conducteurs d'amenée vers les résistances devienne gênante. Des résistances comprises entre 10 et 400 ohms constituent un compromis favorable pour la gamme de fréquence utile.

Si l'on veut atténuer très fortement le signal de sortie, plus de  $10^4$  fois par exemple aux fréquences élevées, des difficultés se présentent. En effet, dans ce cas, à proximité des bornes de sortie se trouvent divers organes dont la variation de potentiel vaut plusieurs milliers de fois celle des bornes de sortie. Si, par des effets capacitifs ou inductifs, une petite fraction de ces variations de potentiel est transmise aux bornes de sortie, on obtient à la sortie de l'oscillographe de mesure une tension perturbatrice qui peut être plusieurs fois plus grande que le signal désiré.

Pour prévenir ces effets capacitifs et inductifs, il faut maintenir les conducteurs aussi courts que possible, blinder convenablement les organes qui créent des champs électriques haute fréquence et veiller à ce que le blindage soit mis à la terre d'une façon judicieuse. Pour éviter les perturbations, la mise à la terre de certaines autres parties du montage, à savoir l'atténuateur lui-même et la partie d'alimentation, doit être faite d'une manière appropriée. Pour illustrer ce fait, il suffira d'examiner de plus près un détail de construction de l'atténuateur. Comme montré à la figure 1c, le conducteur inférieur reliant toutes les résistances transversales est mis à la terre. Il sert en

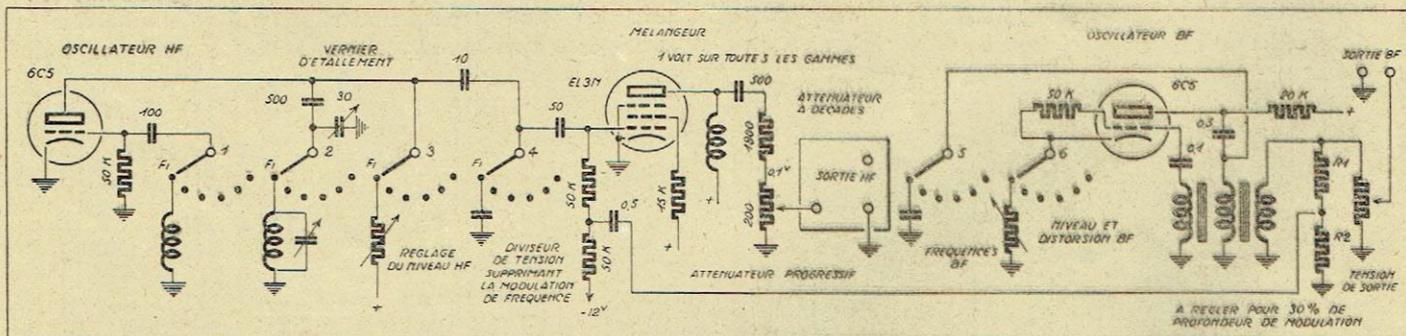


Fig. 10. — Schéma général d'un générateur de dépannage.

qu'il serait intéressant de rappeler quelques notions concernant la technique du générateur.

## 2. — Les précautions à prendre dans l'atténuateur

En principe, l'atténuation de la tension ne présente guère de difficultés. On peut réaliser un atténuateur comportant une série d'impédances constituées par des capacités, des self-inductions ou des

même temps de borne commune pour le raccordement de la tension d'entrée et celui de la tension de sortie. Supposons que la mise à la terre du conducteur de liaison entre les résistances transversales s'effectue en un endroit autre que la borne commune, entre le conducteur et la borne se trouve alors une impédance  $z$  très petite. Ce cas est illustré à la figure 1c qui représente le montage électrique ainsi obtenu.

Ce schéma prouve qu'aux bornes de sortie, la ten-

sion de sortie désirée est branchée en série avec une tension perturbatrice  $E_s$  donnée par la formule :

$$E_s = E_i z/R_i$$

expression dans laquelle  $R_i$  est la résistance d'entrée de l'atténuateur, soit 300 ohms environ.

Si l'on veut réduire la tension d'entrée  $10^5$  fois, sans que cette tension perturbatrice provoque des ennuis, il faut que  $z/R_i$  soit de l'ordre de grandeur de  $10^{-6}$ ,  $z$  doit donc être inférieur à  $10^{-4}$  ohm. Il en résulte qu'à une longueur d'onde inférieure à 5 m. la self-induction du conducteur de liaison doit être inférieure à  $10^{-12}$  henry. Or, la self-induction d'une petite vis de contact de 1 mm. de long peut facilement dépasser 100 fois cette valeur. Ceci prouve suffisamment que la construction de l'atténuateur doit être réalisée avec beaucoup de soins.

Comme déjà mentionné, l'impédance  $z$  dans l'atténuateur n'est pas la seule source de tensions perturbatrices. D'autres tensions perturbatrices peuvent être fournies par un couplage capacitif entre les divers organes de l'atténuateur, par un couplage capacitif entre l'oscillateur de mesure et l'appareil à essayer ou par un couplage entre ces deux appareils par l'intermédiaire du réseau d'alimentation. Bien que tous ces effets puissent être combattus par les dispositions citées, leur influence reste cependant si grande qu'il est impossible de considérer l'atténuateur à résistances comme un instrument de précision.

L'atténuateur à piston de la figure 8 évite tous ces inconvénients. La masse est constituée par le cylindre C, il n'y a donc aucun fil de masse qui puisse provoquer un couplage.

L'atténuateur à résistances convient parfaitement pour les fréquences inférieures à 20 MC/S. Au-dessus de ces fréquences, nous employons de préférence l'atténuateur à piston.

### 3. — La modulation de fréquence

La modulation de fréquence provenant de la variation de la capacité d'entrée de la lampe modulatrice atteint une valeur telle sur la majorité des générateurs actuels, que l'on est dans l'impossibilité de faire une mesure correcte sur un récepteur. On est obligé d'utiliser en permanence un pont de distorsion ou un oscillographe pour se rendre compte si la tension est bien sinusoïdale. Sans ces instruments, on risque de mesurer une tension B. F. provenant surtout de la modulation de fréquence et non de la modulation d'amplitude et on obtient des mesures erronées concernant la sensibilité utilisable. Il est donc intéressant de chercher l'origine de cette modulation de fréquence et d'essayer de la supprimer complètement.

Si la modulatrice est une triode, sa capacité d'entrée est :

$$C_g = C(g - K) + C(g - A) \times \left( 1 + \frac{K \times R_a}{R_a + \rho a} \right)$$

ou

$$C_g = C(g - K) + \frac{C(g - A) [(R_a + \rho a) + (S \times \rho a \times R_a)]}{R_a + \rho a}$$

$R_a + \rho a$

où  $R_a$  est la résistance de charge,  $K$  le coefficient d'amplification statique,  $\rho a$  la résistance intérieure,

$C(g - K)$  la capacité grille-cathode et  $C(g - A)$  la capacité grille-plaque. Nous trouvons ensuite :

$$dC_g = R_a \times \rho a \times dS$$

et

$$C_g = R_a \times \rho a \times S + C(\text{résiduelle})$$

En modulant par la grille,  $S$  varie, donc également  $C_g$  et si  $C_g$  se trouve aux bornes du circuit oscillant, ce dernier sera modulé en fréquence.

Dans le cas d'une penthode,  $C_g - K$  se trouve augmenté de  $C(g - A) \times (1 + Kd)$  où  $Kd$  est l'amplification dynamique. Par exemple, une EL3 N employée en modulation dans un générateur fait varier la capacité d'entrée de  $C(g - A) \times (1 + Kd)$ . Avec une modulation par la grille et une résistance de charge de  $400 R_a$ , le gain dynamique maximum sera de  $S \text{ max.} \times R_a = 5 \times 400 \times 10^{-3} = 2$  et le gain minimum de 0. Ceci correspond à une profondeur de modulation de 100 %. La capacité maximum à l'entrée sera  $C$  résiduelle +  $C$  du condensateur variable +  $C(g - A) \times (1 + 2)$ . La variation de capacité sera :

$$C(g - A) \times (1 + 2) = 0,8(1 + 2) = 2,4 \mu\mu\text{F.}$$

La capacité Grille-Anode d'une EL3 N étant de 0,8 pF.

Si la résiduelle de l'oscillateur fait  $50 \mu\mu\text{F}$ , la variation de  $2,4 \mu\mu\text{F}$  produira, au début de la gamme où le CV se trouve sur  $F_{\text{max}}$  une variation de 5 % de la capacité résiduelle, soit une variation de 2,5 % de  $F_{\text{max}}$ . Cette modulation de fréquence est très gênante et on mesure souvent des déviations de fréquence de plusieurs dizaines de KC/S au début de la gamme.

Cette valeur se trouve considérablement réduite à la fin de la gamme où la valeur du CV est très grande par rapport à la résiduelle.

En différenciant dans la formule de Thomson,

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

la fréquence  $F$  par la capacité  $C$ , on obtient :

$$\frac{dF}{dC} = -\frac{1}{4\pi\sqrt{LC^3}}$$

Si nous remplaçons  $C$ , par son expression :

$$C = \frac{1}{4\pi^2 \times L \times F^2}$$

nous parvenons à l'expression :

$$\frac{dF}{dC} = -2\pi^2 \times L \times F^3$$

La déviation de fréquence est proportionnelle au cube de la valeur absolue  $F$  de l'accord.

Autrement dit, une variation de fréquence, qui module un circuit accordé sur 20 MC/S d'une déviation de fréquence de 80 KC/S donnera, pour un accord de 10 MC/S une déviation de fréquence de 10 KC/S.

Ceci explique la grande modulation de fréquence des générateurs actuels au début des gammes en ondes courtes.

Pour éviter ce défaut, il faut insérer entre l'oscillateur et le modulateur un étage séparateur. C'est le moyen radical qui a été employé sur les générateurs Cartex, S.I.R., L.R., C.R.C. et d'autres.

On peut également obtenir une amélioration sans séparatrice en modulant par la grille écran (Férisol)

ou par la grille d'arrêt (Philips et Intégra), en utilisant une EF50 ou R219, dont la capacité grille-anode est de 0,003 au lieu de 0,8 pF de la EL3.

Comme lampe de séparation, nous utilisons une EL3 N dont le fonctionnement donne un gain moyen égal à l'unité entre 30 MC/S et 50 KC/S avec une charge de 200 ohms.

#### 4. — La mesure de la profondeur de modulation

Nous avons beaucoup discuté sur la question suivante : Faut-il mesurer la profondeur de modulation après détection de l'onde porteuse ou suffit-il de la mesurer par la tension basse fréquence appliquée à la mélangeuse ? Si la modulation est linéaire, nous avons la caractéristique de la fig. 11. En ondes moyennes, le point de fonctionnement est situé sur P<sub>1</sub>. La profondeur de modulation est donnée par la variation de la pente, soit par *a* ou *b*. Cette variation de pente est directement proportionnelle à la variation de la tension basse fréquence V<sub>g</sub>. Connaissant cette dernière, nous connaissons également la profondeur de modulation, quel que soit le mode de modulation. Que se passe-t-il maintenant en ondes courtes ? La pente de la lampe diminue, mais la variation *a* et *b* reste sensiblement la même, donc également la profondeur de modulation. Le point P<sub>1</sub> passe à P<sub>2</sub> et nous retrouvons le même mécanisme.

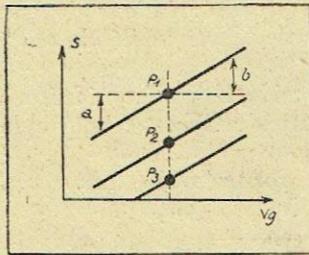


Fig. 11. — La mesure de la profondeur de modulation.

On peut donc se contenter de la méthode actuelle, même en ondes courtes, en mesurant simplement la tension basse fréquence appliquée à la grille ou à la grille écran ou à l'anode. Notre ami Nissen avait donc raison. Mais il y a quand même un piège. Si la pente diminue en ondes courtes, il faut augmenter l'amplitude du signal HF à la grille de la mélangeuse pour obtenir la même tension de sortie. Or, si nous augmentons le signal HF, la distorsion de l'onde augmente aussi, ainsi que la distorsion de modulation et on ne sait plus très bien ce que l'on mesure. Dans ces conditions, on a intérêt à ne pas dépasser 0,5 volt H.F. à l'anode de la mélangeuse. La partie linéaire autour du point P<sub>3</sub> est ainsi utilisable.

#### 5. — Les fuites en H. F. et le rayonnement

C'est certainement le problème des fuites qui m'a demandé le plus gros effort pendant l'étude de mes prototypes. Il ne suffit pas de mettre du cuivre ou de faire des coffrets étanches si vous laissez une seule connexion ou pièce métallique qui peut rayonner la H. F. vers l'extérieur. Pour construire un générateur sans fuites, il faut d'abord construire un oscillateur bien blindé qui ne puisse pas rayonner dans le coffret. L'oscillation doit être assez faible, de l'ordre de 3 à 5 volts. Tous les éléments seront isolés du blindage de l'oscillateur. Un seul point de masse relie l'oscillateur avec le blindage. L'axe du CV sera isolé, sauf le passage dans le blindage, qui sera relié avec ce dernier à l'aide d'un bon balai. Sorti du blindage, l'axe comporte un flector isolé et ensuite une autre

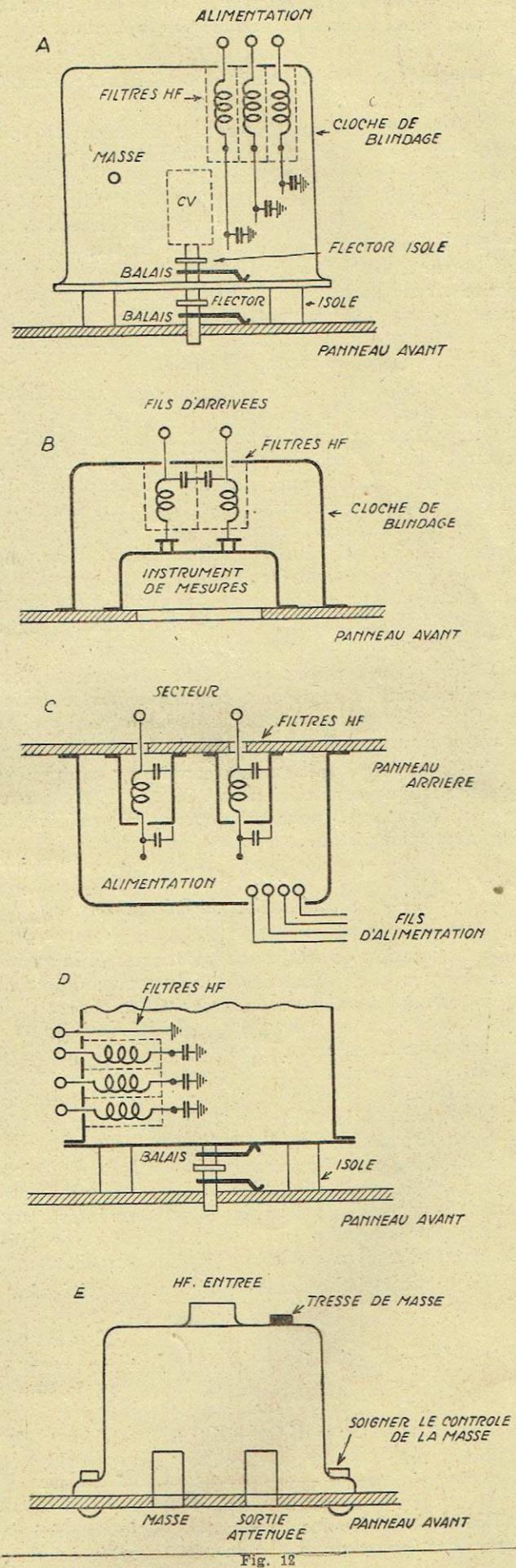


Fig. 12

pièce métallique traversant le panneau avant avec un bon contact à l'aide d'un deuxième balai (fig. 12 A). Le blindage de l'oscillateur est isolé du panneau avant à l'aide de 4 bâtons en matière isolante. L'axe du commutateur comporte un flector isolé entre le blindage de l'oscillateur et le panneau avant. Il ne faut jamais sortir un axe venant d'un circuit oscillant, sans couper les lignes de fuites par un ou plusieurs axes isolés. L'oscillateur ainsi monté, on l'alimentera par des piles placées à l'intérieur du coffret. Bien fermer le panneau avant et commencer par un essai de fuites en utilisant un récepteur de très grande sensibilité. Si l'on ne décèle pas de fuites, on peut monter sur un petit panneau la mélangeuse, l'oscillatrice BF, et l'atténuateur progressif. Isoler ce panneau du grand panneau avant en laissant au moins un intervalle de 4 cm. On peut monter ce petit panneau à gauche ou à droite du bloc oscillateur. Relier la mélangeuse avec l'oscillateur par un fil qui passe loin du panneau avant. Refaire les mêmes essais de fuites que précédemment en alimentant toujours par piles. Cette fois-ci le signal est modulé, ce qui facilite les essais. Pour trouver le signal, passer un fil vers l'intérieur du générateur par un petit trou d'aération. Retirer le fil. On ne doit plus rien entendre. Monter maintenant l'atténuateur à décades sur le panneau avant en soignant sérieusement les masses. Relier ensemble les deux atténuateurs. Brancher le récepteur avec l'atténuateur de sortie et chercher le signal du générateur. Mettre les atténuateurs à zéro et baisser le niveau H. F. On ne doit rien entendre. Si l'atténuation passe par un maximum avant le zéro du potentiomètre, vérifier les masses. Dans le cas où l'atténuation est complète, monter les voltmètres H. F. et B. F., faire leur étalonnage et blinder ensuite soigneusement les instruments de mesures en logeant dans chaque blindage un filtre H. F. Remonter le tout et vérifier à nouveau les fuites. Faire ces vérifications sur plusieurs fréquences, par exemple, 20 MC, 10 MC, 6 MC, 3 MC, 1.500 KC, 472 KC et 100 KC (fig. 12, B, C, D et E).

Si l'on ne constate pas de fuites, remplacer l'alimentation par piles par une alimentation par secteur en filtrant soigneusement l'arrivée du secteur.

Faire une nouvelle série d'essais avec cette alimentation. Si le résultat est bon, faire l'aération du générateur.

D'une manière générale, il ne faut jamais polariser une lampe par la cathode lorsque cette dernière est soumise à la H.F. Il faut mettre la cathode à la masse

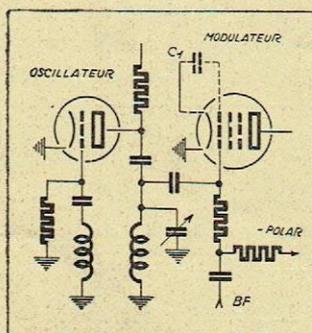


Fig. 13. — La capacité  $C_g$  qui est égale à  $C_gK + C_gA(1 + Kd)$  se trouve en parallèle avec le circuit oscillant. Si l'on fait varier  $Kd$ , la fréquence de l'oscillateur glisse.

et polariser la grille de commande par le retour de la H.F. On évite ainsi le passage de la H.F. dans les filaments et l'alimentation générale.

## 6. — La distorsion de modulation

### Le mécanisme de la modulation

Les générateurs de mesure imitent de leur mieux les véritables émetteurs. A cet effet, ils sont pourvus

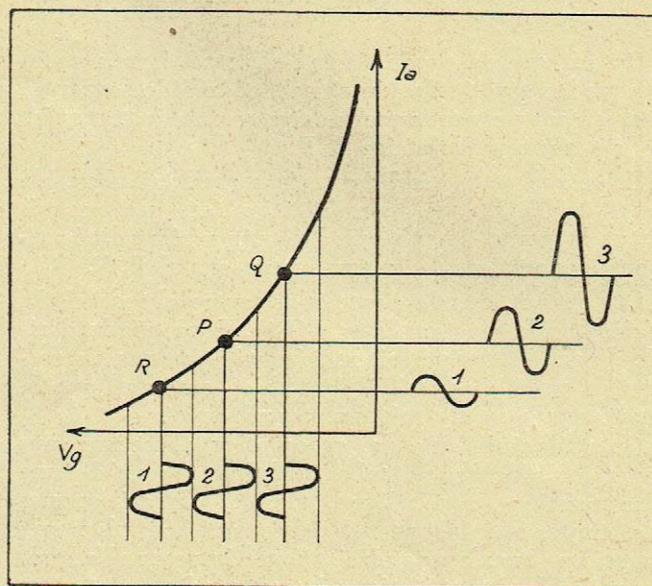


Fig. 14. — Le fonctionnement de la modulation.

d'un oscillateur-pilote et d'un étage modulateur où les tensions de haute fréquence sont modulées en amplitude par des signaux de basse fréquence provenant soit d'un oscillateur local, soit d'une source extérieure (générateur B. F. ou pick-up).

Ainsi, lorsqu'on étudie la conception d'un générateur H. F., on se heurte, toutes proportions gardées, aux mêmes difficultés que lorsqu'on entreprend la réalisation d'un poste de radiodiffusion de 500 kw. C'est ainsi que le problème de la modulation s'avère particulièrement riche en complications de tout genre. Avant d'en examiner quelques-unes, rappelons sommairement le mécanisme selon lequel une oscillation entretenue H. F. reçoit l'empreinte d'une tension B.F.

La figure 13 représente schématiquement l'oscillateur-pilote et l'étage modulateur. Les tensions H. F., prélevées sur le circuit oscillant du pilote, sont appliquées à la grille de commande du tube modulateur. A cette même grille (ou à une autre grille de commande, cela importe peu) sont appliquées les tensions B. F. Le point de fonctionnement déterminé par la tension de polarisation du tube modulateur est placé dans une partie courbe de sa caractéristique.

Que se passe-t-il dans ces conditions ? Tant qu'on n'applique aucune tension B. F., la lampe modulatrice ne fait qu'amplifier les tensions H. F. Mais, lorsqu'on applique le signal B. F., celui-ci déplace le point de fonctionnement à droite et à gauche du point P déterminé par la tension de polarisation. Lorsque, pendant l'alternance positive de la B. F., nous atteignons le point Q de la caractéristique, nous nous trouvons dans une région où la pente est supérieure à celle du point P et, par conséquent, les tensions H. F. sont amplifiées davantage. Par contre, l'alternance négative du signal B. F. nous amène au point R de moindre pente où les tensions H. F. sont amplifiées beaucoup moins (fig. 14).

De cette manière, l'amplification subie dans la lampe modulatrice par les oscillations H. F. varie à la cadence du signal B. F. Il en résulte une tension H. F., dont les amplitudes, loin d'avoir la belle constance de celles engendrées initialement par le pilote, varient à chaque instant en traduisant ainsi l'action du signal B. F.

On dit que la modulation s'effectue correctement lorsque les amplitudes du signal modulé demeurent à tout instant proportionnelles aux valeurs instantanées de la tension modulatrice B. F.

Pour que cette condition soit remplie, il faut, de toute évidence, que l'amplification et, par conséquent la pente du tube modulateur varient linéairement en fonction de la tension du signal B. F.

Or, on sait que la pente n'est autre chose que la dérivée de la fonction  $I_a = f(E_g)$ . Pour que la dérivée de cette fonction soit représentée par une expression du premier degré, il faut, bien entendu, que la fonction elle-même soit du second degré.

On voit ainsi que la modulation s'effectue sans distorsion, lorsque le tube modulateur possède une caractéristique parabolique. Or, les caractéristiques des lampes se refusent malicieusement à se plier aux équations dont on voudrait leur imposer l'allure. Assimiler la caractéristique à une courbe ayant pour expression

$$I_a = aE_g^2 + bE_g + c$$

est un artifice de calcul sans doute très commode, mais qui ne correspond malheureusement pas à la réalité. Du moins pas pour la totalité de la courbe. En revanche, sans trop s'écarter de la vérité, on peut considérer que cette expression s'applique à une faible portion de la caractéristique.

Concluons. Si l'on veut que la modulation s'effectue avec le minimum de distorsion, il faut que tous les phénomènes qui entrent en jeu se déroulent dans une faible partie de la caractéristique de la lampe. A cet effet, les tensions H. F., ainsi que les tensions B. F. appliquées à la modulatrice doivent être suffisamment faibles.

Il est toujours loisible d'utiliser comme modulatrice une lampe de pente élevée, ou bien de la faire suivre d'un étage amplificateur, de manière à compenser la faiblesse des tensions soumises à la modulation.

#### Modulation parasite de fréquence.

Reprenons l'examen du schéma de la figure 13. Nous y avons tracé, en pointillé, le condensateur  $C_1$ , qui symbolise la capacité cathode-grille de la lampe modulatrice. Cette capacité se compose de deux parties. D'une part, la capacité statique entre connexions et électrodes ; d'autre part, une capacité dynamique dont la valeur, entre autres facteurs, dépend de la pente de la lampe.

Or, justement, cette pente varie sous l'action des tensions B. F. Il faut d'ailleurs qu'elle varie, car, nous l'avons vu, ce sont ses variations qui déterminent la modulation.

Seulement, ces mêmes variations de la pente amènent un gros défaut. En faisant varier la capacité  $C_1$ , au rythme de la basse fréquence, les variations de la pente entraînent en même temps et à la même cadence des variations de la fréquence des oscillations H. F. En effet, à travers le condensateur de liaison C,

la capacité  $C_1$  se trouve très malencontreusement branchée en parallèle sur le circuit d'accord de l'oscillateur H. F. S'ajoutant ainsi à sa capacité d'accord, cette capacité variable produit donc une modulation de fréquence des oscillations H. F., modulation nullement désirable, mais, hélas ! inévitable.

On peut la réduire dans une certaine mesure en réduisant notamment la capacité du condensateur de liaison C, en prélevant la tension H. F. appliquée à la modulatrice sur une partie seulement de l'enroulement de l'accord ; il n'en reste pas moins que la modulation en amplitude a pour corollaire une modulation parasite de fréquence. Là encore, le mal sera atténué si l'on se contente de très faibles amplitudes des signaux H. F. et B. F. appliqués à la modulatrice.

#### Glissement de fréquence

Jamais deux sans trois, prétend la sagesse populaire lorsqu'il s'agit de « tuiles ». Puisque nous avons déjà analysé les causes des distorsions de la modulation ainsi que de la modulation parasite de fréquence, reste encore à examiner les causes du troisième défaut constitué par le glissement de fréquence.

Nous avons vu plus haut que la capacité dynamique d'entrée de la lampe modulatrice varie proportionnellement à sa pente. Ainsi, pour chaque alternance positive du signal B.F., elle subit un certain accroissement et, pour chaque alternance négative, elle accuse une certaine diminution. Si, dans la portion de la caractéristique intéressée par la modulation, la pente varie linéairement, diminution et accroissement ont des valeurs identiques.

Mais, à des valeurs identiques des variations positives et négatives de la capacité d'accord ne correspondent pas des valeurs identiques des variations de la fréquence d'accord. En effet, la courbe (fig. 15) de la variation de la fréquence en

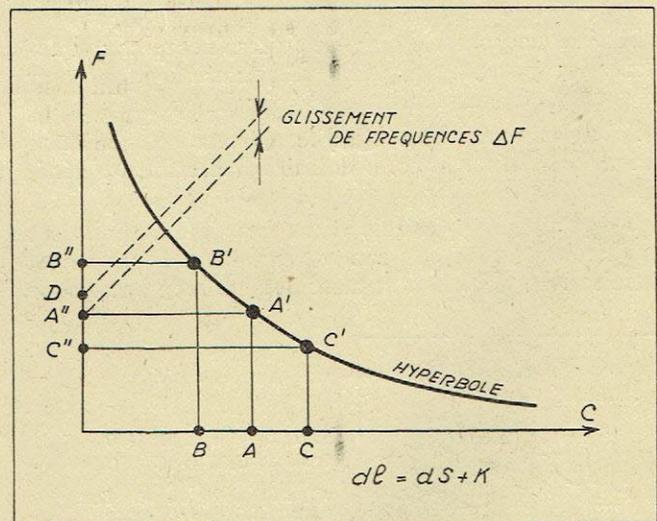


Fig. 15. — Le glissement de fréquence provient du déplacement du point  $A''$  vers  $D$  lorsque l'on module avec un couplage trop serré entre l'oscillateur H. F. et la mélangeuse.

fonction de la capacité est une hyperbole. Et si la capacité passe de la valeur moyenne  $A$  aux valeurs extrêmes  $B$  et  $C$ , les écarts  $AB$  et  $AC$  ayant la même valeur absolue, les écarts correspondants  $A'' B''$  et  $A'' C''$  des fréquences seront légèrement différents.

Au lieu de rester fixée à A'', la valeur moyenne de la fréquence se trouvera légèrement décalée au point D se trouvant à égale distance de B'' et de C''.

Ainsi, le fait de moduler une oscillation H.F. a suffi pour en faire glisser légèrement la fréquence. Ce glissement de fréquence est loin d'être purement théorique. Vous le constaterez sur votre générateur en le faisant « battre » avec une émission de fréquence voisine reçue à l'aide d'un récepteur quelconque. Le fait d'enclencher ou de couper la modulation changera la hauteur de la note des battements, ce qui prouve bien que la modulation B.F. détermine une certaine dérive de la fréquence H.F.

