

POUR RECONSTRUIRE LA FRANCE

Vol. I — 1945

# la radio en france

Radiodiffusion  
Télévision  
Electronique  
Organisation  
professionnelle



PARIS

**DUNOD**

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

1945

Prix : 120 Fr.



**MATÉRIEL  
RADIOÉLECTRIQUE  
PROFESSIONNEL**

**RADIOGUIDAGE  
ÉMETTEURS 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

# 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.

# LEMOUZY.

LA MARQUE FRANÇAISE DE HAUTE QUALITÉ  
63, rue de Charenton - PARIS (XII<sup>e</sup>) - DID. 07-74 & 75

POUR TOUS LES PROBLÈMES

touchant

le haut-parleur...

**VEGA**

met à votre disposition

18 années d'expérience

**VEGA**

52 et 54, rue Surmelin, PARIS (XX<sup>e</sup>)  
Téléphone: MEN. 73-10 - 42-73

PUBL. ROPY

PUBL. ROPY

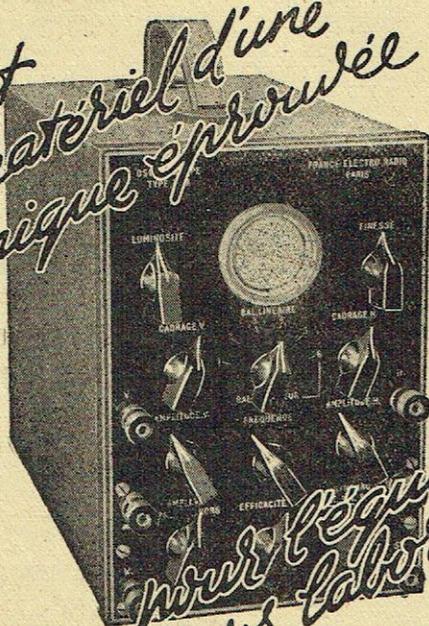
**POUR VENDRE ... POUR ACHETER**

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

*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>o</sup>m DE LA RADIODIFFUSION

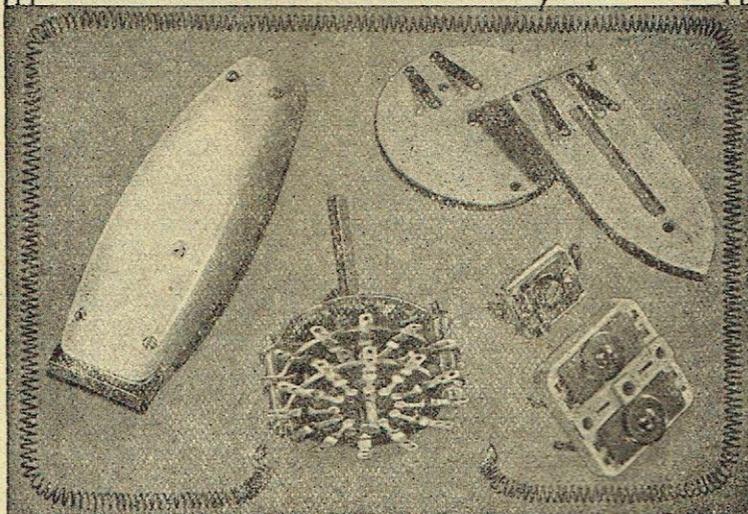
PUBL. ROPY

**FRANCE-ELECTRO-RADIO**

Anciens Établissements GIRAUD Frères, HARDY & C<sup>o</sup>

25 bis Avenue Eugène Thomas, LE KRÉMLIN-BICÈTRE (Seine)  
Tél: ITA. 04-81 & 82

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**

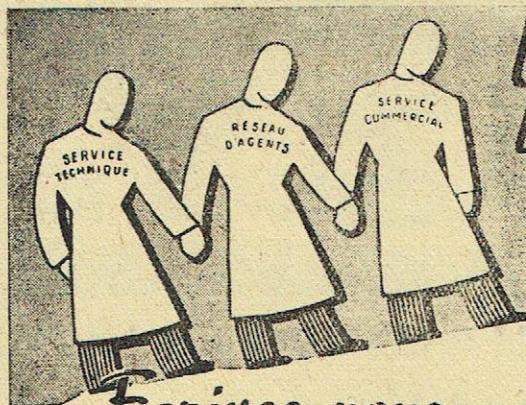
Découpage - Tournage  
Fraisage au 100<sup>e</sup> de m/m

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

**C.I.M.E.**

17, RUE DES PRUNIER, PARIS XX<sup>e</sup>

TÉL. MEN. 90-56  
ET LA SUITE



*Un esprit d'équipe incomparable caractérise la grande famille des agents et revendeurs*

*Ecrivez-nous:*

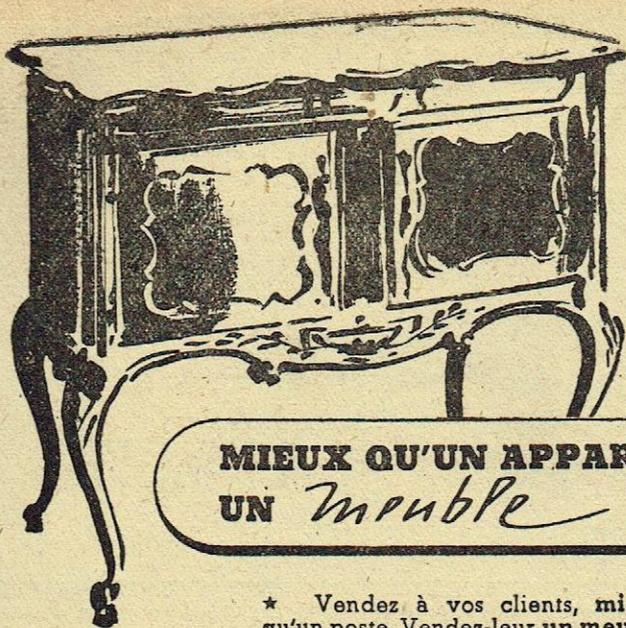
5, Rue de la Mairie - PUTEAUX

Tél.: LON 08-33 - LON.: 21-60

**SOMORA**  
**RADIO**

★ AMPLIFICATEURS ★ TÉLÉVISION ★

PUBL. ROPY



**MIEUX QU'UN APPAREIL,  
UN Meuble**

★ Vendez à vos clients, mieux qu'un poste. Vendez-leur un meuble élégant.

Nos remarquables châssis sont montés dans une gamme d'ébénisteries de styles divers, qui complètent et embellissent un home.

Sans vendre plus de postes, vous doublez votre chiffre et échapperez à la concurrence habituelle.

Hâtez-vous de prendre rang, en écrivant à :

"Le Provençal" en ébénisterie soignée. Modèle très demandé.



**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>e</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**

ARMENGAUD Aîné Père & ARMENGAUD Aîné Fils	Ingénieur Civil des Mines, licencié en Droit Ingénieur de l'École Supérieure d'Electricité	PARIS (2 <sup>e</sup> ) - 21, bd. Poissonnière - GUT. 11-94
E. BERT & G. de KERAVENANT	Docteur en Droit Ingénieur des Arts et Manufactures	PARIS (8 <sup>e</sup> ) - 88, bd. Beaumais - BT. 55-65 (3 L.) LYON - 34 bis, rue Vaubecour - Franklin 67-11
C. BLETRY C. & J.-C. ROGER PETIT & R. BLETRY	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> ) - 1, bd. St. Strasbourg - NT. 33-38 (2 L.)
G. BOUJU	Ingénieur de l'École Polytechnique Ingénieur de l'École Supérieure d'Electricité	PARIS (10 <sup>e</sup> ) - 8, bd. St-Martin - NORD 20-47
A. CASALONGA	Docteur en Droit Ingénieur des Arts et Manufactures	PARIS (8 <sup>e</sup> ) - 18, av. Percier - ELY. 85-45 (2 L.)
J. CASANOVA (succ. d'ARMENGAUD jeune)	Ingénieur des Arts et Manufactures	PARIS (10 <sup>e</sup> ) - 23, bd. de Strasbourg - JAI. 89-22 (3 L.) VICHY - 108, bd. des Etats-Unis - Tél. : 2291
L. CHASSEVENT & P. BROT	Docteur en Droit Ingénieur de l'École Polytechnique, licencié en-Droit	PARIS (2 <sup>e</sup> ) - 34, av. de l'Opéra - OPE. 94-68 (2 L.)
E. COULOMB	Ingénieur E. T. P. Licencié en Droit	PARIS (8 <sup>e</sup> ) - 9, rue Clapeyron - TRU. 21-34
H. ELLUIN	Ingénieur de l'École Polytechnique Ingénieur de l'École Supérieure d'Electricité Licencié en Droit	PARIS (8 <sup>e</sup> ) - 30, rue St-Lazare - TRI. 58-20 (3 L.)
GERMAIN & MAUREAU	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 - 12, r. de la République - Tél. : 2108
F. HARLE & S. LECHÓPIEZ	Ingénieur des Arts et Manufactures	PARIS (9 <sup>e</sup> ) - 21, rue la Rochefoucauld - TRI. 34-28
L. JOSSE & KLOTZ	Ingénieur de l'École Polytechnique	PARIS (9 <sup>e</sup> ) - 125, bd. Beaumais - LAB. 28-28 LYON-BRON - 147, bd. Pail - Permette 78-88
A. GEHET A. COLAS J. LAVOIX R. JOURDAIN	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> ) - 1, rue Blanche - TRI. 92-22 (3 L.)
A. MONTEILHET	Licencié en Droit	PARIS (17 <sup>e</sup> ) - 17, av. de Villiers - WAG. 43-59 LYON - 2, rue de Maréchal-Foch - JAI. 82-38
R. FLASSERAUD	Ingénieur des Arts et Manufactures	PARIS (9 <sup>e</sup> ) - 34, rue d'Anvers - TRI. 33-16 (2 L.) LYON - 1, r. des Quatre-Chapeaux - Fr. 59-01
P. REGIMBEAU & G. SIMONNOT & L. RINLY (Cabinet BRANDON)	Ingénieur Civil des Ponts et Chaussées Docteur en Droit Ingénieur des Arts et Métiers Diplômé du Conservatoire National des Arts et Métiers	PARIS (8 <sup>e</sup> ) - 87, st. Victor-Immanuel-III - ELY. 54-58
P. de VILLEROCHÉ (succ. de LOYER)	Ingénieur des Arts et Manufactures	PARIS (9 <sup>e</sup> ) - 49, rue de Provence - TRI. 11-58 et 12-58 BOUCH - 5, rue Victor-Hugo
		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



SOCIÉTÉ DES TÉLÉPHONES  
**GRAMMONT**

RÉCEPTEURS DE T.S.F.  
ET DE TÉLÉVISION

SOCIÉTÉ DES LAMPES  
**FOTOS**

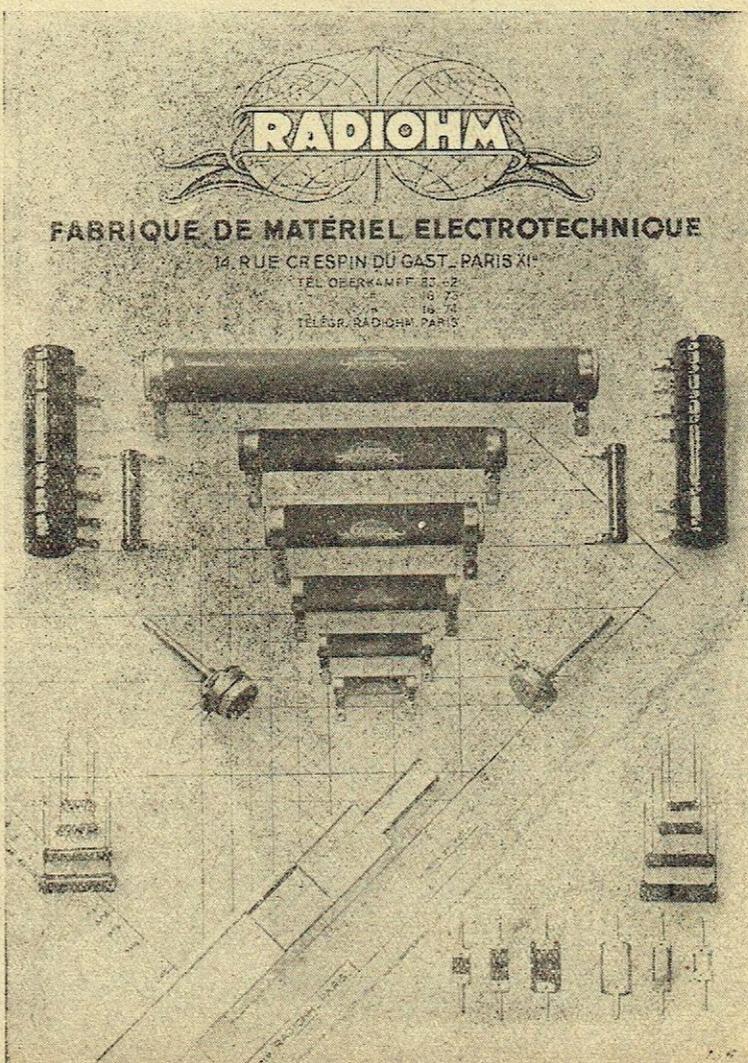
LAMPES DE T.S.F. ÉMISSION, RÉCEPTION  
TUBES CATHODIQUES  
POUR MESURES ET TÉLÉVISION  
CELLULES PHOTOÉLECTRIQUES  
MULTIPLICATEURS D'ÉLECTRONS



11, RUE RASPAIL MALAKOFF (Seine) - TÉL. ALÉ. 50-00  
USINES ET LABORATOIRES :

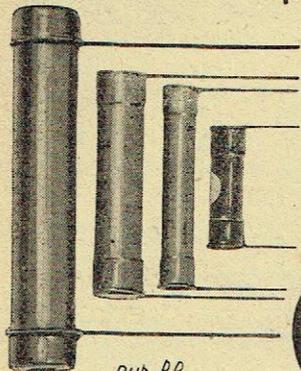
MALAKOFF

LYON



# RÉSISTANCES ET POTENTIOMÈTRES

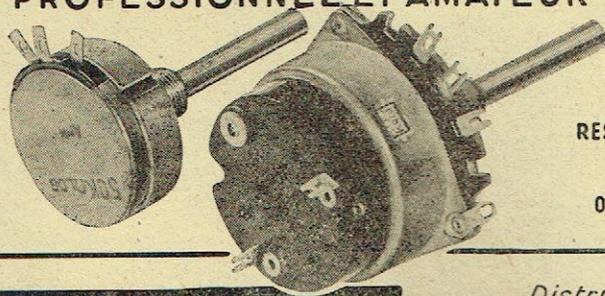
POUR MATÉRIEL PROFESSIONNEL ET AMATEUR



Pub. RP

PRÉCISES  
STABLES  
SOLIDES  
SILENCIEUSES

Haute précision  $\pm 1\%$   
pour appareils de mesure  
Type spécial sans self  
Type amateur au code couleur



INTERRUPTEUR  
SOLIDE

SILENCIEUX

RESISTANCE STABILISEE

Modèles  
0,3 w. 0,5 w. et 1 watt

## S.A. RADIAC

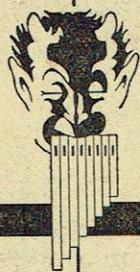
Distributeur  
**P. BARANGER**  
81, Rue du F<sup>9</sup> Poissonnière  
PARIS 9<sup>e</sup>  
Tel: PROVENCE 39-51.39-52

## 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

SPECIALISÉ DANS LA RADIO DEPUIS 1928

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

PUBL. RAPHY

## 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

## RADIO-CENTRE S.A.R.L.

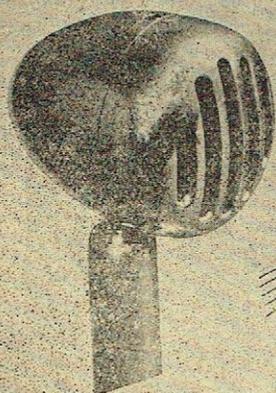
20, rue d'Hauteville, PARIS (10<sup>e</sup>) - Pro. 20-85

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**

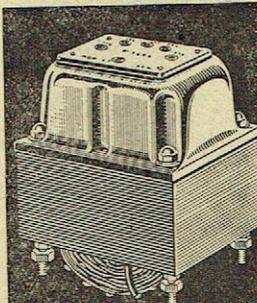


**MICRO  
PIEZOÉLECTRIQUE**

*LA MODULATION*

43, Rue du Rocher  
PARIS - 8<sup>e</sup>

Tél. : LAB. 09-64



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

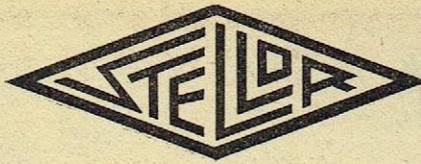
TRANSFORMATEURS HAUTE ET BASSE TENSION POUR  
TOUTES APPLICATIONS INDUSTRIELLES

## ETS VEDOVELLI, ROUSSEAU & C<sup>IE</sup>

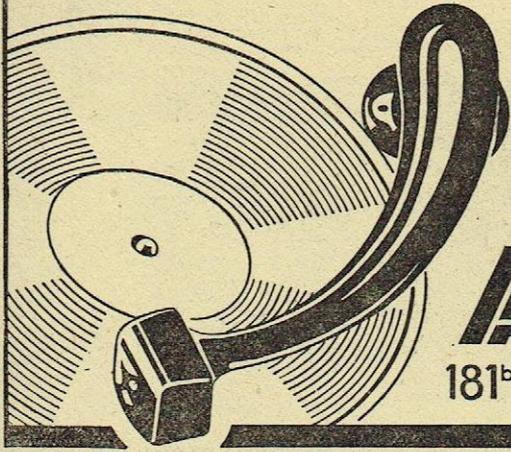
5, Rue JEAN MACÉ, Suresnes (SEINE) - Tél: LON. 14-47, 48 & 50

PUBL. RAPHY

LE PICK-UP



DE QUALITÉ



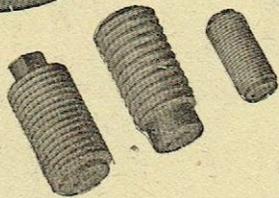
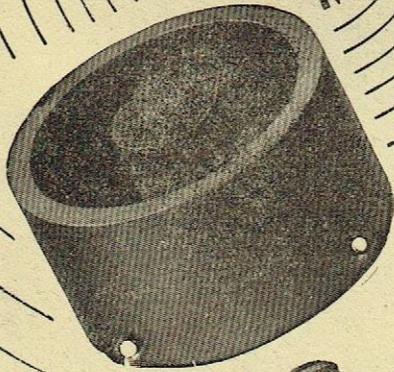
Plus fidèle qu'un Dynamique  
Plus puissant qu'un Magnétique  
B<sup>te</sup> France et Etranger.