Là encore, le mal sera considérablement atténué si l'on limite à des valeurs suffisamment faibles les amplitudes des signaux H.F. et B.F. admis à la lampe modulatrice.

On voit, en résumé, que les trois principaux défauts auxquels peut donner lieu le dispositif de modulation sont la distorsion de modulation, la modulation parasite de fréquence et le glissement de la fréquence H.F.

### 7° La distorsion de l'onde porteuse

On a oublié dans beaucoup de générateurs l'étude de la distorsion de l'onde H.F. Celle-ci est transmise

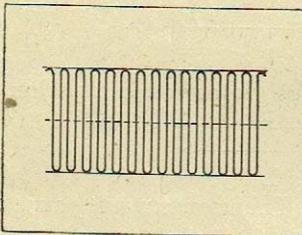


Fig. 16. — L'onde est sans distorsion si la luminosité est constante sur toute la surface de l'image.

par la mélangeuse ou par une séparatrice à couplage ohmique. Le fonctionnement est donc le même que celui d'une lampe basse fréquence, c'est-à-dire qu'on ne peut pas corriger la distorsion provenant de la lampe. Si l'amplitude de l'onde H.F. dépasse la tension d'admission de la lampe, celle-ci produit une certaine distorsion que l'on retrouve ensuite à la sortie dans le signal disponible. On pourrait réduire cette distorsion par l'emploi de la contre-réaction, mais les pentes des lampes actuelles sont insuffisantes pour pouvoir se permettre un tel luxe.

En plus du manque de pente, il faut sortir 1 volt sur une impédance très faible, ce qui ne facilite pas l'emploi d'une contre-réaction. Les essais que nous avons effectués montrent que l'on peut sortir 1 volt avec une EL3 N modulée par la grille et polarisée à -12 volts. Le signal non modulé reste exempt de distorsion avec une charge de 200 ohms. La profondeur de modulation à -12 volts peut atteindre 50 % sans distorsion gênante. Si l'on demande une profondeur plus grande, il faut augmenter la polarisation mais diminuer l'amplitude du signal. On arrive ainsi à 0,5 volt H.F. modulé à 80 % avec une polarisation de -14 volts. Nous trouvons partout des compromis, sauf dans le cas de la modulation plaque. Une lampe plus intéressante que la EL3 est la EL6 modulée également par la grille. La distorsion de l'onde H.F. est insignifiante pour 1 volt de sortie sur 200 ohms. La profondeur de modulation peut atteindre 75 % sans distorsion.

La charge anodique de ces lampes se compose généralement d'un atténuateur progressif non selfique ou d'une résistance fixe montée dans le circuit de plaque. Cette solution serait mauvaise si l'on n'utilisait pas une self d'arrêt en parallèle. Celle-ci constitue une

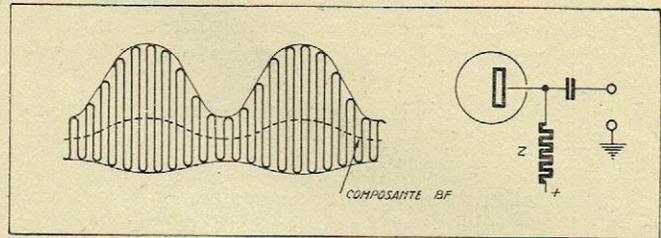


Fig. 17. — Oscillogramme d'un signal H.F. sortant sur une charge ohmique pure.

impédance élevée pour la H.F. et une impédance nulle pour la composante B.F. Il nous reste ainsi un signal H.F. modulé en amplitude sans composante basse fréquence.

La figure 13 montre une sortie ohmique et l'oscillogramme du signal. La figure 14 montre la même amplitude du signal, mais débarrassée de sa composante basse fréquence grâce au filtre passe-bas constitué par une self d'arrêt.

En remplaçant la EL3 N ou EL6 par des lampes à pente égale, mais faible dissipation, donc faible admission de grille, la distorsion de l'onde augmente et il faut augmenter la charge. Par exemple, une R219 peut sortir 1 volt avec une charge de 1.000 ohms, car

$$\text{son admission est légèrement supérieure à } \frac{1}{Ra \times S}$$

$$\text{soit } \frac{1}{1.000 \times 6 \times 10^{-3}} = \frac{1}{6} \text{ de volt.}$$

La EL3 N utilisée avec une charge de 200 ohms et une pente égale à 5 mA/V à -12 volts demande 1 volt à la grille pour 1 volt de sortie, car  $S \times Ra = 5 \times 10^{-3} \times 200 = 1$  volt.

L'admission de cette lampe est supérieure à 1 volt. La distorsion de l'onde H.F. est donc plus faible tout en utilisant une impédance de sortie plus basse.

La même lampe modulée par la plaque sera encore plus intéressante, car sa pente normale monte à 9 mA/V, soit presque le double. A tension de sortie égale, le signal appliqué à sa grille sera donc deux fois plus faible et la distorsion nulle. La modulation plaque réduit ainsi la distorsion de modulation et la distorsion de l'onde H.F.

Ce court exposé nous montre qu'il faut traiter

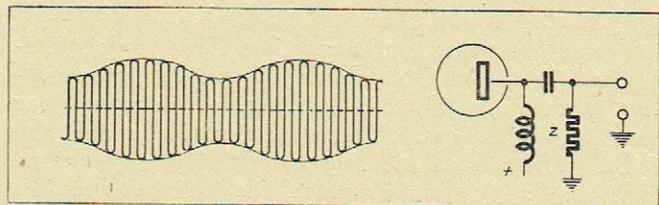


Fig. 18. — Oscillogramme d'un signal H.F. avec filtrage de la composante B.F.

l'étage modulateur comme un amplificateur basse fréquence à haute fidélité. Si nous évitons ainsi la distorsion à la sortie, il nous reste celle de l'oscillateur.

Avec un étage de sortie accordé, le problème est plus facile à résoudre. Il suffit de coupler l'atténuateur

avec le circuit accordé par un couplage inductif pour obtenir la tension H.F. voulue aux bornes de l'atténuateur. La lampe travaille ainsi dans des conditions bien meilleures à cause de l'impédance élevée insérée dans le circuit plaque nécessitant une tension de grille très faible, d'où absence de distorsion. En appliquant la modulation par l'anode on obtient un étage de sortie vraiment digne d'un générateur de laboratoire.

D'une manière générale, on peut déceler la distorsion de l'onde H.F. par les parties plus claires, donc plus lumineuses de l'oscillogramme (fig. 15). Une onde, modulée ou non, sans distorsion H.F. produit un oscillogramme à luminosité régulière sur toute la surface de l'image.

### 8° A propos des générateurs modulés en fréquence

L'une des méthodes les plus répandues de la modulation de fréquence, couramment utilisée dans les appareils de mesures, fait appel à un procédé purement électronique.

Pour varier la fréquence d'un circuit oscillant on branche, en dérivation sur celui-ci, un tube électronique monté de telle manière qu'il joue le rôle de capacité ou de self-induction.

Dans les deux cas, sa capacité ou sa self-induction dynamique est une fonction de sa pente.

Cette dernière est variée en appliquant à sa grille de commande une polarisation variable.

Il peut être intéressant d'étudier la loi de la variation du swing du circuit oscillant en fonction de sa fréquence d'accord dans les deux cas que l'on vient d'envisager.

On appelle swing l'amplitude de la variation de la fréquence. Cette variation est-elle constante pour toutes les positions d'accord du circuit oscillant ? Ou, si elle varie, le fait-elle d'une façon identique pour le montage de la lampe de glissement en capacité et en self-induction dynamiques ?

*A priori*, on serait tenté de répondre affirmativement à cette dernière question, puisque dans la formule de Thomson :

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

L et C interviennent d'une façon tout à fait identique.

Ce raisonnement *a priori*, bien des techniciens l'ont fait. Aussi le but de la présente note est-il justement de démontrer à quel point il convient de se méfier d'une telle catégorie de déductions où le bel élan du mathématicien l'emporte sur le froid raisonnement du physicien.

Formulons nettement la question. Nous voulons établir la loi de la variation de la fréquence ; cette variation étant désignée par  $dF$ , qu'elle soit entraînée par une faible variation  $dC$  de la capacité, ou par une faible variation  $dL$  de la self-induction, et cela en fonction de la valeur absolue  $F$  de la fréquence. En termes plus vulgaires : nous cherchons à déterminer de combien varie la fréquence pour une constante et faible variation soit de la self-induction, soit de la capacité aux différentes positions du condensateur variable d'accord.

Car, bien entendu, nous supposons avoir affaire à un circuit oscillant composé d'une self-induction fixe, en dérivation sur un condensateur variable.

Dans le cas de la variation de la self-induction en différenciant, dans la formule de Thomson ci-dessus,  $F$  par  $L$ , nous obtenons :

$$\frac{dF}{dL} = \frac{1}{4\pi\sqrt{L^3C}}$$

Dans cette dernière expression, substituons à  $C$  sa valeur dérivée de la formule de Thomson :

$$C = \frac{1}{4\pi^2 L F^2}$$

nous obtenons alors :

$$\frac{dF}{dL} = -\frac{F}{2L}$$

On voit ainsi que  $dF$  est proportionnel à  $F$ . Autrement dit, le swing croît avec la fréquence d'accord du circuit. Si une certaine variation de la self-induction détermine, par exemple, autour de 200 kHz, une variation de fréquence de 5 kHz de part et d'autre de cette fréquence d'accord, à 400 kHz la même variation de la self-induction déterminera une variation de fréquence de 10 kHz.

Envisageons maintenant le deuxième cas : celui où la modulation de fréquence est provoquée par une faible variation  $dC$  de la capacité. En différenciant dans la formule de Thomson  $F$  par  $C$ , nous obtenons :

$$\frac{dF}{dC} = \frac{1}{4\pi\sqrt{LC^3}}$$

Là encore nous remplaçons  $C$  par son expression :

$$C = \frac{1}{4\pi^2 L F^2}$$

résultant de la formule de Thomson ; nous parviendrons alors à l'expression :

$$\frac{dF}{dC} = -2\pi^2 L F^3$$

Nous voyons qu'ici le swing est proportionnel au cube de la valeur absolue  $F$  de l'accord. Autrement dit, une variation de fréquence qui module un circuit accordé sur 200 kHz d'un swing de 5 kHz, donnera, pour un accord de 400 kHz, un swing huit fois plus grand, soit 40 kHz.

Celui qui, jusqu'à présent, a suivi notre exposé ne manquera peut-être pas de nous interroger sur les raisons qui nous ont incité à éliminer, dans les deux cas, la variable  $C$  dans les expressions de  $dF$  obtenues.

Si nous avons agi ainsi, c'est parce que c'était le seul moyen de représenter  $dF$  comme une fonction explicite de  $F$ .

En effet, — et c'est ici que le physicien a la parole, — il ne faut pas oublier que  $F$  est à son tour une fonction de la variable  $C$  (alors que, pour un circuit donné,  $L$  doit être considéré comme une constante). Par conséquent, une expression qui donne  $dF$  en fonction à la fois de  $F$  et de  $C$ , ne peut pas traduire avec clarté la loi de variation que nous avons cherché à établir.

Pour que cette loi soit formulée avec toute l'évidence voulue, il faut qu'il n'y figure qu'une seule de ces deux variables qui sont liées par ailleurs entre elles.

En fait, dans ces expressions définitives auxquelles nous avons abouti,  $L$  constitue un simple paramètre

constant pour un circuit donné et  $dF$  ne dépend que de deux variables qui sont : la fréquence de l'accord  $F$  et la variation de la réactance  $dL$  ou  $dC$ .

La comparaison entre les deux méthodes montre que, si aucune d'elles ne permet d'assurer la constance du swing pour toute la gamme des fréquences couvertes par un circuit, la variation du swing est beaucoup plus rapide dans le cas d'une lampe de glissement fonctionnant en capacité dynamique, que dans celui où cette lampe joue le rôle d'une self-induction dynamique.

Rappelons pour terminer qu'il existe un artifice permettant d'assurer la constance du swing pour toutes les gammes. Il consiste à produire des oscillations modulées en fréquence par battement entre deux oscillateurs dont le premier est à accord fixe et est modulé en fréquence, alors que le second n'est pas modulé en fréquence, mais est à accord variable.

### 9° La mesure des tensions

La mesure de la tension H.F. à l'intérieur du générateur s'effectue généralement à l'aide d'un voltmètre à lampes ou à l'aide d'un thermocouple. Ce dernier étant très fragile, on utilise de plus en plus le voltmètre à lampes. Il y a deux types de voltmètres à lampes : 1° le voltmètre de crête et 2° le voltmètre détectant par la caractéristique du courant anodique.

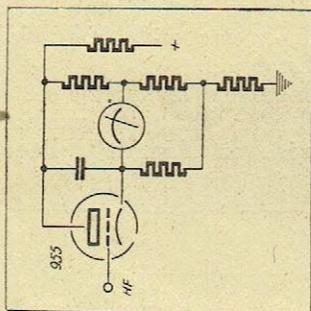


Fig. 19. — Voltmètre H. F. détectant par la plaque.

Le voltmètre de crête à grande constante de temps n'indique que l'amplitude maximum de l'onde. Si l'on mesure une onde H.F. à l'aide d'un tel appareil, on trouve seulement l'indication de la tension de crête. Une onde modulée provoquera une déviation plus grande qu'une onde non modulée. L'appareil peut ainsi servir à la mesure de la profondeur de modulation. L'inconvénient du voltmètre de crête est son manque de sensibilité à la forme de l'onde. Si cette dernière a beaucoup de distorsion ou peu de distorsion, l'indication du voltmètre de crête sera la même du moment que l'amplitude ne change pas. En réduisant progressivement la constante de temps du voltmètre, l'indication dépendra de plus en plus du niveau moyen de l'onde porteuse et on ne verra plus la profondeur de modulation. Si l'onde est sans distorsion, on peut faire usage d'un voltmètre de crête à faible constante de temps pour la mesure de la tension H.F.

L'avantage d'un tel appareil est sa grande sensibilité.

Avec une constante de temps élevée l'appareil convient également à la mesure des tensions d'oscillations basse fréquence. Comme ces tensions sont assez élevées, une simple diode avec un appareil de mesures dans le circuit de détection convient parfaitement.

Un autre type de voltmètre à lampes est celui qui détecte par courbure du courant de plaque. La constante de temps est pratiquement nulle, l'appareil est très sensible au coefficient de forme de l'onde. C'est un avantage énorme, mais il compte seulement pendant la mise au point du générateur. En me servant

d'un voltmètre détectant par courbure du courant de plaque j'ai pu déceler dans l'onde H.F. ou dans la profondeur de modulation des distorsions que je ne voyais pas avec un voltmètre de crête.

Une fois que le générateur est bien au point, le

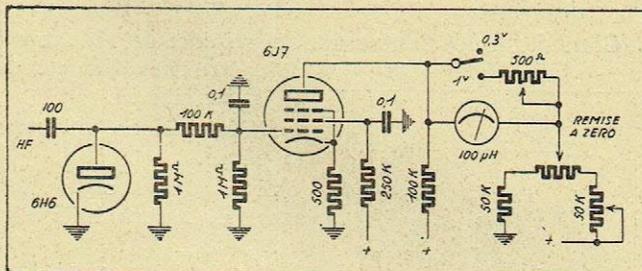


Fig. 20. — Voltmètre H. F. à grande sensibilité.

coefficient de forme a moins d'importance, car si le générateur est vraiment bon, la tension H.F. ou la tension B.F. sera toujours sinusoïdale. Il y a néanmoins beaucoup de générateurs qui utilisent ce voltmètre comme indicateur de niveau H.F. et même comme indicateur de la profondeur de modulation, c'est-à-dire comme voltmètre B.F.

Dans les réalisations que nous publions au cours de cet exposé, on trouve plusieurs types de voltmètres, chacun correspondant à un rôle bien défini.

Le voltmètre détectant par courbure du courant anodique est peu sensible aux tensions faibles. Nous l'employons en conséquence comme indicateur de niveau pour des tensions supérieures à 0,3 volt (fig. 19).

Par contre, le voltmètre de crête pour H.F. à faible constante de temps est employé pour la mesure des tensions entre 0,1 et 1 volt H.F. Il se compose d'une diode suivie d'une amplificatrice à courant continu (fig. 20). Pour la mesure des tensions B.F. qui sont généralement élevées on peut utiliser le circuit de la figure 21.

Pour les essais, études et étalonnages, nous préférons de beaucoup le thermocouple, qui indique la tension efficace et qui est, par conséquent, très sensible au coefficient de forme de l'onde.

Son utilisation est indiquée par la figure 22.

### 10° L'oscillateur H.F.

Pour obtenir l'entretien d'une oscillation, nous pouvons nous inspirer du schéma de la figure 23A

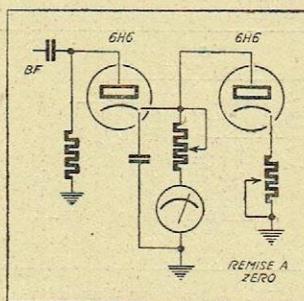


Fig. 21. — Voltmètre B. F. à une simple diode.

où  $Z$  est une impédance que l'on insère dans le circuit plaque de l'oscillateur. Si nous renvoyons une partie de la tension aux bornes de  $Z$  vers la grille après avoir changé le sens de la phase, on obtient à la grille la tension  $E$  et à la plaque la tension  $Ea$ . Si la fraction de tension renvoyée est  $t \times Ea$ , on a :

$$t \times Ea = E$$

Cette tension  $E$  va produire à son tour une tension aux bornes de  $Z$  qui sera :

$$Ea = - E \times S \times Z$$

S étant la pente de la lampe. Si nous multiplions cette formule par  $t$  on obtient :

$$t \times Ea = -t \times E \times S \times Z = E$$

Donc :

$$t \times S \times Z = -1$$

Cette formule montre que le rapport de réaction  $t$  doit être négatif, car  $S \times Z$  est positif.

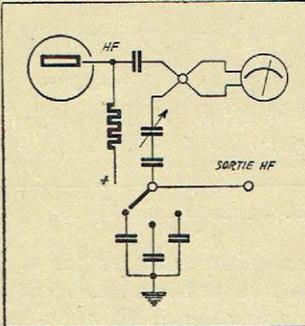


Fig. 22. — Emploi d'un thermocouple.

Il faut donc inverser la phase.

Si  $Z$  est le circuit accordé,  $t$  sera inférieur à 1.

Si  $Z$  est le bobinage de réaction,  $t$  sera supérieur à 1.

Pour les faibles tensions de grille on obtient un courant anodique variant suivant une loi sinusoïdale. Pour des tensions de grille plus élevées le courant anodique se compose d'une suite d'impulsions. La pente efficace est alors :

$$S_{\text{eff}} = I_1/E$$

La figure 23B montre un oscillateur avec circuit accordé dans l'anode. La figure 24 montre le même oscillateur dans un schéma équivalent.

La condition d'oscillation de ce circuit s'énonce ainsi :

$$\frac{S_{\text{eff}} \times M \times R}{L_1 + r_1 R C} = -1$$

$M$  doit être négative, il faut donc un déphasage de  $180^\circ$ . Si  $r_1 = 0$ , nous obtenons :

$$\frac{S_{\text{eff}} \times M \times R}{L_1} = -1$$

Si l'amortissement série est petit par rapport à l'amortissement parallèle, l'oscillation reste constante dans une même gamme malgré la variation du condensateur  $C$ .

On voit que  $S_{\text{eff}}$  reste constant et avec lui l'amplitude de l'oscillation.

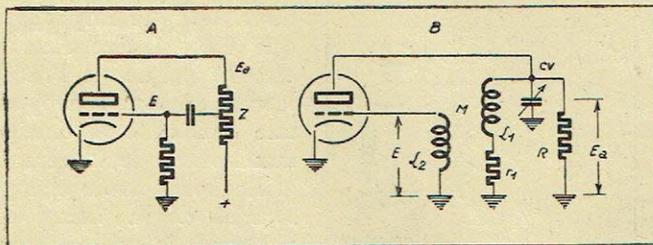


Fig. 23A. — Schéma fondamental d'un oscillateur.

Fig. 23B. — Montage d'un oscillateur avec circuit accordé dans la plaque.

Dans le cas contraire où  $R$  est très grand par rapport à  $r_1$ , nous obtenons :

$$\frac{S_{\text{eff}} \times M}{r_1 \times C} = -1$$

L'oscillation varie avec la variation du condensateur variable  $C_v$ . Aux fréquences élevées, la valeur  $C_v$  est faible et avec elle la valeur de  $S_{\text{eff}}$ , donc l'amplitude de l'oscillation.

Aux fréquences basses, la valeur de  $C_v$  est élevée, ainsi que l'amplitude de l'oscillation.

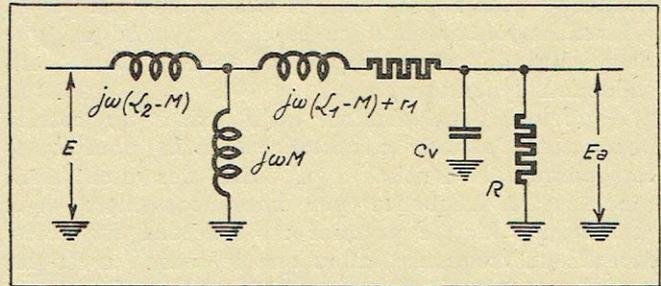


Fig. 24. — Schéma équivalent du montage de la figure 23.

Pour obtenir une oscillation constante, il faut donc connecter une certaine résistance en parallèle avec le circuit accordé et veiller à ce que la résistance du circuit lui-même soit aussi faible que possible.

### 11° L'oscillateur B.F. sans bobinages

Le générateur B.F., et plus spécialement le générateur B.F. destiné à moduler une onde H.F., doit fournir une tension sans distorsion.

Nous utilisons depuis longtemps le schéma de la figure 25 où l'on fait appel à un circuit filtre monté dans le circuit de la contre-réaction allant de la plaque

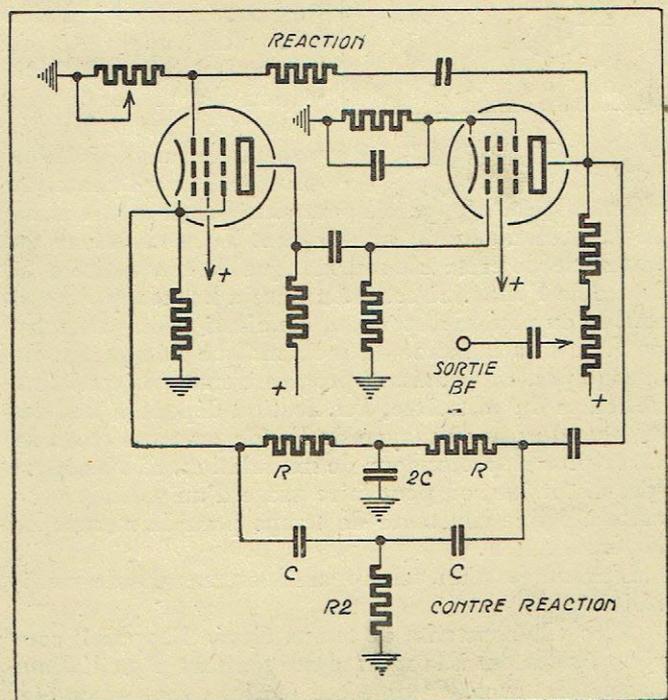


Fig. 25. — Schéma de principe d'un oscillateur B.F. sans bobinage.

de la lampe finale vers la cathode de la lampe d'entrée d'un amplificateur B.F.

Ce filtre se compose de deux circuits en T : l'un est constitué de deux résistances en série, le point milieu réuni à la masse par une capacité ; l'autre par deux

capacités en série, le point milieu réuni à la masse par une résistance. Un tel filtre présente une résonance très marquée sur une certaine fréquence F qui est donnée par :

$$F = \frac{1}{2\pi RC}$$

A cette fréquence le filtre se comporte comme un circuit bouchon de très grande surtension. Dans l'amplificateur de la figure 25 la contre-réaction empêche l'accrochage, sauf sur la fréquence du filtre où l'impédance insérée dans le circuit de contre-réaction est telle que cette dernière n'agit plus. L'amplificateur peut osciller sur cette fréquence si le couplage est suffisamment élevé entre la sortie et l'entrée. Pour pouvoir ajuster ce couplage, nous avons monté une résistance variable entre la grille et la masse.

Nous sommes donc en présence d'un amplificateur qui se comporte comme un oscillateur à la fréquence de résonance du filtre inséré dans le circuit de contre-réaction.

C'est simple comme fonctionnement, mais bien plus sûr que celui d'un générateur à battements.

La stabilité est supérieure et la distorsion n'atteint jamais 1 % si l'on se contente d'une faible tension de sortie, soit environ 5 volts.

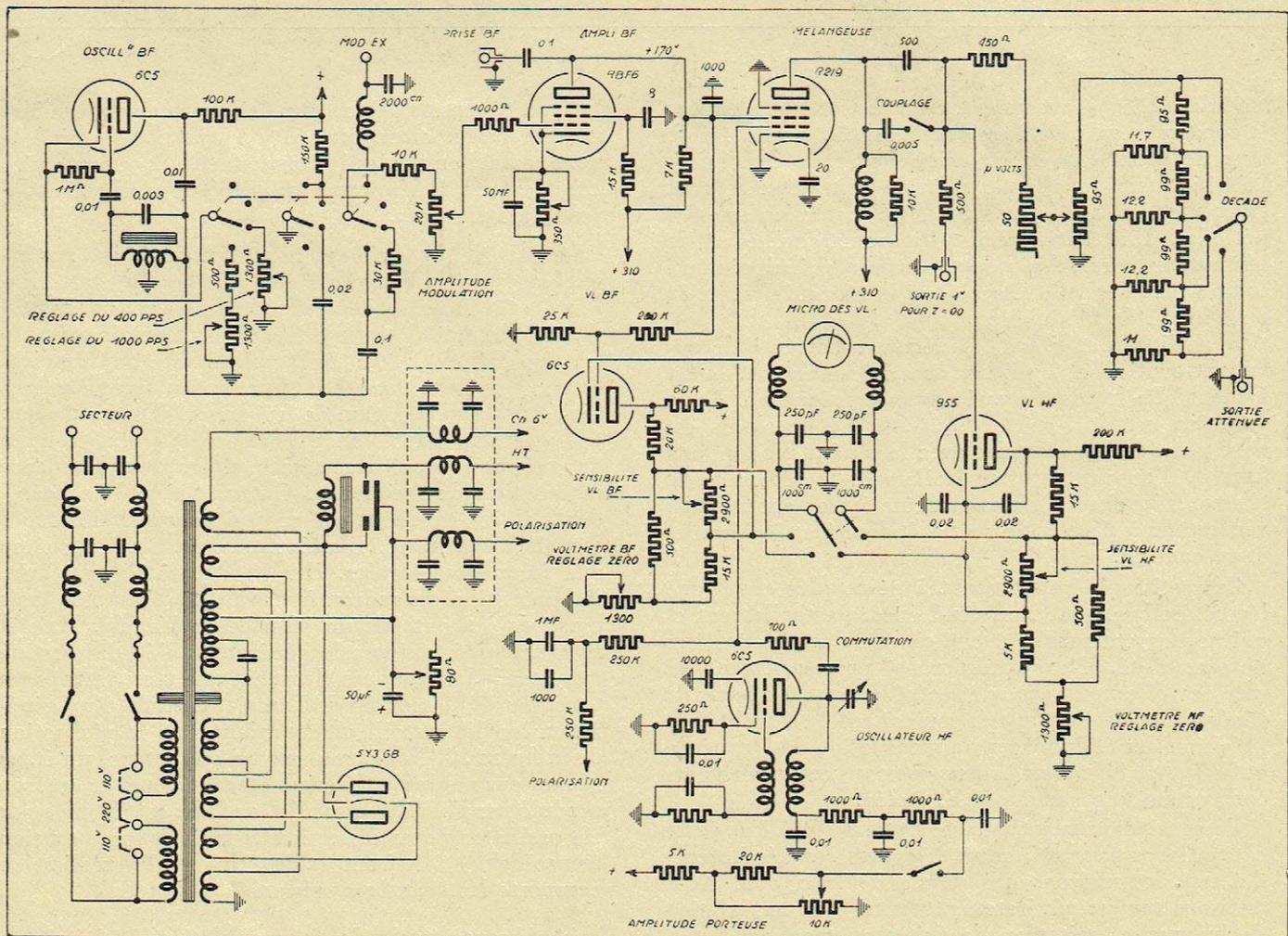
En ajoutant une lampe supplémentaire comme amplificatrice, la distorsion reste en dessous de 0,5 %

même aux fréquences très basses. Ce générateur ne comporte aucun bobinage, aucun transformateur B.F., il est donc exempt de ronflements et de résidus H.F.

Pour changer la fréquence, il suffit de changer R et C et le taux de réaction.

## 12° Les principaux types de générateurs

Nous trouvons aujourd'hui deux types de générateurs sur le marché français : le générateur type « dépannage » et le générateur type « atelier ». Très prochainement, nous trouverons enfin le générateur type « laboratoire ». Commençons par le premier, dont le schéma est généralement celui de la figure 9. Nous trouvons au moins un millier d'appareils de ce type sur le marché, mais la plupart n'ont de « générateur » que le nom, les performances ne valent souvent pas celles d'une bonne hétérodyne d'amateur. Il y a néanmoins quelques maisons qui sortent aujourd'hui des petits générateurs de dépannage à niveau de sortie étalonné. La stabilité de fréquence est suffisante pour l'usage auquel sont destinés ces appareils. Certains comportent même des indicateurs de niveau et de modulation. D'autres sont à fréquences fixes et à profondeur de modulation fixe. Le niveau de sortie est constant pour chaque fréquence et les atténuateurs sont étalonnés avec une précision suffisante pour la mise au point des récepteurs amateurs. Le générateur Grandin, par exemple, comporte 12 fréquences fixes



Voir R.F. Avril 1944

Fig. 26. — Le générateur H. F. Férisol.

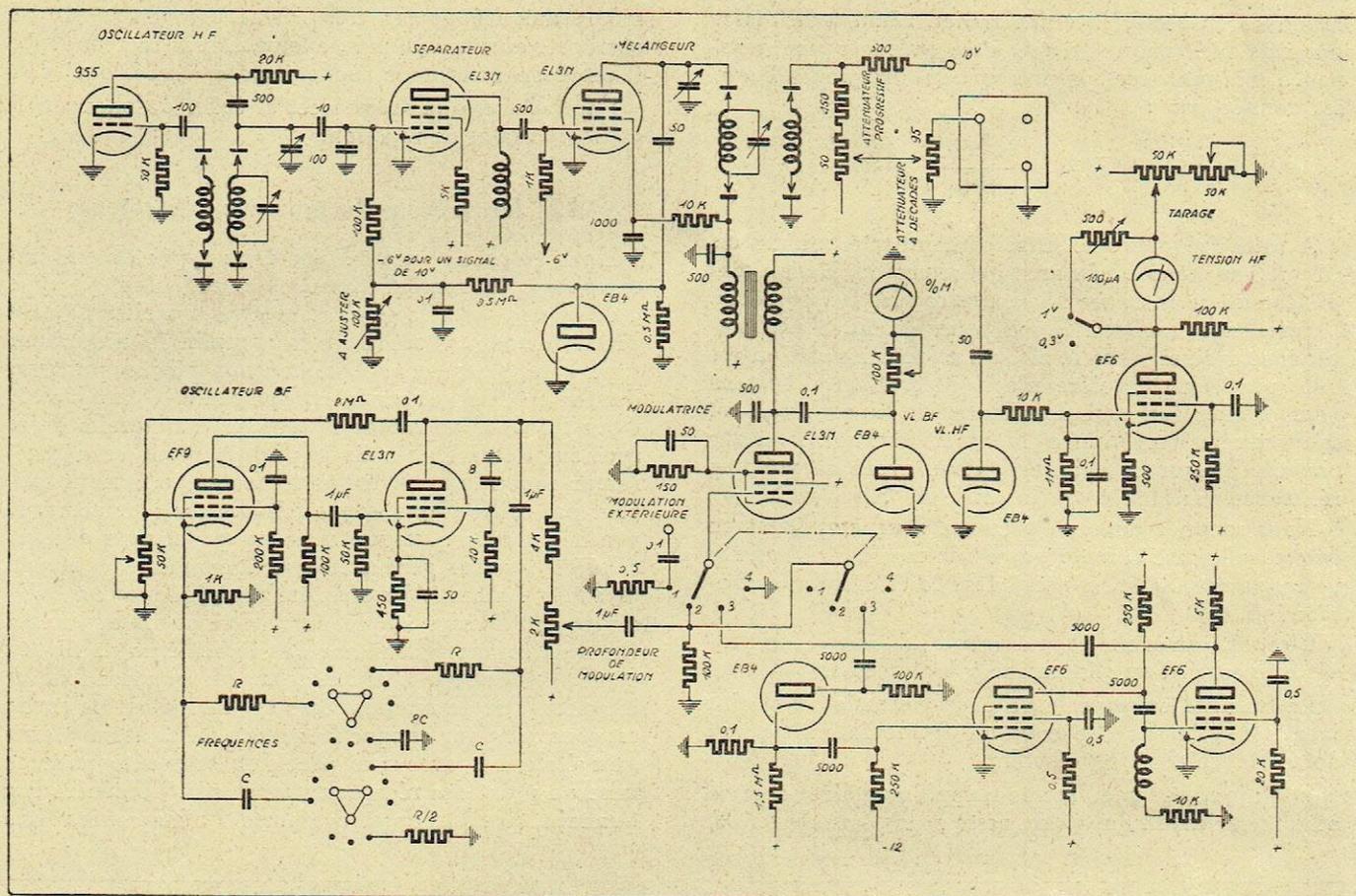


Fig. 27. — Projet de générateur H. F. de laboratoire.

modulées à 30 % avec une tension de sortie étalonnée. Il comporte en plus 5 fréquences B.F. à très faible taux de distorsion et à tension de sortie étalonnée. Le générateur fonctionne avec un wattmètre servant en même temps à la mesure de la distorsion sur 400 périodes. Une autre réalisation remarquable est le générateur Soral, basé sur le même principe, mais comportant des voltmètres pour le niveau H.F. et la profondeur de modulation.

N'oublions pas le petit générateur Cartex à déroulement continu et à niveau de sortie étalonné. Il est évident que le niveau varie avec la fréquence. Cette variation est de l'ordre de 30 %. Le problème est donc plus facile à résoudre avec le générateur à points fixes où l'on peut ajuster facilement le niveau pour chaque fréquence. Philips présente également un petit générateur à niveau de sortie étalonné et à déroulement continu.

Ces petits générateurs sont à peine plus chers que les hétérodynes que l'on vend encore actuellement et qui ne peuvent rendre aucun service dans les mesures de sensibilité. Nous publierons prochainement les mesures que nous avons effectuées sur ces nouveaux générateurs de dépannage concernant la stabilité, la précision des étalonnages, la modulation de fréquence et les fuites. Signalons encore que tous ces générateurs comportent une gamme M.F. étalée.

Passons maintenant au générateur d'atelier. Cette catégorie comporte à mon avis tous les générateurs des grandes maisons qui datent déjà un peu. Nous trouvons sur ces générateurs, soit trop de modulation de fréquence, soit trop de fuites ou trop de distorsion en H.F. et même en B.F. pour avoir le droit de

les classer comme générateur de laboratoire. Je m'excuse de parler ainsi, mais il y a très peu de réalisations actuellement qui conviennent à un service d'études, car il leur manque toujours quelque chose pour être parfaites.

Le modèle de La Précision Electrique est remarquable en ce qui concerne la précision des atténuateurs et l'absence des fuites. Malheureusement, il reste de la modulation de fréquence. Férisol présente le type L3 (fig. 26): La stabilité est toujours très bonne, les fuites ont été supprimées complètement ainsi que la modulation de fréquence. Il reste un peu de distorsion dans l'onde porteuse. Cartex présente un nouveau type avec étage séparateur, donc sans modulation de fréquence. Comme le modèle précédent, il est excellent en ce qui concerne l'absence complète des fuites. L'atténuation est précise, même aux fréquences élevées. Il reste encore, à mon avis, la conception du cadran à travailler. Voilà nos trois marques qui ont fait un effort considérable. Mais il nous manque toujours le générateur d'études destiné aux grands laboratoires. Je pense que nous verrons un tel appareil pour la fin de l'année. L'étude d'un générateur de laboratoire m'a conduit vers la réalisation de la figure 27. Nous trouvons un oscillateur, un étage séparateur non accordé et un étage mélangeur accordé modulé par l'anode. L'oscillation B.F. est obtenue par un oscillateur sans distorsion fournissant une tension sinusoïdale ou à front raide. Une telle réalisation comporte les avantages suivants :

1° Absence totale de la modulation de fréquence grâce à l'étage séparateur.

2° Modulation à 100 % et à front raide sans distorsion.

3° Signal de sortie sans distorsion grâce à l'emploi d'une lampe de puissance comme mélangeuse montée en classe A.

4° Suppression des harmoniques de l'onde H.F. à cause d'un deuxième circuit accordé filtrant le signal de l'oscillateur.

5° Etalonnage précis de l'atténuateur à décades par l'utilisation de nouvelles résistances non selfiques.

6° Lecture facile du niveau de l'onde H.F. par un instrument de mesures réservé à cet usage.

7° Lecture facile de la profondeur de modulation par un deuxième instrument de mesures.

8° Suppression de l'étalonnage de l'atténuateur progressif. La tension appliquée à l'entrée de l'atténuateur à décades se mesure directement à l'aide du voltmètre H.F. à grande sensibilité.

9° Réglage automatique de l'amplitude du signal H.F. à l'aide d'un antifading agissant sur la polarisation de la séparatrice.

10° Suppression des fuites par l'emploi de plusieurs blocs découplés et isolés du coffret.

11° Fréquences préréglées par l'oscillation d'un quartz à grande stabilité.

12° Stabilisation de l'alimentation.

Une telle réalisation nous manque actuellement en France. C'est presque un émetteur enfermé dans une cage de Faraday et comportant un rayonnement réglable et mesurable à la sortie.

Un générateur de cette taille bien construit et fabriqué en grandes séries placera l'industrie française au premier plan du marché mondial. Le schéma montre un oscillateur H.F. du type classique suivi d'un étage séparateur et ensuite d'un étage mélangeur modulé par la plaque. La tension H.F. sortant du mélangeur se trouve détectée par une diode. La tension redressée polarise la grille de commande de la lampe séparatrice et maintient ainsi le gain de l'étage dans des limites très intéressantes. Si la tension H.F. diminue, la polarisation de la séparatrice diminue et le gain augmente. Le niveau H.F. augmente automatiquement et nous n'avons plus besoin de retoucher à chaque instant la commande du niveau.

Le circuit plaque de la mélangeuse comporte un circuit accordé couplé à un enroulement secondaire relié avec l'atténuateur progressif. La tension prise sur l'atténuateur progressif est appliquée à l'atténuateur à décades et en même temps au voltmètre à lampes H.F. qui mesure ainsi la tension de sortie.

La modulation s'effectue à l'aide du transformateur de modulation inséré d'un côté dans la plaque d'une amplificatrice-modulatrice et de l'autre côté dans la plaque de la mélangeuse. La modulation s'effectue sur la plaque et sur la grille écran. Le signal de modulation est obtenu par un générateur B.F. basé sur le principe du pont de Nernst qui produit une oscillation très stable et à très faible distorsion. La fréquence est donnée par le filtre R — C inséré entre la plaque de la EL3 N et la cathode de la EF9. On calcule les valeurs de R et de C suivant la formule :

$$R \times C \times \omega = 1$$

Donc :

$$F = \frac{1}{2\pi \times R \times C}$$

Ceci nous donne pour  $F = 400$  cycles :

$$C = 0,1 \quad R = 3.980$$

et pour  $F = 1.000$  cycles :

$$C = 10.000 \quad R = 15.923$$

La distorsion est inférieure à 0,8 % dans chaque cas. Ce signal est appliqué directement à la grille de la modulatrice (commutateur sur 2) si l'on veut une modulation sinusoïdale ou d'abord à travers un écrêteur-amplificateur si l'on veut une modulation avec des signaux à front raide. (Le commutateur est alors sur 3). Le fonctionnement de l'écrêteur est le suivant : on applique le signal sortant de l'oscillateur B.F. à la plaque d'une diode à tension différée. La tension détectée qui est positive passe ensuite dans une EF6 détectant par courbure de la caractéristique plaque. Il en résulte des signaux négatifs à front raide que l'on applique à la grille d'une autre EF6 fonctionnant en limiteur. Le signal de sortie se trouve finalement appliqué à la grille de la lampe amplificatrice-modulatrice.

La profondeur de modulation se mesure à l'aide d'une diode connectée avec la plaque de la lampe amplificatrice-modulatrice. Le courant détecté traverse un instrument de mesures qui indique en permanence la profondeur de modulation pendant que l'autre instrument indique la tension H.F. à l'entrée de l'atténuateur à décades.

Les commandes ont été réduites au minimum pour que l'utilisation du générateur soit aussi agréable que possible.

J'espère que ce générateur sera digne de remplacer enfin le schéma classique employé depuis tant d'années par les constructeurs français et qui ne correspond plus aux exigences d'un appareil de laboratoire.

# POUR ÉTALONNER UN GÉNÉRATEUR H.F.

par A.-H. LANGLOIS

Il arrive souvent que l'on veuille vérifier la précision de l'étalonnage en fréquence d'un générateur ou d'un ondemètre. L'auteur expose ici quelques procédés peu connus qui permettent d'arriver au résultat cherché en employant un minimum de moyens. On verra que le domaine d'application s'étend avec la même précision aux fréquences de l'ordre de 200 à 300 Mc.

## I. — La détectrice à réaction.

L'appareil de base utilisé dans les méthodes décrites ci-après est la bonne vieille détectrice à réaction suivie ou non d'un étage d'amplification B.F. Le montage que nous recommandons particulièrement est représenté figure 1. Il comprend une pentode genre EF6 ou 6J7 montée en E.C.O. (Electron Coupled Oscillator = oscillateur à couplage électronique). La bobine d'accord est interchangeable ou commutable, la prise de cathode étant réalisée vers le I/5<sup>e</sup> de l'enroulement à partir de la masse. La réaction est contrôlée par la tension d'écran et l'on doit pouvoir obtenir l'accrochage sur toutes les gammes utilisées. L'accord doit être le plus possible exempt d'effet de main. Ce montage a été choisi pour sa richesse en harmoniques et la souplesse de sa réaction.

## II. — L'étalonnage de la détectrice à réaction.

La première condition à réaliser est l'étalonnage approximatif de cette D.R. (Détectrice à Réaction)

teur, l'harmonique 2 de la D.R. *accrochée*. On opérera de même pour la gamme 1,5 à 6 Mc en réglant le récepteur sur O.C. (gamme de 6 à 15 Mc). Pour éviter une erreur dans le rang des harmoniques reçues, il suffit de remarquer que l'écart en fréquence de deux harmoniques successifs sur le cadran du récepteur est égal à la fondamentale de la D.R. Par exemple, si nous trouvons sur notre récepteur standard couplé à la D.R. des porteuses à 6, 8, 10, 12, 14 Mc, la D.R. est accrochée sur 2 Mc. Si ces porteuses sont à 8 et 12 Mc seulement, la D.R. est sur 4 Mc et l'on en reçoit les harmoniques 2 et 3. Attention, cependant, en opérant ainsi, aux deux battements de super-hétérodyne ! En effet, si le récepteur employé est de ce type, on risque de trouver alternativement une porteuse forte et une faible correspondant aux battements supérieur et inférieur de l'oscillateur local de mélange. Prendre alors toujours le même battement dans l'échelle des fréquences, en général celui qui correspond au minimum de capacité du condensateur d'accord, en remarquant que ces deux battements sont distants du double de la valeur de la M.F. (soit près de 1 Mc pour une M.F. sur 472 Mc.).

## III. — Le générateur étalon.

Supposons effectué cet étalonnage approximatif de notre D.R. et passons à la fréquence étalon de précision. Celle-ci peut être constituée par un ou plusieurs quartz dont on connaît exactement la fréquence et

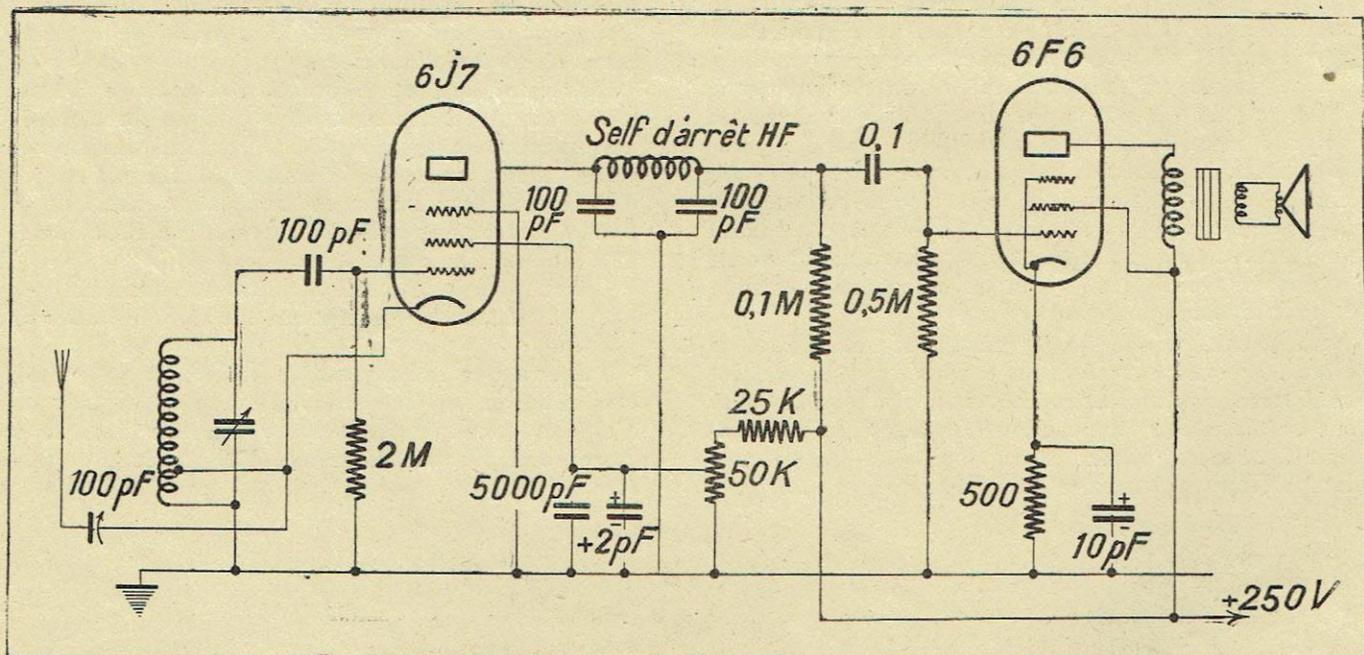


Fig. 1. — La détectrice à réaction.

en fréquences. Il est simple à effectuer en recevant, par exemple, des stations extérieures ou en la comparant à un récepteur de radiodiffusion quelconque. En particulier, on utilisera ce procédé pour la gamme 300 à 500 kc en recevant, sur la gamme P.O. du récep-

teur que l'on fait osciller dans un montage classique. La figure 2 donne le schéma d'un montage qui engendre des harmoniques perceptibles généralement au delà du centième rang. Si l'on ne dispose pas de quartz, on peut utiliser une détectrice à réaction auxiliaire

recevant en *accroché*, au battement zéro, une station extérieure dont on connaît bien la fréquence d'émission. On obtient ainsi un générateur émettant cette fréquence et ses harmoniques.

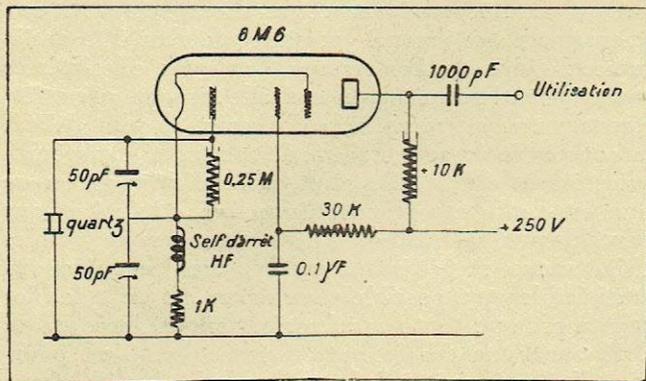


Fig. 2. — Un oscillateur à quartz.

#### IV. — Etalonnage d'un générateur H.F.

L'équipement que nous venons de décrire serait incomplet pour attaquer l'étalonnage de précision de notre générateur si nous n'y ajoutions pas... une bonne dose d'ordre et de méthode dans l'exécution des mesures ! En effet, nous allons malaxer et triturer les harmoniques de toutes sortes et il nous faudra toujours être absolument sûrs de leur rang et de leur origine. La discrimination de l'origine sera facile du fait qu'un générateur H.F. peut habituellement être modulé ou non à 400 périodes ; ses harmoniques (car il en a toujours) le seront aussi. Pour reconnaître le rang des harmoniques, on appliquera la remarque du paragraphe II (distance entre deux harmoniques successives =  $v$  fondamentale). Appelons  $F_x$  la fréquence du générateur à étalonner exactement,  $F_e$  la fréquence étalon et  $F_d$  la fréquence sur laquelle est réglée notre D.R. A cette dernière, nous allons coupler simultanément et assez lâchement les générateurs de  $F_x$  et  $F_e$  (fig. 3).

1. La première idée qui vient à l'esprit consiste à régler  $F_d$  sur la fondamentale de  $F_e$  et à faire battre la fondamentale de  $F_x$  avec  $F_e$ . Pour cela, la D.R. peut être décrochée et, au battement zéro, on a :

$$F_x = F_e$$

2. Cela ne nous a donné qu'un point d'étalonnage. Nous pouvons maintenant régler la D.R. sur l'harmonique 2 de  $F_e$  et amener la fréquence fondamentale du générateur H.F. à battre à cet endroit. Ce nouveau point d'étalonnage sera :

$$F_x = F_d = 2 F_e$$

On peut ainsi obtenir un certain nombre de points correspondant à  $3 F_e$ ,  $4 F_e$ ,  $5 F_e$ , etc., dans les diverses gammes du générateur H.F. (pour  $F_x > F_e$ ).

3. Inversement, nous allons maintenant régler la D.R. sur la fondamentale de la fréquence étalon et recevoir les harmoniques du générateur à étalonner. Nous aurons alors :

$$F_d = F_e$$

et, d'autre part, par exemple :

$$2 F_x = F_d \text{ ou } F_x = F_e/2$$

puis :

$$3 F_x = F_d \text{ ou } F_x = F_e/3, \text{ etc.}$$

Nous aurons employé, en quelque sorte, les « sous-harmoniques » de la fréquence étalon.

4. Mais nous allons faire encore mieux en utilisant des « harmoniques fractionnaires » de  $F_e$  ! En effet, réglons, par exemple, notre D.R. sur l'harmonique 2 de  $F_e$  ; nous avons donc :

$$F_d = 2 F_e$$

Dans cette position, recevons maintenant les harmoniques du générateur à étalonner. L'harmonique 2 ne présente pas d'intérêt, car alors :

$$2 F_x = F_d = 2 F_e$$

d'où :

$$F_x = F_e$$

qui est un point déjà obtenu. Mais prenons pour  $F_x$  une fréquence dont l'harmonique 3 soit reçue par notre D.R. A ce moment :

$$3 F_x = F_d = 2 F_e$$

et

$$F_x = 2/3 F_e$$

qui est un nouveau point. Si le générateur à étalonner est riche en harmoniques (ce qui n'est pas toujours une qualité), nous aurons successivement :

$$F_x = 2/4 F_e = F_e/2 \text{ (déjà obtenu)}$$

$$F_x = 2/5 F_e$$

$$F_x = 2/6 F_e = F_e/3 \text{ (déjà obtenu)}$$

$$F_x = 2/7 F_e, \text{ etc.}$$

Nous pouvons poursuivre le même genre de mesures avec

$$F_d = 3 F_e$$

et nous obtiendrons :

$$F_x = 3/2 F_e$$

$$F_x = 3/3 F_e = F_e \text{ (déjà obtenu)}$$

$$F_x = 3/4 F_e$$

$$F_x = 3/5 F_e, \text{ etc.}$$

5. Nous n'avons pas encore épuisé toutes les possibilités de notre unique fréquence étalon  $F_e$ . En effet, notre D.R. fonctionnant en *accroché* offre la possibilité de recevoir sur ses propres harmoniques. Par exemple, si elle est réglée sur 1 Mc, elle peut recevoir en battement audible une porteuse sur 2 ou 3 Mc. Nous obtiendrons donc une nouvelle série de mesures en réglant, en quelque sorte, notre D.R. sur les « sous-harmoniques » de  $F_e$ , par exemple :

$$F_d = F_e/3$$

Dès lors, sans retoucher à la D.R., elle peut recevoir d'un autre côté :

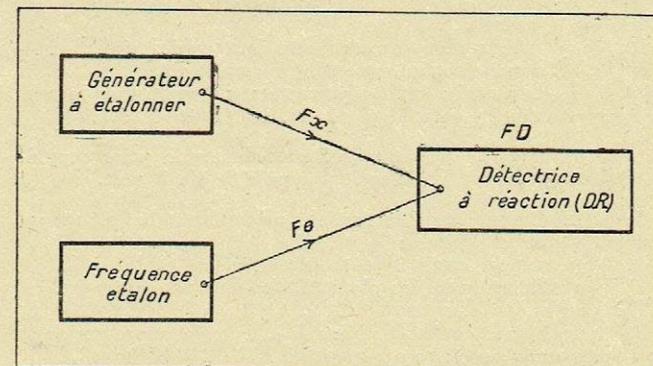


Fig. 3. — L'installation schématisée.

a) Les harmoniques du générateur à étalonner :

$$2 F_x = F_d = F_e/3$$

d'où :

$$F_x = F_e/6$$

puis :

$$3 F_x = F_d = F_e/3$$

d'où :

$$F_x = F_e/9, \text{ etc.}$$

Si le générateur à étalonner n'est pas très riche en harmoniques, ce procédé permet tout de même de démultiplier  $F_e$  assez loin.

b) Les sous-harmoniques du générateur à étalonner ; dans ce cas, l'harmonique 3, par exemple, de la D.R. bat avec  $F_e$  et son harmonique 5 avec  $F_x$  et l'on a :

$$Fd = Fe/3$$

et

$$Fd = Fx/5$$

d'où :

$$Fx = 5/3 Fe$$

Cette série de mesures est d'ailleurs plus délicate à réaliser.

6. Citons enfin une dernière application qui m'a permis d'étalonner avec précision un générateur sur la gamme 200 à 300 Mc sans même avoir besoin d'un récepteur sur cette gamme. La D.R., ici, est réglée sur l'harmonique de  $F_e$ , par exemple :

$$Fd = 7 Fe$$

et, d'autre part, la D.R. fonctionnant toujours en *accroché*, reçoit la fondamentale de  $F_x$  sur ses propres harmoniques, par exemple :

$$5 Fd = Fx$$

On voit de suite que, dans l'exemple choisi :

$$Fx = 5 Fd = 35 Fe$$

Nous avons donc constitué ainsi un relais multiplieur de fréquence.

Toutes ces méthodes sont extrêmement simples. Elles permettent de tirer la quintessence des quelques fréquences étalons dont disposent, en général, les laboratoires. L'emploi d'une détectrice à réaction auxi-

liaire (Ch. III) permet, même sans aucun équipement à base de quartz, de faire d'excellents étalonnages sur une gamme de fréquence très étendue. Il suffit pour cela de bien connaître les fréquences de deux ou trois stations d'émission sur chacune des gammes O.C., P.O., G.O. En procédant très méthodiquement et soigneusement, les erreurs grossières doivent être entièrement éliminées. Les erreurs de mesure elles-mêmes sont très faibles, puisqu'on travaille toujours par interférences au battement zéro. Le point le plus délicat est souvent le dosage respectif des porteuses extérieures injectées à la D.R. En effet, si la disproportion de puissance est trop grande, l'une des deux tensions peut bloquer la D.R. et le battement sera inaudible. Il faut donc, en général, travailler avec des injections aussi faibles que possible pour éviter cet effet de blocage ainsi que toute synchronisation exagérée de la D.R. sur l'une des fréquences injectées. C'est pourquoi l'on a intérêt à faire suivre la D.R. d'un étage d'amplification B.F. qui permettra une écoute confortable des signaux faibles.

Il est bien certain que la petite gymnastique que nous venons de décrire n'est pas nécessaire lorsque l'on dispose d'un générateur spécialement étudié pour l'étalonnage et fournissant des points de 10 en 10 kc ou de 100 en 100 kc. Mais combien de laboratoires possèdent une semblable installation ? Et tous, cependant, sentent la nécessité de posséder un générateur bien étalonné. C'est aux moins favorisés que nous avons pensé rendre service en leur donnant ces quelques moyens d'améliorer leur matériel d'essai.

## CALCUL DES ATTÉNUATEURS A RÉSISTANCES POUR GÉNÉRATEURS H.F.

par P. MARMON

Les générateurs HF pour laboratoires sont généralement pourvus d'un atténuateur qui délivre à la sortie une fraction connue du potentiel existant entre ses bornes d'entrée.

Afin de pouvoir doser d'une façon continue la tension de sortie, on dispose :

- 1° D'une commande permettant de faire varier progressivement la tension de sortie entre 0 et 10 microvolts ;
- 2° D'une commande à plots permettant de multiplier la tension précédemment obtenue par 1, 10, 100, 1.000, 10.000.