**A. CHARLIN**

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

**LE**

**NOYAUX  
MAGNÉTIQUES**



Publi Corral

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

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

LES ATELIERS

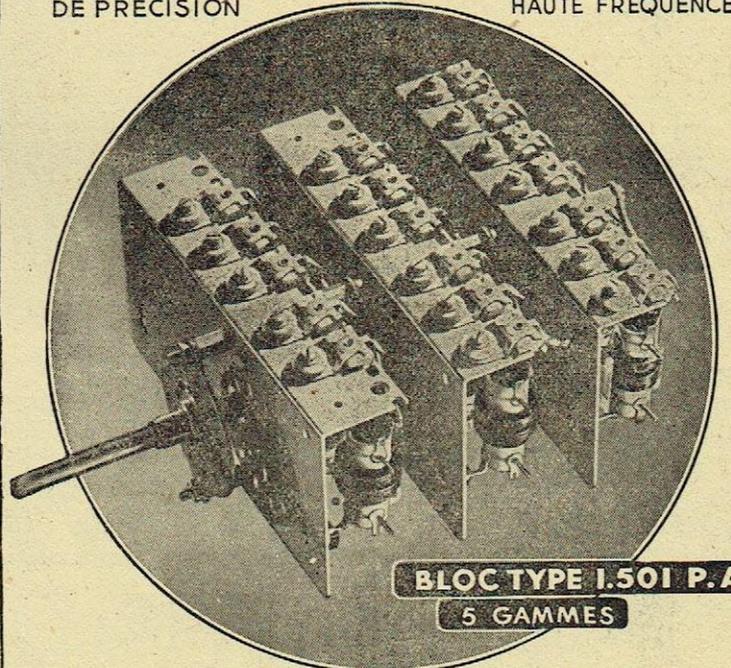
6, IMPASSE  
LEMIÈRE  
PARIS XIX<sup>e</sup>

TÉLÉPHONE  
NORD 12.22

**ARTEX**

ÉLECTRO-MÉCANIQUE  
DE PRÉCISION

CONSTRUCTION DE MATÉRIEL  
HAUTE FRÉQUENCE



**BLOC TYPE 1.501 P.A.**  
5 GAMMES

**BLOC TYPE 401**  
4 GAMMES

- 1<sup>re</sup> Gamme O. C. : 12°50 à 21°80
- 2<sup>e</sup> Gamme O. C. : 21° à 51°
- 1 Gamme P. O. - I Gamme G. O.

**BLOC TYPE 301**  
3 GAMMES  
O.C. - P.O. - G.O.

Ces deux types de blocs sont étudiés et réalisés comme notre bloc ci-contre : Type 1.501

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

**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



**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)

PUB. RAPPY

## 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

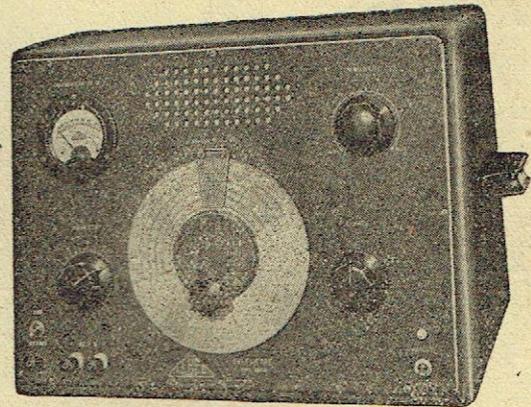
LABORATOIRE  
**CIMEL**

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

Téléph. : TRUdaine 44-65

## LABORATOIRES LERES

9, Cité Canrobert PARIS (XV<sup>e</sup>) Tél.: Suf. 21.52



### Le Selfmètre LERES

permet de mesurer rapidement et avec précision  
toutes les selfs comprises entre 0 et 10.000  $\mu$ H.

Autres fabrications :

Oscilloscopes — Vobulateurs  
Générateurs H. F. — Ponts de mesures  
Comparateurs



PUBL. RAPPY

# 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 va-  
leurs, mica et papier sous tube.

4, Rue de la Lourse - PARIS (2<sup>e</sup>)

POUR L'AVENIR...  
être revendeur

CRISTAL  
GRANDIN

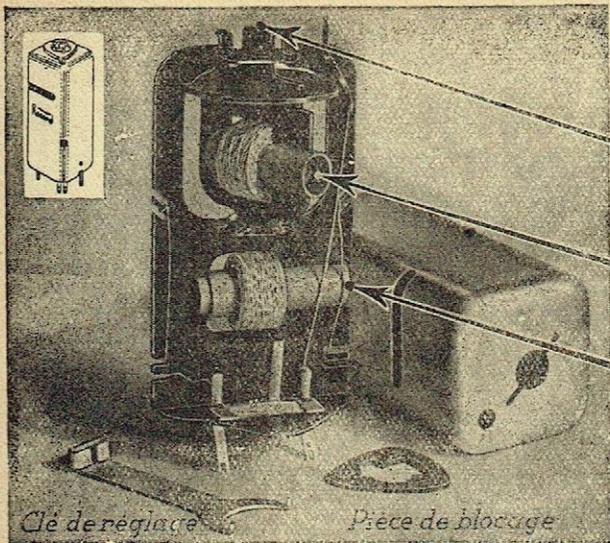
sera une garantie de  
réussite!

Documentez-vous dès à présent

ET'S GRANDIN

96 et 84 r. des Entrepreneurs, PARIS, XV<sup>e</sup> Tel. Vau. 93-12 (3 lignes groupées)

PUB. RAPPY



## 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 chassis

# Bobinages Renard

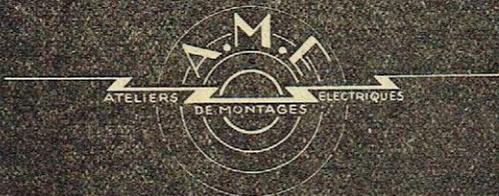
70, RUE AMELOT - PARIS (XI<sup>e</sup>)  
TÉL: ROQ 20-17

## AMPLIFICATEURS HÉTÉRODYNES ACCORDÉS

POUR PONTS DE MESURES

300 PP.S

A 10 M.C.S



54 RUE DU THEATRE, PARIS, XV<sup>e</sup>

SUF. 72-74

## ADRÉLUX

présente...

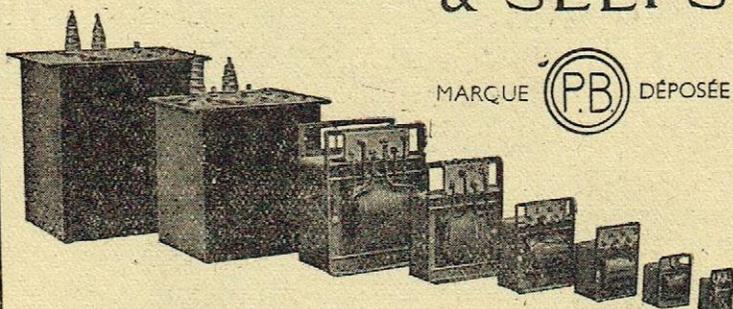
*Ses nouvelles Fabrications*

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

## TRANSFORMATEURS & SELFS



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

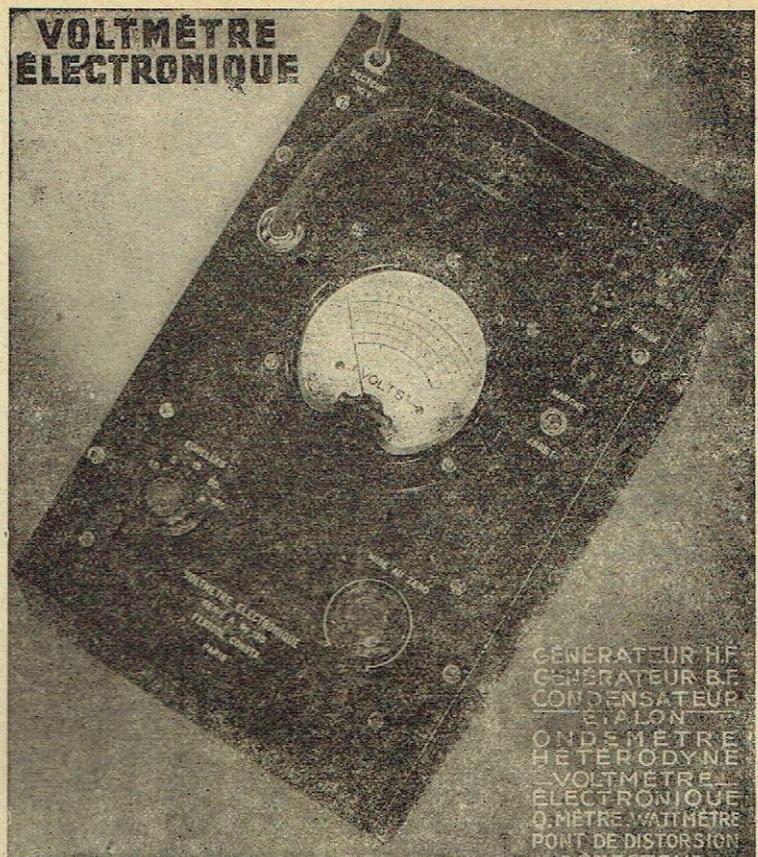
18 à 22, Chemin des Vignes, PANTIN (Seine) — Tél.: NORD 98-90



101, BOULEVARD MURAT, PARIS-16 AUT 01-25

45

MATÉRIEL  
PROFESSIONNEL  
RADIOÉLECTRIQUE



VOLTMÈTRE  
ÉLECTRONIQUE

GÉNÉRATEUR HF  
 GÉNÉRATEUR BF  
 CONDENSATEUR  
 ÉTALON  
 ONDE MÈTRE  
 HÉTÉRODYNE  
 VOLTMÈTRE  
 ÉLECTRONIQUE  
 O.MÈTRE WATTMÈTRE  
 PONT DE DISTORSION  
 DÉTECTEUR  
 QUADRATIQUE  
 SPECTROGRAPHE  
 PANTOGRAPHES  
 CUVE D'ANALOGIE

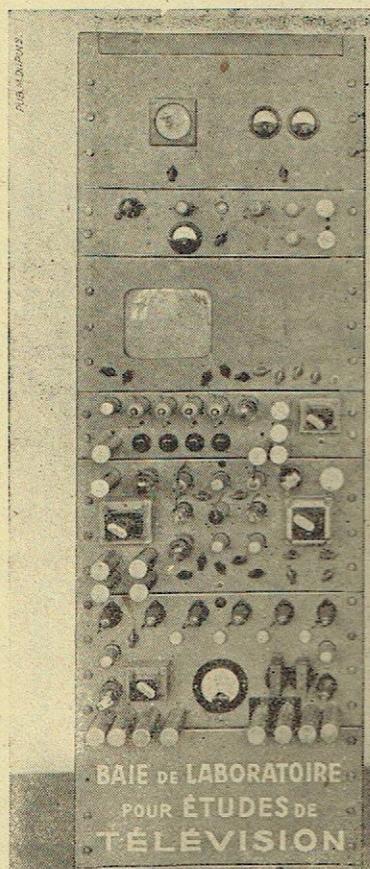
**GEFFROY & CIE**  
 CONSTRUCTEURS  
 7 et 9, Rue des Cloys - PARIS - 18<sup>e</sup>  
 Tél. : MONtmartre 44-65 (3 lignes groupées)



**ELVECO**  
*Professionnel*



70 RUE DE STRASBOURG  
 VINCENNES  
 Tel : DAU. 33.60 (4 lignes groupées)



BAIE DE LABORATOIRE  
 POUR ÉTUDES DE  
 TÉLÉVISION

TÉLÉVISION  
 •  
 MODULATION  
 DE FRÉQUENCE  
 •  
 ÉLECTRO  
 ACOUSTIQUE  
 •  
 COURBES DE  
 HAUT-PARLEUR  
 •  
 ENREGISTREMENT  
 •  
 MESURES  
 •  
 ÉTUDES  
 •  
 PROTOTYPES  
 •  
 CONSTRUCTION  
 HORS  
 SÉRIE

14, rue de la SAUSSIÈRE



BOULOGNE-SUR-SEINE

LABORATOIRE DE MESURES ET DE CONSTRUCTIONS RADIOÉLECTRIQUES

# la radio en france

Radiodiffusion — Télévision  
Electronique — Organisation  
professionnelle

Publié sous la direction de  
Marc CHAUVIERRE  
rédacteur en chef  
de la *Radio française*

## SOMMAIRE

### COUVERTURE

Hypowattmètre du Laboratoire Industriel d'Electricité pour la mesure des puissances B. F., à impédance d'entrée variable. Gamme de mesures: 0,2 milliwatt à 10 watts de 30 à 15.000 pps. Variation d'impédance d'entrée : de 2,5 à 20.000 ohms.

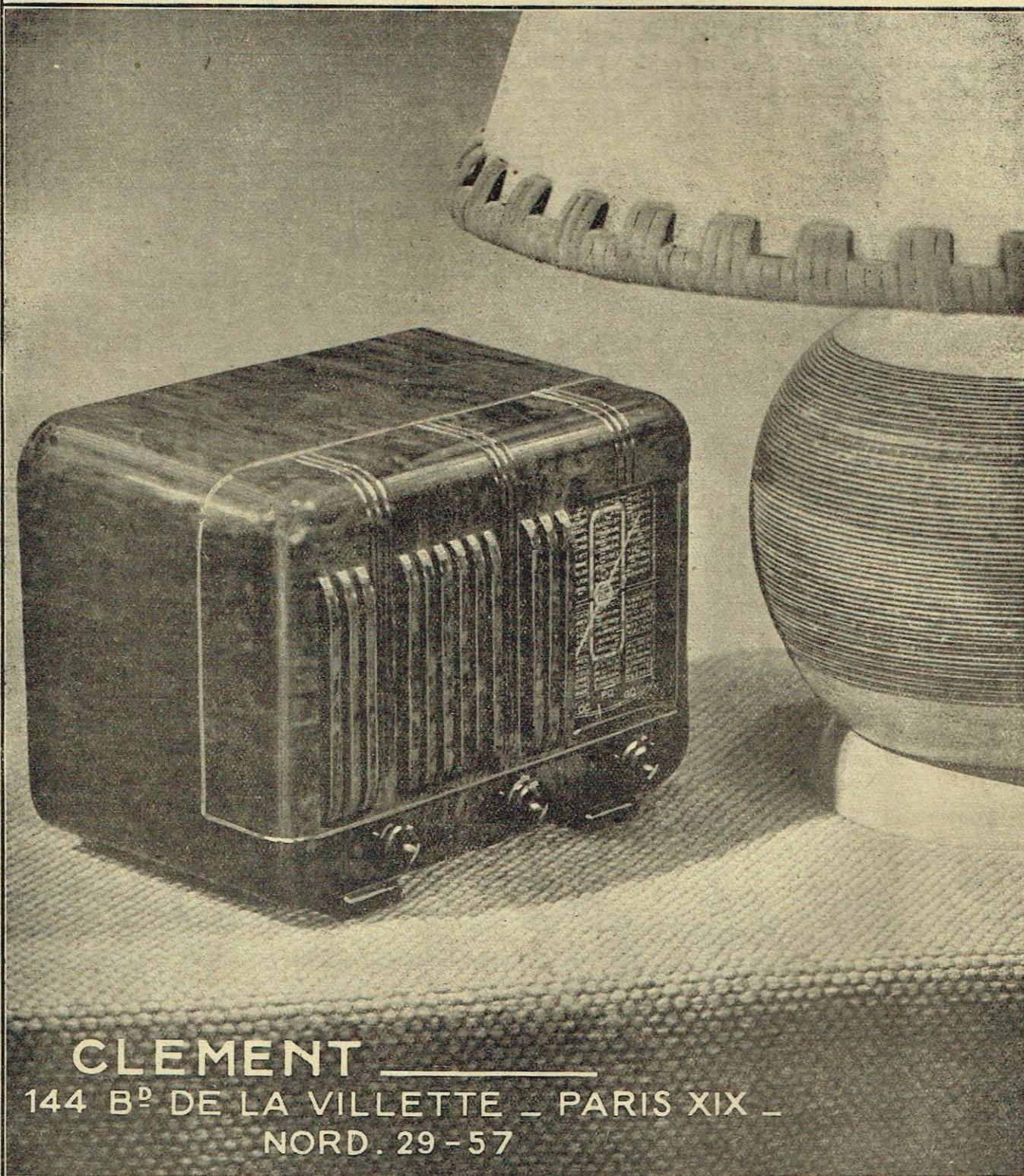
<b>A PROPOS D'UN LIVRE</b> , par Marc CHAUVIERRE .....	3
<b>ETUDE DES HARMONIQUES DUS AUX TRANSFORMATEURS TELEPHONIQUES</b> , par RENAUX .....	5
<b>MESURE DES TENSIONS DE SORTIE DANS LES GENERATEURS A BATTEMENTS</b> , par R. ASCHEN .....	9
<b>A PROPOS D'UNE CONFERENCE</b> , par M. C. ....	12
<b>TRANSFORMATEURS PARCOURUS PAR UN COURANT CONTINU</b> , par H. GILLOUX .....	13
<b>APPLICATION DES REDRESSEURS AUX VOLTMETRES A LAMPES</b> , par Paul MICHEL .....	17
<b>LE HAUT-PARLEUR QUADRIPOLE ELECTROMECHANIQUE</b> , par Louis BOE .....	21
<b>APPAREIL POUR LA MESURE DES VARIATIONS D'ISOCRONISME DANS LES ENREGISTREMENTS SONORES</b> .....	23
<b>CALCUL ET DETERMINATION PRATIQUE DES AFFAIBLISSEURS BASSE FREQUENCE</b> , par TOURNERY .....	26
<b>SOMMES-NOUS PLUS FORTS QUE LES AMERICAINS</b> , par Marc CHAUVIERRE .....	29
<b>LE RECEPTEUR ALLEMAND DE TELEVISION « E. I. »</b> , par A. H. LANGLOIS .....	30
<b>TELEVISION ET CINEMA</b> , par J. VIVIE .....	35
<b>UN PROBLEME, TROIS SOLUTIONS</b> , par Marc CHAUVIERRE ....	38
<b>LA TELEVISION EN AMERIQUE</b> , par le Service de documentation de la Radio en France .....	39
<b>LA DEVIATION ELECTROMAGNETIQUE</b> , par le Laboratoire de la Radio en France .....	41
<b>LE GRAIN D'IMAGE AU CINEMA ET EN TELEVISION</b> , par Marc CHAUVIERRE .....	43
<b>L'ACTIVITE DU G. T. I. R. (Statuts et comptes rendus des commissions)</b> .....	44

PARIS



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

# LE PLUS GRAND DES PETITS



**CLEMENT** \_\_\_\_\_

144 B<sup>D</sup> DE LA VILLETTE - PARIS XIX -  
NORD. 29-57

# A PROPOS D'UN LIVRE

Au moment où notre industrie et la radiodiffusion s'inquiètent de connaître exactement quelles seront leurs conditions de vie dans les années à venir, il me semble opportun de signaler à mes lecteurs un livre particulièrement intéressant de M. Maurice Goudard : « Défense du Libéralisme ».

Maurice Goudard est un grand nom de l'industrie automobile. Petit artisan il y a plus de trente ans, il a su mener si bien son affaire qu'elle est devenue la firme SOLEX, une des premières fabriques de carburateurs du monde, qui a des succursales aussi bien en Amérique qu'au Japon.

Président de la Société des Ingénieurs de l'Automobile, Président de la Chambre syndicale des accessoires, Maurice Goudard a de telles références que son opinion ne peut pas être négligée. Or, quelle est sa conclusion? Elle est nette : il n'y a de progrès et de reconstruction possibles que dans le cadre du libéralisme économique intégral et il estime que la loi naturelle de la concurrence est préférable à toutes les contraintes et paperasseries qui, sous prétexte d'ordre, paralysent toutes les industries.

Si le libéralisme économique semble favorable au développement de l'industrie automobile, il en est probablement de même pour l'industrie radioélectrique et il me semble inutile de citer les arguments et les exemples que l'on peut trouver dans le livre auquel je fais allusion.