Certains modèles du commerce possèdent une prise supplémentaire fournissant une tension invariable de 1 volt.

Nous étudierons dans cet article un atténuateur répondant aux conditions suivantes :

- 1° L'atténuation entre 2 plots successifs est égale à K.
- 2° La résistance entre les plots ABCD et la masse est égale à R (constante).
- 3° La résistance entre les points E et F et la masse est aussi constante, mais peut être supérieure à R.
- 4° Un dispositif à potentiomètre permet de faire varier la tension de sortie d'une façon continue entre 0 et 10 fois la valeur indiquée pour chaque plot.

Le schéma adopté est représenté sur la figure 1.

$U_e$  = tension d'entrée.

$U_s$  = tension de sortie.

L'impédance d'utilisation est considérée comme étant assez élevée pour ne pas perturber la distribution des tensions.

Nous commencerons par déterminer  $R_1$  et  $S_1$ .

La condition d'atténuation donne :

$$\frac{R_1 + S_1}{R_1} = K$$

$$S_1 = R_1 (K - 1) \quad (1)$$

Pour exprimer  $R_1$  en fonction de R, nous figurerons l'atténuateur sur la figure 2.

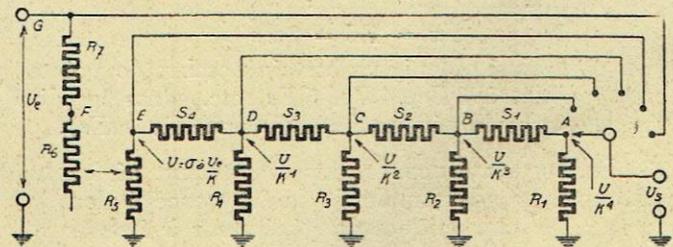


Fig. 1.

en remplaçant  $R_3$  et toutes les résistances qui sont à sa gauche par  $x$ .

Quand  $x$  est quelconque, les résistances entre les points B et A et la masse sont respectivement  $nR$  et R.

On peut écrire :

$$R = \frac{R_1 (S_1 + x)}{R_1 + S_1 + x}$$

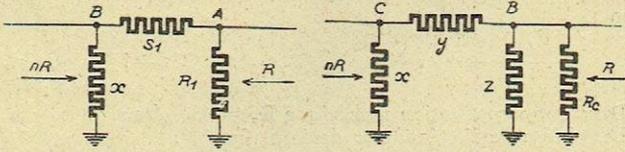


Fig. 2.

Fig. 3.

d'où

$$nR = \frac{x (S_1 + R_1)}{x + S_1 + R_1}$$

$$n = \frac{x (S_1 + R_1)}{R_1 (S_1 + x)}$$

$$x = \frac{n R_1 S_1}{R_1 (1 - n) + S_1} \quad (2)$$

Remplaçons  $S_1$  par sa valeur :

$$x = \frac{n R_1^2 (K - 1)}{R_1 (1 - n) + (K - 1) R_1}$$

$$x = \frac{n R_1 (K - 1)}{K - n}$$

Dans notre atténuateur, les résistances A, B, C, D, sont égales à R, ce qui donne

$$n = 1 \quad \text{et} \quad x = R_1$$

La condition de résistance entre le point A (ou B) et la masse donne :

$$R = \frac{R_1 (S_1 + R_1)}{2 R_1 + S_1}$$

En remplaçant S par sa valeur tirée de (1)

$$R = \frac{R_1 [(K - 1) R_1 + R_1]}{2 R_1 + (K - 1) R_1} = \frac{R_1 K}{K + 1}$$

$$R_1 = \frac{K + 1}{K} R \quad (4)$$

d'où

$$S_1 = \frac{(K - 1) (K + 1) R}{K}$$

$$S_1 = \frac{(K^2 - 1) R}{K} \quad (5)$$

On en tire :

$$R_1 + S_1 = R (K + 1) = K R_1 \quad (6)$$

Connaissant la valeur des résistances  $R_1$  et  $S_1$ , nous allons calculer tous les autres éléments de la manière suivante :

Soit un ensemble de résistances disposées comme sur la figure 3.

$x, y, z$  sont les résistances inconnues.

$R_c$  est une résistance connue.

On connaît les résistances  $nR$  et  $R$  des points C et B vis-à-vis de la masse, ainsi que l'atténuation entre les points C et B :

$$\frac{V_c M}{V M} = K$$

Désignons par  $\Sigma R$  la résistance résultant de la mise en parallèle de Z et de R.

D'après la formule (2) :

$$x = \frac{n \Sigma R y}{(1 - n) R + y} \quad (a)$$

La condition d'atténuation donne :

$$\frac{y + \Sigma R}{\Sigma R} = K \quad (b)$$

Enfin :

$$\frac{x (y + \Sigma R)}{x + (y + \Sigma R)} = nR \quad (c)$$

On en tire :

$$y + \Sigma R = K \Sigma R$$

et

$$\frac{x K \Sigma R}{x + K \Sigma R} = nR$$

$$x (K \Sigma R - nR) = nR K \Sigma R$$

$$x = \frac{nR K \Sigma R}{K \Sigma R - nR} \quad (7)$$

En égalant les expressions de  $x$  tirées de l'équation (a) et de la formule (7)

$$\frac{n \Sigma R y}{(1 - n) \Sigma R + y} = \frac{nR K \Sigma R}{K \Sigma R - nR}$$

l'équation (b) nous fournit la relation :

$$y = (K - 1) \Sigma R$$

d'où :

$$\frac{(K - 1) \Sigma R}{(1 - n) \Sigma R + (K - 1) \Sigma R} = \frac{RK}{K \Sigma R - nR}$$

$$\Sigma R = \frac{\Sigma R (K^2 - n)}{K (K - 1)}$$

Or,

$$\Sigma R = \frac{Z R_c}{Z + R_c}$$

$$\frac{Z R_c}{Z + R_c} = \frac{R (K^2 - n)}{K (K - 1)}$$

$$Z = \frac{K R_c (K - 1) - R (K^2 - n)}{K R_c (K^2 - n) - R (K^2 - n)} \quad (9)$$

En remplaçant dans la formule  $y = (K - 1) R$ ,  $R$  par sa valeur tirée de (8), on trouve :

$$y = \frac{R (K^2 - n)}{K} \quad (10)$$

La formule (7) nous donnera l'expression de  $x$  :

$$x = \frac{nR (K^2 - n)}{K (K - n)} \quad (11)$$

Nous allons appliquer ces formules générales pour trouver les valeurs des éléments encore inconnus de l'atténuateur :

Détermination de  $R_2$  et  $S_2$

$$n = 1$$

$$R = R (K + 1)$$

$$y = S_2$$

$$z = R_2$$

On trouve :

$$S^2 = \frac{R (K^2 - 1)}{K} \quad (12)$$

$$R_2 = \frac{R (K + 1)}{K - 1} \quad (13)$$

Dans notre cas,  $x$  représente la résultante de la mise en parallèle de  $R_2$  et de toutes les résistances qui se trouvent à sa gauche :

$$x = \frac{R (K^2 - 1)}{K (K - 1)}$$

$$x = \frac{R (K + 1)}{K} = R_1 \quad (14)$$

En appliquant le même raisonnement au plot C, on trouve :

$$\frac{S_3}{R_3} = \frac{S_2}{R_2} \quad (15)$$

### Détermination de $R_4$ , $S_4$ et $R_5$ :

Les potentiomètres  $R_4$  et  $R_5$  sont déterminés pour que la résistance du point F vis-à-vis de la masse soit égale à  $nR$ , indépendamment de la position des curseurs des potentiomètres jumelés.

Si la résistance interne de la source qui délivre la tension est grande, on a le schéma équivalent (fig. 4) :

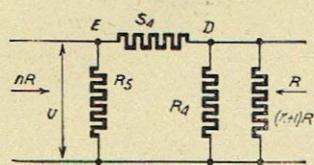


Fig. 4.

On appliquera les formules 9, 10 et 11 en remplaçant :

x par  $R_5$   
y par  $S_4$   
z par  $R_4$   
R par  $(K + 1) R$

Application numérique :

Prenons  $R = 10$  ohms  
 $K = 10$   
 $n = 5$

On trouvera, en appliquant les formules précédentes :

$R_1 = 11$  ohms  
 $S_1 = 99$  ohms  
 $S_2 = S_3 = 99$  ohms  
 $R_2 = R_3 = 12,2$  ohms  
 $R_4 = 11,67$  ohms

$S_4 = 95$  ohms  
 $R_5 = 95$  ohms.

La résistance entre le point F et la masse sera égale à  $nR = 50$  ohms.

La résistance  $R_7$  sera déterminée par la condition d'atténuation :

$$\frac{R_7 + nR}{R} = K \quad R_7 = nR (K - 1) \quad (16)$$

Dans notre application numérique  $R_7 = 450$  ohms. Le schéma de l'atténuateur devient (fig. 5) :

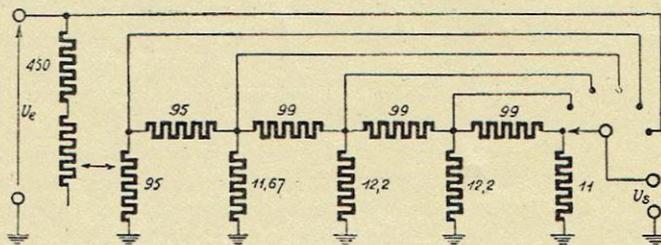


Fig. 5.

## NOTE COMPLÉMENTAIRE SUR LES TRANSFORMATEURS

par H. GILLOUX

Dans un précédent article, nous avons envisagé le calcul des transformateurs B.F. et en particulier des transformateurs abaisseurs tels que ceux utilisés pour la liaison entre l'anode d'une lampe et la bobine mobile d'un H. P. ou entre l'anode d'un driver et les grilles (classe AB<sub>2</sub>) d'un étage de puissance.

En pareil cas les impédances shunt, primaire et secondaire sont faibles, et l'impédance de dispersion ne joue que pour limiter l'amplification suivant une courbe décroissante régulière.

Dans le cas d'un transformateur élévateur, ou d'un transformateur débitant sur une impédance élevée, le problème est moins simple.

### I. — Circuit équivalent aux fréquences élevées.

La figure 1 représente le circuit équivalent du transformateur aux hautes fréquences. Les caractéristiques de la lampe étant  $\mu - E_g - p$ ,  $R_p$  la résistance du primaire,  $R_s$  celle du secondaire,  $Ls_2$  les inductances de dispersion,  $N$  le rapport de transformation.

### II. — Détermination des éléments.

#### 2-1. Self de dispersion

On utilisera suivant le cas l'une ou l'autre des formules précédemment données.

#### 2-2. Capacités

Posons :

$C_m$  capacité primaire-secondaire.

$C_s$  — répartie.

$C_e$  — de la lampe.

Nous devons tenir compte de la capacité du primaire et de la capacité transformée du secondaire. On aura donc :

$$C_s = C_1 + \frac{1}{N^2} C_2$$

### Calcul des capacités

Il sera nécessaire de calculer la capacité entre deux couches moyennes, puis on divisera la valeur obtenue par le nombre de couches.

Le diélectrique sera pris égal à l'isolant entre couches, c'est-à-dire si, comme c'est le cas le plus général, les couches sont séparées par un papier cristal, à l'épaisseur du papier augmentée de deux fois l'émail.

Le papier cristal a une épaisseur de 4/100 en général et l'émail de 1/100, soit 6/100 au total. La constante diélectrique pourra être prise à 2 pour le papier, 3 pour l'émail, soit sensiblement 2,4.

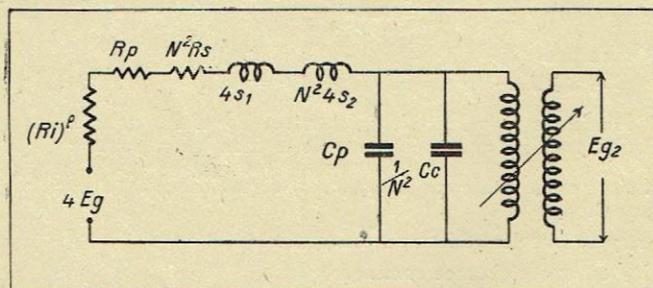


Fig. 1

On a, par suite, pour la capacité totale :

$$C_e = C_1 + \frac{C_2 + C_m + C_e}{N^2}$$

#### 2-3. Fréquence de résonance

La fréquence de résonance sera donnée par :

$$\frac{\omega_2}{2\pi} = \frac{1}{\sqrt{Ls_2 C_e}}$$

avec :

$$L_s = L_{s1} + N^2 L_{s2}$$

calculé suivant la méthode indiquée.

#### 2.4. Coefficient de surtension

Le coefficient de surtension est :

$$Q_2 = \frac{L_s \omega_2}{R_e}$$

#### 2.5. Calcul de $R_e$

On prendra pour  $R_e$  :

$$R_e = R_i + R_p + N^2 R_s$$

### III. — Application aux fréquences élevées.

Si  $A_m$  est l'amplification correspondant au médium (niveau 0 db) et  $A_H$  l'amplification aux fréquences élevées, on a :

$$\frac{A_H}{A_m} = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{f}{f_2}\right)^2\right]^2 + \left[\frac{1}{Q_2} \frac{f}{f_2}\right]^2}}$$

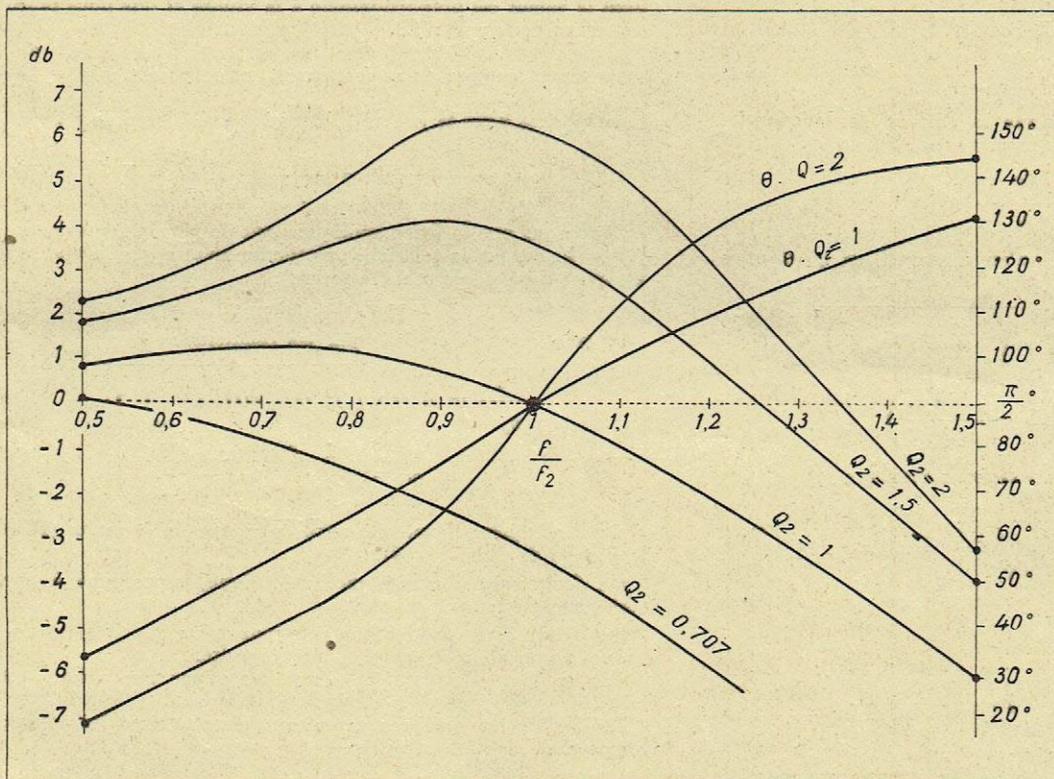


Fig. 2.

Le maximum de cette expression se produit pour :

$$\frac{f}{f_2} = \frac{1}{Q_2} \sqrt{\frac{2Q_2^2 - 1}{2}}$$

On a donc les valeurs suivantes :

$Q_2 = 1$	$f/f_2 = 0,71$	maximum	1,2 db.
$Q_2 = 1,5$	$f/f_2 = 0,91$	—	4 db.
$Q_2 = 2$	$f/f_2 = 0,94$	—	6,3 db.

### IV. — Rotation de phase.

#### 4.1. Fréquences basses

On n'a aucune rotation sensible du moment que l'impédance de marche à vide reste deux à trois fois plus grande que  $R_p + n^2 Z_e$ , ce qui est le cas pour des

fréquences même très basses, de l'ordre de 25 à 30 Hz par exemple.

#### 4.2. Fréquences moyennes

Ici la question ne se pose pas. Cependant, il ne faut pas oublier que les harmoniques des fréquences de cette gamme tombent dans la zone des fréquences élevées. Dans ces conditions, on obtiendra pour ceux-ci une rotation qui peut devenir gênante, pouvant aller jusqu'à l'inversion pure et simple ; en tout cas, si l'on emploie la contre-réaction, on peut obtenir des événements disgracieux ! Ceux-ci se traduisent visuellement à l'oscillographe lors d'une étude en signaux rectangulaires (je ne dis point ceci afin de rallumer la querelle des essais en signaux sinusoïdaux ou en signaux à front raide !).

#### 4.3. Fréquences élevées

L'angle  $\theta_H$  sera donné par :

$$\theta_H = \frac{\pi}{2} + \operatorname{tg}^{-1} Q_2 \left( \frac{f}{f_2} - \frac{f_2}{f} \right)$$

$$= \frac{\pi}{2} + \operatorname{arc} \operatorname{tg} \cdot Q_2 \left( \frac{f}{f_2} - \frac{f_2}{f} \right)$$

### V. — Courbe de réponse.

Nous donnons dans la figure 2, et pour différentes valeurs de  $Q_2$ , la courbe de réponse et la courbe de rotation en fonction de  $\frac{f}{f_2}$ . La courbe de

réponse totale du transformateur sera alors constituée par :

Fréquences basses.

Courbes de la figure de l'article précédent.

Fréquences moyennes. Pratiquement

une droite raccordant les courbes précédentes et les courbes suivantes.

Fréquences élevées. Courbes de la figure 2.

### Conclusion

Il peut paraître paradoxal, dans les circonstances actuelles, de traiter du calcul et de la détermination des transformateurs ; pourtant, dans le cas d'amplificateurs d'une certaine puissance, avec lampe déphaseuse, on arrive à la conclusion qu'un transformateur peut être meilleur marché qu'un étage à lampes. Le rendement peut être bien supérieur et la qualité de reproduction nettement améliorée. Aussi avons-nous pensé qu'il pouvait être intéressant de développer un peu cette question.

# GÉNÉRALISATION DE LA NOTION D'IMPÉDANCE

par L. BOË

Nous savons que la notion d'*impédance complexe* permet de simplifier considérablement l'étude des circuits électriques.

Nous allons montrer qu'on peut, avec le même intérêt, introduire aussi cette notion d'impédance dans les études de *mécanique* et d'*acoustique*; son emploi est surtout utile lorsqu'il s'agit d'étudier des problèmes mixtes (électro-mécanique ou électro-acoustique).

## Impédance électrique

Considérons un circuit électrique série comprenant une résistance  $R$ , une autoinduction  $L$  et une capacité  $C$ . Supposons appliquée à ce circuit une f.e.m. *sinusoïdale* et plaçons-nous dans le cas du régime *permanent*.

On sait qu'à la tension incidente :

$$u = U_0 \cos \omega t$$

correspond le courant :

$$i = I_0 \cos (\omega t - \varphi)$$

$i$  pouvant être considéré comme la dérivée de la quantité d'électricité  $q$  par rapport au temps :

$$i = \frac{dq}{dt}$$

Le courant est déterminé lorsqu'on connaît  $I_0$  et  $\varphi$ , et nous savons que l'on a :

$$\frac{U_0}{I_0} = Z = \sqrt{R^2 + \left( L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)^2} \quad (1)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{R} \left( L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)$$

Introduisons les nombres complexes suivants :

$$\bar{U} = KU_0 e^{j\omega t}$$

$$\bar{I} = KI_0 e^{j(\omega t - \varphi)} \quad (2)$$

$$\bar{Z} = Ze^{j\varphi}$$

On en déduit facilement :

$$\bar{U} = \bar{Z}\bar{I}$$

$$\bar{Z} = R + jL\omega + \frac{1}{jC\omega} \quad (3)$$

Il convient donc de bien retenir :

1° Que les modules des nombres complexes  $\bar{U}$  et  $\bar{I}$  sont proportionnels aux amplitudes (ou aux valeurs efficaces) de la tension et du courant.

2° Que le module du nombre  $\bar{Z}$  représente l'impédance  $Z$ .

3° Que le déphasage  $\varphi$  est représenté par l'argument de  $\bar{Z}$ ; on peut aussi dire que  $\varphi$  est déterminé par la différence des arguments de  $\bar{U}$  et de  $\bar{I}$ .

Indiquons, d'autre part, qu'on appelle *admittance complexe* d'un circuit, la quantité  $\bar{Y}$  définie par la relation :

$$\bar{Y}\bar{Z} = 1 \quad (4)$$

Tout ceci étant posé, on sait que :

a) En notation complexe, les lois régissant les courants et tensions peuvent, sous certaines conditions, s'exprimer au moyen de relations linéaires;

b) L'impédance d'un ensemble série est égale à la somme des impédances des circuits élémentaires;

c) L'admittance d'un ensemble parallèle est égale à la somme des admittances des circuits élémentaires.

## Impédance mécanique

Considérons une *masse*  $m$  soumise à l'action d'une force extérieure  $F$ ; supposons, d'autre part, que cette masse soit soumise à l'action d'un *ressort de souplesse*  $s$ , exerçant une force de rappel d'autant plus importante que l'élongation  $x$  est plus grande.

L'équation du mouvement s'écrit alors :

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + \frac{1}{s} x = F \quad (5)$$

(La force extérieure équilibre la force d'inertie et la force de rappel du ressort.)

On est souvent conduit à introduire une nouvelle force, ou *force de frottement* (qui s'oppose aussi à la force extérieure) dont la valeur est proportionnelle à la vitesse et que nous représenterons donc par :  $f.v$ .

En tenant compte de ce frottement, et en posant  $v = \frac{dx}{dt}$

( $v$  représente donc la vitesse), l'équation précédente devient :

$$m \frac{dv}{dt} + fv + \frac{1}{s} \int v dt = F$$

Supposons que la force appliquée soit de nature *sinusoïdale* :  $F = F_0 \cos \omega t$ , la relations précédente montre que la vitesse  $v$  est aussi *sinusoïdale* et de la forme :

$$v = v_0 \cos (\omega t - \varphi)$$

$v_0$  et  $\varphi$  étant déterminés par les relations :

$$\frac{F_0}{v_0} = Z = \sqrt{f^2 + \left( m\omega - \frac{1}{s\omega} \right)^2} \quad (6)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{f} \left( m\omega - \frac{1}{s\omega} \right)$$

On remarquera l'analogie entre le groupe de formules (1) et le groupe de formules (6).

Un *frottement* (ou résistance mécanique) correspond à une résistance électrique;

une *masse* correspond à une auto-induction;

une *souplesse* correspond à une capacité.

Par analogie, le quotient d'une force par une vitesse est appelée « *impédance mécanique* ».

Ici, aussi, les nombres complexes peuvent être introduits; on pose :

$$\begin{aligned} \bar{F} &= KF_0 e^{j\omega t} \\ \bar{v} &= Kv_0 e^{j(\omega t - \varphi)} \\ \bar{Z} &= Ze^{j\varphi} \end{aligned} \quad (7)$$

D'où l'on déduit :

$$\begin{aligned} \bar{F} &= \bar{Z}\bar{v} \\ \bar{Z} &= f + jm\omega + \frac{1}{js\omega} \end{aligned} \quad (8)$$

Une fois la notion d'impédance mécanique admise, il convient de pousser hardiment l'analogie existant entre un système électrique et un système mécanique.

Un système mécanique d'impédance  $\bar{Z}$  constitue un *dipôle mécanique*, dont nous pouvons très bien donner une représentation schématique. Pour bien montrer les analogies existantes, le plus simple est de représenter brutalement une masse comme une auto-induction, une souplesse comme une capacité et un frottement comme une résistance.

La figure 1 représente ainsi un dipôle mécanique aux extrémités duquel est appliquée une force  $F$ ; quant à la vitesse  $v$  elle se représentera comme une intensité.

Bien entendu, la notion de quadripôle mécanique peut aussi être introduite, et rendre d'utiles services.

Disons maintenant quelques mots des questions de puissance. La puissance moyenne fournie à un dipôle pendant une période est donnée par une des formules :

$$P = U_e I_e \cos \varphi \quad (\text{dipôle électrique})$$

ou

$$P = F_e v_e \cos \varphi \quad (\text{dipôle mécanique})$$

$U_e, I_e, F_e, v_e$ , désignant les valeurs efficaces.

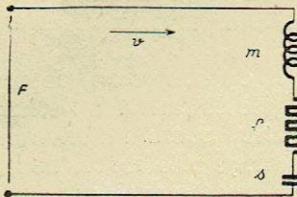


Fig. 1

On démontre facilement que cette puissance  $P$  est égale à la partie réelle du nombre complexe  $P$  défini par la relation :

$$P = \overline{U \cdot I}$$

ou

$$P = \overline{F \cdot v}$$

$\overline{I}$  et  $\overline{v}$  étant les quantités conjuguées de  $\overline{I}$  et de  $\overline{v}$ , et les modules de  $\overline{U}, \overline{I}, \overline{F}, \overline{v}$ , représentant les valeurs efficaces  $U_e, I_e, F_e, v_e$ .

Pratiquement, on sait que la puissance dépensée dans le dipôle électrique série L, C, R est  $RI_e^2$ ; de même la puissance dépensée dans un dipôle mécanique est :  $fv_e^2$ .

### Impédance acoustique

Les problèmes d'acoustique sont des cas particuliers de la mécanique des fluides.

Considérons (fig. 2) le cas de la propagation le long d'un tuyau. Soient  $v$  et  $P$  la vitesse et la pression en  $S$  et  $v'$  et  $P'$  la vitesse et la pression en  $S'$ . On démontre qu'entre les quantités  $v, P, v', P'$ , il existe, en régime sinusoïdal et notation complexe, deux relations linéaires homogènes, comme entre les grandeurs  $I, U, I', U'$ , d'un quadripôle électrique. Nous dirons donc que le conduit  $SS'$  constitue un quadripôle acoustique.

Comment définir l'impédance acoustique? La force appliquée sur un élément de surface  $S$  étant  $\overline{F} = \overline{P} \cdot S$ , on pourrait, comme en mécanique, définir l'impédance par le rapport :

$$\frac{\overline{F}}{\overline{v}} = \frac{\overline{P} \cdot S}{\overline{v}}$$

Cependant il convient de remarquer que le produit  $Sv$  repré-

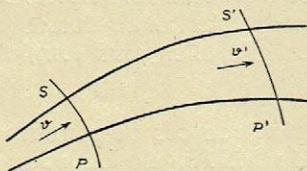


Fig. 2

sente un débit, et si l'on considère (cf. fig. 3) un ensemble de tuyaux, avec bifurcation, on constate d'une part que l'on a :

$$Sv = S_1 v_1 + S_2 v_2$$

C'est-à-dire que les débits se conservent au point de jonction, et d'autre part que, toujours en ce point, la pression  $P$  est la même dans les différents embranchements. Ces propriétés sont les mêmes que celles dont jouissent, en électricité, les courants dérivés et les différences de potentiel. Il est donc tout indiqué de faire correspondre :

une différence de pression  $P$  à une différence de potentiel et un débit  $Sv$  à un courant.

Dans ces conditions, l'impédance acoustique  $Z_A$  est définie comme étant le quotient d'une pression par un débit :

$$\overline{Z}_A = \frac{\overline{P}}{\overline{Sv}}$$

Il est à noter aussi que si l'on désire conserver à la « grandeur impédance » toutes ses propriétés pour le calcul des puissances, il convient que l'impédance soit définie comme étant le rapport de deux quantités dont le produit détermine la puissance. Ainsi nous savons que la puissance est donnée par la partie réelle du nombre :

$$P = \overline{Fv} = \overline{P \cdot Sv}$$

Les deux formules donnant les impédances mécanique et acoustique

$$\overline{Z}_M = \frac{\overline{F}}{\overline{v}} \quad \text{et} \quad \overline{Z}_A = \frac{\overline{P}}{\overline{Sv}}$$

satisfont donc bien à la règle précédente.

On retrouve dans l'étude des fluides les trois types de termes correspondant à l'auto-induction, la résistance et la capacité.

a) Considérons le cas d'une masse  $m$  de fluide se déplaçant sans frottement et sans se comprimer dans un tuyau de section  $S$ . A la force d'inertie correspond une inertance

$$\overline{Z}_1 = j \frac{m}{S^2} \omega$$

b) Lorsqu'il s'agit de l'écoulement d'un fluide à travers un tuyau cylindrique étroit, on démontre qu'il existe un frot-

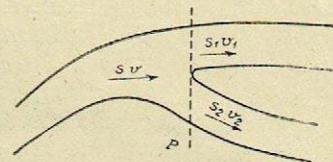


Fig. 3

tement proportionnel à la vitesse, et appelé frottement visqueux.  $P$

L'impédance due à ce frottement est donc  $Z_2 = r$  si  $r = \frac{P}{Sv}$ .

c) Considérons enfin le cas de la compression adiabatique d'un gaz dans une chambre de volume  $V_0$ . On démontre que l'impédance correspondante est

$$Z_3 = \frac{1}{j\mu V_0 \omega}$$

$\mu$  étant le coefficient de compressibilité du fluide.

Les quantités  $\frac{m}{S^2}$ ,  $r$  et  $\mu V_0$  correspondent donc respectivement à une auto-induction, à une résistance et à une capacité.

N. B. — La différence existant entre les définitions d'impédance acoustique et d'impédance mécanique constitue parfois une gêne dans la résolution des problèmes mixtes.

Prenons, par exemple, le cas d'un piston vibrant, de surface  $S$ , placé dans un tuyau rempli de fluide. On peut dire qu'il s'agit d'un dipôle mécanique actif chargé par un dipôle acoustique passif.

Bien entendu la charge d'un dipôle mécanique doit être une impédance mécanique. Il convient donc de considérer « l'impédance mécanique équivalente de l'impédance acoustique ». Or ces impédances sont définies respectivement par les équations :

$$\overline{Z}_M = \frac{\overline{F}}{\overline{v}} = \frac{\overline{P}S}{\overline{v}} \quad \text{et} \quad \overline{Z}_A = \frac{\overline{P}}{\overline{Sv}}$$

On obtiendra donc l'impédance mécanique  $\overline{Z}_M$  équivalente de l'impédance acoustique  $\overline{Z}_A$  en multipliant cette dernière par  $S^2$ .

# DEUX MÉTHODES

M. Angèle, jeune et actif fonctionnaire de la Télévision Française, a fait récemment une intéressante communication à la Section de Télévision de la Société des Radioélectriciens.

En partant de données physiologiques et physiques, il a recherché quels devaient être les caractéristiques d'un standard de télévision idéal, c'est-à-dire tel qu'il soit inutile de le reconsidérer tous les trois ans pour l'améliorer.

En développant les notions de taches de confusion, de définition verticale et de définition horizontale, M. Angèle est arrivé à l'établissement d'un projet de standard idéal, caractérisé par une linéature d'environ 1.000 lignes, à format d'images de  $3 \times 4$  (sur ce point, je suis absolument d'accord avec lui, et le format  $4 \times 5$  est une grosse erreur, étant donné l'importance du télécinéma); cette linéature élevée correspondant à des bandes passantes fort raisonnables, car les théories de M. Angèle permettent de sacrifier la définition horizontale à la définition verticale.

En outre, il a indiqué un interlignage quadruple avec une séquence du type 1-3-4-2, ce qui, en fin de compte, correspondait de ce fait à une bande passante très réduite, à peine supérieure à celle utilisée actuellement.

Malheureusement, M. Angèle a dû reconnaître qu'il s'agissait là de considérations toutes théoriques et qu'il serait souhaitable de faire des expériences pour vérifier le bien-fondé de ses propositions.

\*  
\*\*

La conférence de M. Angèle avait vivement intéressé l'auditoire, et une discussion s'ensuivit entre les techniciens présents, discussion des plus intéressantes.

Je ne les reprendrai pas en détail, cela nous emmènerait trop loin. Il y a lieu, toutefois, de remarquer que la plupart des techniciens présents, à la suite de l'intervention de M. Mandel (de la C. D. C.), ont été d'accord sur le fait que l'emploi d'un interlignage quadruple donnerait lieu à un scintillement de lignes inadmissible.

Mais l'intervention qui a le plus retenu mon attention fut celle de M. Valensi.

M. Valensi a pu nous montrer sur le même sujet les documents concernant l'étude de ce problème dans les laboratoires américains :

Nos amis d'outre-Atlantique ont procédé d'une façon tout à fait différente. Laisant de côté les équations et estimant, à juste titre, que le spectateur était réellement le seul juge dans la matière, ils ont mis au point une méthode purement expérimentale, en répétant les expériences de comparaison sur un grand nombre de spectateurs « cobayes ».

Pour chiffrer les résultats, ils ont établi, comme ils le font toujours dans ces cas-là, un système d'unités subjectives, de façon à donner à ce travail expérimental le maximum de sécurité.

La conclusion de cette méthode est d'ailleurs fort nette. Lorsqu'il s'agit de télévision en noir et blanc, le gain de qualité au-dessus de 600 lignes est insignifiant, et il semble donc inutile d'aller plus loin, tout au moins pour la télévision familiale.

\*  
\*\*

Je ne veux pas discuter les conclusions de ces deux méthodes, ni opter pour le 1.000 lignes mathématiques de M. Angèle ou pour le 600 lignes expérimental des techniciens d'outre-Atlantique. Ce que je retiens avant tout de cette discussion, c'est la différence entre les méthodes utilisées dans les deux cas.

D'abord, la méthode expérimentale en Amérique et, d'autre part, la dissertation mathématique en France, l'excellent technicien français auteur de cette méthode (lui-même appartenant à un service d'Etat) étant réduit à demander aux spécialistes appartenant à l'industrie privée de faire des expériences pour vérifier ses équations.

Il y a, dans cette impuissance d'un service officiel à aborder la voie expérimentale, quelque chose de dramatique et n'avez-vous pas envie de dire, alors qu'un an après la libération nos écrans sont encore sans images :

« Des images d'abord; des équations ensuite. »

# ÉTAT ACTUEL DE LA TÉLÉVISION EN FRANCE ET A L'ÉTRANGER

Conférence faite le 7 Juillet 1945 au G. T. I. R. par Marc CHAUVIERRE

Pendant près de cinq ans nous avons vécu presque sans communication avec le monde extérieur, et cependant les laboratoires français n'ont pas renoncé à poursuivre leurs études, parfois officiellement, parfois clandestinement. Aussi beaucoup d'entre nous se demandaient ou même se demandent encore : où en sommes-nous vis-à-vis de l'étranger ? Avons-nous fait des progrès sérieux ? Sommes-nous « dans la course » ? ou bien devons-nous définitivement nous considérer comme des élèves ? Y a-t-il une technique française ou devons-nous nous contenter à l'avenir de manœuvrer les boutons du matériel que nous livreront les Américains ?

Dans tous les domaines, c'est une question que se posent les Français, mais pour aujourd'hui c'est uniquement au point de vue de la technique et de l'exploitation de la télévision que je veux me placer, car, dans ce domaine, nous possédons assez de documents pour essayer de faire le point de la question.

Si l'on en croit certaine presse, tout est pour le mieux pour la télévision française et je lis par exemple dans « *Ce Soir*, édition Radio » du 30 juin 1945, des phrases comme celle-ci : « Le centre de Télévision de la rue Cognacq-Jay est unique en Europe ; même aux Etats-Unis on ne rencontre pas d'ensemble technique qui lui soit comparable. La Télévision française ne désespère pas de devenir d'ici quelque temps la première du monde. »

Il est regrettable, malheureusement, que l'examen réel des faits ne laisse pas le droit d'être aussi optimiste que le journaliste de *Ce Soir*...

D'ailleurs, la télévision est un vaste sujet et si nous voulons examiner les progrès qui ont été faits dans ce domaine depuis cinq ans, il y a lieu d'envisager ce problème sous plusieurs angles différents. Permettez-moi donc de l'aborder aujourd'hui du point de vue technique, nous traiterons de l'exploitation un peu plus tard.

Le problème technique lui-même peut être subdivisé en plusieurs sections : le problème de la linéature, le problème du synchronisme et de la transmission des signaux, enfin le problème du récepteur d'appartement.

## Le problème de la linéature

Dans ce domaine, je crois pouvoir dire que la France a marqué un point et les Américains ont sérieusement accusé le coup, si bien que M. Zvorkyn lui-même a cru utile de faire une expérience pour démontrer que la télévision à 1.200 lignes n'était pas meilleure que la télévision à 525 lignes. Ce sont les études développées par l'équipe de techniciens de la Compagnie des Compteurs sous la coordination de M. Barthélémy qui nous ont valu ce succès. Passer de 400 lignes à 1.000 lignes ne constitue pas à proprement parler une invention, c'est le développement

patient par une équipe homogène de principes bien connus.

Qu'il me soit permis de faire à cette occasion la remarque suivante : la télévision a commencé avec une analyse à 30 lignes. A cette époque, il est évident qu'on a jugé les 30 lignes insuffisantes et beaucoup de techniciens ont annoncé que l'analyse par points successifs aboutirait à une impasse, car jamais on ne pourra suffisamment multiplier les lignes pour arriver à la finesse d'image nécessaire à une bonne reproduction. Cela se passait aux environs de 1930.

Or, jusqu'à présent, c'est par le grignotage patient du problème que nous sommes arrivés à des solutions totalement satisfaisantes. De 30 lignes, on est passé à 60 lignes, puis à 90, puis à 120, puis à 240 ; avec le 240 lignes commença la grande exploitation de télévision de la B. B. C. à Londres ; elle fut même à cette époque en concurrence avec le 405 lignes entrelacé de l'E. M. I. à Londres ; c'est encore le standard actuel outre-Manche. De 405 lignes, on passa aux environs de 450 en France et à 441 en Amérique et en Allemagne.

En 1941, les Américains adoptèrent définitivement le standard de 525 lignes et semblent vouloir s'en tenir pour le moment à cette linéature.

En France, dès 1941, j'ai pu voir à Lyon, chez Defrance, les images à 525 lignes et depuis quelques mois la plupart des spécialistes ont pu voir à la Compagnie des Compteurs les remarquables résultats obtenus, par leur ensemble de démonstration à 1.000 lignes.

L'intérêt du développement de la Compagnie des Compteurs est qu'il présente un tout homogène : le fait de passer de 450 lignes à 1.000 lignes soulève un grand nombre de problèmes sur des plans différents. En effet, il ne suffit pas de balayer une image à 1.000 lignes pour améliorer la qualité d'image, ce serait beaucoup trop facile, et je dirais même que l'amélioration de la qualité d'image dépend beaucoup plus du soin apporté à résoudre un certain nombre de problèmes accessoires que du nombre de lignes proprement dit. Les principaux de ces problèmes sont ceux de la bande passante, non seulement des amplificateurs d'images, mais de toute la chaîne iconoscope/tube cathodique, sans oublier le problème de l'émetteur et de sa modulation. Ajouter à cela le problème de la finesse du spot et de la plaque mosaïque sur l'iconoscope et le problème de la finesse du spot sur l'écran du récepteur et citons pour mémoire le problème du balayage correct du tube cathodique. Vous voyez qu'il y a de quoi faire.

Ces problèmes, l'équipe de techniciens de la Compagnie des Compteurs les a résolus dans le cadre d'une expérience de laboratoire comportant les caméras spéciales de prises de vue en studios, les amplificateurs, un émetteur d'essai d'une cinquantaine de watts et un récepteur complet donnant une image sur

un tube cathodique à vision directe de 36 cm de diamètre, la distance entre l'émetteur et le récepteur étant de quelques mètres ou à la rigueur de quelques centaines de mètres. Sans entrer dans les détails de réalisation de la C. D. C., disons que tous les amplificateurs ont une bande passante qui va de 25 cycles/seconde à 17 mégacycles, alors que l'on se contente de 2 à 3 mégacycles pour le 441 lignes et la fréquence utile croît comme le carré de la linéature, ce qui pose de graves problèmes en ce qui concerne le rapport signal-bruit de fond.

Pour faciliter le problème de l'émission et de la réception en haute fréquence, on a été amené à travailler sur des fréquences de l'ordre de 100 à 150 mégacycles, c'est-à-dire avec des longueurs d'ondes de l'ordre de 2 mètres et l'émetteur utilise le procédé à bande latérale unique avec réduction de la porteuse, ce qui permet de réduire à environ une vingtaine de mégacycles l'encombrement de l'éther, alors qu'il faudrait, avec le procédé classique, compter sur 40 mégacycles. De même à la réception, on reçoit sur une bande latérale unique, ce qui simplifie le problème des moyennes fréquences.

— Notons en passant que la bande latérale unique à l'émission comme à la réception a toujours été utilisée en Amérique depuis 1939, même pour les émissions à 441 lignes.

Tous ceux qui ont vu l'image obtenue avec le 1.000 lignes à la C. D. C. sont unanimes à reconnaître qu'elle correspond à une qualité absolument remarquable et en tous points comparable avec la qualité cinéma. Il semble d'ailleurs qu'il soit utile de rechercher les linéatures supérieures, car avec 1.000 lignes on obtient la même qualité qu'avec le film cinématographique standard et, d'autre part, on a été gêné par le pouvoir séparateur des objectifs.

Tel est, parmi les travaux effectués en France depuis quatre ans, celui qui a jusqu'à présent fait le plus parler de lui à l'étranger.

On peut en conclure objectivement que l'on sait aujourd'hui établir en laboratoire une chaîne capable de donner une définition d'image correspondant à 1.000 lignes, c'est-à-dire donnant des résultats supérieurs du point de vue netteté et finesse à ce qui a été fait jusqu'à présent dans ce domaine.

Toutefois, il subsiste deux points d'interrogation : d'une part, les difficultés que l'on rencontrera dans le domaine de l'exploitation et en particulier en ce qui concerne la propagation des ondes supérieures à 100 mégacycles ; corrélativement, le prix des récepteurs ne va-t-il pas se trouver augmenté et devenir plus que jamais prohibitif ?

Dans un autre ordre d'idée, je ferai pour ma part la remarque suivante : il est hors de doute que la télévision s'orientera de plus en plus vers le tube de projection. Or, ne va-t-on pas rencontrer dans la fabrication des tubes de projection pour le 1.000 lignes de très grosses difficultés ? En effet, les tubes de projection ont en général un écran très petit de l'ordre de 4 à 5 cm par exemple. Or, s'il est facile de réduire la dimension de l'écran, il est très difficile de réduire dans les mêmes proportions les dimensions du spot. Par exemple, à 1.000 lignes, sur une image de 5 cm de hauteur, le spot électronique (ou autrement dit la ligne) devra avoir une hauteur de  $5/100^e$  de millimètre. C'est un problème beaucoup plus difficile à résoudre que celui de faire un spot de  $3/10^e$  de hauteur pour un écran à vision directe de 30 cm de

côté ; et si le spot est beaucoup plus gros que la dimension géométrique de la ligne, on perd tous les avantages de la haute définition.

Quels sont maintenant, dans cet ordre d'idées, les travaux à l'étranger et en particulier en Angleterre et en Amérique ?

En Angleterre, les principaux laboratoires, et en particulier les laboratoires de la Marconi, ont aussi développé des systèmes à très haute définition ; ces développements ont été officiellement annoncés.

En Amérique, des travaux dans le même ordre ont aussi été effectués, mais il semble maintenant qu'ils se soient portés sur d'autres sujets et en particulier sur la télévision en couleur. La position des Américains est d'ailleurs fort nette : ils estiment, à la suite des essais systématiques qu'ils ont fait, qu'il est inutile de dépasser 600 lignes pour le noir et blanc.

En revanche, ce que les Américains ont développé c'est la télévision en couleur et l'un des principaux postes de télévision de New-York, celui de la Columbia Broadcasting System (C. B. S.), dont les directeurs prétendent que l'avenir est uniquement réservé à la télévision en couleur.

Le système Columbia est d'ailleurs relativement simple ; il est basé sur le principe bien connu de la trichromie ; chaque image est décomposée en triple au lieu d'être interlignée en double comme on le fait actuellement ; il y a donc trois cadres par image (trois « frames », comme disent les Américains). Chaque image partielle correspond à une des trois teintes fondamentales. Pour cela, à l'émission se trouve devant la camera de prises de vue un disque divisé en trois secteurs portant des écrans filtres des trois couleurs classiques : bleu, jaune, rouge. Il est entraîné par un moteur synchronisé avec le balayage (ce qui n'est pas difficile) et, de cette façon, chaque cadre correspond à l'analyse d'une couleur fondamentale.

À la réception, on dispose d'un écran blanc dont la composition chimique a été très soigneusement étudiée, écran qui lui-même est observé à travers un disque tournant toujours synchronisé avec le balayage et comportant lui aussi trois secteurs colorés (fig. 1).

On analyse ainsi trois images monochromes en  $1/30^e$

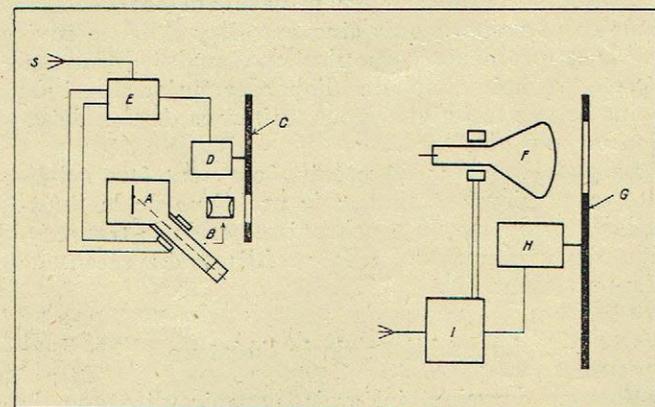


Fig. 1. — Principe du système de télévision en couleurs utilisé par la C. B. S. A., inconnoscope ; B, objectif ; C, disque portant les écrans colorés ; D, moteur entraînant le disque synchronisé par la base de temps à la réception devant le tube cathodique F ; tourne-disque G entraîné par le moteur M synchronisé lui-même par la base de temps.

de seconde (puisque, en Amérique, le secteur à 60 périodes obligeait la télévision à passer 30 images à la seconde) et l'œil voit une image en couleurs qui n'est ni meilleure ni plus mauvaise qu'une image de cinéma en couleurs,

## BAIRD COLOUR TRANSMITTER

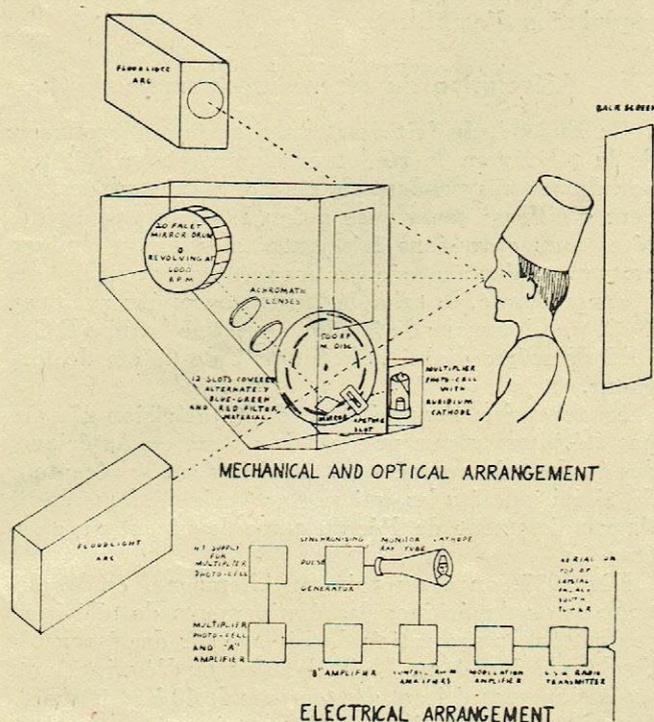


Fig. 2. — Nous avons extrait d'une revue anglaise datant de 1937 le schéma ci-dessus du système BAIRD pour la télévision en couleurs. Il semble que le système de la C. B. S. s'en soit ouvertement emparé.

Bien entendu, ceci conduit, toutes choses égales, à augmenter la bande passante de l'émetteur et du récepteur, et corrélativement il faut adopter des fréquences porteuses très élevées toujours supérieures à 100 ou 200 mégacycles.

Les expériences faites en Amérique sont des expériences de laboratoire (comme celles de la très haute définition de la Compagnie des Compteurs) ; les mêmes problèmes du côté propagation et mise au point des écrans de projection se posent, mais on peut dire que la thèse américaine est la suivante : il est inutile d'améliorer la définition en noir et blanc, tout doit se porter sur la télévision à très haute définition en couleurs ; l'apport de la couleur améliore la qualité psychologique d'une image dans de bien plus grandes proportions que ne le fait uniquement la finesse.

Telle est la position américaine dans cet ordre d'idée et, comme on le voit même sur le plan laboratoire, nous pouvons difficilement nous vanter de surpasser les Américains.

On peut remarquer en passant que la solution américaine n'est pas autre chose que la solution Baird de la télévision en couleurs, expérimentée en 1938 avec des systèmes analyseurs mécaniques (voir documents ci-contre).

### Le problème du synchronisme

Si on semble se contenter outre-Manche et outre-Atlantique de la solution classique du problème du synchronisme, il n'en demeure pas moins vrai que cette solution présente un assez grand nombre de défauts, surtout en ce qui concerne la précision de l'interlignage.

Les techniciens français semblent avoir été particulièrement intéressés par ce problème et on peut citer trois études dans cet ordre d'idées : la solution de Henri Defrance, la solution de Aschen-Brenner et enfin la solution développée dans mon laboratoire, solution qui concerne d'ailleurs la transmission des signaux de synchronisme, de la modulation d'image et de la modulation du son sur la même porteuse.

Cette solution fera l'objet d'une étude complète et sérieuse. Les deux premières ont été déjà décrites dans la *Radio Française*. Nous allons toutefois les rappeler brièvement.

La solution Defrance consiste à utiliser pour la transmission du signal de synchronisme de ligne la solution classique, c'est-à-dire modulation en amplitude de la porteuse par la vision et par le signal de synchronisme et séparation par différence d'amplitude.

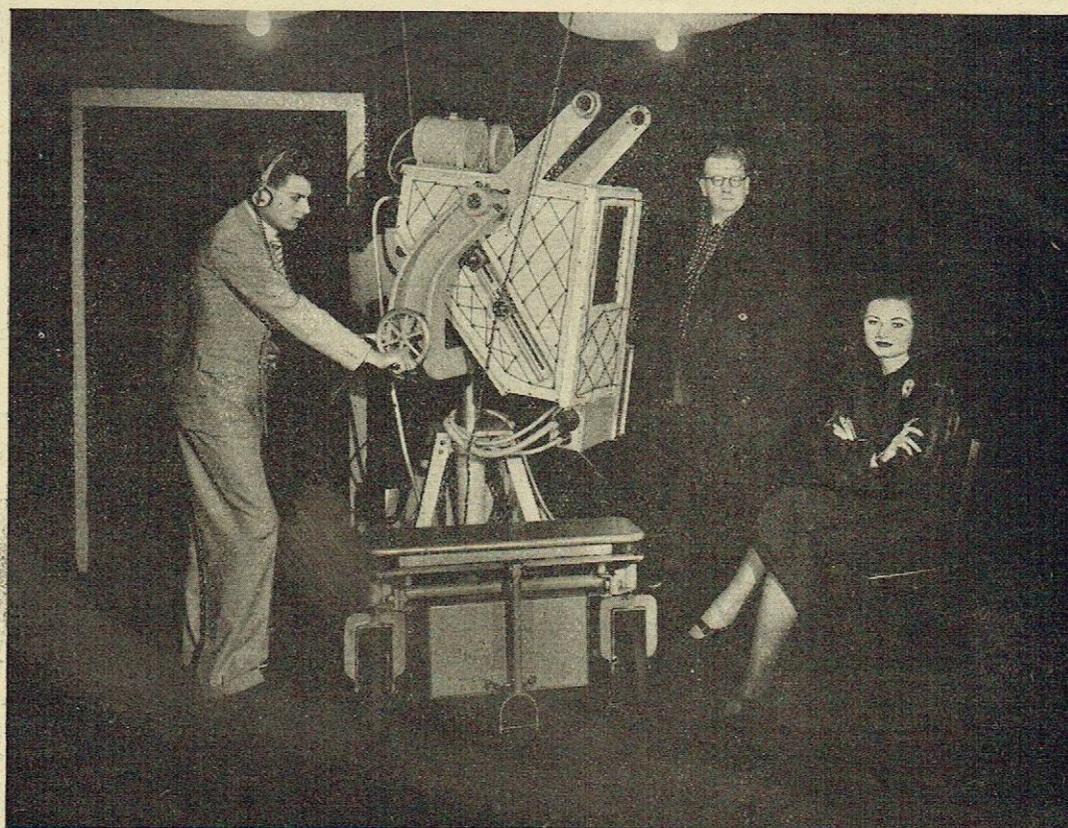


Fig. 3. — Une prise de vue en couleurs en 1937 (à droite, sur la photo, M. John BAIRD).

En revanche, le top d'image est constitué par une modulation de fréquence qui se produit pendant la période correspondant dans la modulation aux noirs d'image. A la réception, ce top est détecté par un discriminateur indépendant et dirigé sur la base de temps d'image. On a donc ainsi la transmission des signaux de synchronisme de ligne et des signaux de synchronisme d'image par deux voies complètement différentes, ce qui assure une précision aussi grande qu'on le désire dans le déclenchement des signaux de synchronisme d'image par rapport aux signaux de synchronisme de ligne (fig. 4).

La solution d'Aschen Brenner est tout à fait différente. Elle consiste à transmettre, d'une part l'image en modulation d'amplitude et, d'autre part, à transmettre non plus un top de synchronisme, mais le signal de balayage lui-même en modulation de fréquence ; par une double modulation de fréquence, on peut ainsi transmettre simultanément le signal de ligne et le signal d'image ; de cette façon, la précision du balayage est absolue, puisque après détection sur le récepteur, on retrouve les signaux de balayage tels qu'ils sont modulés à l'émetteur avec toute la précision voulue (v. *La Radio Française*, avril 1943).

Aschen Brenner envisage l'emploi de son procédé avec deux porteuses indépendantes : l'une réservée à la transmission de la modulation d'image et pouvant être modulée soit en amplitude, soit en fréquence ; la deuxième porteuse modulée en fréquence et réservée à la transmission des signaux de balayage. Cette solution donne une sécurité totale ; on peut lui reprocher toutefois d'utiliser deux porteuses, mais on peut observer en revanche que la place occupée par la porteuse des signaux de balayage peut être très petite par rapport à celle occupée par la porteuse d'image.

Dans l'autre solution proposée par Aschen Brenner, on utilise une porteuse unique ; environ les deux tiers de la porteuse sont modulés en amplitude pour la transmission de l'image ; cette modulation est écrêtée à la réception (après détection de la voie image) et le tiers restant qui a la modulation en fréquence pour les signaux de balayage est appliqué à un discriminateur à la sortie duquel on retrouve les signaux de balayage.

Cette solution ne comporte qu'une seule porteuse,

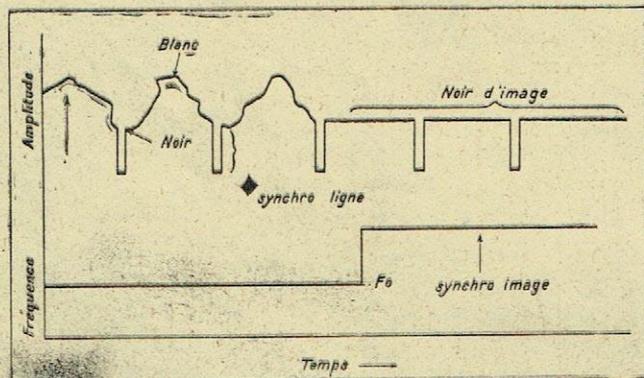


Fig. 4. Système de synchronisme DeFrance : en haut, le signal d'images et de synchronisme de lignes modulés en amplitude ; en bas, le signal de synchronisme d'images modulé en fréquence.

mais certains techniciens ont fait observer à son sujet qu'il était à peu près certain que les interférences dues aux bandes latérales créées par la modulation de fréquence et par la modulation d'amplitude ne permettraient pas le fonctionnement correct du système.

Cette objection n'est pas valable pour le système de DeFrance, car la modulation de fréquence, dans ce cas, a lieu en noir d'image, donc en l'absence de modulation d'amplitude.

### L'évolution du récepteur commercial

En Europe, du fait de l'exploitation embryonnaire de la télévision, le récepteur commercial a fait très peu de progrès pendant ces cinq dernières années. On peut d'ailleurs remarquer qu'en 1939, la plupart des récepteurs européens faisaient état d'une technique nettement plus avancée que les récepteurs américains.

Par exemple, le tube de 22 cm. européen avait, en 1939, une longueur de 36 cm, alors que le tube R C A 1802 de même diamètre avait près de 60 cm de longueur.

En revanche, l'exploitation de la télévision n'ayant pas été interrompue pendant la guerre en Amérique, des études très poussées ont été faites sur le récepteur de télévision, études qui portent principalement sur l'agrandissement de l'écran pour le récepteur amateur.