J'ai été le premier à m'élever, à l'époque, contre le désordre qui a caractérisé notre industrie radio dans les années qui ont précédé la guerre. Malheureusement, les solutions proposées n'ont pas fait leurs preuves et les conditions d'exploitation, ces dernières années, ont été telles que l'on ne peut comparer l'économie de guerre avec l'économie de paix; mais il semble bien que ce n'est pas en remplissant état sur état, formulaire sur formulaire, que l'on améliorera notre production. Il faut que la concurrence s'exerce dans le cadre de certaines lois simples et de telle façon que l'initiative soit laissée libre à l'entrepreneur, l'échec de l'entreprise étant la meilleure sanction.

Ce qu'il faut éviter avant tout, c'est d'arriver à une réglementation compliquée, car plus elle sera compliquée, plus il sera facile de tricher; les industriels qui voudront jouer la règle du jeu seront les victimes des tricheurs et, comme personne ne veut être la victime, tout le monde trichera.

Mais, de toute façon, puisque l'industrie radioélectrique semble devoir être un secteur libre de notre industrie nationale, on peut encore espérer de beaux jours pour elle. Il n'en est pas de même pour la radiodiffusion. Maurice Goudard, en faisant, dans son livre, le tour d'horizon de notre économie nationale, y fait allusion. Voici ce qu'il écrit :

## Postes, Télégraphes, Téléphones, Radio

*Voilà vraiment des domaines, sauf la Radio, qui ressortissent à l'Etat. Je dois reconnaître que, sauf quelques défauts mineurs, ces Services sont supérieurement organisés et exploités. Tout au plus, pourrais-je suggérer que les timbres ne soient pas modifiés aussi souvent, pour plaire aux philatélistes, que les attentes dans les bureaux de poste soient sensiblement réduites, que les facteurs soient mieux outillés comme moyens de transport et que les téléphones publics soient plus nombreux.*

*Quant au rendement financier de ces départements, il est assez difficile à apprécier, mais j'ai l'impression que, avant la guerre, le prix des services était trop réduit et qu'une augmentation sérieuse aurait contribué à alléger le budget général, sans diminuer le volume des opérations postales.*

*Cependant, malgré toutes ces louanges, j'ai la certitude que la transmission de la pensée peut encore faire d'énormes progrès, à condition que l'Etat veuille bien se consacrer à cette besogne essentielle, au lieu de s'occuper de ce qui ne le regarde pas.*

*Quant à la Radio, si elle continue à être complètement monopolisée par l'Etat, je n'ai plus qu'à vendre mon poste récepteur et à acheter un phonographe.*

Pour ma part, je serai beaucoup moins indulgent, même en ce qui concerne les Postes et les Télégraphes. Il y a des excuses au mauvais fonctionnement actuel de notre réseau téléphonique, mais où il n'y en a pas, c'est lorsque je vois, en 1945, certains services d'Etat passer commande de 10.000 combinés téléphoniques à magnéto en coffret bois, type P.T.T. 1910, ou bien, c'est lorsqu'on s'aperçoit, en 1945, que le dernier modèle de combiné téléphonique homologué par les P.T.T. date de 1924. Depuis vingt ans, de nombreux nouveaux modèles ont été étudiés; aucun n'a encore été homologué.

Pour une fois que vous êtes indulgent à un service d'Etat, Monsieur Goudard, vous avez bien mal choisi votre exemple.

Quant à la Radiodiffusion, hélas ! nous sommes tous d'accord avec l'auteur.

Avant guerre, la radio d'Etat, avec un budget de 400 millions, n'avait pratiquement que 20 % de l'écoute du pays. Les postes privés, dont l'existence vient d'être supprimée par décret, ont commis des fautes et des erreurs, mais celles-ci étaient facilement réparables et il n'en demeure pas moins que s'il y avait un peu de vie et de technique dans la radio d'avant guerre, c'est bel et bien grâce à la radio privée.

Depuis la libération, seule, la Radiodiffusion française occupe l'éther. Du point de vue programmes, comme du point de vue technique, c'est un désastre et les actuels dirigeants, totalement impuissants, le savent d'ailleurs parfaitement bien.

Dans ce domaine, l'initiative privée serait capable de grandes choses.

Que l'on ne vienne pas nous dire qu'étant donnée l'importance de la radio comme moyen d'information, seul, l'Etat doit pouvoir l'utiliser. La victoire des Alliés doit être la victoire de la Liberté. Pourquoi admet-on la liberté d'expression à l'écran, dans la presse écrite et la refuse-t-on à la radio ? Parce que c'est le plus puissant moyen d'action sur le peuple ? Mais, dans ce cas, ne peut-on pas dire que le Gouvernement, qui monopolise ce moyen d'action, ne joue pas la règle du jeu. En admettant même que l'Etat veuille se réserver le contrôle de la radio, en la conservant comme entreprise privée, cela lui est facile, car, si l'on a pu faire de l'imprimerie clandestine, il est à peu près impossible de faire régulièrement de l'émission clandestine à grande échelle.

C'est pourquoi je crois, avec Maurice Goudard, qu'il faudra revenir, si l'on veut que la France revive, au libéralisme, aussi bien sur le plan industriel que sur le plan des services publics. Nous admirons l'Amérique :

N'oublions pas qu'en Amérique, la radiodiffusion appartient uniquement à des sociétés privées et il en est de même pour le téléphone et le télégraphe. Ils n'en marchent pas plus mal pour cela, croyez-moi.

D'ailleurs, le libéralisme est une loi naturelle, et les lois naturelles, comme les lois de la logique, finissent toujours par triompher. Les hommes qui veulent les enfreindre me font penser à l'avion qui défie les lois de la pesanteur; mais, à ma connaissance, un avion finit toujours par revenir au sol; il y revient même parfois durement...

**Marc CHAUVIERRE.**

# ÉTUDES DES HARMONIQUES DUS AUX TRANSFORMATEURS TÉLÉPHONIQUES

par **RENAUX** (Laboratoire L. I. E.)

## But de l'étude

Dans l'exposé qui va suivre, l'auteur se propose d'analyser l'importance des harmoniques qui sont créés par les transformateurs utilisés pour la transmission ou l'amplification des courants téléphoniques.

Ces harmoniques sont dus au cycle d'hystérésis du fer ou des aciers et alliages utilisés comme circuits magnétiques des transformateurs. Grâce aux résultats d'essais qui sont exposés, il est facile de prédéterminer a priori les harmoniques introduits par un transformateur donné, connaissant la nature et la section du circuit magnétique et l'induction à laquelle il est soumis.

De plus, l'auteur établit une relation entre le pourcentage d'harmoniques à une fréquence déterminée et la perte de transmission à cette fréquence par rapport à la fréquence la mieux transmise.

## Premières hypothèses

Pour simplifier les calculs, nous supposons le transformateur étudié sans fuites magnétiques ni capacités d'enroulement et sans résistances intérieures.

Dans ces conditions, en appelant  $n_1$  et  $n_2$  les nombres de tours primaire et secondaire,  $R_2$  la résistance d'utilisation branchée aux bornes du secondaire,  $L_1$  la self induction de l'enroulement primaire quand il est soumis à une tension  $U_1$ , le transformateur de la figure 1 peut être remplacé par le circuit de la figure 2 où

$$R_s = R_2 \left( \frac{n_1}{n_2} \right)^2$$

Si un générateur de f.é.m.  $E$  purement sinusoïdale et de résistance interne  $\rho$  débite sur le transformateur, on peut écrire les équations suivantes :

$$U_1 = E \cdot \frac{R_1 + jL_1\omega}{\rho + \frac{jR_1L_1\omega}{R_1 + jL_1\omega}} \quad 1$$

$$U = E \cdot \frac{jL_1\omega (R_1 + \rho) + \rho R_1}{R_1} \quad 2$$

$$I_1 = E \cdot \frac{R_1}{jL_1\omega (R_1 + \rho) + \rho R_1} \quad 3$$

Dans ce qui précède, nous avons admis que la self  $L$  était constante en fonction du temps, ce qui suppose que le circuit magnétique est dépourvu d'hystérésis. Dans ces conditions, tous les courants et tensions dont nous avons établi ci-dessus les valeurs sont sinusoïdaux si la f.é.m.  $E$  est elle-même sinusoïdale.

Supposons maintenant que le circuit magnétique du trans-

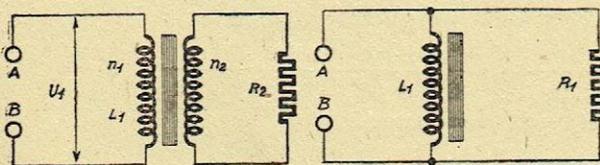


Fig. 1.

Fig. 2.

formateur soit le siège de phénomènes d'hystérésis. Nous allons chercher à établir dans quelles conditions une série d'harmoniques  $u_{2,}, u_{3,}, u_{5,},$  etc., ayant des fréquences 3, 5, 7... fois

plus grandes que la fréquence de  $E$ , va se superposer à la fréquence fondamentale.

Remarquons tout de suite que, par suite de la symétrie du cycle d'hystérésis par rapport à l'origine des coordonnées, tous les harmoniques de rang pair n'existent pas.

## Cas des réseaux de distribution d'énergie

En supposant que le bobinage primaire  $L_1$  est soumis à une tension alternative  $U_1$  purement sinusoïdale de pulsation  $\omega$ , le courant magnétisant dans la self  $L_1$  est un courant  $I_1'$  alter-

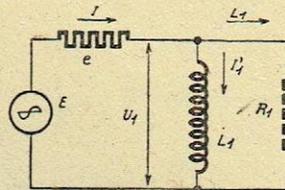


Fig. 3.

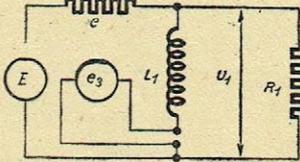


Fig. 4.

natif qui peut être décomposé en un courant fondamental  $i_1'$  et en courants harmoniques  $i_{1,3}', i_{1,5}', i_{1,7}'$ .

Mais pour que  $U_1$  soit purement sinusoïdal en même temps que  $E$ , il faut que  $\rho$  soit nulle. Dans ces conditions, la tension aux bornes de  $R_1$  ou de  $R_2$ , est aussi sinusoïdale, quelle que soit la déformation du courant magnétisant, c'est-à-dire quelle que soit l'induction du fer, aussi élevée soit-elle.

On retrouve ce principe que si la tension appliquée au primaire d'un transformateur est sinusoïdale, le flux et la tension secondaire qui est sa dérivée, sont aussi sinusoïdaux, bien que le courant à vide du transformateur puisse être très déformé.

C'est le cas, en particulier, de beaucoup de transformateurs de petite puissance branchés sur des réseaux de distribution importants dont on peut négliger l'impédance interne. Le primaire est alimenté par une tension sensiblement sinusoïdale qu'on retrouve sans déformation au secondaire.

## Cas des circuits téléphoniques et des amplificateurs

Dans les circuits téléphoniques passifs, dans le cas des amplificateurs basse fréquence pour la téléphonie, le cinéma ou la radiodiffusion et aussi d'une manière générale dans tous les appareils utilisant des lampes à plusieurs électrodes, associées à des transformateurs (générateurs à fréquences vocales, par

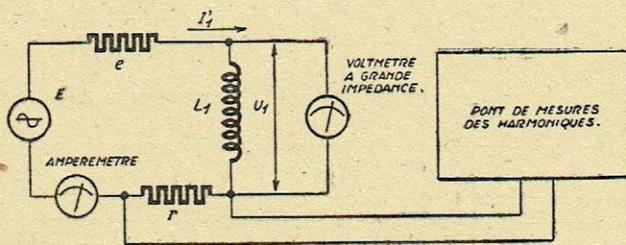


Fig. 5.

exemple), la résistance interne du générateur ne peut pas être considérée comme négligeable devant celle d'utilisation.

La chute de tension du courant magnétisant déformé  $I_1'$  dans

la résistance  $q$  est la cause que la tension  $U_1$  n'est plus sinusoïdale, pas plus que la tension  $U_2$  correspondante.

Pour simplifier l'écriture, supposons que seul l'harmonique 3 apparaisse dans  $U_1$  (c'est d'ailleurs le plus important) :

### Deuxième hypothèse

La présence de l'harmonique 3 dans  $U_1$  étant due en définitive

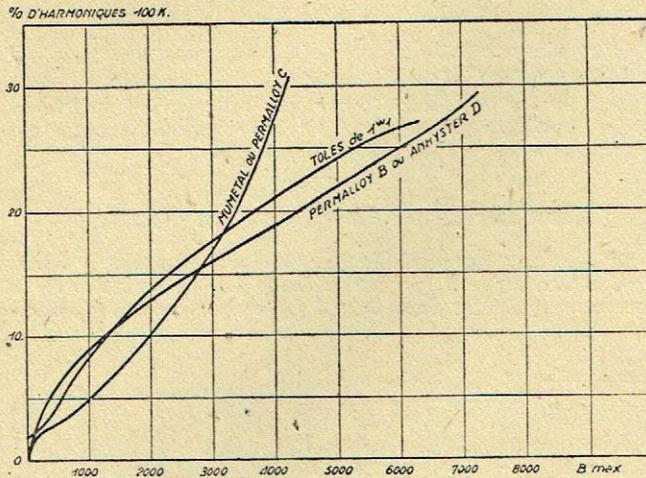


Fig. 6.

à la variation de  $L_1$  dans le temps (au cours de chacune des périodes), supposons que nous conservions pour notre étude une valeur moyenne de  $L_1$  rigoureusement constante comme pour une self à air et qu'une source de f.é.m.  $e_3$  à fréquence triple de celle de  $E$  soit insérée en série avec  $L_1$ , de façon à ce que  $U_1$  reste inchangée.

L'amplitude de cette f.é.m.  $e_3$  sera fonction uniquement de la nature du métal constituant le circuit magnétique et de son induction maxima (c'est-à-dire du cycle d'hystérésis), de la section du circuit magnétique et du nombre de tours  $n_1$ .

Elle ne dépendra pas de la fréquence de  $E$  tant que le cycle d'hystérésis ne dépend pas lui-même de la fréquence, ce qui est assez généralement le cas.

Nous allons déterminer expérimentalement pour plusieurs alliages courants cette valeur de  $e_3$ .

Le rapport  $\frac{I_3}{U_1}$  nous donnera ensuite immédiatement le pourcentage d'harmoniques introduit par le transformateur.

#### Dispositif expérimental :

Un générateur de résistance interne  $q$  et de f.é.m.  $E$  rigoureusement sinusoïdale débite un courant  $I'$ , dans un circuit composé d'une bobine de self  $L_1$ , d'une faible résistance  $r$  et d'un ampèremètre. Un voltmètre à haute impédance est branché aux bornes de  $L_1$ .

Un pont d'harmoniques branché aux bornes de  $r$  permet de mesurer le pourcentage d'harmoniques 100 k du courant  $I$ .

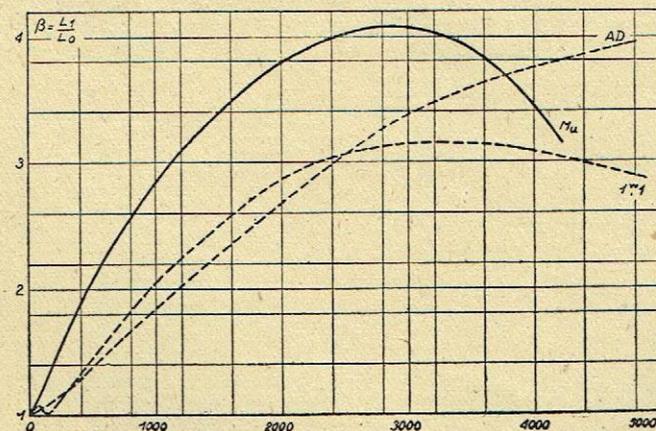


Fig. 7.

Pour un circuit magnétique de section et de nature de métal déterminées, on peut tracer une courbe donnant en fonction de l'induction maximum  $B_{max}$ , le pourcentage d'harmoniques,

On a les relations

$$U_1 = \frac{d\Phi}{dt}$$

$$\frac{d\Phi}{dt} = \Phi_{max} \omega \cos \omega t$$

$$U_{eff} = \frac{2\pi F B_{max} S n_1}{\sqrt{2}}$$

Pour  $S$  et  $F$  constants et connaissant  $U_1$  eff et  $n_1$ , on déduit  $B_{max}$ .

Les résultats de ces mesures pour des tôles au silicium IWI, tôles au nickel anhytster D et en mumetal sont indiqués sur la figure 6. Les mesures ont été faites à 50 pps.

Dans ces mesures, on constate que  $L_1$  est une fonction très variable de la tension  $U_1$  ou plutôt de l'induction maximum  $B$ .

Si on appelle  $L_0$  la self de la bobine quand  $U_1$  tend vers zéro, on peut tracer les courbes de la figure 7 donnant

$$\beta = \frac{L_1}{L_0}$$

en fonction de l'induction pour les trois types de matériaux étudiés

$$L_1 \text{ ou } L_0 = \frac{U_1}{\omega I_1}$$

Avec le dispositif expérimental ci-dessus, quand  $q$  et  $r$  sont très petits devant  $L_1 \omega$  (plus petit que  $1/100^e$  par exemple) les harmoniques mesurés sont ceux du courant magnétisant dans la bobine de self et on peut représenter le système expérimental ci-dessus par le schéma ci-dessous (fig. 8) où  $e_3$  est la force électromotrice de pulsation  $3\omega$  quand le fer du noyau est soumis à l'induction maxima  $B$  de pulsation  $\omega$ .

Ainsi  $U_1$  est sensiblement égal à  $E$  et reste sinusoïdale, tandis que le courant  $I_1$  contient de nombreux harmoniques impairs, non négligeables, que nous limiterons au 3<sup>e</sup>.

En appelant 100 k le pourcentage d'harmoniques mesuré du courant magnétisant  $I_1$ , on peut écrire :

$$e_3 = 3 j \alpha L_1 \omega I_1 k \quad (5)$$

$\alpha L_1$  étant la self moyenne de la bobine pour la pulsation  $3\omega$  et la tension  $e_3$ , qui peut être un peu différente de la self  $L_1$  pour la pulsation  $\omega$  et la tension  $U_1$ .

Revenons maintenant au schéma de la figure 4 et appelons  $V$  la tension harmonique aux bornes de  $L_1$  ou de  $R_1$ .