Dès 1939, on a pu voir en Allemagne, en Angleterre et en Amérique, des équipements de télévision permettant la projection de l'image sur des écrans de l'ordre de  $3 \times 4$  m. Mais il s'agit là d'équipements professionnels utilisant des tensions de 60 à 80.000 volts comportant des systèmes optiques très coûteux et dont la conception générale ne saurait être appliquée au récepteur commercial.

On a bien réalisé en Europe, dès 1939, des récepteurs de télévision avec projection sur écran de  $40 \times 60$  cm pour la réception en appartement ; ces récepteurs utilisent des tubes cathodiques de petit diamètre (9 à 12 cm) alimentés sous une tension de 10 à 20.000 volts, l'image obtenue étant projetée sur un verre dépoli formant écran.

On peut remarquer que les éléments constitutifs d'un téléviseur avec projection sur écran sont, à peu de chose près, les mêmes que ceux entrant dans un téléviseur à vision directe.

On peut même observer que le tube est beaucoup plus petit, donc la projection sur écran ne devrait pas coûter beaucoup plus cher que la télévision directe, la seule différence résidant dans l'emploi d'alimentation à 15 ou 20.000 volts à la place d'une alimentation à 5 ou 7.000 volts.

En réalité, il n'en est pas de même et un accessoire change complètement le problème : c'est l'objectif ou le système optique.

En effet, même avec 10 ou 15.000 volts, l'image est peu lumineuse ; il faut donc, pour ne pas perdre de lumière, utiliser un objectif à très grande ouverture ; par exemple, on emploie assez souvent un objectif de 100 mm de foyer avec une ouverture de 1,2. Un objectif de ce type de bonne qualité coûtait avant guerre une dizaine de mille francs, autrement dit il coûtait à lui seul le prix de tous les éléments constitutifs rentrant dans le téléviseur ; c'est là une des causes du prix prohibitif des récepteurs d'appartement à grand écran.

Les Américains se sont attachés au problème. Allen B. Dumont l'a traité en travaillant le tube cathodique pour l'amélioration des propriétés photochimiques de l'écran, et il paraît être arrivé, à tensions égales, à une luminosité bien plus grande.

Il devient alors possible d'utiliser des objectifs de

série à plus faible ouverture, d'où abaissement du prix de revient.

R. C. A. a traité le problème d'une façon assez différente (voir *Radio en France*, tome I, 45).

Le système optique est constitué par un miroir sphérique relativement économique et par une lentille de correction.

Cette lentille de grand diamètre est cependant peu coûteuse, car c'est une lentille en matière moulée transparente (genre verre incassable ou plexiglass), mais moulée avec suffisamment de précision pour pouvoir être utilisée sans aucune correction. On obtient donc ainsi un système optique particulièrement économique.

Ce sont là des développements logiques du problème de la télévision sur grand écran et ils ne correspondent qu'à l'industrialisation de ce que nous faisons déjà en Europe en 1939.

En revanche, on fait grand bruit aujourd'hui en Amérique sur une solution toute récente qui constitue effectivement une révolution dans le domaine de la télévision sur grand écran. On peut dire que c'est une solution photochimique du problème, dont l'apparition a la même importance que l'avènement de l'iconoscope pour la prise de vue. Les brevets de ce dispositif appartiennent à la Société Scaphony américaine, filiale de la Scophony anglaise, qui, comme on le sait, s'est toujours spécialisée dans le domaine de la projection sur grand écran. Mais les anciennes solutions Scaphony étaient d'ordre mécanique, donc très discutables ; aujourd'hui, nous nous trouvons en présence d'une solution électronique.

Elle est d'ailleurs très simple (fig. 5). Figurez-vous un tube constitué comme un iconoscope, c'est-à-dire le balayage de l'écran se faisant obliquement. Cet écran, au lieu d'être constitué par une matière qui devient lumineuse sous l'influence du bombardement électronique, est constituée par une matière qui devient plus ou moins transparente suivant l'intensité du bombardement électronique, un peu comme une plaque photographique devient noire lorsqu'elle est frappée par la lumière, mais avec cette différence que l'action cesse en même temps que disparaît le faisceau électronique, la plaque reprenant son opacité primitive.

L'écran du tube cathodique en question constitue donc une diapositive de projection, mais avec l'image mouvante à la place de l'image fixe.

Derrière cette diapositive, on place une source lumineuse aussi puissante qu'on le désire et un condensateur ; devant elle on place l'objectif proprement dit qui peut être à ce moment un objectif standard à ouverture normale. Avec une tension plaque de quelques centaines de volts, il devient facile d'obtenir une projection d'un mètre ou de plusieurs mètres de côté, c'est une simple question de puissance de lampes de projection, problème qui ne comporte aucun mystère.

On conçoit le perfectionnement que présente un tel système, si, bien entendu, l'expérience correspond aux résultats annoncés par les inventeurs. Il semble d'ailleurs que la difficulté provienne uniquement de l'inertie de la couche « électrosensible », mais si des perfectionnements de détail sont toujours possibles, il est hors de doute qu'on se trouve là en présence de la solution définitive du problème de la télévision sur grand écran.

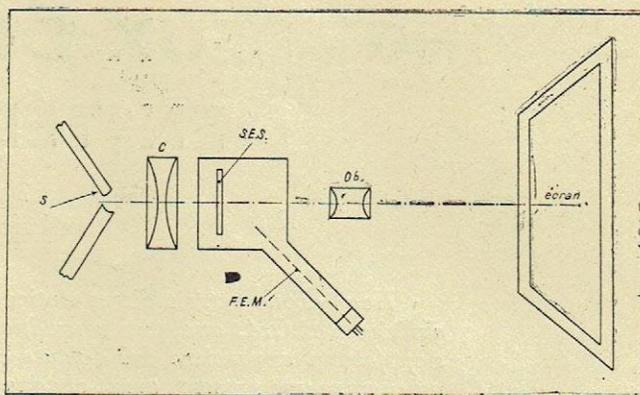


Fig. 5. — Le système des projections sur grand écran d'après les brevets Scaphony : le tube récepteur est disposé comme un iconoscope, mais la surface sensible est constituée par une matière dont la transparence est fonction du bombardement électronique ; ceci se comporte donc comme une diapositive.

La source lumineuse S peut être un arc ou une lampe à incandescence, un système optique classique comportant un condensateur et un objectif permet la projection sur très grand écran.

### Résumé

C'est très brièvement que nous avons passé en revue des travaux concernant la télévision durant ces dernières années ; nous avons passé sous silence des études de détail, en particulier celles concernant les analyseurs dans la prise de vue (iconoscope, supericonoscope, orthicon, isoscope, etc.) ; nous aurons l'occasion de traiter en détail ces différents points, ainsi que ceux qui concernent les circuits proprement dits ou les générateurs de haute tension.

Deux points se détachent principalement de cette étude.

D'une part, en ce qui concerne la qualité d'image, on sait, en laboratoire, faire de la télévision à très haute définition et de la télévision en couleurs, mais ces résultats sont obtenus avec des méthodes qui obligent de reconsidérer totalement le problème de la télévision et qui semblent ne pouvoir être commercialement appliquées avant quelques années ; entre temps, il y a lieu de perfectionner l'exploitation en utilisant ce qui existe, c'est-à-dire la télévision à moyenne définition (environ 500 lignes), qui est jugée suffisante par les Américains pour la télévision en noir et blanc.

Dans le domaine de la réception, la tendance est évidemment à grand écran d'appartement, et il semble qu'à l'avenir l'écran de 40 x 60 cm sera à la télévision ce que le haut-parleur de 20 cm est à la radiophonie.

Des images de cette dimension peuvent s'obtenir aussi facilement par projection, en travaillant simultanément le problème du système optique à grande ouverture et de la luminosité de l'écran par une tension d'excitation donnée, mais une solution révolutionnaire vient de prendre jour en Amérique : c'est l'emploi d'un écran électrosensible se comportant dans un projecteur comme une diapositive animée.

Dans tout cela, nous avons laissé de côté le problème des prix de revient ; je me permets de dire qu'ils sont secondaires et beaucoup plus fonction de la série que de la technique.

Les premiers haut-parleurs électrodynamiques coûtaient 1.000 francs il y a quinze ans ; avant guerre, leurs prix s'étaient abaissés de vingt fois ; il en sera de même pour le récepteur de télévision.

Enfin, nous n'avons pu parler du problème de l'exploitation ; il domine cependant le problème technique proprement dit, et c'est pourquoi je lui consacrerai une prochaine étude.

# VINGT-DEUX DÉFAUTS D'IMAGES EN TÉLÉVISION

Nous avons extrait d'une notice technique d'un récepteur de télévision américain R.C.A. quelques reproductions de photographie d'images de télévision faisant apparaître des défauts caractéristiques. L'image qui sert de texte est la mire que passent, avant chaque émission, les metteurs de la N.B.C. (National Broadcasting Corporation), qui, comme on le sait, est équipée par la Société R.C.A. Nous pensons que ce document rendra service aux lecteurs de la « Radio en France », les défauts d'images étant produits par les mêmes causes sur des appareils américains ou français, malgré les légères différences de technique (trente images à la seconde, modulation en négatif, etc.).

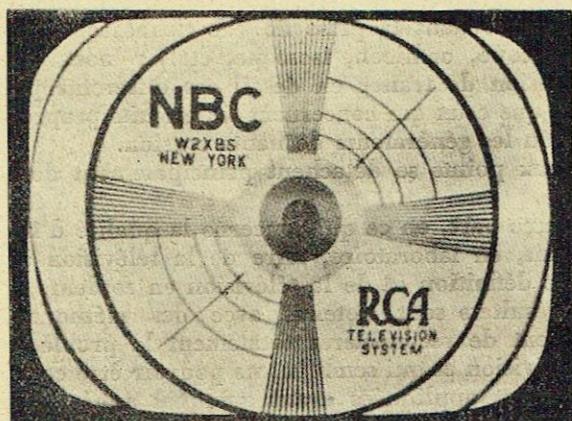


Fig. 1. — La mire telle qu'elle apparaît lorsque le récepteur est réglé correctement.

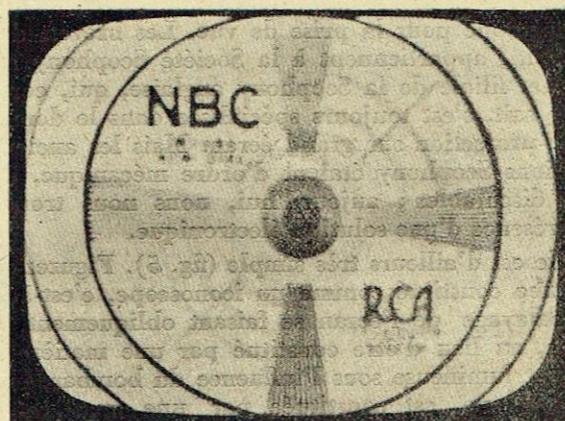


Fig. 3. — Manque de netteté d'image dû à l'insuffisance de bande passante du récepteur. (Manque de détails par manque de fréquence élevée.)

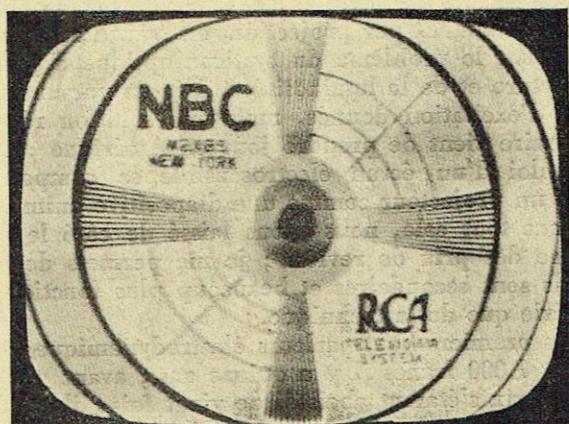


Fig. 2. — Mauvaise concentration du spot : les détails existent, mais les contours sont flous.

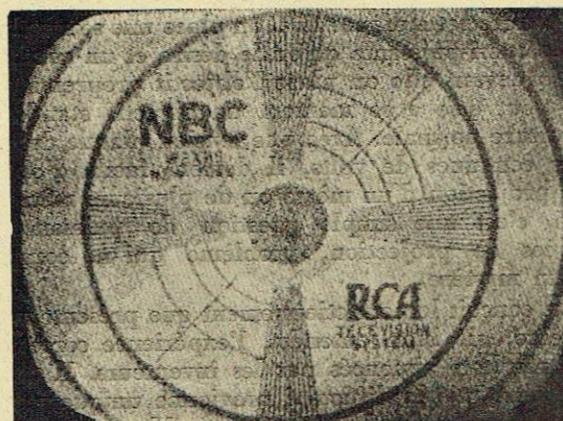


Fig. 4. — Il y a du « taploca sur l'image », cela provient, lorsqu'il s'agit d'un récepteur normal, du fait que l'on a voulu compenser le manque de sensibilité (mauvaise antenne ou grande distance) par une amplification trop poussée en Vidéo.

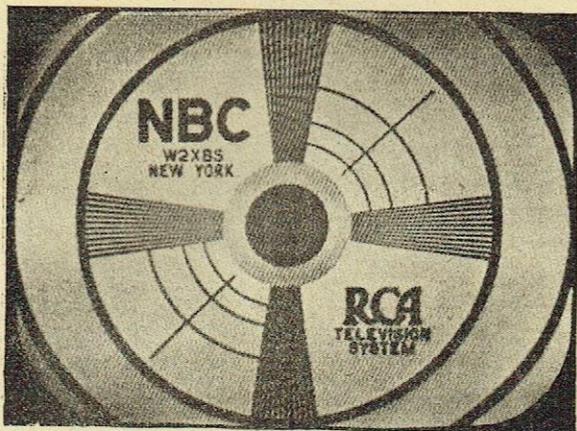


Fig. 5. — L'image est zébrée : cela provient, en général, du battement de fréquence entre deux fréquences très élevées, la modulation due au battement se trouve appliquée à l'électrode du tube cathodique.

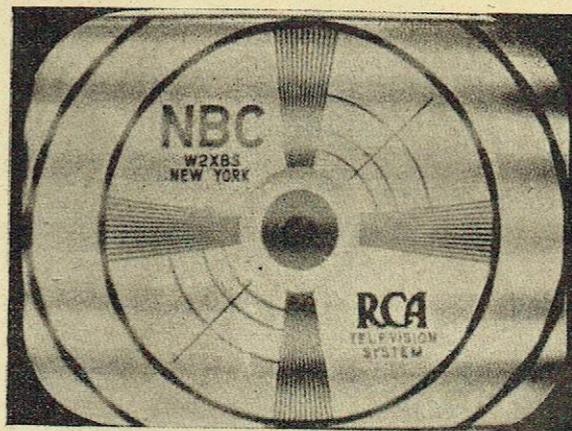


Fig. 8. — Des barres horizontales apparaissent sur l'image; celles-ci proviennent d'une modulation de basse fréquence appliquée aux tubes cathodiques; lorsque c'est la modulation du son, les zébrures se déplacent continuellement.

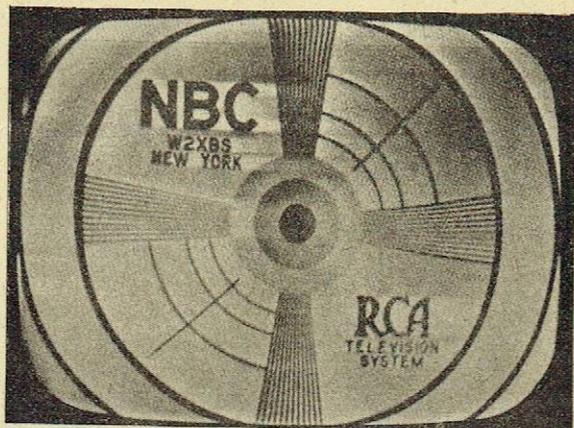


Fig. 6. — Trainées blanches dans certaines parties de l'image, cela indique, en général, une distorsion de phase correspondant à une mauvaise transmission des très basses fréquences.

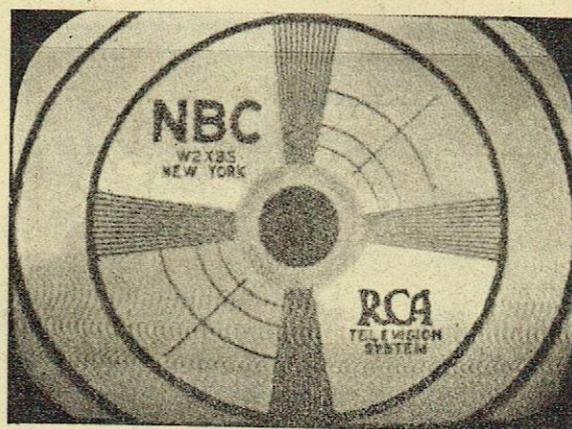


Fig. 9. — Légères zébrures dues à un appareil de diathermie. Remède : il faut que le docteur déménage.

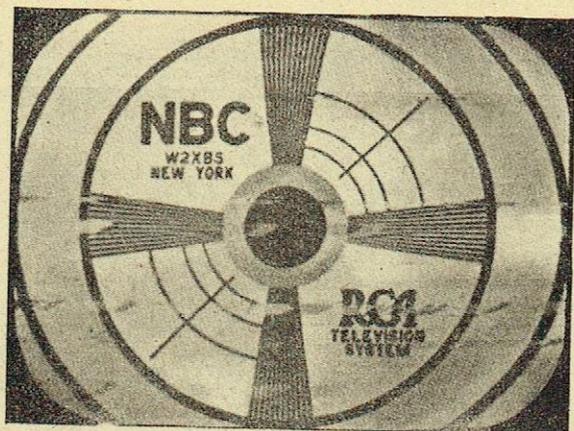


Fig. 7. — Parasites d'automobile sur l'image : on peut remarquer qu'avec le système français (Modulation en positif), les parasites apparaissent en très blanc sur l'image; avec le système américain (Modulation en négatif), ils apparaissent en noir, c'est-à-dire qu'ils sont beaucoup moins gênants.

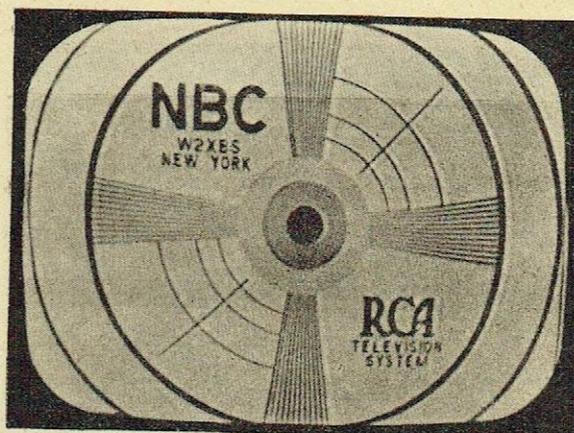


Fig. 10. — Les contours noirs de l'image sont bordés de blanc, phénomène transitoire dans l'amplificateur Vidéo (Manque d'amortissements des selfs de corrections, etc.).

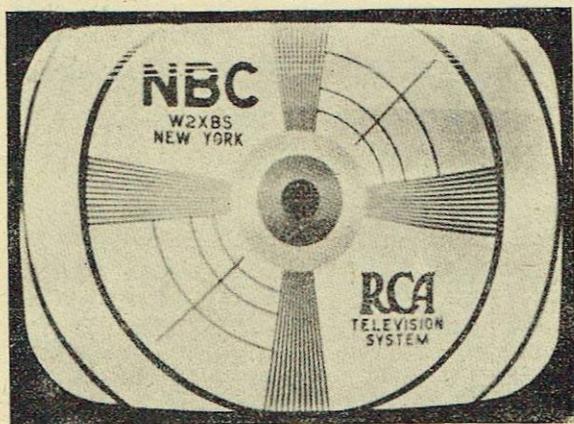


Fig. 11. — Manque de linéarité du balayage dans le sens vertical : cet accident peut avoir de nombreuses causes.

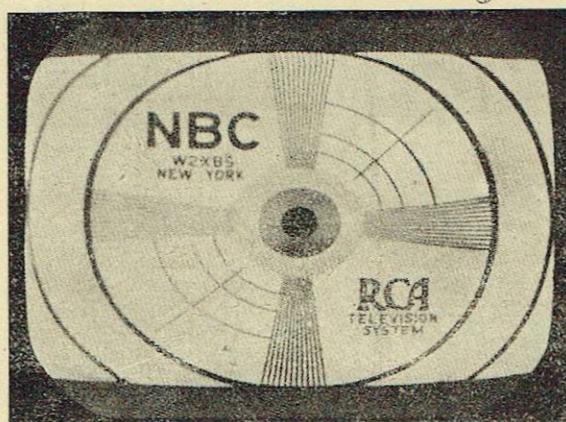


Fig. 14. — L'image est aplatie : manque d'amplification dans le sens vertical.

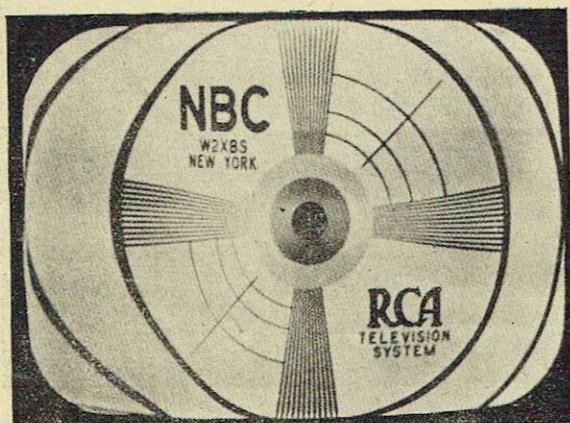


Fig. 12. — Manque de linéarité dans le sens horizontal : même remarque que précédemment.

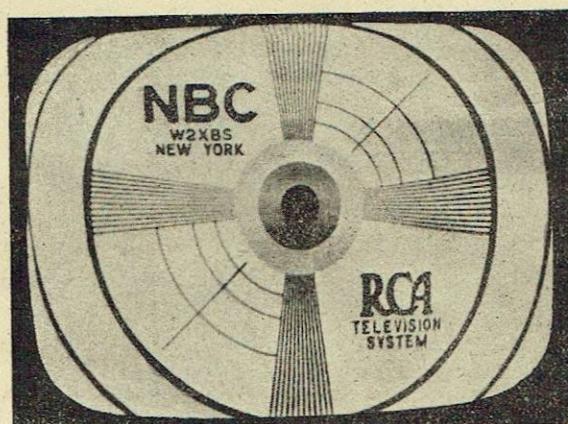


Fig. 15. — Autre forme du manque de linéarité dans le sens vertical

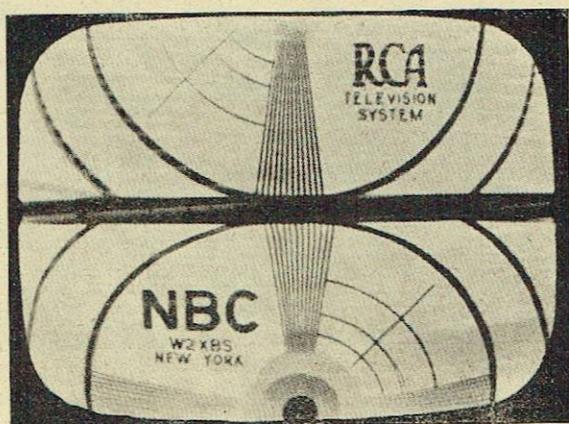


Fig. 13. — L'image est coupée en deux par un mauvais réglage de synchronisme dans le sens vertical.

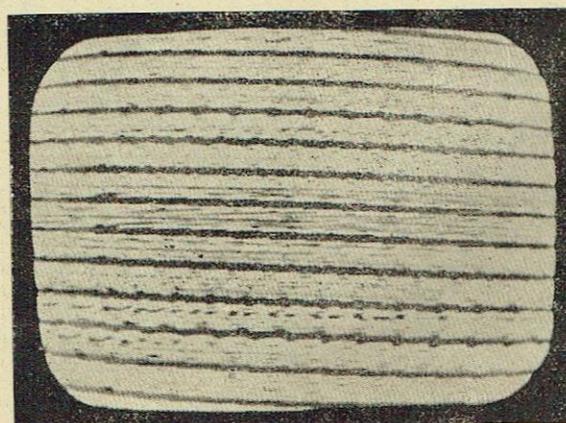


Fig. 16. — Mauvais signaux du synchronisme dans le sens horizontal

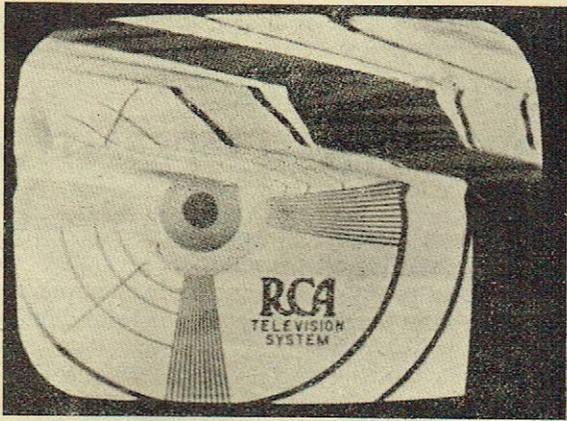


Fig. 17. — Mauvais réglage de séparation des signaux de synchronisme verticaux et horizontaux.

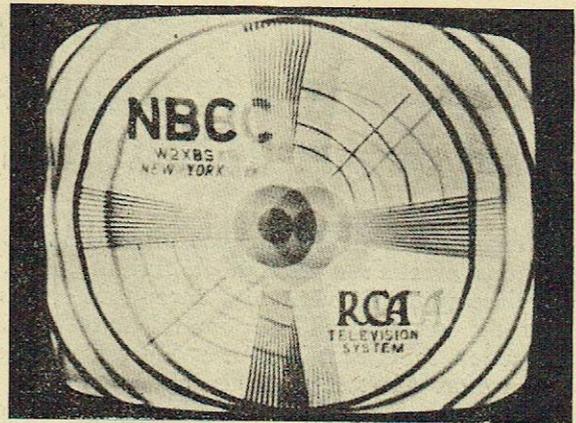


Fig. 20. — Double image reçue par suite de réflexions de l'onde porteuse sur divers obstacles.

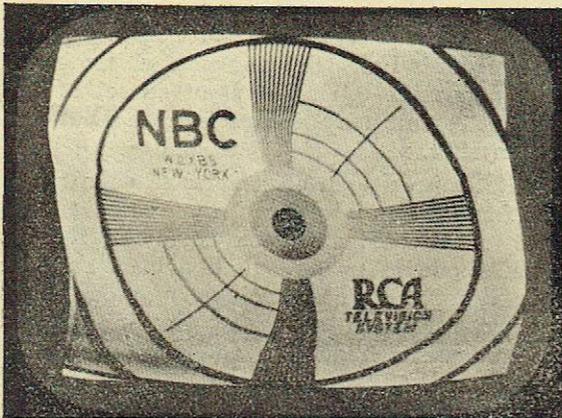


Fig. 18. — Ronflement des secteurs appliqués au balayage horizontal (manque de filtrage ou fuite magnétique).

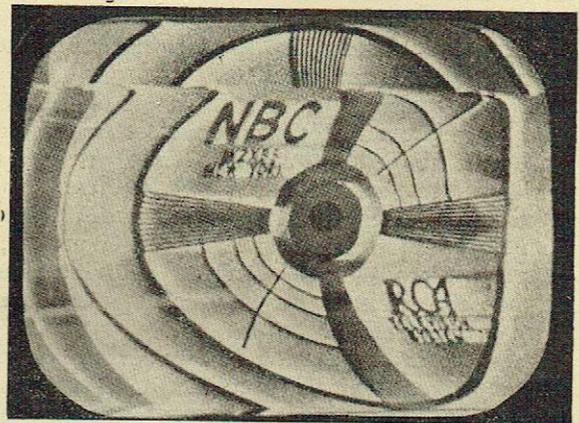


Fig. 21. — Déformation due à une réception trop puissante qui sature le récepteur.

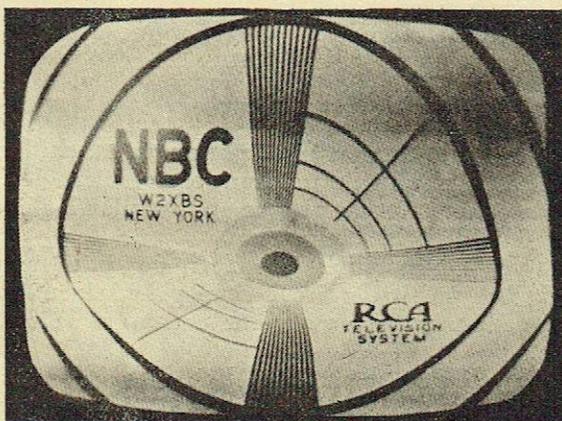


Fig. 19. — Ronflement du secteur dans le balayage vertical.