On aura par analogie avec l'équation (1)

$$V = e_3 \frac{R_1 q}{R_1 + q} \quad (6)$$

$$= e_3 \frac{R_1 q}{3 j \alpha L_1 \omega + R_1 + q}$$

$$= e_3 \frac{R_1 q}{3 j \alpha L_1 \omega (R_1 + q) + q R_1}$$

de (2) et de (6), nous tirons

$$\frac{V}{U_1} = \frac{e_3}{E} \frac{j L_1 \omega (R_1 + q) + q R_1}{3 j \alpha L_1 \omega (R_1 + q) + q R_1} \frac{q}{j L_1 \omega} \quad (7)$$

de (5) et (3) nous tirons

$$e_3 = 3 j \alpha L_1 \omega k E \frac{R_1}{j L_1 \omega (R_1 + q) + q R_1}$$

En substituant dans (7)

$$\frac{V}{U_1} = \frac{3 \alpha k R_1 q}{3 j \alpha L_1 \omega (R_1 + q) + q R_1}$$

et en passant aux modules :

$$h = \left| \frac{V}{U_1} \right| = \frac{3 \alpha k}{\sqrt{1 + \rho \alpha^2 L_1^2 \omega^2 \left( \frac{R_1 + \rho}{\rho R_1} \right)^2}} \quad (8)$$

Si

$$\frac{3 \alpha L_1 \omega}{\rho R_1} > 10$$

ce qui est un cas très fréquent, cas général dans les bons transformateurs, on peut écrire avec une erreur inférieure à 1 % :

$$h = \left| \frac{V}{U_1} \right| = k \frac{\rho R_1}{\rho + R_1} \frac{1}{L_1 \omega} \quad (9)$$

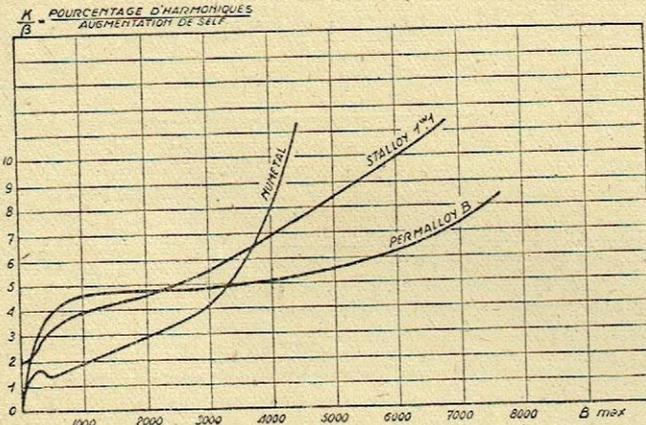


Fig. 9.

Ainsi, la formule (8) permet de déterminer par le calcul et grâce aux courbes de la figure 6 le pourcentage d'harmoniques introduit par le transformateur si l'on connaît

$$\rho, R_1 = R_2 \left( \frac{n_1}{n^2} \right)^2$$

$\omega$  et  $L_1$  pour la tension  $U_1$  et la fréquence  $\omega$ , et  $B$  max. donnée par la formule (4).

### Prédétermination des harmoniques dans un projet de transformateurs

Quand on étudie le projet d'un transformateur téléphonique susceptible de travailler à des tensions primaires très variables suivant l'importance de la modulation, on calcule la self minima du bobinage primaire de telle sorte que la variation d'affaiblissement effectif pour la plus basse fréquence à transmettre et pour la tension aux bornes tendant vers 0, soit inférieure à une valeur fixée.

Ce qui revient à dire que le type et la nature du circuit primaire, ainsi que le nombre de tours du bobinage, sont déterminés par  $L_0$  calculé.

Par contre, les harmoniques ne prenant une grosse importance que pour la plus grande puissance à transmettre, c'est  $L_1$  qui intervient dans la formule (9).

Grâce aux courbes de la figure 7, on peut écrire par analogie avec la formule (9) :

$$h = \left| \frac{V}{U_1} \right| = \frac{k}{\beta} \frac{\rho R_1}{R_1 + \rho} \frac{1}{L_0 \omega} \quad (10)$$

$k$  et  $\beta$  sont lus respectivement sur les figures 6 et 7, ou directement sur la figure 9 qui donne immédiatement  $\frac{k}{\beta}$  en fonction de  $B$  max. les autres éléments étant fixés ou calculés d'après les conditions imposées au transformateur.

la radio en france

### Relations entre le pourcentage d'harmoniques et l'augmentation d'affaiblissement aux basses fréquences d'un transformateur

Un transformateur téléphonique est généralement prévu pour transmettre une certaine gamme de fréquence sans variation d'affaiblissement notable.

En se reportant au schéma simplifié de la figure 3, les cahiers des charges fixent  $\rho$ ,  $R_1$  et une valeur minima de

$$\frac{U'_1}{U_1 \text{ max.}}$$

pour une valeur fixée et constante de  $E$ ,  $U'_1$  étant la valeur de la tension primaire pour la fréquence la plus basse à transmettre.

$U_1$  max. étant la valeur maxima de  $U_1$  pour la fréquence la mieux transmise.

Ce rapport

$$\frac{U'_1}{U_1 \text{ max.}}$$

est souvent exprimé en décibels ou en népers, et l'on dit que la chute à 30 pps, par exemple, ne doit pas excéder 1 db par rapport à une fréquence bien transmise comme 800 pps, par exemple (voir fig. 10).

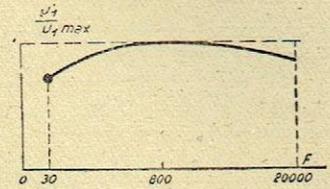


Fig. 10.

Si on appelle  $\gamma$  cette chute en décibels,  $F_0$  et  $\delta_0$  respectivement, la fréquence et la pulsation les plus basses à transmettre, on démontre (1) qu'on peut écrire :

$$L_0 \omega_0 = \frac{R_1 \rho}{R_1 + \rho} \delta \quad (11)$$

$\delta$  étant un nombre ne dépendant que de  $\gamma$ .

Si l'on compare les formules (10) et (11), et qu'on fasse dans (10)  $\omega = \omega_0$ , on voit que pour la plus basse fréquence et la pleine puissance à transmettre, on peut écrire :

$$h = \left| \frac{V}{U} \right| = \frac{k}{\beta \delta} \quad (12)$$

Ainsi, on arrive à cette conclusion remarquable que, à quelques approximations près que nous avons exposées, le pour-

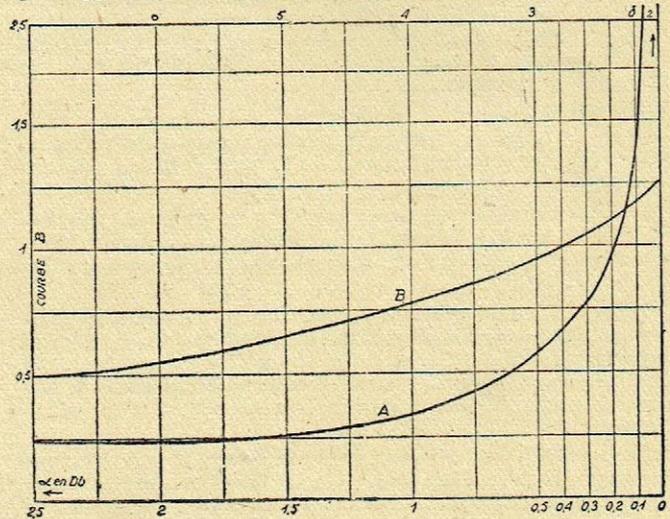


Fig. 11.

(1) Pour le développement du calcul, on trouve  $U_1$  max. en faisant dans la formule (2)  $\omega$  très grand.  $U'_1$  est trouvé en faisant  $\omega = \omega_0$ , et on pose :

$$\frac{U'_1}{U_1 \text{ max.}} = 10 \frac{\gamma}{20}$$

Après réduction, il vient :

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{10 \frac{\gamma}{20} - 1}}$$

centage des harmoniques introduit par un transformateur, dont le noyau est d'un matériau déterminé, ne dépend que de l'induction maxima à laquelle il travaille à la fréquence la plus

basse et à la pleine puissance (ce qui détermine  $\frac{k}{\beta}$ ), et de la

perte de transmission à cette fréquence et à puissance nulle.

Le graphique de la figure 11 donne les valeurs de  $\delta$  en fonction de  $\gamma$  en décibels, et les familles de courbes de la figure 12 donnent le pourcentage d'harmoniques  $h$  pour trois valeurs de  $\gamma$  et trois types de matériaux magnétiques.

### Conclusions

1° Nous avons montré dans ce qui précède que, grâce à quelques mesures simples effectuées sur une petite bobine de

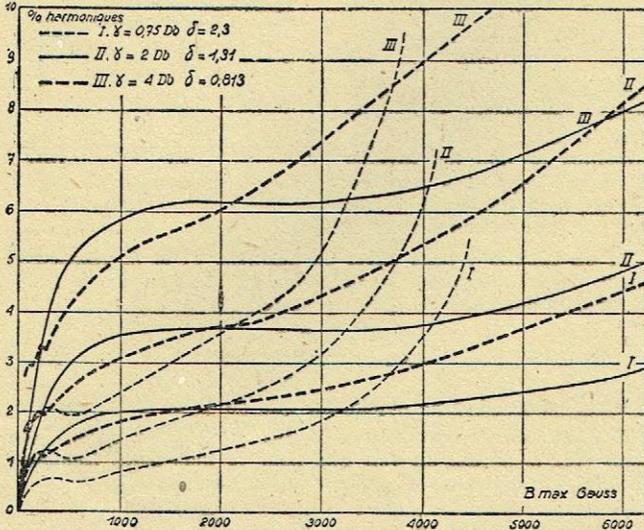


Fig. 12.

self ayant successivement un noyau magnétique en différents matériaux, on pouvait en déduire avec une bonne approximation et grâce aux courbes de la figure 6, les harmoniques introduits par un transformateur pour une puissance et une fréquence quelconques.

Il suffit de connaître la nature et la section du noyau, le rapport de transformation et le nombre de tours du primaire, les impédances entre lesquelles il est branché et la self primaire en fonctionnement.

2° Nous avons montré aussi que, dans un projet de transformateur, on pouvait déterminer le pourcentage d'harmoniques, grâce aux autres éléments calculés pour le transformateur et les courbes de la figure 9.

3° La conclusion générale de cette étude, c'est que le pourcentage d'harmoniques d'un transformateur quelconque dépend seulement de l'induction et de la nature du circuit magnétique et de la variation totale d'affaiblissement effectif entre la fréquence la plus basse à transmettre et la fréquence la mieux transmise.

On peut voir sur les courbes de la figure 12 que pour un bobinage primaire déterminé (N et S fixes) et une induction maximum de 3.500 gauss environ, il est pratiquement indifférent au point de vue des harmoniques d'employer des tôles au silicium, ou de l'anhyster, ou du mumétal.

Par contre la self et, par conséquent, la variation d'affaiblissement, sera d'autant moins grande que la perméabilité du matériau sera plus élevée.

Nous finirons notre exposé par quelques remarques concernant l'emploi des transformateurs dans les amplificateurs de puissance.

1° La question du rendement étant primordiale dans les amplificateurs de puissance, on est obligé d'utiliser l'implification classe A et B. Ceci conduit à des distorsions minima de 3 à 4 % dues seulement aux courbures des caractéristiques de lampes, au courant de grille, en un mot au régime de fonctionnement de l'amplificateur.

Si on admet que la distorsion non linéaire devient nette-

ment audible à partir de 5 %, nous voyons qu'il n'est pas question de pouvoir employer de transformateur avec une distorsion linéaire de plus de 1 %.

Ceci nous ramène à des transformateurs presque parfaits (à la fréquence la plus basse à transmettre) au point de vue distorsion linéaire, -2 db pour I W I (le seul métal employé dans les transformateurs de grande puissance).

Ceci rend prohibitif l'emploi des pentodes de puissance dans les amplificateurs BF qui, ayant une résistance interne élevée, exigeraient une self primaire trop grande.

Cependant, il ne suffit pas de réduire la distorsion non linéaire à la fréquence la plus basse à transmettre, il faut de plus s'arranger pour que le transformateur ne reçoive pas de tension des fréquences inférieures; étant donné que ces fréquences, même si elles sont affaiblies par le transformateur peuvent introduire une distorsion très élevée qui s'ajoute à la distorsion admise et rendrait l'implificateur inutilisable.

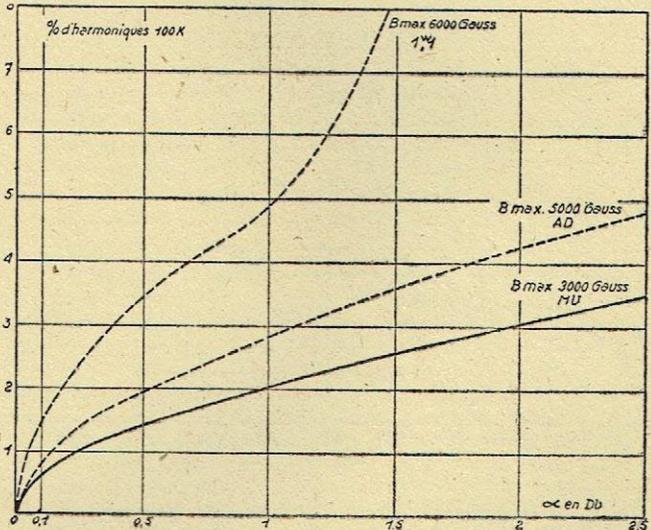


Fig. 13.

Un exemple concret fera mieux comprendre le problème :

Un amplificateur destiné à la téléphonie commerciale est jugé bon s'il transmet sans distorsion les fréquences de 300 à 3.000 pps.

Si on fixe le taux de distorsion non linéaire à 1 % à 300 pps, on peut s'attendre à des déceptions assez graves. En effet, le transformateur qui transmet le 300 pps avec un affaiblissement de 0,2 db, affaiblit le 150 pps de 1 db.

La voix humaine parlée descend jusqu'à 100 pps. En supposant qu'une tension de fréquence de 150 pps arrive aux bornes de notre transformateur, nous voyons qu'à induction égale les harmoniques de 150 pps seront de 3 %. Comme l'induction est double de celle à 300 pps, nous voyons que le taux d'harmoniques de 150 pps est de 4 1/2 % et l'affaiblissement en amplitude n'est que de 1 db.

Nous voyons donc que le 1 % que nous nous sommes imposé est largement dépassé. Pour éviter ceci, il n'y a qu'un remède, supprimer toutes les fréquences en dessous de la fréquence la plus basse à transmettre avant qu'elles n'arrivent aux bornes du transformateur.

### Question de l'emploi de la contre-réaction

Dans l'amplificateur de puissance, il faut employer la contre-réaction avec beaucoup de discernement. La contre-réaction proportionnelle au courant anodique, doit être notamment particulièrement évitée. Celle-ci augmente la résistance interne de la lampe et, à moins que le transformateur ne soit calculé pour, augmente la distorsion non linéaire due au transformateur. Le résultat final est donc souvent négatif.

Par contre, la contre-réaction proportionnelle à la tension alternative d'anode, en diminuant la résistance interne de la lampe, fait travailler le transformateur dans les meilleures conditions au point de vue harmoniques et peut permettre l'emploi de penthode de puissance.

# MESURES DES TENSIONS DE SORTIE DANS LES GÉNÉRATEURS A BATTEMENTS

par R. ASCHEN

Dans une précédente étude, l'auteur a analysé le problème de la mesure de l'amplitude de la modulation en fréquence qu'il a eu à résoudre lors de l'établissement de son triple générateur. La mise au point de cet appareil, dont la conception est franchement hétérodoxe, a cependant suscité de nombreuses autres difficultés au nombre desquelles appartient la question de la mesure des tensions de sortie. Sa solution rationnelle a nécessité une très intéressante étude théorique dont on trouvera ci-dessous les grandes lignes.

## Position du problème

Rappelons brièvement la composition du triple générateur. Celui-ci comprend deux parties essentiellement différentes. D'une part, nous nous trouvons en présence d'un générateur dont le montage est passablement classique et qui produit des tensions entretenues ou modulées en amplitude dont la fréquence peut atteindre 50 MHz et dont la tension de sortie peut être continuellement réglée à l'aide d'un atténuateur apériodique dans l'intervalle compris entre 1  $\mu$ V et 1 V.

La partie « révolutionnaire » du triple générateur est constituée par son bloc de modulation de fréquence, schématisé dans la figure 1. Son élément principal est un oscillateur HF de fréquence fixe qui peut être modulé en fréquence par une lampe de glissement dont la capacité dynamique d'entrée est branchée en dérivation sur le circuit d'accord de l'oscillateur et dont la pente varie périodiquement sous l'effet des tensions appliquées à sa grille et provenant d'un oscillateur BF incorporé dans le bloc ou d'une source de tensions extérieure.

Les tensions de sortie provenant de la première partie du générateur et celles engendrées par l'oscillateur fixe sont appliquées aux grilles de commande d'un tube mélangeur de manière à déterminer des battements. La tension différentielle qui en résulte est amplifiée et appliquée aux bornes de sortie de l'appareil.

Si la fréquence de l'oscillateur fixe est voisine de celle engendrée dans la première partie de l'appareil, les tensions résultantes appartiennent au domaine de la basse fréquence. Selon que l'oscillateur fixe est ou n'est pas modulé en fréquence, ces tensions sont ou ne sont pas wobbulées.

Si la différence entre les fréquences des deux oscillateurs est élevée, nous obtenons à la sortie des tensions de haute

À première vue, la solution paraît très simple. Il suffirait de les mesurer à la sortie à l'aide d'un voltmètre-amplificateur. Nous procéderons effectivement ainsi dans le cas de fonctionnement en basse fréquence. Mais si nous essayons de mesurer ainsi les tensions HF, la méthode s'avère décevante. En effet, l'amplificateur de sortie doit être apériodique. On ne peut pas y utiliser des circuits accordés, car leur sélectivité conduirait à un affaiblissement notable des fréquences extrêmes atteintes lors de la modulation en fréquence. Par conséquent, la liaison doit être assurée par des impédances non accordées.

Sur de telles impédances, nous trouvons non seulement la fréquence différentielle résultant des battements, mais encore les deux composantes. Et la tension mesurée par un voltmètre électronique sera une tension composée qui n'aura qu'une très lointaine parenté avec celle de la fréquence différentielle.

Telle est la difficulté à laquelle nous nous sommes heurtés lors de l'étude du triple générateur. Pour la résoudre, il a fallu analyser de près le phénomène même des battements.

## La détection des battements

Disons-le tout de suite, la solution adoptée consiste à mesurer séparément les tensions des deux composantes appliquées au tube mélangeur. Si l'on peut établir une loi donnant la tension des oscillations de battements en fonction des tensions des deux composantes, le problème est résolu. C'est à l'établissement de cette loi que nous nous attacherons.

Le rôle du tube mélangeur présente deux aspects différents. D'une part, il s'y produit la superposition des deux oscillations, d'autre part, la détection de la tension composée. C'est une détection dite « par la grille », soit en réalité une détection

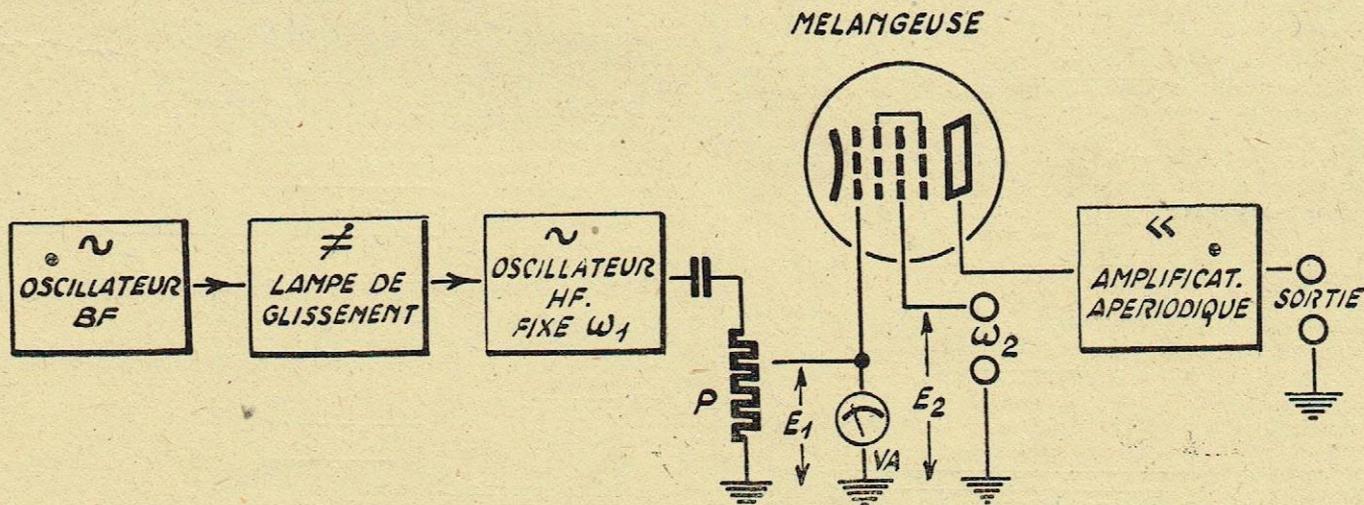


Fig. 1. — Composition du bloc de modulation de fréquence faisant partie du triple générateur.

fréquence qui peuvent être modulées en fréquence avec un swing et une fréquence de modulation réglables. De plus, elles peuvent simultanément être modulées en amplitude, ce qui donne lieu à la production de tensions doublement modulées.

Comment mesurer la tension de sortie des tensions de ces diverses espèces?

diode, qui, pour les faibles signaux, présente une allure quadratique. Faut-il en inférer que les tensions détectées seront proportionnelles au carré des tensions composantes? Ce serait aller un peu vite en la matière.

Dans une portion suffisamment faible, la caractéristique du détecteur peut être assimilée à un arc de parabole. Si celle-ci

est représentée par une fonction  $i = f(e)$  et si nous désignons par

$I_d$  l'amplitude du courant détecté,

$E_d$  l'amplitude de la tension redressée pour une impédance de charge élevée,

$m$  le taux de la modulation,

$E$  la tension modulée en amplitude à détecter, nous trouvons, dans le cas de la détection d'une tension modulée en amplitude :

$$I_d = \frac{1}{2} \cdot \frac{d^2 i}{de^2} m E^2 \quad E_d = \frac{1}{2} \frac{di}{de} m E^2$$

Nous démontrerons maintenant que le cas de la détection des oscillations composées, tel qu'il se présente dans le phénomène des battements, peut, sous certaines conditions, être ramené à celui de la détection d'une tension modulée en amplitude et obéissant aux expressions données ci-dessus.

Si l'oscillateur fixe donne une tension  $E_1$  de pulsation  $\omega_1$  et l'oscillateur accordable donne une tension  $E_2$  de pulsation  $\omega_2$ , la tension appliquée au détecteur sera

$$e = E_1 \sin \omega_1 t + E_2 \sin \omega_2 t \quad (1)$$

Admettons que  $\omega_2 > \omega_1$ . Démontrons que l'expression ci-dessus peut être assimilée à celle d'une oscillation HF modulée en amplitude. A cet effet, désignons

$$\omega_2 - \omega_1 = \omega d \quad \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} = \omega i$$

Il vient immédiatement

$$\omega_1 = \omega i - \frac{\omega d}{2} \quad \omega_2 = \omega i + \frac{\omega d}{2}$$

Et l'expression (1) prend la forme

$$\begin{aligned} e &= E_1 \sin \left( \omega i - \frac{\omega d}{2} \right) t + E_2 \sin \left( \omega i + \frac{\omega d}{2} \right) t = \\ &= E_1 \sin \omega i t \cdot \cos \frac{\omega d}{2} t - E_1 \cos \omega i t \cdot \sin \frac{\omega d}{2} t + \\ &+ E_2 \sin \omega i t \cdot \cos \frac{\omega d}{2} t + E_2 \cos \omega i t \cdot \sin \frac{\omega d}{2} t = \\ &= \sin \omega i t \cdot \cos \frac{\omega d}{2} t (E_1 + E_2) + \cos \omega i t \cdot \sin \frac{\omega d}{2} t (E_2 - E_1) \\ &= \left[ (E_1 + E_2) \cos \frac{\omega d}{2} t \right] \cdot \left[ \sin \omega i t + \frac{E_2 - E_1}{E_1 + E_2} \cos \omega i t \cdot \operatorname{tg} \frac{\omega d}{2} t \right] \end{aligned}$$

$$= \left[ (E_1 + E_2) \cos \frac{\omega d}{2} t \right] \cdot (\sin \omega i t + \cos \omega i t \cdot \operatorname{tg} \varphi) \quad (2)$$

où nous avons posé

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{E_2 - E_1}{E_1 + E_2} \operatorname{tg} \frac{\omega d}{2} t \quad (3)$$

Comme, par ailleurs, on le sait,

$$\cos \alpha = \frac{1}{\sqrt{\operatorname{tg}^2 \alpha + 1}}$$

on tire de (3)

$$\begin{aligned} \cos \varphi &= \frac{1}{\sqrt{\left( \frac{E_2 - E_1}{E_1 + E_2} \right)^2 \operatorname{tg}^2 \frac{\omega d}{2} t + 1}} = \\ &= \frac{(E_1 + E_2) \cos \frac{\omega d}{2} t}{\sqrt{(E_2 - E_1)^2 \sin^2 \frac{\omega d}{2} t + (E_1 + E_2)^2 \cos^2 \frac{\omega d}{2} t}} = \end{aligned}$$

$$(E_1 + E_2) \cos \frac{\omega d}{2} t = \frac{(E_1 + E_2) \cos \frac{\omega d}{2} t}{\sqrt{E_1^2 + E_2^2 + 2 E_1 E_2 \cos \omega d t}} \quad (4)$$

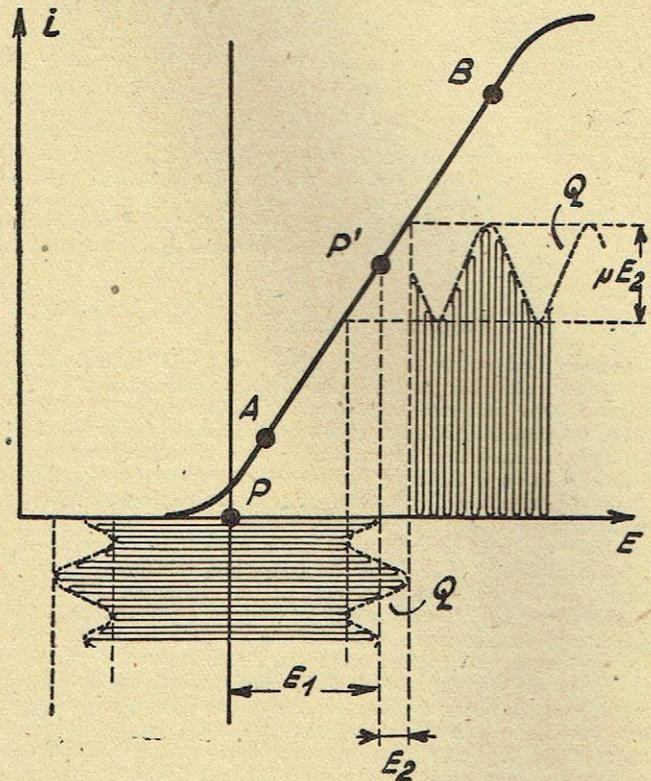


Fig. 2. — Représentation graphique de la détection des tensions de battements dans le tube mélangeur.

Revenons à l'expression (2) en transformant son deuxième facteur :

$$\begin{aligned} \sin \omega i t + \cos \omega i t \cdot \operatorname{tg} \varphi &= \frac{\sin \omega i t \cos \varphi + \cos \omega i t \sin \varphi}{\cos \varphi} = \\ &= \frac{\sin (\omega i t + \varphi)}{\cos \varphi} \end{aligned}$$

En reprenant l'expression (2) et en la comparant à (4), nous aurons

$$\begin{aligned} e &= E_1 \sin \omega_1 t + E_2 \sin \omega_2 t = \left[ (E_1 + E_2) \cos \frac{\omega d}{2} t \right] \cdot \\ &\frac{\sin (\omega i t + \varphi)}{\cos \varphi} = \\ &= \sin (\omega i t + \varphi) \cdot \sqrt{E_1^2 + E_2^2 + 2 E_1 E_2 \cos \omega d t} \quad (5) \end{aligned}$$

L'égalité (3) peut encore être présentée sous la forme

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{E_2 - E_1}{E_1 + E_2} \operatorname{tg} \left( \frac{\omega d}{2} t \right)$$

Si nous rendons

$$E_2 \leq E_1$$

on obtient approximativement

$$\varphi = - \frac{\omega d}{2} t$$

De même, on obtient alors, avec une approximation suffisante

$$\begin{aligned} \sqrt{E_1^2 + E_2^2 + 2 E_1 E_2 \cos \omega d t} &= E_1 + E_2 \cos \omega d t = \\ &= E_1 \left( 1 + \frac{E_2}{E_1} \cos \omega d t \right) \end{aligned}$$

Dès lors, l'expression (5) peut s'écrire

$$e = E_1 \left( 1 + \frac{E_2}{E_1} \cos \omega \alpha t \right) \cdot \sin (\omega_2 t + \varphi) =$$

$$= E_1 \left( \cos \frac{E_2}{E_1} + 1 \cos \omega \alpha t \right) \cdot \sin \left( \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} + \frac{\omega_2 - \omega_1}{2} t \right)$$

En posant

$$m = \frac{E_2}{E_1}$$

nous obtenons finalement

$$e = E_1 (1 + m \cos \omega \alpha t) \cdot \sin \omega_2 t$$

Cette expression est celle-là même d'une oscillation de pulsation  $\omega_2$  modulée par une oscillation  $\omega \alpha = \omega_2 - \omega_1$  avec un taux  $m = E_2/E_1$ . Après détection, c'est la pulsation modulatrice ( $\omega \alpha$ ) (différence des fréquences) qui sera révélée.

En appliquant les formules de la tension détectée données au début de cette étude, nous aurons

$$Ed = \frac{1}{2} \cdot \frac{\frac{d^2 i}{de^2}}{\frac{di}{de}} \cdot m E_1^2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{\frac{d^2 i}{de^2}}{\frac{di}{de}} \cdot \frac{E_2}{E_1} E_1^2$$

$$= \frac{1}{2} \cdot \frac{\frac{d^2 i}{de^2}}{\frac{di}{de}} E_1 E_2 = K E_1 E_2$$

où  $k$  est, en définitive, une constante pour un tube et un point de fonctionnement donnés.

On voit ainsi qu'en dépit de l'allure quadratique de la détection, la tension détectée  $Ed$  est proportionnelle à chacune des tensions composantes  $E_1$  et  $E_2$ , à condition que l'une d'elles soit nettement supérieure à l'autre (inégalité (6)).

### Explication géométrique

Après avoir lu et assimilé la petite démonstration analytique ci-dessus, n'avez-vous pas l'impression que nous vous avons joué un tour de passe-passe? Voici une détection quadratique qui assure à la sortie des tensions proportionnelles à celles qui sont appliquées à l'entrée!

Les mathématiques sont assurément un très bel instrument d'investigation, mais ne suffisent pas toujours à rendre compte de la nature physique des phénomènes. De surcroît, il semble parfois qu'on leur fait dire un peu ce que l'on veut.

Rassurez-vous. Les résultats de notre calcul sont strictement conformes à la réalité physique. On le comprendra mieux en

étudiant les phénomènes par la méthode graphique (fig. 2). Lorsque la tension  $E_1$  est bien supérieure à la tension  $E_2$ , la tension résultante appliquée à la lampe mélangeuse a l'allure représentée dans la partie inférieure de notre graphique. Le point de fonctionnement  $P$  se trouve bien dans la partie courbe de la caractéristique. Mais en fait tout se passe comme si on était en présence d'une tension alternative représentée par l'enveloppe  $Q$  de la tension agissant au point de fonctionnement  $P$  situé dans la partie rectiligne  $AB$  de la caractéristique. Dans ces conditions, l'enveloppe  $Q$  de la tension résultante demeure proportionnelle à l'enveloppe  $Q$  de la tension appliquée.

En résumé, la détection devient linéaire grâce au fait que la grande amplitude de l'une des composantes projette le point de fonctionnement dans la partie rectiligne de la caractéristique.

### Application pratique

Après ce long détour par le domaine de la théorie, revenons-en au problème qui l'a motivé dans la conception du triple générateur.

Les tensions détectées étant proportionnelles aux valeurs des tensions composantes, la mesure de ces dernières nous permettra donc de connaître les tensions obtenues à la sortie. Pour que la méthode soit applicable, il faut que l'une des deux tensions soit nettement supérieure à l'autre. Tel sera le cas de la tension  $E_1$  de l'oscillateur fixe. Bien mieux, cette tension, nous la rendrons fixe elle-même en l'amenant toujours à un niveau constant par la manœuvre de l'affaiblisseur  $P$  (fig. 1) et en la mesurant à l'aide du voltmètre-amplificateur  $VA$  dont le cadran ne comportera qu'un seul trait de repère marquant la valeur à laquelle la tension doit être ramenée.

Dans ces conditions, la tension de sortie sera proportionnelle à la tension  $E_2$  appliquée à la mélangeuse par la partie du générateur à accord variable. On choisit le niveau constant  $E_1$  de telle manière que le produit  $kE_1$  soit égal à un nombre simple, de préférence une puissance de 10, telle que 1, 10 ou 100. Dans ces conditions, la tension de sortie est lue directement sur l'atténuateur du générateur à fréquence variable dont les indications doivent être multipliées par la puissance correspondante de 10.

Pratiquement, le réglage de la tension se décompose donc en deux manœuvres élémentaires. La première, sorte de tarage préliminaire, consiste à amener l'aiguille du voltmètre  $VA$  en regard du repère par la manœuvre du potentiomètre  $P$ . La seconde consiste à régler convenablement l'atténuateur du générateur à fréquence variable.

Dans le brevet déposé par la *Société Industrielle Radioélectrique* et relatif à ce procédé de mesure, nous avons prévu de nombreuses variantes possibles, parmi lesquelles mentionnons celle où au simple potentiomètre  $P$  est substitué un atténuateur plus complet comportant, en plus de l'affaiblisseur progressif, un affaiblisseur décimal. L'affaiblisseur progressif sert au tarage du niveau, alors que l'affaiblisseur décimal permet de prévoir plusieurs valeurs de ce niveau, ce qui donne de nouvelles gammes de tensions de sortie. Le commutateur de l'atténuateur décimal permet en même temps de modifier convenablement la sensibilité du voltmètre  $VA$ , en sorte que le même trait de repère convient à toutes les gammes.

## A PROPOS D'UNE RÉPONSE

Un membre influent du S. C. R. étant allé trouver un haut fonctionnaire de la Radiodiffusion Française pour lui expliquer les doléances des auditeurs au sujet des variations continuelles de niveau de la modulation, il lui fut répondu ceci :

« Entre le microphone et l'émetteur proprement dit, il existe sur la chaîne d'amplificateur une vingtaine de potentiomètres permettant de régler le niveau de la modulation. Chaque potentiomètre étant contrôlé par un opérateur, il est très difficile, sinon impossible, d'obtenir que les vingt opérateurs successifs qui agissent indépendamment assurent une modulation correcte. »

Si, en juin 1945, un fonctionnaire « responsable » fait une telle réponse, on peut en conclure que jamais la Radiodiffusion

Française ne sortira de l'ornière où elle s'embourbe tous les jours davantage.

Ce Monsieur ignore donc que, dans une chaîne normalement organisée, un seul opérateur doit contrôler le niveau de la modulation, c'est celui qui contrôle la prise de son. Le long de la chaîne, le niveau est fait une fois pour toutes en dehors de toute modulation avec du 800 périodes (ce niveau est contrôlé au moins quotidiennement); celui-ci une fois établi, les opérateurs ne doivent sous aucun prétexte y toucher, et il n'y a qu'un technicien de l'émission, c'est le preneur de son.

Les techniciens de la Radiodiffusion Française ignorent-ils cela ou sont-ils incapables de faire respecter les règles élémentaires de l'exploitation ?

M. C.

# A PROPOS D'UNE CONFÉRENCE

Au cours de trois séances du Groupement technique de l'Industrie Radio-Électrique, M. Charlin a fait une série de conférences remarquables sur les mesures électro-acoustiques des haut-parleurs et, à cette occasion, il a donné quelques aperçus sur les résultats que l'on pouvait obtenir avec un haut-parleur du type professionnel.

En attendant la publication du remarquable travail de M. Charlin, auquel il faut d'ailleurs associer le nom de M. Chavasse, ingénieur des P.T.T., dans le laboratoire duquel la plupart des mesures ont été faites, j'ai voulu, à la fin de la conférence de M. Charlin, dire quelques mots sur les mesures que j'avais faites personnellement dans ce domaine et sur les courbes de haut-parleurs que j'avais relevées.

En ce qui concerne les méthodes de mesures, je crois que l'on peut adopter sans réserves les conclusions de M. Charlin et de M. Chavasse, conclusions qui confirment les travaux antérieurs sur la question :

Seules les mesures en champ libre, c'est-à-dire en plein air, dans de bonnes conditions, sont susceptibles de donner des résultats indiscutables; toutefois, des courbes comparables peuvent aussi être obtenues en utilisant un tunnel insonore de mesures, tel que celui réalisé au laboratoire de M. Chavasse.

Cependant, je fais pour ma part un reproche aux mesures en plein air, c'est qu'elles sont peu pratiques; d'une part, il est difficile de disposer d'un toit bien dégagé; en outre, il pleut plus de cent jours par an dans la région parisienne, et les mesures sont délicates quand il pleut; enfin, on est considérablement gêné par les bruits extérieurs: bruits d'usines, bruits d'autos, et, en ce moment, bruits d'avions. C'est pourquoi j'estime qu'il faut réserver les mesures en champ libre pour les mesures de précision et d'étude de haut-parleurs, et que, pour des mesures industrielles (par exemple vérification de tous les haut-parleurs d'une fabrication en série), il y a lieu d'adopter des mesures pouvant être faites à l'intérieur des bâtiments.

Il est hors de doute que la réalisation d'une chambre totalement sourde, susceptible de donner rigoureusement les mêmes résultats que le plein air, est pratiquement, sinon impossible, tout au moins excessivement difficile. On serait amené à utiliser des épaisseurs de l'ordre de 2 m. de matériaux absorbants... Cela nous mène assez loin. (Voir à ce sujet l'article de M. Lygrisse dans le numéro de juin 1944 de la *Radio Française*.)

Mais sans aller jusque là, on peut réaliser des chambres douces, et très douces, qui permettent d'obtenir de très bons résultats. On peut d'ailleurs noter que les mesures en chambre douce ont été déjà codifiées en Amérique dans la Standard d'Electro-acoustique, publiée par le R.M.A. en 1938.

On peut d'ailleurs remarquer que, dans une chambre sourde bien faite, les résultats obtenus sont les mêmes que pour le plein air, jusqu'à une fréquence comprise

entre 250 à 300 périodes. En-dessous de cette fréquence, des mesures sérieuses peuvent être faites en hululant la fréquence.