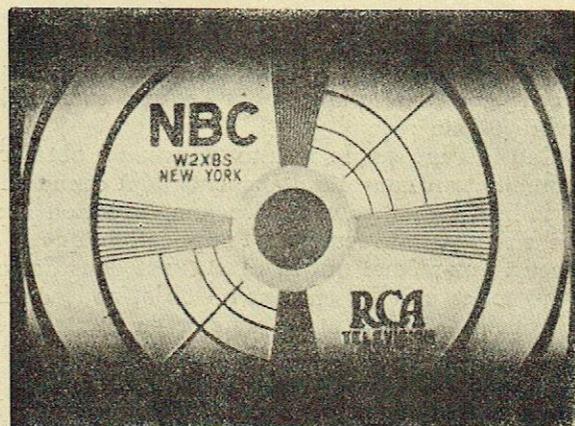


Fig. 22. — Ronflements de secteur dans l'alimentation à très haute tension du tube cathodique en inversant la phase : l'image apparaît lumineuse aux extrémités horizontales et barrée par une bande noire.

# TENDANCE ACTUELLE DE LA JURISPRUDENCE FRANÇAISE DANS L'APPRÉCIATION DES BREVETS D'INVENTION

On entend souvent dire, même dans les milieux industriels avertis : « Tout a été inventé, il n'y a plus place pour de véritables inventions ; tous les brevets déposés aujourd'hui pour tel ou tel détail de construction sont sans valeur ; déposer un brevet, c'est faire un effort et des frais inutiles ».

Il suffit, pour qu'un objet soit brevetable, qu'il réponde à une des deux définitions suivantes : a) combinaison nouvelle de moyens connus ; b) produit industriel nouveau.

a) *Combinaison nouvelle de moyens connus.*

L'article 2 de la loi de 1844 prévoit en particulier comme invention brevetable :

« L'application nouvelle de moyens connus pour l'obtention d'un résultat ou d'un produit industriel ».

La combinaison nouvelle de moyens connus est un cas particulier de l'application nouvelle.

Pouillet (§ 46) donne, de la combinaison nouvelle, cette excellente définition :

« Associer pour la première fois les éléments qui étaient jusqu'alors restés séparés, c'est les appliquer d'une façon nouvelle. Il importe donc peu que tous les organes d'une machine, que tous les éléments d'un procédé soient, même de temps immémorial, dans le domaine public, si la réunion en est nouvelle, ce n'est point alors chaque élément individuellement qu'il faut considérer, c'est l'ensemble, c'est le tout, c'est le groupement ».

Tandis que la loi allemande, fort sévère pour l'inventeur, ne reconnaît la brevetabilité d'une combinaison que si ses éléments coopèrent entre eux pour obtenir un résultat technique, particulier et inattendu, bien au contraire, la loi française, beaucoup plus libérale, n'exige ni la nouveauté ni le caractère inattendu du résultat ; elle n'exige même pas le progrès technique du résultat ou du produit industriel obtenu : il suffit que la combinaison soit nouvelle et qu'elle ait un caractère industriel.

Ces principes ont été clairement définis dans un arrêt de la IV<sup>e</sup> Chambre de la Cour d'Appel de Paris du 1<sup>er</sup> juin 1931 (affaire Moulet contre Lamblin).

La Cour de Paris rappelle d'ailleurs ce principe cité par Pouillet, que l'obtention d'un résultat nouveau n'est pas nécessaire pour qu'une combinaison soit brevetable :

« Considérant que le résultat nouveau à obtenir de la combinaison nouvelle d'éléments déjà connus n'est pas indispensable pour rendre une invention brevetable s'il y a nouveauté de l'application quant aux éléments eux-mêmes qui la constituent dans des conditions telles qu'elles en font un objet nouveau bien que composé d'éléments connus et en dehors même de tout avantage réalisé. »

Autrement dit, la Cour estime que Moulet a fait une invention brevetable, parce que sa combinaison nouvelle a créé un produit industriel.

En cela la jurisprudence française, s'écartant de plus en plus de la jurisprudence allemande, laquelle exige le caractère nouveau et inattendu de l'effet de combinaison obtenu, se rapproche du point de vue

anglais suivant lequel toute combinaison nouvelle, à caractère industriel, est brevetable.

Cela crée au profit de l'inventeur le champ d'action illimité de toutes les combinaisons possibles de moyens connus.

\*  
\*\*

b) *Produit industriel nouveau.*

La Cour d'Appel de Paris apporte le même libéralisme dans l'interprétation des brevets de produits industriels nouveaux.

Pouillet définit en ces termes (§ 20) le produit industriel nouveau :

« C'est un corps certain, déterminé, un objet matériel ayant une forme, des caractères spéciaux qui le distinguent de tout autre objet. »

Picard et Olin donnent aussi une définition fort claire :

« Le produit industriel nouveau est un corps certain et déterminé qui a sa valeur en soi et non pas seulement comme moyen d'atteindre un but, de produire un effet. »

Pouillet a précisé en ces termes sa définition :

« Il faut, dans tous les cas, bien comprendre que, pour être nouveau, aux yeux de la loi, il n'est pas nécessaire que le produit n'ait jamais eu de similaires ; il suffit qu'il se distingue par des caractères nouveaux, certains, essentiels, des produits similaires qui existaient auparavant. C'est ce que la loi exprime en disant, non pas nouveaux produits, mais nouveaux produits industriels. Et, pour citer un exemple frappant, nous rappellerons que, bien que les cartes à jouer soient connues depuis un temps presque immémorial, la création des cartes à coins dorés et arrondis a été justement considérée, à raison des avantages spéciaux qu'elles offraient, comme l'invention d'un nouveau produit industriel. »

Toute cette tendance, éminemment favorable à l'inventeur peut se résumer en ceci : est brevetable tout ce qui est nouveau et industriel, ce terme étant pris dans son acception la plus large ; la nouveauté devient ainsi le critérium quasi unique de la brevetabilité.

## Conséquences

1° Le brevet français n'est pas un vain « chiffon de papier » ; c'est un titre puissant, efficacement défendu par des tribunaux de plus en plus vigilants qui châtient durement la contrefaçon.

2° Un industriel français doit de plus en plus rechercher un titre qui constitue pour lui un moyen particulièrement efficace, pour combattre la concurrence.

3° Par contre, un industriel doit être de plus en plus prudent vis-à-vis des brevets de ses concurrents et respecter très fidèlement tout ce qui est nouveau dans leurs brevets, alors même que ces nouveautés lui apparaîtraient comme tout indiquées pour l'homme de métier et ne présenteraient aucun effet technique inattendu.

# L'ACTIVITÉ DU G. T. I. R.

## (Groupement Technique de l'Industrie Radioélectrique)

### Commission d'électro-acoustique. Section enregistrement sur disques et pick-up. (Rapporteur : M. Charlin.)

Projet de normalisation des disques et pick-up pour l'enregistrement phonographique.

Le plan de normalisation proposé correspond à la constatation des normes actuellement utilisées le plus généralement dans l'industrie du disque. Il ne constitue donc pas un idéal intangible dans l'avenir, mais seulement une base de départ pour l'étude en cours.

A. — *Vitesse de rotation.* — 77.922 tours à la minute. Une roue stroboscopique comportant 77 secteurs noirs et 77 secteurs blancs alternés fixée au centre du disque, est vue immobile à cette vitesse, lorsqu'elle est éclairée par 100 éclats par seconde (par exemple à l'aide d'une lampe au néon alimentée par un secteur alternatif à 50 périodes).

B. — *Sens de rotation.* — Celui des aiguilles d'une montre.

C. — *Progression de l'enregistrement sur le disque.* — Sans spécification : de l'extérieur à l'intérieur du disque; mais il est recommandé d'enregistrer plutôt de l'intérieur vers l'extérieur; dans ce cas, mention de cette particularité en sera faite sur le disque.

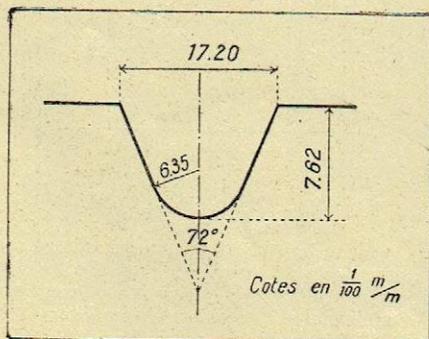
D. — *Diamètre du trou de centrage.* —  $D = 7,3 \text{ mm.} \pm 0,025$ .

En dehors du trou de centrage, on peut prévoir un ou plusieurs trous d'entraînement, comme il est déjà d'usage pour les disques à enregistrement direct. Dans ce cas, les centres de ces trous sont disposés suivant un cercle autour du centre du disque et de rayon  $R = 25,4$ . Diamètre des trous :  $D = 6,35 \pm 0,025$ .

E. — *Escargot de départ.* — Le sillon de cet escargot débute à 1 mm. du bord du disque lorsque l'enregistrement débute à l'extérieur. Lorsque l'enregistrement commence à l'intérieur, le début de l'escargot de départ se trouve à 43 mm. du centre du disque.

F. — *Sillon de fin.* — Lorsque l'enregistrement commence à l'extérieur, on fait à la fin de l'enregistrement un sillon circulaire de 86 mm. de diamètre  $\pm 1 \text{ mm.}$  et excentré de 3 mm., relié à l'enregistrement par un escargot de fin à pas rapide.

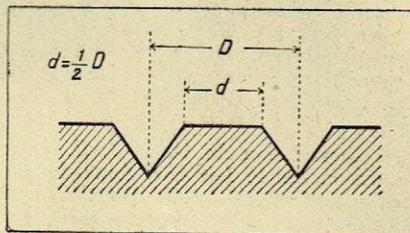
G. — *Profil du sillon.* — Pour les enregistrements sur cire conforme au croquis ci-dessous :



$$\begin{aligned} L &= 17,2 \\ H &= 7,62 \\ R &= 6,35 \\ a &= 72^\circ \end{aligned}$$

Cotes en 1/100 de mm.

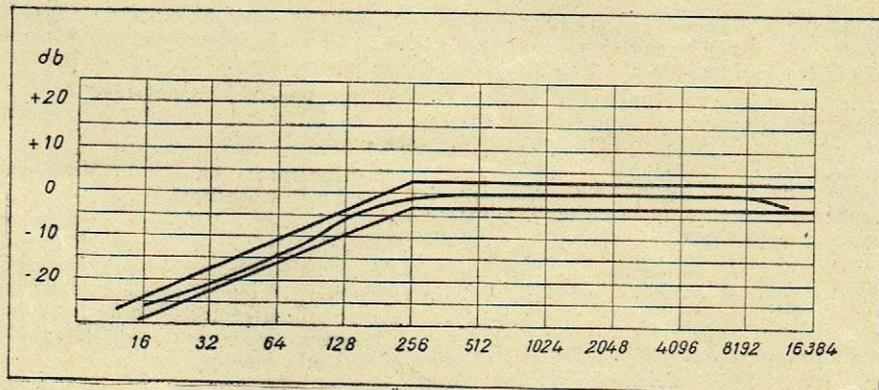
Pour les disques à enregistrement direct, profil conforme au croquis ci-dessous :



$$d = \frac{1}{2} D$$

On admet que la largeur du sillon doit être au maximum égale à la moitié de l'espacement entre deux sillons, en l'absence de modulation.

H. — *Dimensions des disques.* — Diamètres en millimètres.



Disques à 77.922 t. :

$$\begin{aligned} 250 &+ 0 \\ &- 1,5 \\ 300 &+ 0 \\ &- 1,5 \end{aligned}$$

Disques à 33 t. 1/3 :

$$\begin{aligned} 404 &\pm 2,37 \\ (\text{normalisation U. S. A.}) \\ 400 &\pm 1 \\ (\text{normalisation française}). \end{aligned}$$

Disques à 78.26 t. :

$$\begin{aligned} 2,5 &+ 0 \\ &- 0,8 \end{aligned}$$

I. — *Espacement des sillons* (disques pressés). — L'espacement minimum sera obtenu en enregistrant 35 sillons sur un centimètre de rayon du disque, cet espacement pouvant être augmenté pour des besoins de présentation.

J. — *Courbe caractéristique de gravure.* — Théoriquement, les disques sont enregistrés à amplitude constante de 30 à 250 p.p.s. et à vitesse constante au delà de 250 p.p.s. Pratiquement, la courbe devra être contenue entre deux courbes limites tracées à 5 décibels d'écart.

K. — *Caractéristique dynamique de l'enregistrement.* — Actuellement, aucune compression ne doit être effectuée, l'orchestre étant réglé pour être admis dans la marge d'amplitude limite compatible avec 35 sillons enregistrés au centimètre de rayon du disque.

La commission souhaite l'étude d'un système de compression automatique ayant des caractéristiques bien définies, qui pourra être normalisé après étude pratique.

L. — *Amplitude maximum à 512 p.p.s.* — L'amplitude maximum de l'enregistrement provoquera l'élargissement du rayon de lumière parallèle incidente sur le disque (suivant la méthode optique connue) à 25 mm.

Proposition des normes pour les pick-up

A. *Embases.* — Fixation par trois trous disposés à  $120^\circ$  et sur un rayon de 25 mm. pour vis de 3 mm. au pas de 60 (trous de platine taraudés ou non), ces trois trous étant disposés autour d'un trou central de 38 mm. permettant soit le centrage de l'embase, soit le passage des fils.

B. *Entr'axe.* — Distance du centre de l'embase du pick-up au centre du disque : 215 mm.

Proposition pour aiguilles fortes courantes :

Longueur : 19 mm (10 cyl. + 9 conique).

Diamètre : 1,45.

Cette Commission étudie actuellement la création de disques étalons pour les essais de pick-up et de reproducteurs de disques électro-acoustiques.

Le projet ci-dessus sera proposé à l'homologation par les services compétents du Ministère de la Production industrielle.

Les membres du G. T. I. R. sont priés de donner leur avis sur ce projet, ainsi que sur le rapport de la Section des haut-parleurs.

Commission électro-acoustique.  
Section haut-parleurs. (Rapporteur : M. Chauvierre.)

Résumé des travaux en cours concernant la normalisation de la fabrication des haut-parleurs et des mesures électro-acoustiques dans ce domaine; desiderata

exprimés par la Commission du G.T.I.R.

La Commission de l'Electroacoustique, Section Haut-Parleurs, s'est réunie le samedi 16 juin.

Elle a d'abord pris connaissance des travaux effectués dans le domaine des haut-parleurs par les organismes officiels.

Ces travaux sont, d'une part, les règles de construction des haut-parleurs élaborées sous l'égide du Syndicat de la Construction électrique et devant faire partie des normes U. S. E.

Après deux ans d'étude, ces travaux sont en cours de publication et constituent une base de départ d'un indéniable intérêt; toutefois, la Commission fait observer que les normes en question ne concernent que les caractéristiques mécaniques et électriques des haut-parleurs en laissant intégralement de côté les caractéristiques acoustiques qui, cependant, sont incontestablement les plus importantes.

Dans les conditions actuelles, un haut-parleur pourrait parfaitement répondre aux normes U. S. A. et donner pratiquement des résultats plus que médiocres du point de vue acoustique, ce qui est d'ailleurs inadmissible.

D'autre part, M. Chauvierre a rendu compte des travaux de la Commission des Haut-Parleurs au Ministère de la Production Industrielle. Cette Commission a étudié à fond le problème des mesures électro-acoustiques, en entreprenant des études de laboratoire approfondies sur ces questions. Il en résulte un travail remarquable dû principalement aux efforts de M. Chavasse et de M. Charlin.

Ces travaux seront publiés ultérieurement. Il en résulte en tous les cas que les conditions d'essai et de mesures des haut-parleurs sont dorénavant bien définies et qu'il est inadmissible, dans les conditions actuelles de la technique, que celles-ci soient presque tous les jours laissées de côté, aussi bien par les constructeurs de haut-parleurs que par les utilisateurs.

C'est pourquoi la Commission d'électro-acoustique, section haut-parleurs du G.T.I.R., exprime les vœux suivants.

Tout constructeur de haut-parleurs doit pouvoir donner pour chaque type d'appareil de catalogue ses caractéristiques électro-acoustiques, celles-ci comportant au moins les quatre données suivantes :

1° Courbe de réponse théorique du haut-parleur en champ libre sur écran infini. Il est recommandé d'indiquer la puis-

sance à laquelle est faite la mesure et la lampe finale utilisée avec son montage. La mesure doit être faite avec le transformateur de liaison vendu normalement avec le haut-parleur;

2° Courbe de l'effet directionnel pour différentes fréquences, par exemple 500 périodes, 2.000 périodes, 4.000 périodes;

3° Puissance électrique maximum admissible pour un taux de distorsion non linéaire de 10 %, à la fréquence la plus défavorable dans la gamme d'emploi normal du haut-parleur (cette fréquence sera en général très voisine de la fréquence la plus basse dans laquelle doit travailler le haut-parleur). Cette puissance peut d'ailleurs correspondre à l'extrémité inférieure de la gamme des fréquences acoustiques pour laquelle le haut-parleur a été prévu.

La Commission du G. T. I. R. attire l'attention sur le fait que, faute de mesure acoustique précise de distorsion non linéaire (quoique la technique de celle-ci soit aujourd'hui bien établie), on peut parfaitement admettre, avec un degré d'approximation suffisant, que le taux de distorsion limite admissible définissant la puissance maximum est caractérisé par l'apparition d'harmonique telle que l'oreille détermine facilement le seuil de cette apparition, la mesure de la puissance admissible à l'oreille ayant, dans ce cas, une valeur pratique incontestable.

Il est convenu, sans indication spéciale, d'indiquer la puissance non pas en watts, mais en volts-ampères, ceux-ci étant mesurés au primaire du transformateur de liaison entre la lampe finale et le haut-parleur proprement dit.

Il sera toutefois recommandé de donner la même mesure faite directement aux bornes de la bobine mobile;

4° Rendement du haut-parleur (au moins à une fréquence).

La Commission d'électro-acoustique recommande l'adoption comme fréquence normale dans la gamme basse fréquence 512 périodes-seconde, celles-ci correspondant au milieu géométrique de la gamme de fréquence acoustique, compte tenu des courbes de sensibilité de l'oreille.

### Qu'est-ce que la documentation technique du G. T. I. R. ?

Combien de fois l'ingénieur ou le technicien radio, au cours de l'étude d'un récepteur, d'un appareil de mesures ou

d'un appareil de télévision, s'est-il trouvé embarrassé par le manque de documentation technique ou technologique ?

Quelles sont les cotes et les caractéristiques d'un transformateur moyenne fréquence ou basse fréquence, d'un potentiomètre, d'un commutateur, etc. ? Quel est le schéma de branchement de tel appareil ?

Autant d'inconnues qui font perdre un temps précieux.

Il y a bien les catalogues des constructeurs, mais ceux-ci sont souvent incomplets, de formats différents, d'un classement difficile, etc.

C'est pourquoi le G. T. I. R. a voulu créer, dans le domaine de la radio, une documentation technique complète susceptible de faciliter le travail des techniciens.

Pour cela, il s'est inspiré de ce qu'ont fait depuis très longtemps les constructeurs de lampes de radio, mais en élargissant à tout le matériel radioélectrique la méthode de la constitution d'un dossier comportant des feuilles de format et de présentation normalisés, en y ajoutant un classement double : par catégories de fabrication, séparées par des feuilles à onglets et un classement alphabétique par constructeur dans chaque spécialité. L'emploi d'une reliure extensible permet de compléter cette documentation au fur et à mesure de sa constitution.

L'établissement de chaque feuillet est à la charge du fabricant. On a établi pour celui-ci un prix de revient très bas; d'autre part, le G. T. I. R. diffuse directement cette documentation, qui est envoyée gratuitement à tous ses membres (pour faciliter les envois, ceux-ci sont faits lorsque le secrétariat du G. T. I. R. a réuni 24 feuillets de documentation).

D'autre part, les industriels ou techniciens peuvent s'abonner à la documentation technique du G. T. I. R. (dont le prix d'abonnement est de 400 francs par an).

De cette façon, les constructeurs qui fournissent une documentation technique pour le G. T. I. R. sont assurés de la diffusion de celle-ci auprès des meilleurs spécialistes et, d'autre part, les techniciens qui ne sont pas membres du G. T. I. R. peuvent se procurer facilement cette documentation.

En créant la documentation technique G. T. I. R., le Comité directeur de celui-ci est convaincu de rendre ainsi service à tous les techniciens de notre industrie.

Région EST. Cause santé, technicien capable demandé pour gérance libre atelier de constructions radio-électriques; laboratoire moderne; stock important matières premières et pièces détachées. Pressé. Ec. sous n° 991 à la revue qui transmettra.

Ingénieurs spécialistes en B. F. demandés par laboratoire. Sér. Réf. exigées. Ets CHARLIN, 181 bis, route de Châtillon à Montrouge.

A vendre, lampemètre service Morse, Radio-Contrôle, hétérodyne Supersonic, A. 43 neufs. S'adr. à M. A. KENIGHEIT, 31, rue Pastourelle, Paris (3<sup>e</sup>).

## PETITES ANNONCES

### OFFRES D'EMPLOI

Import. Sté dem. pr son laboratoire de recherches (Paris), INGENIEUR SPECIALISTE des tubes électroniques ay. plus. années prat. situat. de premier plan si solides réf. Ec. Contesse Publicité, 8, square de la Dordogne. Paris. (Visa 14.189).

On demande, pour ville du Sud-Ouest, un bon dépanneur Radio. Place stable. Référ. exig. Ec. sous le n° 992 à la Revue.

Importateur grossiste hollandais désire entrer en relations avec fabricants matériel T. S. F., pièces détachées Radio et matériel électro-ménager, maintenant et après la guerre. Ecrire sous le n° 970 à la Revue qui transmettra.

### LEMOUZY

63, rue de Charenton, PARIS 12<sup>e</sup>  
Tél. DID. 07-74 et 07-75

demande pour 1946 :

Agent technique ou ingénieur très au courant des mesures de laboratoire, surtout bon réalisateur; essayeurs-dépanneurs; contre-maître; magasinier-matière; concierge; secrétaire.

# 30

ANNÉES D'EXPÉRIENCE  
UNIQUEMENT EN  
T. S. F.

"Notre station service qui effectue la majorité des  
"dépannages de la région a constaté que peu de  
"postes de votre marque venaient en réparation.  
"Nous avons également remarqué que vos montages  
"soignés, clairs et très accessibles permettent une  
"vérification et un dépannage rapide.  
"Pour ces raisons nous serions heureux de  
"devenir agent de votre marque pour l'après-guerre"

Nous avons reçu, de revendeurs spécialisés,  
des centaines de demandes de ce genre.

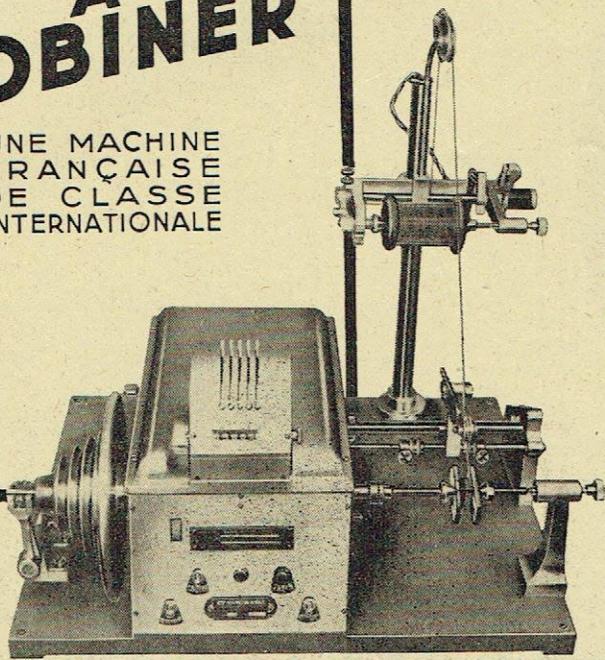
REVENDEURS, ASSUREZ-VOUS  
POUR L'APRÈS-GUERRE  
UNE MARQUE DE QUALITÉ  
AYANT FAIT SES PREUVES.

# EMOUZY.

LA MARQUE FRANÇAISE DE HAUTE QUALITÉ  
63, rue de Charenton - PARIS (XII<sup>e</sup>) - DID. 07-74 & 75

# MACHINE A BOBINER

UNE MACHINE  
FRANÇAISE  
DE CLASSE  
INTERNATIONALE



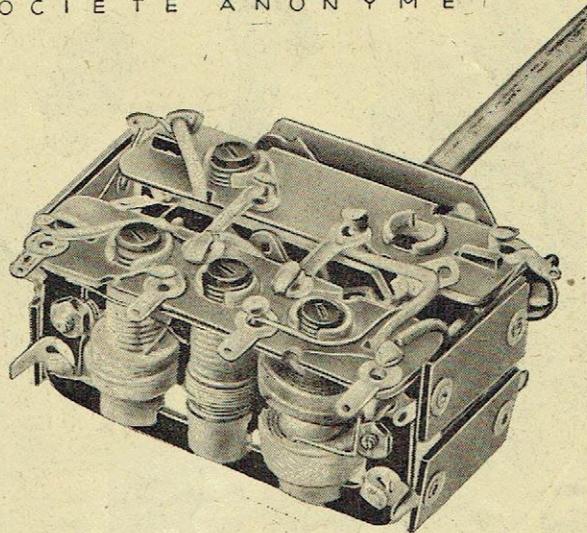
## ETS MARGUERITAT

12, Rue VINCENT, PARIS 19<sup>e</sup> - Métro: BELLEVILLE  
Tél: BOT. 70-05

PUBL ROPY

# OMEGA

SOCIÉTÉ ANONYME



BOBINAGES  
AMATEUR ET  
PROFESSIONNEL  
NOYAUX  
MAGNETIQUES

BLOC TYPE 303  
à 4 circuits réglables

PUB. COURAT

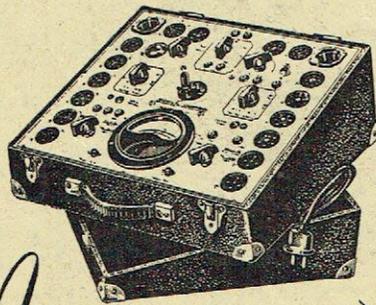
PARIS BUREAUX 15 R. de MILAN. TRI 17-60  
SIÈGE SOCIAL & USINE  
12-14 R. des PERICHAUX



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

## LAMPOMETRE ANALYSEUR

# "M.B."



CET ENSEMBLE EST PRÉSENTÉ  
DANS UN COFFRET GAINÉ A  
COUVERCLE DÉMONTABLE PER-  
METTANT L'UTILISATION AUSSI  
BIEN DANS L'ATELIER QUE  
POUR LE DÉPANNAGE EN VILLE

*Nouveau modèle, nouvelles améliorations.*

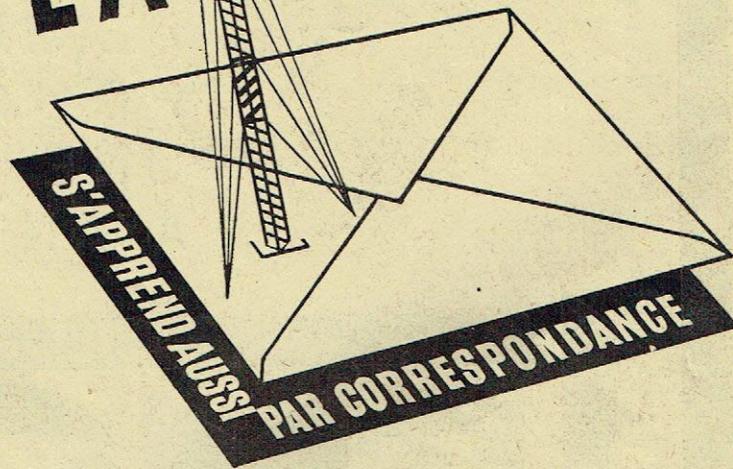
- ★ Vérification de la lampe dans son fonctionnement normal.
  - ★ Contrôles séparés du débit-plaque et du débit grille-écran.
  - ★ L'inverseur permet le contrôle des lampes multiples (diodes, double-diodes, etc...)
  - ★ Contrôles des lampes et valves modernes "LOCKTAL" séries européennes et américaines ayant une tension de chauffage de 45 à 50 volts.
  - ★ Mesure des tensions en courant continu de 0 à 1.000 volts.
  - ★ Mesure des courants de fuite des condensateurs chimiques.
  - ★ Vérification des résistances.
- Etc., etc...

ET BEAUCOUP D'AUTRES VÉRIFICATIONS LONGUEMENT ÉTUDIÉES DANS  
NOTRE BROCHURE TECHNIQUE ADRESSÉE GRATUITEMENT SUR DEMANDE

Prix et conditions sur demande au  
COMPTOIR M. B. RADIOPHONIQUE  
160, Rue Montmartre, PARIS (2<sup>e</sup>)

Publ. Bonnange

# LA RADIO



## ECOLE CENTRALE DE T.S.F.



12, RUE DE LA LUNE - PARIS

PUBLICITÉS RÉUNIES

PUBL. RAPPY

**POUR VENDRE ... POUR ACHETER**

**UN COMMERCE OU UNE INDUSTRIE DE RADIO-ÉLECTRICITÉ**

**"PIERREFONDS"**

35, R. du ROCHER (SAINT-LAZARE)  
PARIS 8<sup>e</sup> • LAB. 67-36 & 08-17

**SIDE**

**SOCIÉTÉ DE CONSTRUCTION DE MATÉRIEL ÉLECTRIQUE ET RADIOÉLECTRIQUE**  
Société Anonyme au Capital de 900.000 Francs

**MATERA**

17, VILLA FAUCHEUR, PARIS-XX<sup>e</sup>  
(11, Rue des Envierges)  
TÉL. : MÉNIL. 89-45  
4 lignes groupées.