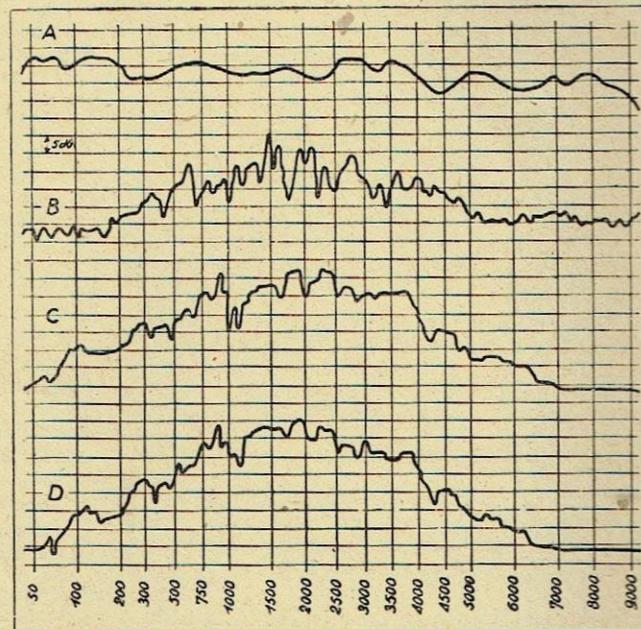
La fréquence en modulation en général se situe à 50 périodes, ce qui est insuffisant pour les très hautes fréquences, mais trop pour les très basses fréquences.

Etant donné que, dans les fréquences élevées, une chambre douce donne les mêmes résultats que le plein air, on peut hululer à très basse fréquence, par exemple, à 10 périodes-seconde.

On peut d'ailleurs combiner le hululement avec le déplacement des microphones, comme certains techniciens le font.

tats obtenus avec le matériel amateur pourrait être amélioré. Frais d'étude mis à part, une bonne membrane ne doit pas coûter plus cher qu'une mauvaise membrane. D'autre part, on peut penser qu'il manque sur le marché français un très bon haut-parleur amateur qui serait en quelque sorte intermédiaire entre les haut-parleurs courants et les haut-parleurs professionnels.

Si, demain, on développe la modulation en fréquence et à véritable haute fidélité, le technicien se trouvera dans l'impossibilité de réaliser un récepteur correct, puisqu'il n'y a pas, sur le marché, un haut-parleur « amateur » répondant au problème.



A. Courbe d'un ensemble à très haute fidélité.  
B. Récepteur radio bon marché.  
C. Récepteur de bonne qualité.  
D. Le même, et position « sélectivité ».

En résumé, si les mesures de précision nécessitent l'emploi du champ libre, j'estime pour ma part que des études électro-acoustiques particulièrement fructueuses peuvent être faites dans les meilleures conditions d'économie et de rapidité par l'emploi d'une chambre sourde, ou d'une chambre douce.

Je reviendrai d'ailleurs sur la question, en indiquant la différence de résultats obtenus en plein air et en chambre douce.

En ce qui concerne les courbes relevées sur des ensembles récepteurs commerciaux, on peut constater l'écart considérable qui existe entre ces résultats et ceux obtenus avec le matériel professionnel.

Il n'y a pas lieu de s'en étonner outre mesure, car, en toute objectivité, les résultats ne sont pas comparables, le rapport des prix entre le matériel amateur et le matériel professionnel étant de l'ordre de grandeur de 1 à 100, mais on peut toutefois penser que, pour une étude vraiment sérieuse de la question, les résul-

Un dernier mot encore au sujet des haut-parleurs: on n'insistera jamais assez sur le fait qu'un haut-parleur en lui-même n'a pas plus de signification qu'un tube amplificateur considéré tout seul.

Un haut-parleur fait partie d'un tout et en particulier la seule courbe électro-acoustique qui intéresse l'utilisateur, c'est la courbe correspondant au résultat global du système dans lequel le haut-parleur est utilisé. C'est alors qu'interviennent, d'une façon considérable, les caractéristiques de la lampe finale, le montage de celle-ci, et surtout la façon dont est réalisé l'écran, sans lequel on ne peut utiliser un haut-parleur, et qui est constitué, tant bien que mal (et plutôt mal que bien) par le coffret du récepteur. Tout le problème est là. C'est pourquoi un équipement de mesures électro-acoustique est au moins aussi indispensable à l'utilisateur d'un haut-parleur qu'au constructeur de ces derniers.

M. C.

# TRANSFORMATEURS PARCOURUS PAR UN COURANT CONTINU

par H. GILLOUX

## Introduction

Malgré le titre de cet article, nous n'avons pas l'intention d'utiliser un transformateur statique pour son emploi en continu, nous visons plus simplement et plus particulièrement les transformateurs dont un des enroulements est parcouru par un courant continu superposé à l'alternatif, ce qui est spécia-

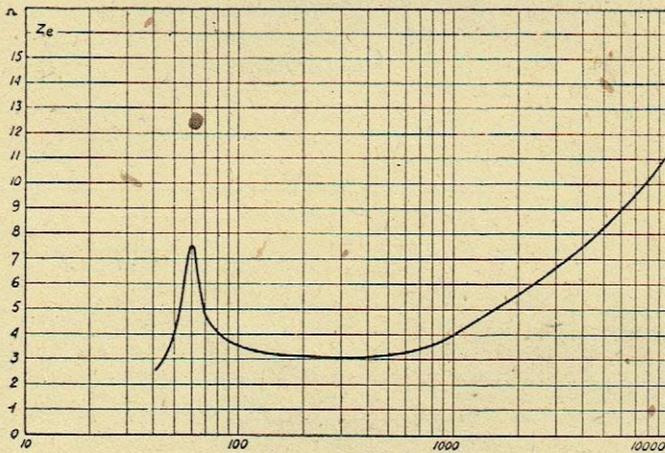


Fig. 1. -- Impédance de la bobine mobile en fonction de la fréquence.

lement le cas des transformateurs de couplage lampe-bobine mobile de haut-parleur, driver grilles d'un étage de sortie ou même de modulation. De plus, ne désirant pas empiéter sur un sujet cher à notre bon camarade Warnier, nous n'envisageons ici que des appareils de petite puissance.

Nous comptons donner des formules simples de calcul, puis quelques exemples tirés, soit des transformateurs de construction actuelle, soit de transformateurs à caractéristiques améliorées.

De plus, nous ne ferons pas ici le procès du haut-parleur, par exemple, quoiqu'il y ait beaucoup à dire sur ce sujet; nous nous bornerons à l'étude électrique, laissant aux spécialistes de l'acoustique le soin d'améliorer l'adaptation membrane-air ambiant.

## Rappel de quelques formules

La bobine mobile d'un haut-parleur présente une impédance qui peut varier suivant la construction, mais dont l'allure générale reste cependant, en fonction de la fréquence, analogue à la courbe de la figure 1. Dans le cas d'un transformateur de liaison, ou dans celui d'un transformateur de modulation, l'impédance de charge peut être considérée comme étant une résistance pure.

Soit  $Z_L$  l'impédance de charge dans tous les cas. Le montage d'une lampe débitant sur  $Z_L$  par l'intermédiaire d'un transformateur est celui de la fig. 2, correspondant au schéma général de la figure 3.

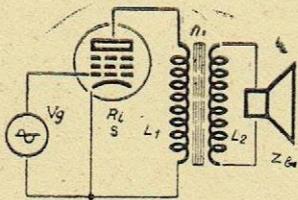


Fig. 2. -- Montage d'une lampe et d'un haut-parleur.

- Dans cette figure :
- $\mu$  = coefficient d'amplification de la lampe (S.Ri).
  - $V_g$  = tension alternative de grille.
  - Ri = résistance interne de la lampe.
  - S = pente de la lampe.
  - $\omega$  = pulsation de la fréquence considérée.
  - $L_s$  = self de dispersion,  $L_{s1}$  au primaire,  $L_{s2}$  au secondaire.
  - $L_p$  = self-induction primaire.
  - L = self-induction secondaire.
  - Lk = self-induction de couplage.
  - ZL = impédance de charge.
  - n = rapport de transformation.
  - Rp = résistance de l'enroulement primaire.
  - R<sub>s</sub> = résistance de l'enroulement secondaire.

Le schéma de la figure 3 peut se simplifier moyennant quelques remarques :

1° Aux fréquences basses, les impédances de dispersion  $j\omega L_{s1}$  et  $j\omega L_{s2}$  deviennent négligeables devant  $n^2 Z_L$ , le schéma équivalent est alors celui de la figure 4.

2° Aux fréquences élevées, l'impédance parallèle  $j\omega L_k$  devient très grande par rapport à  $n^2 Z_L$ . On peut alors la supprimer et conserver uniquement les éléments de la figure 5.

Pratiquement, Lk sera égal à la self-induction du primaire seul (Lp). C'est cette valeur que nous prendrons comme self-induction de marche à vide.

## Influence des capacités

Il est évident que le primaire et le secondaire ont chacun une capacité propre, à laquelle vient encore s'ajouter la capacité entre enroulements. Pourtant, nous pourrions presque toujours négliger ces capacités, même si elles atteignent par vice de construction, par exemple, plusieurs centaines de pF. En effet, supposons que Cp soit la capacité propre du primaire et que sa valeur soit de 400 pF, son impédance à 10.000 Hz est de 40.000 ohms environ, valeur déjà grande par rapport à  $n^2 Z_L$ . Aux fréquences plus basses, l'effet de shunt est encore moins marqué. Il serait nécessaire de tenir compte de ces effets si les impédances de charge étaient grandes, ce qui serait le cas, par exemple, pour un transformateur BF ordinaire, à rapport fortement élévateur.

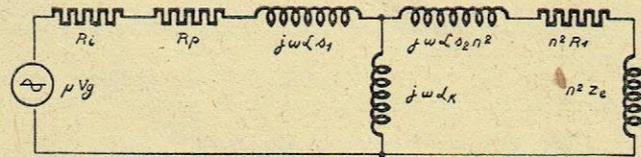


Fig. 3. -- Schéma équivalent de la lampe et du haut-parleur.

Il en résulte que, dans le domaine usuel des fréquences (50-10.000 Hz), il n'y a pas lieu de se préoccuper outre mesure des effets capacitifs, ni pour les résonances primaires ou secondaires, ni pour la résonance de dispersion.

## Pertes dans le fer

Les pertes observées dans le fer peuvent provenir soit de l'hystérésis, soit des courants de Foucault. On est toujours amené, pour éviter les distorsions, à travailler à faible induction, 2.000 à 5.000 Gauss à 50 Hz. Dans ces conditions, les pertes, principalement dues à l'hystérésis, peuvent être négligées.

Aux fréquences plus élevées, l'induction diminue corrélativement et les pertes également. Il en sera de même d'une distorsion éventuelle, en observant de plus que si le transformateur est établi pour travailler à l'induction indiquée, à pleine puissance, ce régime est exceptionnel et ne correspond qu'à des pointes de modulation. Le fonctionnement normal joue dans le bon sens pour améliorer les performances.

## Pertes Joules

Celles-ci sont beaucoup plus graves que les pertes dans le fer. Elles diminuent la puissance utilisable dans une proportion variable suivant le soin apporté à la détermination et à la construction. Cette diminution peut atteindre 30 à 45 % dans des transformateurs mal traités, elles sont égales à :

$$W_j = \frac{1}{2} i_1^2 R_p + \frac{1}{2} i_2^2 R_s$$

$$= \frac{1}{2} i_1^2 [R_p + n^2 R_s]$$

On peut en tenir compte dans le projet en considérant une résistance  $R_p + n^2 R_s$  en série avec l'impédance de charge  $n^2 Z_L$ . Il faudra en tenir compte pour l'établissement du rapport de transformation, car l'impédance de charge anodique de la lampe pourrait se trouver augmentée avec, comme corollaire, une diminution de la puissance fournie et une augmentation du taux de distorsion.

### Fonctionnement aux basses fréquences

Aux basses fréquences, nous avons vu (fig. 4) que l'impédance de marche à vide est en parallèle sur l'impédance de charge. Si l'on appelle  $a$  le rapport dans lequel est affaibli le courant secondaire, on a, en supposant  $n^2 Z_L$  purement ohmique :

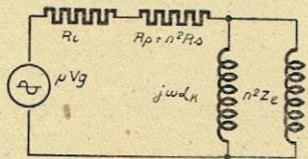


Fig. 4. — Schéma équivalent pour les fréquences basses.

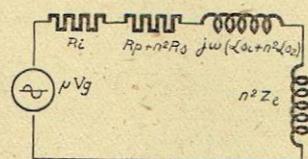


Fig. 5. — Schéma équivalent pour les fréquences élevées.

$$a = \frac{L_1 \omega}{\sqrt{L_1^2 \omega^2 + \left( \frac{R_i n^2 Z_L}{R_i + n^2 Z_L} \right)^2}}$$

ou encore :

$$a = \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{n^2 Z_L}{L_1 \omega} \right)^2} \cdot \frac{1}{1 + \left( \frac{n^2 Z_L}{R_i} \right)^2}}$$

La figure 6 donne  $a$  en décibels pour différentes valeurs de  $R_i/n^2 Z_L$  et en fonction de  $L_1 \omega/n^2 Z_L$ . On voit qu'une faible valeur de  $R_i$  est favorable pour obtenir une bonne transmission des notes basses, ce qui justifie l'emploi de triodes ou de pentodes avec contre-réaction par tension d'anode.

### Fonctionnement aux fréquences moyennes

Nous entendons par « fréquences moyennes » les fréquences situées autour de 800-2.000 Hz, pour lesquelles le haut-parleur se ramène à une impédance  $n^2 Z_L$ , en série avec la résistance  $R_p + n^2 R_s$  (fig. 7). L'impédance  $n^2 Z_L$  peut d'ailleurs, dans ce domaine, être considérée comme étant purement ohmique.

### Fonctionnement aux fréquences élevées.

Nous avons vu le schéma équivalent (fig. 5). Nous pouvons d'ailleurs observer que les impédances de dispersion  $L_{s1}$  et  $L_{s2}$  peuvent être ramenées à une valeur unique :

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

Dans le cas d'un haut-parleur, on ne peut plus supposer, aux fréquences élevées, que  $Z_L$  est purement ohmique. On peut

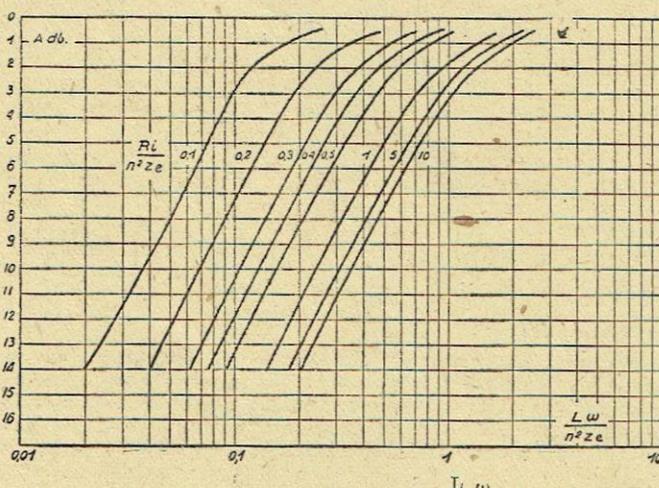


Fig. 6. — Affaiblissement en fonction de  $\frac{L \omega}{n^2 Z_L}$  pour diverses valeurs de  $\frac{R_i}{n^2 Z_L}$ .

admettre que les parties réelles et imaginaires de l'impédance  $Z_L$  sont égales, dans ce cas :

$$\vec{Z}_L = \frac{Z_L}{\sqrt{2}} (1 + j)$$

Dans ce cas, on peut définir pour  $a$  :

$$a = \sqrt{\frac{1 + \left( 1 + \frac{R_i \sqrt{2}}{n^2 Z_L} \right)^2}{\left( 1 + \frac{R_i \sqrt{2}}{n^2 Z_L} \right)^2 + \left( 1 + \frac{\omega L_s \sqrt{2}}{n^2 Z_L} \right)^2}}$$

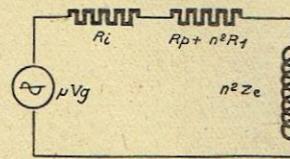


Fig. 7. — Schéma équivalent dans le cas des fréquences moyennes.

La figure 8 donne  $a$  en décibel, pour différentes valeurs de  $R_i/n^2 Z_L$  en fonction de  $\omega L_s/n^2 Z_L$ .

Dans le cas où  $Z_L$  reste ohmique, alors :

$$a = \left| \frac{R_i + n^2 Z_L}{R_i + n^2 Z_L + j L_s \omega} \right|$$

d'où l'on tire :

$$a = \sqrt{1 + \left( \frac{\omega L_s}{n^2 Z_L} \right)^2 \left( \frac{1}{1 + \frac{R_i}{n^2 Z_L}} \right)^2}}$$

Les valeurs de  $a$  correspondantes sont assez différentes et peuvent être aisément déterminées. On retrouve ainsi le résultat connu que la réponse aux fréquences élevées est améliorée lorsque la résistance interne de la lampe est élevée.

### Etablissement du projet

Nous sommes maintenant en mesure d'établir le projet de transformateurs, pour cela nous nous donnons :

- 1° La lampe et, par suite  $R_i$ , et l'impédance de charge optimum.
- 2° La fréquence basse pour laquelle nous admettons une chute de 3 décibels par exemple.
- 3° La fréquence haute pour laquelle nous admettons la même chute.
- 4° L'impédance de la bobine mobile ou, d'une façon générale, l'impédance  $Z_L$ .

En possession de ces divers éléments, nous pouvons déterminer :

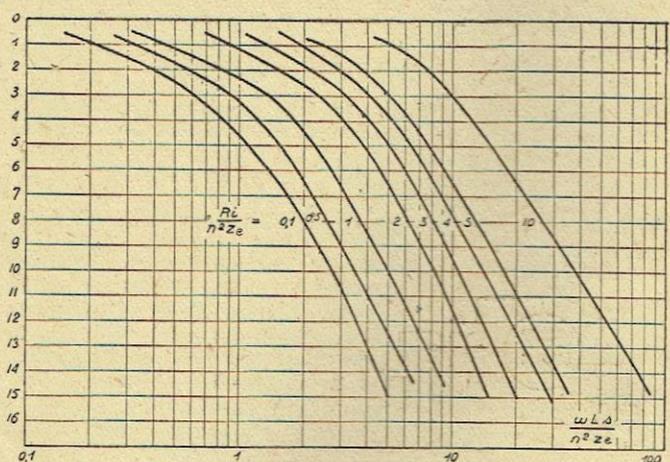


Fig. 8. — Affaiblissement en fonction de  $\frac{\omega L_s}{n^2 Z_L}$  pour diverses valeurs de  $\frac{R_i}{n^2 Z_L}$  (fréquences basses).

- 1° La self-induction du primaire (valeur minimum).
- 2° La self-induction de dispersion (valeur maximum).
- 3° Une valeur approchée de  $n$ , qu'il faudra corriger pour retrouver la valeur convenable d'impédance d'anode de la lampe.

Cette détermination pourra être faite en supputant la résistance des enroulements. Approximativement, on pourra prendre

pour valeur de  $R_p + n^2R_s$  10 % de l'impédance d'anode dans le cas d'enroulements de cuivre et 20 % dans le cas d'aluminium.

**Calcul de la self-induction primaire**

On pourra utiliser la formule de Hanna, on pose :

- $\mu$  = perméabilité de la tôle, = B/H.
- $\mu\Delta$  =  $\Delta B/H\Delta$ .
- $s$  = section du noyau en  $cm^2$ .
- $N$  = nombre de spires.
- $l$  = longueur de la fibre moyenne en cm.
- $a$  = longueur de l'entrefer en cm.
- $I$  = courant continu en ampères.

On a :

$$\frac{LI^2}{V} = \frac{B^2}{0,4\pi} \frac{\left(\frac{1}{\mu} + \frac{a}{l}\right)^2}{\frac{1}{\mu\Delta} + \frac{a}{l}} \cdot 10^{-8}$$

ou V est le volume du fer en  $cm^3$ .

$$\frac{NI}{l} = \frac{B}{0,4\pi} \left(\frac{\mu}{1} + \frac{l}{a}\right)$$

Les courbes de la figure 9 donnent pour trois qualités de

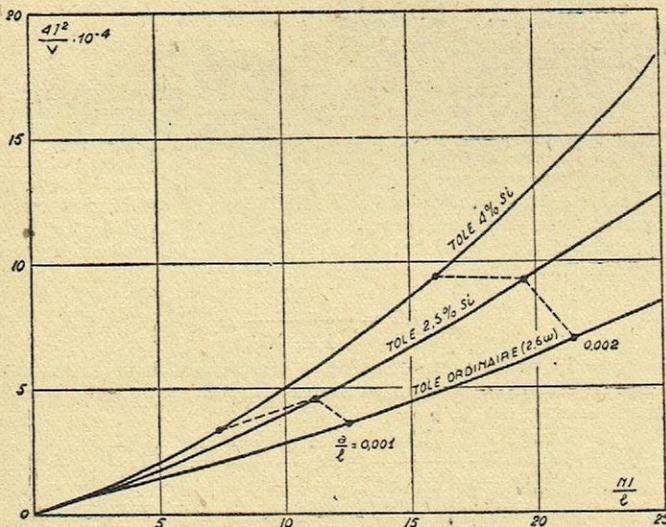


Fig. 9. — Calcul par la formule de Hanna, de la self-induction primaire.

tôles différentes les valeurs de

$$LI^2/V \text{ et } \frac{a}{l}$$

en fonction de  $NI/l$ .

Le calcul une fois effectué, il sera nécessaire de vérifier qu'à la fréquence basse considérée (correspondant à -3 db), l'induction dans la tôle ne dépasse pas une valeur acceptable, comprise entre 2.000 et 5.000 Gauss. Pour cela, on déterminera la tension correspondant au maximum de puissance (en tenant compte de la réduction d'impédance). Dans le cas considéré (-3 db), cette tension sera  $\sqrt{2}$  fois plus petite qu'à la fréquence de base de 300 Hz. On utilisera alors la formule classique :

$$E = 4,44 Bsnf \cdot 10^{-8}$$

**Cas de push-pull**

Dans le cas d'un transformateur destiné à un étage symétrique on ne doit avoir, en principe, aucun courant continu, puisque les deux moitiés de l'enroulement sont parcourues en sens inverse par les courants anodiques. En réalité, il sera prudent de calculer la self-induction par la méthode précédente, en tenant compte d'un déséquilibre éventuel de 20 %, ou en prenant comme courant continu parcourant le primaire un courant égal à 10 % du courant continu total. Ce dernier sera pris égal à la somme des courants des deux lampes.

En général, dans ce cas, la vérification de Bm imposera le nombre de tours, plutôt que la condition de self-optimum calculée suivant la figure 6.

**Calcul de la self-inductance de dispersion**

En se basant sur les dimensions de l'enroulement et du circuit magnétique, la self de dispersion se calcule suivant la formule classique (fig. 10).

$$L_s = L_{s1} + n^2L_{s2} = 0,4 \frac{Np^2}{h} \cdot Um$$

$$(3 dl + dp + ds) \cdot 10^{-8} \text{ Henrys.}$$

où :

- $Np$  = nombre des spires primaires.
- $h$  = hauteur des enroulements en cm.
- $Um$  = périmètre moyen des spires.
- $dl$  = épaisseur de l'isolement entre enroulements, en cm.
- $dp$  = épaisseur du primaire.
- $ds$  = épaisseur du secondaire.

Si la valeur ainsi trouvée est trop grande, une première méthode de réduction consiste à bobiner le secondaire entre deux primaires (ou vice versa). Dans ce cas, la self de dispersion devient :

$$L_s = 0,1 \frac{Np^2}{h} Um (6 dl + dp + ds) \cdot 10^{-8} \text{ Henrys.}$$

Une deuxième solution consisterait à diminuer le nombre de spires, en augmentant la section de la tôle pour obtenir le même valeur de self-induction primaire. Cette solution est d'ailleurs une arme à deux tranchants, car  $Um$  augmente et, de plus, on peut ainsi tomber dans des valeurs gênantes de section du noyau.

**Exemple de calcul**

Nous envisagerons l'établissement d'un transformateur de liaison 25 L6/bobine mobile, avec enroulements aluminium, ce qui constitue un projet inédit.

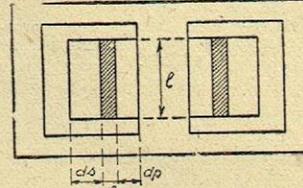


Fig. 10. — Calcul de la self-induction de dispersion. Éléments du calcul.

**Transformateur pour 25 L6, bobinage aluminium**

En nous reportant au catalogue des constructeurs, nous voyons que les caractéristiques de la lampe sont les suivantes :

- $E_a = 110 \text{ V}$ .  $E_{g2} = 110 \text{ V}$ .
- $E_g$  crête = 7,5 V., soit 5,3 Veff.
- $K = 82$ .
- $R_i = 10.000 \text{ ohms}$ .
- $I_a$  moy. = 50 mA.
- $Z_a = 2.000 \text{ ohms}$ .
- $W_u = 2,2 \text{ W} - 10 \% \text{ distorsion}$ .

**Réponse aux fréquences basses**

Nous prendrons :

$$Z_a = n^2Zl + R_p + n^2R_s$$

et nous calculerons :

$$\frac{R_i}{Z_a} = \frac{10.000}{2.000} = 5$$

En nous reportant à la figure 6, nous trouvons sensiblement :

$$\frac{L_1\omega}{Z_a} = 0,9$$

Si nous admettons une chute de 3 db à 80 Hz, on obtient :

$$L_1 = \frac{0,9 \cdot 2000}{500} = 3,6 \text{ H.}$$

Comme nous voulons établir en transformateur à enroulements aluminium, nous pouvons admettre :

$$\frac{R_p + n^2R_s}{Z_a} = 75 \%$$

et, par suite :

$$n^2Zl = 1500 \Omega$$

A 300 Hz, l'impédance de la bobine mobile est de 3,5 ohms (fig. 1), et par suite :

$$n^2 = \frac{1500 \text{ } \omega}{3,5} = 430$$

$$n = \sqrt{430} = 20,5$$

### Réponses aux fréquences élevées.

Nous admettrons à 4.000 Hz une chute de 3 db, mais l'impédance de la bobine mobile est alors de 7,5 ohms. Nous avons par suite :

$$n^2 Z_l = 430 \cdot 7,5 = 3220$$

et  $Z_a$  :

$$3220 + 500 = 3720$$

En nous reportant à la figure 8 nous avons :

$$\frac{R_i}{Z_a} = \frac{10.000}{3720} = 2,7$$

$$\frac{\omega L_s}{Z_a} = 2,8$$

Ce qui donne finalement :

$$L_s = \frac{2,8 \cdot 3720}{20.000} = 0,52 \text{ H.}$$

### Calcul du primaire

Nous choisirons une tôle de 45 (fig. 11). La surface de cette tôle est de 13,5 cm<sup>2</sup>. La bride de serrage standard limite l'épaisseur du paquet à 15 mm, ce qui donne un volume de 20 cm<sup>3</sup>. On a :

$$\frac{L I^2}{V} = \frac{3,6 \cdot 25}{20} \cdot 10^{-4} = 4,5 \cdot 10^{-4}$$

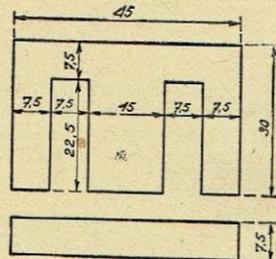


Fig. 11. — Tôle de 45 pour transformateur de petit haut-parleur (25L6).

En choisissant une tôle de 2,5 % de Si, on a : ( $l = 9 \text{ cm}$ ).

$$\frac{N I}{l} = 11$$

D'où :

$$N = \frac{11 \cdot 9}{0,05} = 1980 \text{ sp.}$$

Nous choisirons un fil de 15/100 (densité de courant : 3 A/mm).

La spire moyenne est dans ces conditions de 7 cm, la longueur de l'enroulement de 140 m, le fil d'aluminium utilisé ayant une résistance de 1,58 ohm/m, la résistance  $R_p$  sera finalement de 220 ohms.

### Calcul du secondaire

Le rapport de transformation à choisir est de 20,5, le secondaire doit, par conséquent, comporter 96 spires.

La puissance moyenne délivrée par la lampe peut être prise égale à la moitié environ de la puissance catalogue, soit 1 W. Dans ces conditions, à 800 Hz le courant secondaire sera de 0,53 A, soit avec une densité de courant de 3 A/mm, un diamètre de fil de 5/10.

La longueur de la spire moyenne ressort à 8,7 cm environ, et par suite la longueur totale de l'enroulement à 8,35 m.

Le fil utilisé ayant une résistance de 0,15 ohm/m, la résistance du secondaire ressort à 1,17 ohm et la résistance transformée à :

$$n^2 R_s = 1,17 \cdot 430 \approx 500 \Omega$$

On a donc, pour les résistances passives :

$$R_p + n^2 R_s = 720 \Omega$$

L'impédance de charge deviendra :

$$n^2 Z_l + R_p + n^2 R_s = 1500 + 720 = 2220$$

et les pertes :

$$\frac{720}{2220} \cdot 100 \% \approx 33 \%$$

### Observations

1° On ne peut pas augmenter le diamètre du fil pour des raisons d'encombrement; le transformateur ainsi construit ne sera pas fameux.

2° On peut arranger les choses en augmentant la section de la tôle. Le fait de passer de 15 mm à 20 mm permet de diminuer le nombre de spires de 1.980 à 1.600 pour le primaire,

et de 96 à 77 pour le secondaire. Les nouvelles résistances sont alors de :

$$\begin{aligned} R_p &= 180 \Omega \\ R_s &= 0,95 \Omega \\ R_p + n^2 R_s &= 590 \Omega \end{aligned}$$

Le transformateur est alors acceptable, et concorderait sensiblement avec les hypothèses initiales.

On retrouve un fait déjà bien connu en électrotechnique concernant les transformateurs à enroulements aluminium.

3° Nous n'avons jamais parlé de l'entrefer : celui-ci est très petit et sera constitué uniquement par l'entrefer naturel des tôles, sans interposition de cales isolantes.

### Transformateur de 15 mm. Self-inductance de dispersion

Dans le cas précédemment étudié, la self-inductance de dispersion calculée suivant la formule indiquée, et en fonction des cotes d'encombrement des enroulements et de l'isolant, ressort à 0,04 H.

On pourra donc être parfaitement tranquille de ce côté, le transformateur ainsi établi passera parfaitement les notes élevées.

### Emploi de la contre-réaction

Il existe un moyen d'arranger complètement les choses, c'est d'employer une contre-réaction par tension d'anode (fig. 12). Dans ces conditions (voir pour les détails : H. Gilloux. Détermination des caractéristiques d'une penthode avec contre-

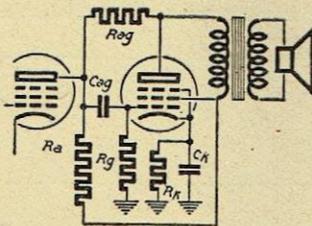


Fig. 12. — Montage d'une lampe de sortie avec contre-réaction par tension, réduisant la résistance interne du tube.

réaction. *Radio Française*, juillet 1940), si  $R_i$  est la résistance interne sans contre-réaction,  $K$  le coefficient d'amplification de la lampe,  $t$  le taux de contre-réaction, la résistance interne diminue beaucoup et devient :

$$R'i = \frac{R_i}{1 + Kt}$$

Avec 10 % de contre-réaction, correspondant à une diminution de distorsion dans un rapport de 1 à 2,25, la nouvelle résistance interne est de :

$$R'i = \frac{10.000}{1 + 82 \cdot 0,1} = \frac{10.000}{9,2} \approx 1100 \Omega$$

Dans ces conditions, en admettant une perte de 3 db à 80 Hz, on a :

$$\frac{R'i}{Z_a} = \frac{1100}{2000} = 0,55$$

$$\frac{\omega L_1}{Z_a} = 0,45$$

et finalement :

$$L_1 = \frac{0,45 \cdot 2000}{500} = 1,8 \text{ H.}$$

De même, avec - 3 db à 4.000 Hz, on a :

$$\frac{R'i}{Z_a} \approx \frac{1100}{3720} \approx 0,3$$

$$L_s = \frac{0,8 \cdot 3720}{20.000} \approx 0,15 \text{ H.}$$

Finalement, avec un circuit magnétique en tôle 2,5 % Si, jambe centrale de 15 mm, le transformateur peut présenter les caractéristiques suivantes :

$$\begin{aligned} P &= 1.350 \text{ spires.} \\ S &= 66 \text{ spires.} \end{aligned}$$

Sans pousser plus loin le calcul, on se rend compte que l'on pourra gagner considérablement, et on pourra logiquement tabler sur un rendement à 800 Hz de l'ordre de 80 %, avec chute de 3 db à 80 Hz et à 5.000 Hz. Il sera, en effet, possible d'utiliser un fil plus gros, en particulier pour le secondaire, puisque la résistance transformée joue le rôle principal dans les pertes par effet Joule.

# APPLICATION DES REDRESSEURS AUX VOLTMÈTRES A LAMPES

Voir RF vol 44 (31)

par Paul MICHEL

Tout conducteur qui, suivant le sens du courant qui le traverse, présente une dissymétrie de conductibilité est un détecteur.

La loi d'Ohm ne s'applique pas; en envisageant uniquement les caractéristiques extérieures, c'est-à-dire  $i = f(u)$ , les détecteurs se rangent en trois catégories.

I. Les caractéristiques sont des lignes courbes qui, dans les régions où l'on travaille, peuvent généralement être confondues avec une parabole (fig. 2) (détecteur par lampes).

II. Les caractéristiques sont des lignes courbes qui peuvent être assimilées à une fonction exponentielle (cas d'une lampe dont on n'utilise que le début des caractéristiques, pour le redressement des très faibles tensions alternatives dans le domaine initial du courant résiduel, c'est-à-dire pour des courants inférieurs à environ  $10^{-5}$  ampères, qu'on obtient toujours lorsqu'on utilise de très grandes résistances de redressement pour travailler à vide).

## Détecteurs du premier genre

On choisit le point anguleux de la caractéristique comme point de fonctionnement (fig. 1). Pour des variations sinusoïdales de  $u$  de part et d'autre de la tension moyenne  $V_0$ , le courant redressé a comme expression :

$$I_{em} = \frac{1}{\pi} U_0 [\operatorname{tg} \beta - \operatorname{tg} \alpha]$$

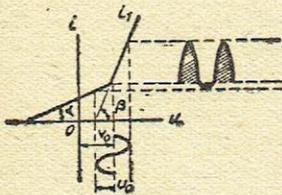


Fig. 1. — Caractéristique de redressement anguleuse.

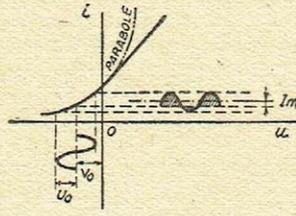


Fig. 2. — Caractéristique de redressement parabolique.

L'indication est proportionnelle à  $U$  et non plus à  $V^2$ . Ce genre d'appareil semble donc convenir particulièrement bien pour la mesure des petites d.d.p. Il n'en est rien, car d'une part, les cristaux ont une bien moins grande sensibilité et, d'autre part, s'il s'agit véritablement de tout petits effets, les deux parties rectilignes de la caractéristique ne se coupent pas en un point. Elles se raccordent par un arc de courbe, de sorte que l'on se trouve ramené dans de moins bonnes conditions au problème précédent. Lorsqu'on utilise un détecteur à cristal, il est nécessaire de l'étalonner lors d'une mesure, les chocs pouvant provoquer le dérèglement du point de meilleure détection. Cet étalonnage se fait par une méthode de comparaison suivant le schéma de la figure 3. La tension à mesurer est placée en  $ab$ , une tension continue agit en  $AB$ .  $R$  est une résistance potentiométrique; l'intensité qui la traverse est lue à l'ampèremètre  $I$ .

Les deux clefs  $K_1$  et  $K_2$  sont abaissées; le courant redressé par le détecteur  $D$  est mesuré par le galvanomètre  $G$ . Les deux clefs sont ensuite relevées; en modifiant  $R$ , on s'arrange de manière à ce que le galvanomètre donne sous courant continu la même indication que précédemment. On mesure la d.d.p. en évaluant le produit  $RI$ .

## Détecteurs du second genre

L'approximation revient à confondre  $i = f(u)$  avec une parabole dans la région considérée; le courant détecté varie alors comme le carré de la différence de potentiel  $U$  appliquée aux bornes  $A$  et  $B$  et est indépendant de la forme de l'onde  $u = f(t)$  (facteur de forme).

S'il s'agit de fonctions simplement sinusoïdales :

$$u = U_m \sin \omega t, (U_m = \sqrt{2} U)$$

et la puissance instantanée absorbée par le détecteur est égale à  $ui = U_m f(U_0) \sin \omega t + U_m^2 f'(U_0) \sin^2 \omega t + \dots$  et la puissance moyenne :

$$W = U^2 [f'(U_0) + \frac{1}{4} U^2 f''(U_0) + \dots] = \frac{U^2}{R}$$

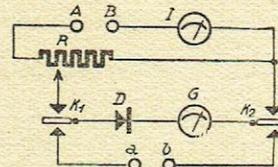


Fig. 3. — Etalonnage d'un détecteur à cristal.

La résistance du détecteur est fonction de  $U^2$ . A noter l'indépendance des termes dont l'effet est de redresser le courant (à cause de la courbure de la caractéristique) et de ceux qui contribuent à la variation de  $R$ .

S'il s'agissait de redressement de courants importants, la forme de la courbe  $i = f(t)$  interviendrait; un galvanomètre  $G_m$  électromagnétique et un autre galvanomètre,  $G_e$  électrodynamique insérés en série dans le circuit de redressement de la figure 4 A indiqueraient respectivement les élongations  $I_{em} = I_{moy}$  et  $I_{ed}$  différentes et variables suivant le facteur de forme.

C'est en particulier le cas de redressement de la tension plaque dans les postes de T.S.F.

Le facteur de forme est par définition le rapport

$$F = \frac{I_{ed}}{I_{em}}$$

et le facteur de pointe, le rapport

$$\sigma = \frac{I_m}{I_{ed}} (I_m = \sigma F I_{em})$$

(s'il s'agit de courants alternatifs simplement sinusoïdaux)

$$F = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \text{ et } \sigma = \sqrt{2}.$$

Désignons par  $q$  la résistance intérieure du redresseur; pour  $r$  la résistance d'utilisation; supposons le courant redressé avoir la forme indiquée par la figure 4 B.