PICK-UPS  
CONTACTEURS,  
POTENTIOMÈTRES,  
CADRANS — GLACES,  
CONDENSATEURS VARIABLES.

45 M.

**SADIR**

**CARPENTIER**

DÉPARTEMENT  
**RADIOÉLECTRIQUE ET TÉLÉGRAPHIE**  
101 BOULEVARD MURAT, PARIS 16<sup>ème</sup> TÉL. : AUT. 81.25

**MATÉRIEL RADIOÉLECTRIQUE PROFESSIONNEL**

**LE MATÉRIEL SIMPLEX**

MAISON DE CONFIANCE FONDÉE EN 1920

TOUS LES APPAREILS DE MESURE DES GRANDES MARQUES

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

4, Rue de la Bourse - PARIS (2<sup>e</sup>)

PUBL. BONNANGE

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

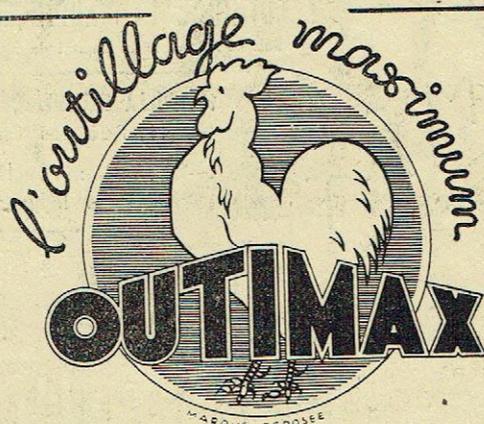
**Sonor**

**RADIO**

★ AMPLIFICATEURS ★ TÉLÉVISION ★

Écrivez-nous : 5, Rue de la Mairie PUTEAUX  
Tél. : LON. 08-33 - LON. 21-60

PUBL. RAPPY



## TOUT L'OUTILLAGE A MAIN

FORETS - FILIÈRES - TARAUDS - LIMES  
PINCES - ALESOIRS - OUTILS DE TOUR  
CARBURE DE TUNGSTÈNE, ACIER  
RAPIDE - MARTEAUX - TENAILLES  
LAMPES À SOUDER - CISAILLES TOLIER  
BURINS - BEDANES - TOURNEVIS  
PERCEUSES ÉLECTRIQUES, ETC.

## FOURNITURES POUR USINES

ESSUYAGES - CHIFFONS - BROSSES  
PELLES - PIOCHES - PINCEAUX - BALAIS  
COURROIES - TOILE EMERIL, ETC.

*Industriels consultez...*

**OUTIMAX** 45, Av. Emile Zola  
PARIS-15<sup>e</sup>, LEC. 96-63

PUBL. ROPY

TÉLÉVISION  
•  
MODULATION DE FRÉQUENCE  
•  
ÉLECTROACOUSTIQUE  
•  
COURBES DE HAUT-PARLEUR  
•  
ENREGISTREMENT  
•  
MÉSURES  
•  
ÉTUDES  
•  
PROTOTYPES  
•  
CONSTRUCTION  
HORS SÉRIE

BAIE DE LABORATOIRE  
POUR ÉTUDES DE  
TÉLÉVISION

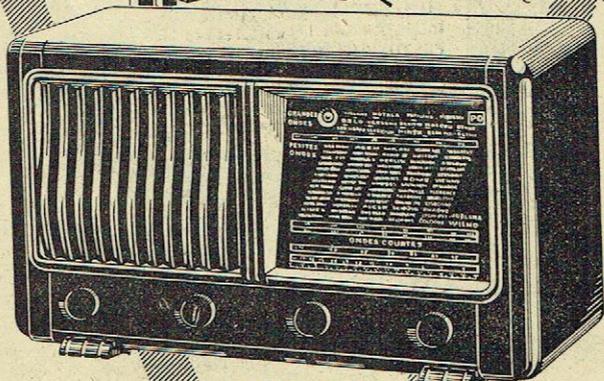
**LM** RADIO  
BOULOGNE-SUR-SEINE

14, rue de la SAUSSIÈRE

LABORATOIRE DE MESURES ET DE CONSTRUCTIONS RADIOÉLECTRIQUES

## GRANDE VICTOIRE DE LA TECHNIQUE

**RADIOVOX**  
*La voix de la Radio*



**R.V. 63**  
SUPER  
6  
LAMPES  
GRAND LUXE

PUBL. ROPY

**SOCIÉTÉ INDUSTRIELLE ET TECHNIQUE DE RADIO-ÉLECTRICITÉ**

16, RUE SAINT-MARC - PARIS-2<sup>e</sup>

Téléphone : CENTRAL 54-36

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

**"POLYTEST"**



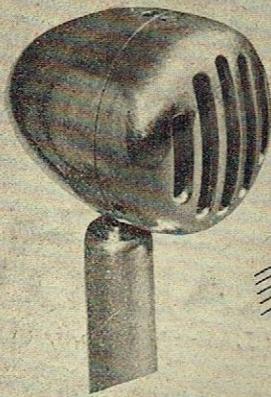
Demandez  
la documentation  
technique du "POLYTEST"  
et de nos différents appareils de mesure.

**RADIO-CONTROLE**

141 RUE BOILEAU . LYON . (6<sup>e</sup>)

Téléphone LALANDE 43-18

PUBL. ROPY



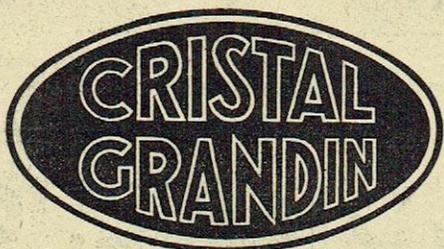
**MICRO  
PIEZOÉLECTRIQUE**

*LA MODULATION*

43, Rue du Rocher  
PARIS - 8<sup>e</sup>

Tél. : LAB. 09-64

**POUR L'AVENIR...  
être revendeur**



**sera une garantie de  
réussite!**

Documentez-vous dès à présent

**ETS GRANDIN**

96 et 84 r. des Entrepreneurs, PARIS. XV<sup>e</sup> Tel: Vau. 93-12 (3 lignes groupées)

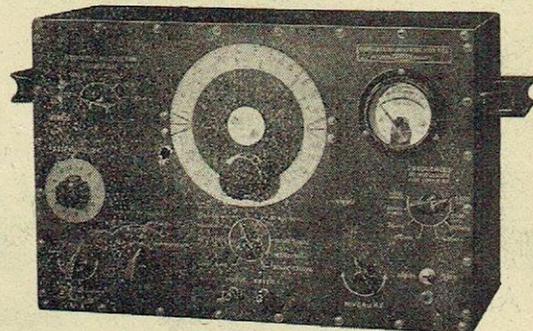
PUBL. ROPY

# L'ANALYSE DYNAMIQUE

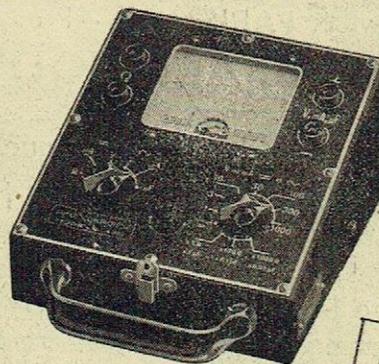
(SIGNAL TRACING)

*sert au  
et à la* **DEPANNAGE  
MISE AU POINT  
DES RECEPTEURS**

*Elle nécessite*  
**LE GÉNÉRATEUR  
UNIVERSEL 930**



**LE CONTRÔLEUR  
UNIVERSEL 470<sup>B</sup>**



**CARTEX**

**LE PROMOTEUR DE  
L'ANALYSE DYNAMIQUE  
EN FRANCE**

15, Avenue de Chambéry  
**ANNECY** (Haute-Savoie)  
Tél.: 8-61 - Télégr. RADIO-CARTEX

Agent pour la Seine et S.-et-O.:

**R. MANÇAIS**

15, Faubourg Montmartre, PARIS  
Tél. : PRO. 79-00

**LE BUREAU D'ÉTUDES**

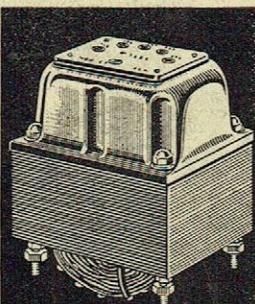
**CARTEX**

a établi pour vous  
une documentation  
complète sur

**L'ANALYSE DYNAMIQUE**

Contre l'envoi  
de 45 Frs. en timbres  
poste vous recevrez  
cette brochure de 88  
pages avec dépliant  
illustrée de 27 schémas  
et graphiques.

PUBL. ROPY



**Branche  
AMATEURS**

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

Selfs inductance  
Transformateurs B.F.

**Branche  
PROFESSIONNELLE**

Tous les transformateurs  
selfs et B.F.

pour  
**ÉMISSION  
RÉCEPTION  
TÉLÉVISION  
REPRODUCTION SONORE**

Les plus hautes  
références

TRANSFORMATEURS HAUTE ET BASSE TENSION POUR  
TOUTES APPLICATIONS INDUSTRIELLES

**ETS VEDOVELLI, ROUSSEAU & C<sup>IE</sup>**

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

PUBL. ROPY

Brevetés  
S.G.D.G.

**ANCIEN ET BAC**

23 rue aux OURS  
PARIS 3<sup>e</sup> TEL. ARCHIVES 50.42  
50.43

**CRÉATEUR EN FRANCE DU RIVET RADIO**

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

*foncés en 1935*

APPAREILS DE MESURES ÉLECTRIQUES

**SIGOGNE & C<sup>ie</sup>**

4, 6, 8, rue du Borrégo - PARIS (20<sup>e</sup>) - MEN. 93-40

**CENTRAL RADIO**

35, rue de Rome - PARIS-8<sup>e</sup> - Tél. : LABorde 12-00, 12-01

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

APPAREILS de TABLEAUX, de CONTRÔLE et de LABORATOIRE

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

**Ateliers Radio-Electriques**

**G. Arpajou**

2, rue J.-Jaurès, EVREUX (Eure) - Tél. : 865  
et 17, rue Dieu, PARIS (10<sup>e</sup>)

Constructeur des Postes **"AREGA"**

AMPLIFICATEURS, PICK-UP  
DISCOTHÈQUES, TOURNE-DISQUES

**SIGMA**

**CONDENSATEURS PAPIER**  
POUR RADIO — POUR AMPLIS — POUR TÉLÉVISION

**TOUS CONDENSATEURS SPÉCIAUX**  
CONDENSATEURS MICA, RÉSISTANCES, POTENTIOMÈTRES

Appareils de Contrôle  
et tout le matériel de dépannage

*Demandez liste générale*

**Ets SIGMA-JACOB, 17, rue Martel, Paris-X<sup>e</sup> - Tél. : PRO 78-38**  
AUX SEULS PORTEURS DE LA CARTE PROFESSIONNELLE

PUBL. RAPPY

**RADIO-CENTRE S.A.R.L.**

20, rue d'Hauteville, PARIS (10<sup>e</sup>) - Pro. 20-85

Direction **G. ARPAJOU**

Tout le Matériel Radio-Electrique

**POSTES - AMPLIFICATEURS - TOURNE-DISQUES - PICK-UP**  
suivant nos approvisionnements

Dépannages — Dépositaire des Grandes Marques

Rien que les **NOUVEAUTÉS**

**RADIO-L. G.**

**SES RÉCEPTEURS de haute qualité**

RÉORGANISATION DE NOTRE RÉSEAU D'AGENTS

48, RUE DE MALTE PARIS (XI<sup>e</sup>)

Téléphone : OBERkampf 13-32  
Métro : RÉPUBLIQUE

**CONSULTEZ-NOUS!**

PUBL. RAPPY

**DE GROSSES POSSIBILITÉS POUR L'AVENIR**

VOUS SONT OFFERTES PAR L'UNE DES MARQUES LES PLUS ANCIENNES dont la devise reste toujours :

**QUALITÉ d'ABORD**

DOCUMENTEZ-VOUS DÈS À PRÉSENT

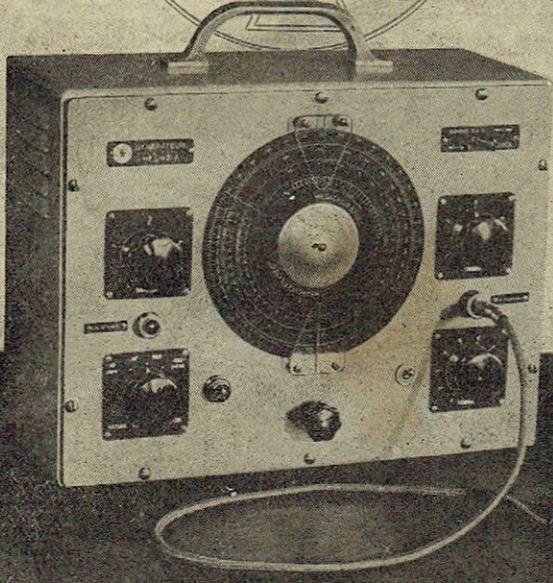
**RADIO IBA**

**ETS ORA** 96, rue des Entrepreneurs, PARIS, XV<sup>e</sup> Tel. Vau. 93-10 (3 lignes groupées)  
USINE : 66 à 72, rue Marceau, MONTREUIL (Seine)

PUBL. RAPPY

# GÉNÉRATEUR

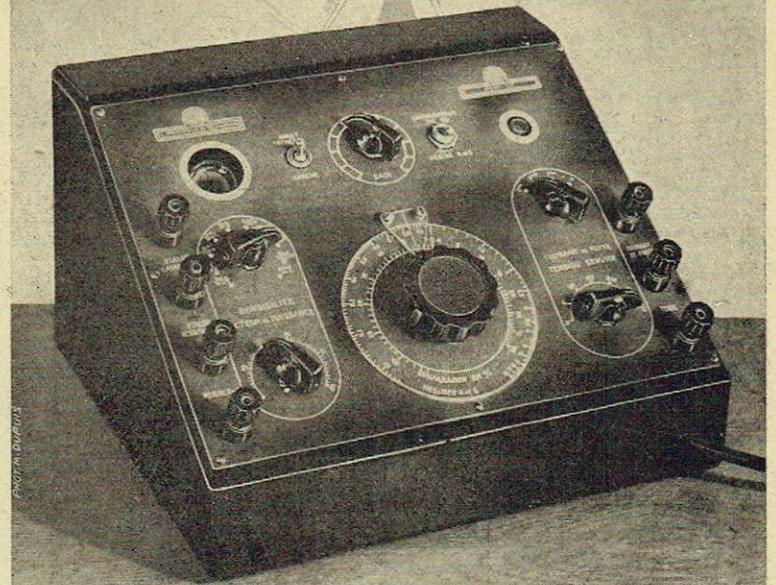
H.F.  
MOD. 43.A



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

# PONT DE MESURES

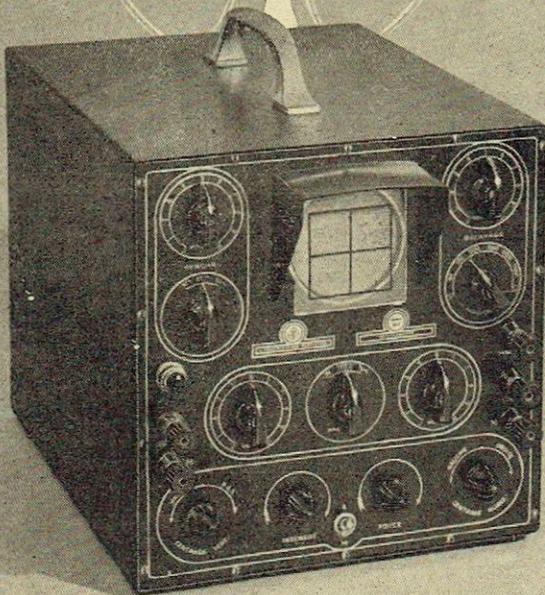
I.T.  
MOD. 55.A



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

# OSCILLOSCOPE

MOD. 81.C



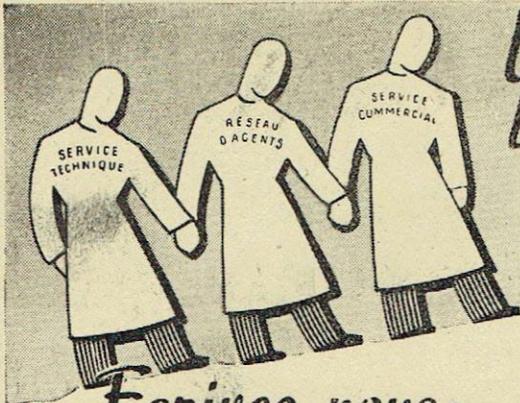
L'INDUSTRIELLE DES TÉLÉPHONES  
2, RUE DES ENTREPRENEURS, PARIS, TÉL. VAU. 38-71

# GÉNÉRATEUR B.F.

MOD. 31.C



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



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

# Sonorá

## RADIO

★ AMPLIFICATEURS ★ TÉLÉVISION ★

**Ecrivez-nous :**  
5, Rue de la Mairie - PUTEAUX  
Tél. : LON 08-33 - LON. ; 21-60

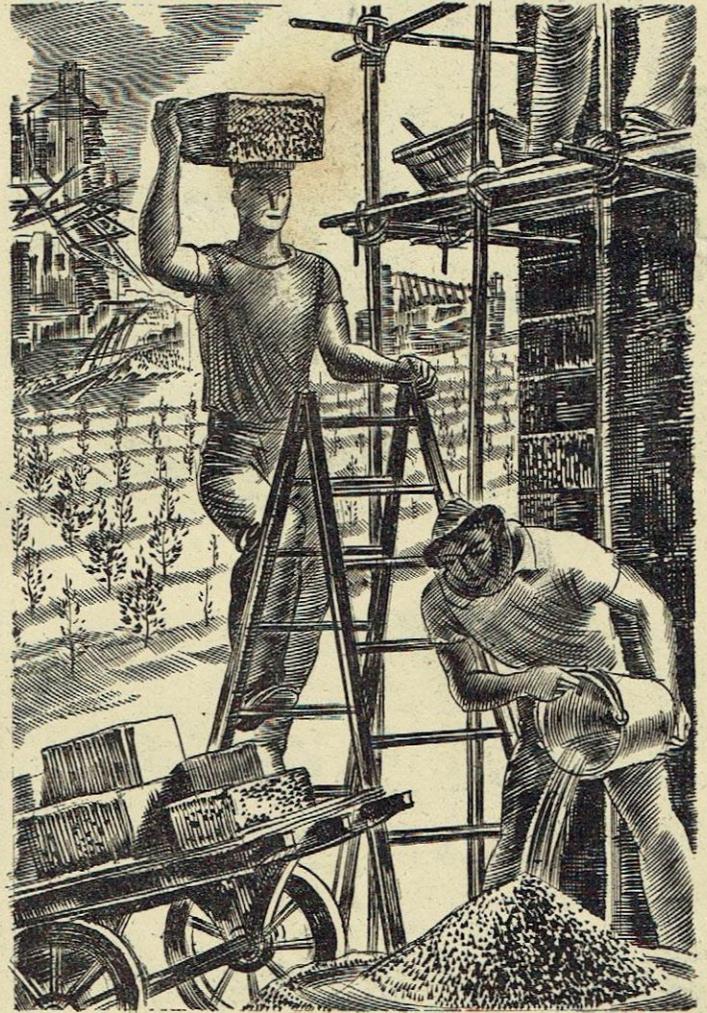
PUBL. RAPHY

PUBL. RAPHY

*La plus haute  
qualité  
caractérise  
les récepteurs*

# TELECO

175, rue de Flandres  
PARIS - 19<sup>e</sup>



CHIQUE BON DE LA LIBÉRATION QUE VOUS SOUSCRIVEZ  
C'EST UNE PIERRE QUE VOUS APORTEZ  
À LA RECONSTRUCTION DU PAYS

*Une qualité!  
Une production  
qui croit!*

CELLES DES  
HAUT-PARLEURS

# S.E.M.

S.A.R.L. 825.000 Frs

26, RUE DE LAGNY  
PARIS, 20<sup>e</sup> Tél. : DORIAN 43-81

PUBL. RAPHY

## RENÉ DERVEAUX

Ingénieur E. C. P.

RÉCEPTEURS Batteries et Secteur  
TÉLÉVISION - AMPLIS

Le matériel de classe internationale

Laboratoires  
R. DERVEAUX

115, rue des Dames  
PARIS (17<sup>e</sup>)  
Téléph. CAR 37-24

Publ. RAPHY

FOIRE DE PARIS - STAND N° 2.615

SOC<sup>TE</sup> DE L'OUTILLAGE  
13, Passage des Tourelles, PARIS. xx<sup>e</sup>  
TEL: MÈN. 79.30

**R.B.V**

## TUBES A VIDE

- TUBES CATHODIQUES POUR OSCILLOGRAPHES DE MESURE, TELEVISION, APPAREILS D'ETUDE DES PHENOMENES TRANSITOIRES
- ICONOSCOPES, MULTIPLICATEURS D'ELECTRONS

## OSCILLOGRAPHES

- OSCILLOGRAPHES CATHODIQUES DE MESURE POUR: RADIO-DEPANNEURS ET PROFESSIONNELS SPECIAUX POUR ETUDE DES PHENOMENES TRANSITOIRES
- TOUS APPAREILS UTILISANT LES TUBES CATHODIQUES

CARTE PROF. N° 972

# M. E. R.

REPRESENTE ET LIVRE  
SOUS 8 A 15 JOURS

## 3 GRANDES MARQUES

**LE**

★ TRANSFORMATEUR - ATTENUATEURS  
SELS - APPAREILS DE CONTROLES  
ET DE MESURE

**TOLANA**

★ MACHINES D'ENREGISTREMENT

**NEUMANN**

★ PICK-UP ET GRAVEURS  
SUR DISQUES

★

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

45, RUE DE MAUBEUGE - PARIS 8<sup>e</sup>

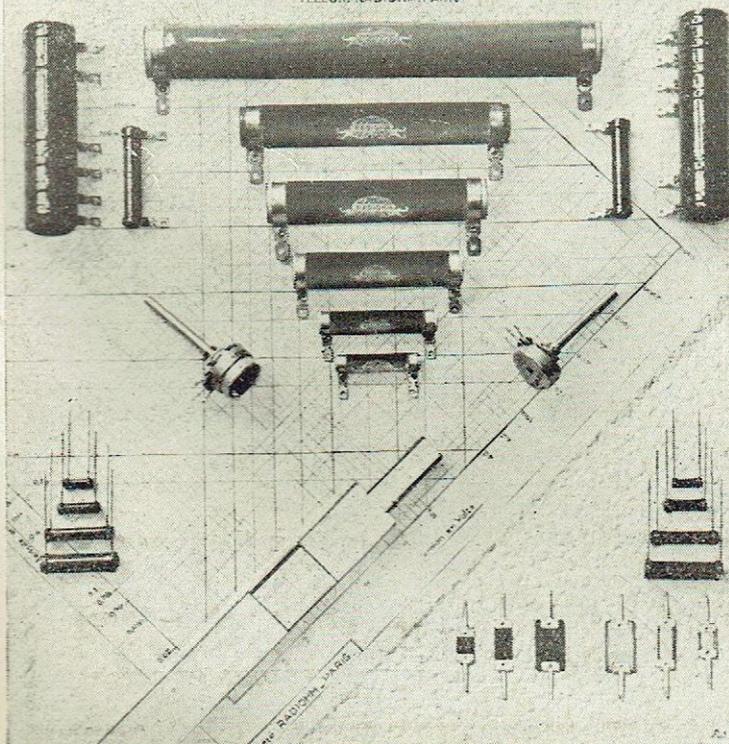
TRU: 67-77



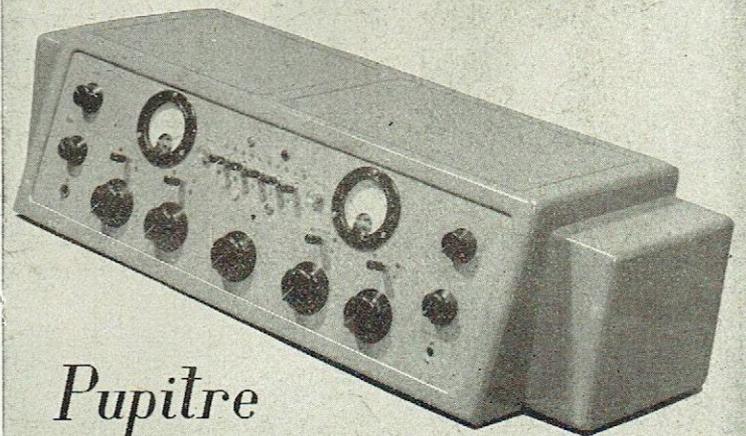
FABRIQUE DE MATÉRIEL ELECTROTECHNIQUE

14, RUE CRESPIN DU GAST, PARIS XI<sup>e</sup>

TEL. OBERKAMPFF 83-62  
15-73  
16-74  
TELEGR. RADIOHM, PARIS



# RADIO AIR



*Pupitre  
Mélangeur  
de Modulation*

APPLICATIONS INDUSTRIELLES RADIOÉLECTRIQUES

S.A. CAPITAL 5.000.000 F<sup>s</sup>

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

ADMINISTRATION: 134, Boulevard Haussmann - PARIS

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

# HARMONIC RADIO

## VOLTMÈTRE-OHMÈTRE A LAMPES



### 10 MÉGOHMS PAR VOLT

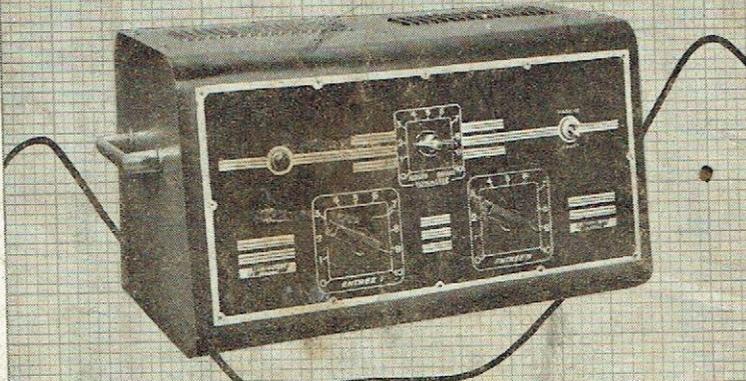
MESURE DE TENSIONS CONTINUES JUSQU'A 1.000'  
 MESURE DE RÉISTANCES DE 1 OHM A 20 MÉGOHMS  
 ALIMENTATION STABILISÉE :  
 INDÉPENDANCE TOTALE DU SECTEUR DE 90 A 130'

**Etablissements P. BOUYER**  
 Bureaux et Usine  
 98-100, FAUBOURG TOULOUSAIN, 98-100 - MONTAUBAN (T&G)

FIDÉLITÉ  
 PUISSANCE  
 CONTRASTE  
 sont les qualités de

## L'AMPLIFICATEUR HARMONIC RADIO

QUI DONNE UN  
 RELIEF MUSICAL exceptionnel  
 dans les registres graves & aigus



### SONORISATION-CINÉMA

**Etablissements P. BOUYER**  
 Bureaux et Usine  
 98-100, FAUBOURG TOULOUSAIN, 98-100 - MONTAUBAN (T&G)

ÉTABLISSEMENTS  
**P. BOUYER**

PIÈCES DÉTACHÉES pour PROFESSIONNELS

### INTERRUPTEURS & INVERSEURS

type "MIDGET" professionnel

Tous contacts Loiton  
 Pièces calibrées  
 au 1/100  
 250 V - 3 A



**PRISES DE COURANT INCASSABLES**  
 CORPS CAOUTCHOUC MOULÉ  
 BROCHES LAITON  
 CONNEXION AUTOMATIQUE

**LIVRABLE PAR RETOUR**

BUREAUX ET ATELIERS :  
 98-100, Faubourg Toulousain - MONTAUBAN (T.&G.)

UNE REVOLUTION!!!



SPORTS  
 DISCOURS  
 PUBLICITÉ  
 CINÉMA  
 FÊTES FORAINES  
 LOTERIE

PUISSANCE  
 PORTÉE  
 LÉGÈRETÉ  
 NETTETÉ  
 ROBUSTESSE

## LE HAUT PARLEUR BIREFLEX

### HARMONIC RADIO

**Etablissements P. BOUYER**  
 Bureaux et Usine  
 98-100, FAUBOURG TOULOUSAIN, 98-100 - MONTAUBAN (T&G)