Le pouvoir rectificateur du système est défini par :

$$\varepsilon = \frac{\text{Intensité moyenne du courant continu.}}{\text{Intensité du courant alternatif qui traverserait le circuit, le détecteur court-circuité.}} = \frac{I_{em}}{I}$$

Le courant alternatif redressé par l'appareil donne un courant continu différent de  $i$ , car  $q$  n'est pas constant. Dans l'hypothèse où une demi-onde seulement est redressée, on peut écrire :

$$\frac{1}{F} = \frac{I_1 - I_2}{2}$$

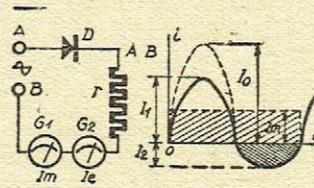


Fig. 4 A. — Schéma de montage théorique pour mettre en évidence le facteur de forme. Fig. 4 B. — Forme du courant dans un redresseur à caractéristique parabolique.

$$\varepsilon = \frac{I}{I} = \frac{1}{I} = \frac{I_1 - I_2}{2FI}$$

Généralement  $I_2$  est négligeable.

$$I_1 = \frac{V_0}{q + r} \quad I_0 = \frac{V_0}{r}$$

Le rendement  $\eta$  est exprimé par le rapport :  
On a en première approximation :

$$\varepsilon = \frac{1}{2F \left( 1 + \frac{Q}{r} \right)}$$

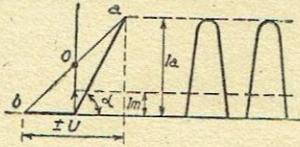


Fig. 5. — Redresseur à lampe à caractéristique linéaire.

$$\frac{W_{cc}}{W_a} = \frac{r(I F)^2}{VI \cos \alpha}$$

On sait que si  $r$  est grand, c'est-à-dire lorsque le redresseur est peu chargé,  $\varepsilon$  tend vers  $\frac{1}{2F}$ ; c'est le cas de la mesure

d'une tension de quelques dizaines de volts, soit à l'aide d'instruments ou des pastilles à oxyde de cuivre, de conductibilité unilatérale, redressent le courant, soit de galvanomètres intercalés dans le circuit d'une triode.

Les lectures faites dans ces conditions dépendent du facteur de forme  $F$ .

### Voltmètres à lampes

Considérons le redresseur unilatéral dont la caractéristique est représentée figure 5.

Dans un sens, le courant est complètement arrêté; dans l'autre sens, il circule comme à travers une résistance ohmique constante :

$$R_a = \frac{1}{S_a} = \frac{1}{\text{tg } \alpha}$$

Le courant instantané a pour expression :  $I \sin \omega t$  avec

$$I_a = \frac{U}{R_a} = S_a U = U \text{ tg } \alpha$$

La valeur moyenne  $I$  de ce courant (c'est-à-dire le courant redressé) est :

$$I^m = \frac{1}{T} \int_0^T I_a \sin \omega t dt = \frac{I_a}{\pi} = \frac{S_a U}{\pi} = \frac{2}{\pi} \times \text{OC}$$

Dans le cas d'une caractéristique parabolique, le courant redressé est égal à  $\frac{1}{2}$  OC (fig. 6).

La différence entre les deux caractéristiques est que, dans le premier cas, le courant redressé diminue proportionnellement à l'amplitude  $U$  de la tension alternative, tandis qu'avec la caractéristique parabolique, il diminue comme le carré de cette amplitude.

### Redressement par la plaque

Dans le redressement anodique, on utilise l'effet de contrôle de la tension grille  $u_g$  sur le courant plaque  $i_a$ , de sorte qu'on applique à la grille la tension alternative à redresser.

Par une polarisation négative suffisante, le courant grille

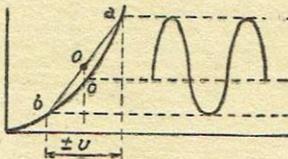


Fig. 6. — Redresseur à lampe à caractéristique parabolique.

peut être annulé de sorte que le redressement se fait alors sans consommation de courant et de puissance.

Le point de fonctionnement étant placé très bas sur la caractéristique, il y a intérêt à utiliser de faibles valeurs de tension d'anode ou de fortes valeurs de polarisation grille.

Le plein effet de redressement sera obtenu en plaçant un condensateur de court-circuit aux bornes du circuit anodique.

La plus petite tension alternative correctement mesurable est de l'ordre de 150 mV efficaces, en admettant qu'on puisse

décélérer une variation de courant plaque de 1 microampère. Mais cette variation de courant risquerait d'être masquée par le courant permanent de la lampe qui sera, par exemple, de l'ordre de 500 microampères.

On peut évidemment compenser ce courant permanent par un courant auxiliaire de sens inverse, mais il est aussi possible d'utiliser une deuxième lampe, aussi semblable que possible

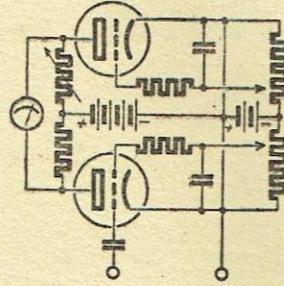


Fig. 7. — Redressement par la plaque, avec élimination du courant permanent dans le galvanomètre.

à la lampe de mesure, que l'on montera suivant le schéma de la figure 7.

### Redressement par la grille

Le redressement par la grille ne se fait pas sans dépense de puissance; il y a consommation de courant alternatif qui n'est pas toujours à négliger.

En pratique, on n'utilise d'ailleurs pas le courant grille pour effectuer le redressement.

On place dans le circuit de grille une grande résistance  $R_g$  pour le courant redressé (fig. 8), de manière à développer aux bornes de cette résistance, donc à la grille de la lampe, une grande tension redressée :

$$\Delta U_g = R_g \times \Delta I_g$$

Cette variation de la tension grille provoque alors, à son tour, une variation de courant anodique qui constitue la variable mesurée. On a donc affaire à la réunion dans une même ampoule d'un redresseur diode et d'un amplificateur de tension redressée.

Les deux fonctions sont complètement indépendantes l'une de l'autre. L'amplification ne dépend pas du courant grille, mais de la tension grille; cette dernière doit être la plus élevée possible et, pour cela, la résistance de grille doit être aussi grande que possible. On shuntera cette résistance par une capacité suffisamment grande. On prend souvent

$$R_g = 2 \text{ mégohms}$$

En admettant qu'on puisse apprécier dans le circuit plaque une variation de courant de 1 microampère et en supposant que la pente soit de 1 mA/volt, la plus petite tension alternative mesurable sera de 20 millivolts, soit environ dix fois moins qu'avec le redressement anodique.

Il faut remarquer que dans le redressement par la grille, il se forme toujours involontairement un redressement par la plaque, qui agit en sens contraire du premier, principalement pour les tensions alternatives élevées. Nous allons voir pourquoi.

Le redressement de grille diminue le courant plaque; le redressement plaque l'augmente.

Pour de petites tensions alternatives, le redressement par la grille l'emporte parce que le point de fonctionnement sur la caractéristique du courant d'anode est placé non pas très bas comme dans un redresseur par la plaque, mais assez haut comme dans un amplificateur sans distorsion. Il n'y a donc pour commencer aucun redressement anodique.

Mais pour des tensions alternatives plus grandes, le redres-

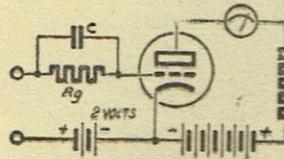


Fig. 8. — Redressement grille classique.

sement anodique prend naissance, non seulement du fait des grandes amplitudes apparaissant dans la plaque et qui peuvent atteindre le coude inférieur, mais aussi parce que la tension redressée de grille déplace le point de fonctionnement vers le bas de la caractéristique d'anode où le redressement anodique est plus accentué.

### Voltmètre Moullin

Cet appareil permet la mesure des tensions inférieures à 1,5 volt. Une triode, qui normalement fonctionne sous une ten-

sion de chauffage de 4 volts, est alimentée par une batterie de 6 volts munie d'un rhéostat assez important R. De manière à assurer une longue vie à la lampe, elle fonctionne sous la tension réduite de 3 volts environ.

La plaque est reliée au pôle positif de la batterie; un courant circule dans le circuit de plaque; il est mesuré par le galvanomètre G mis en série avec la résistance fixe  $R_1$ . Avant de faire une mesure, la grille et le filament sont réunis. En ajustant la résistance R, on règle le chauffage de la triode de façon que

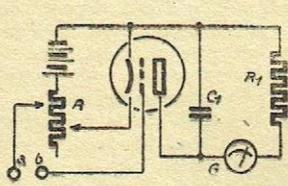


Fig. 9. — Voltmètre Moullin.

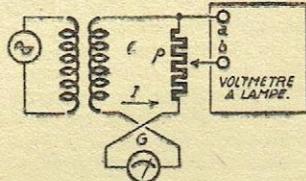


Fig. 10. — Circuit d'étalonnage d'un voltmètre Moullin.

l'aiguille du galvanomètre affleure un repère fixe sur le cadran. Des conditions identiques peuvent toujours être reproduites. On voit immédiatement que la grille est toujours polarisée négativement, de trois volts environ, par rapport au potentiel du point a (fig. 9).

L'appareil fonctionne comme il a été vu précédemment. La résistance  $R_1$  de 30.000 ohms environ sert à diminuer le potentiel des l'anode lorsque le courant I augmente; de ce fait elle rend l'échelle du galvanomètre graduée en volts sensiblement plus uniforme;  $C_1$  est une capacité dérivant les composantes alternatives du courant redressé I.

Le galvanomètre unipivot, la triode et le rhéostat sont enfermés dans un même boîtier. Le voltmètre triode absorbe une énergie de l'ordre de 4 microwatts. Sa capacité est de 5 cm. environ. La lampe utilisée comme diode sert à la mesure des tensions plus élevées, jusqu'à 20 volts.

Les indications du voltmètre Moullin sont indépendantes de la fréquence (jusqu'à  $10^7$  p.p.s.).

L'étalonnage se fait simplement en utilisant une résistance potentiométrique connue sans self, une thermocouple et une source de courant alternatif (fig. 10).

### Voltmètre à lampe pour la mesure de tensions jusqu'à 50 volts

L'appareil (fig. 11) est prévu avec trois sensibilités : 5, 15 et 50 volts.

Une penthode HF est utilisée comme détectrice plaque et, pour placer son point de fonctionnement au point favorable, une polarisation négative est fixée par un potentiomètre  $R_1$  et  $R_2$  de faible valeur.

La polarisation est d'environ 13 volts. Pour éviter l'amortissement par courant grille, des résistances de cathode sont mises en service lors de la mesure de tensions élevées (sensibilités 15 et 50 volts), elles ajoutent une polarisation automatique à la polarisation fixe.

La tension à mesurer est appliquée directement à la grille de la lampe et par l'intermédiaire d'un filtre  $R_3, C_1$  à la cathode.

Les variations du secteur n'ont pratiquement pas d'influence sur l'étalonnage de l'appareil, pour les sensibilités 15 et 50 volts, par suite de l'autopolarisation.

Par contre, sur la sensibilité 5 volts, une variation de la tension du secteur de 10 % amène une erreur de lecture de 8 %.

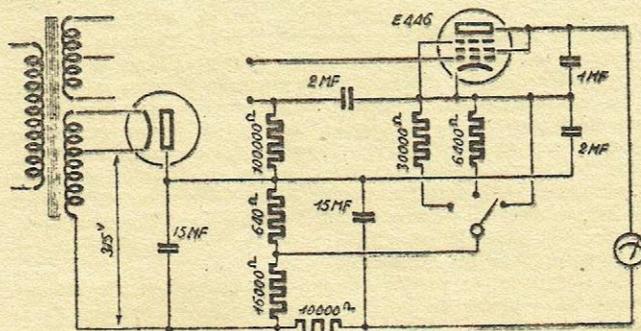


Fig. 11. — Voltmètre à lampe pratique pour la mesure de tensions jusqu'à 50 volts.

En utilisant l'appareil, prendre garde que les bornes d'entrée soient reliées par une liaison conductrice, de façon à ne pas laisser la grille en l'air. Au besoin, placer une résistance

de fuite de 2 mégohms aux bornes. Le galvanomètre utilisé comme indicateur de tension est un milliampèremètre de 2 mA.

### Voltmètre stabilisé à lampes en push-pull

On trouvera sur la figure 12 le schéma d'un voltmètre à lampes montées en push-pull et stabilisé, dans lequel les valeurs

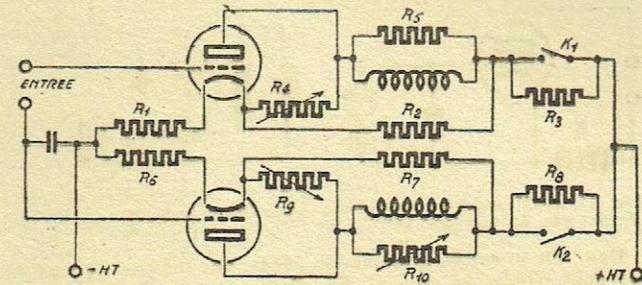


Fig. 12. — Voltmètre à lampes stabilisé et équilibré par un montage push-pull.

effectives du facteur d'amplification de la pente et de la résistance interne de deux lampes similaires prises au hasard peuvent être rendues égales. Les circuits étant montés avec des systèmes de réglage qui permettent de rendre les valeurs caractéristiques des deux lampes égales, on obtient un voltmètre extrêmement stable, qui ne nécessite pas l'adjonction de systèmes auxiliaires de stabilisation.

Sur la figure, on a représenté le montage schématique qui montre les circuits principaux et fait comprendre le mode de fonctionnement. Les différences entre les caractéristiques des deux lampes sont compensées par l'adjonction de résistances auxiliaires. C'est ainsi que des résistances montées en série dans le circuit plaque de l'une des lampes ont pour effet d'augmenter les valeurs effectives de la résistance en continu et en alternatif, mais réduisent la pente, ce qui tend à laisser invariable le facteur d'amplification. Par ailleurs, une résistance montée en shunt diminue la valeur effective de la résistance en continu et en alternatif, sans altérer la valeur de la pente, ce qui fournit un procédé pour faire varier le pouvoir amplificateur.

Le montage de la figure permet d'égaliser parfaitement les valeurs effectives du facteur d'amplification, de la pente et de la résistance en continu et en alternatif sur les deux lampes. Les réglages se font de la façon suivante : on commence par ajuster  $R_4$  et  $R_9$  en les mettant au maximum de résistance. On branche ensuite les alimentations et l'on règle  $R_1$  jusqu'à ce que le galvanomètre marque zéro. Cela fait, on baisse le commutateur  $K_1$ ; il en résulte une déviation de l'aiguille, ce qui montre que le facteur d'amplification de la lampe correspondante est trop grand pour l'équilibre du circuit. Une diminution de  $R_4$  a pour effet de réduire la résistance interne sans agir sur la pente, car le courant qui passe dans  $R_4$  n'est pas contrôlé par la grille de la lampe. Ce réglage réduit donc la valeur effective du facteur d'amplification.

La résistance  $R_9$  doit être diminuée en même temps, afin de

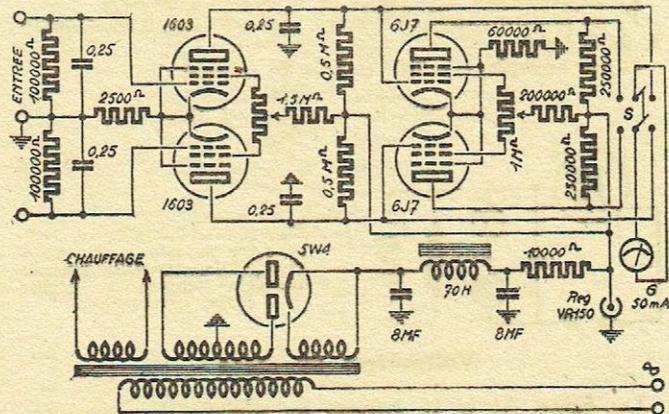


Fig. 13. — Millivoltmètre à lampes stabilisé et équilibré.

conservé l'équilibre. Lorsqu'on a obtenu l'équivalence du pouvoir amplificateur dans la première lampe, on ne doit constater aucune déviation en abaissant  $K_1$ .

# ACTIVITÉ DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

Cela fait, on abaisse  $K_2$ , et, si l'on constate un déséquilibre, on y remédie par un réglage simultané de  $R_9$  et  $R_{10}$ . Tout comme dans le cas de la première lampe,  $R_9$  fait varier la résistance interne sans affecter la pente; mais en faisant varier  $R_{10}$ , on modifie ces deux quantités, car la variation de  $R_{10}$  agit sur le courant plaque, quelle que soit l'alimentation. Dans le cas qui nous occupe, le réglage simultané de  $R_9$  et  $R_{10}$  tend à laisser la résistance interne fixe, mais fait varier la pente et, par conséquent, le facteur d'amplification.

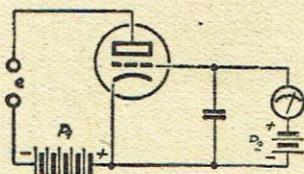


Fig. 14. — Mesure des tensions élevées par un montage inversé.

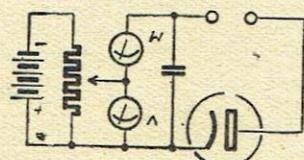


Fig. 15. — Voltmètre de crête pour la mesure des demi-ondes positives.

Dans un montage pratique, le choix des lampes s'est porté sur deux triodes du type 85. En effectuant le montage décrit et en utilisant un galvanomètre différentiel connecté en  $G_1$  et  $G_2$ , on a trouvé que le zéro électrique n'était pas modifié, même si la tension d'alimentation variait de 20 % en plus ou en moins.

Le grand avantage de ce montage, c'est qu'il n'est nullement nécessaire de choisir avec soin les deux lampes et le principe de l'équilibrage exposé ci-dessus peut être utilisé dans n'importe quel circuit nécessitant l'emploi de deux lampes de caractéristiques identiques.

## Millivoltmètre à lampes à lecture directe

La stabilité ici aussi est obtenue grâce au montage push-pull (fig. 13).

Au cours du réglage préliminaire, il faut s'assurer que les potentiels des plaques d'un même étage restent identiques; l'égalisation se fait au moyen du potentiomètre  $P_1$  ou  $P_2$  et du galvanomètre  $G$  connecté entre les plaques du premier étage, puis entre les plaques du deuxième étage, par la clef  $S$ .

On amène l'aiguille à zéro par la manœuvre des potentiomètres.

## Voltmètre inversé

### pour la mesure des tensions élevées

Dans ce montage (fig. 14), l'anode est rendue négative, cependant que la grille est au contraire portée à un potentiel positif.

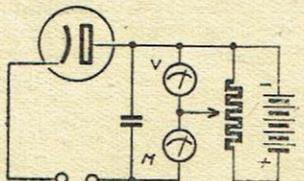


Fig. 16. — Voltmètre de crête pour la mesure des demi-ondes négatives.

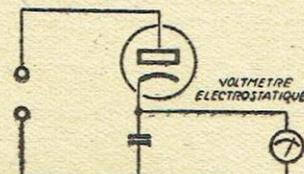


Fig. 17. — Voltmètre de crête équipé avec électromètre.

$P_1$  est faite égale à la valeur de la tension à mesurer.

$P_2$  est proportionnelle à l'inverse du coefficient d'amplification  $K$  de la lampe.

Si, par exemple,  $e = 200$  et  $K = 20$ , on aura :

$$P_1 = 200 \text{ V} \quad P_2 = \frac{200}{20} = 10.$$

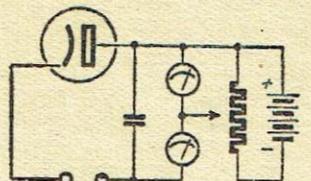


Fig. 18. — Voltmètre à lampe pour la mesure du minimum d'une tension positive variable (tension de déchet d'une oscillatrice).

## Voltmètres de crête

Les figures 15 et 16 donnent les schémas de redresseurs indiquant les valeurs de crête sur l'appareil  $V$  (en ramenant l'aiguille du galvanomètre  $M$  à zéro) pour les 1/2 ondes positives et pour les 1/2 ondes négatives.

On peut encore adopter le schéma de la figure 17 utilisant un voltmètre électrostatique.

Pour la détermination d'un voltage minimum positif (tension de déchet d'une lampe en oscillation par exemple), on peut utiliser le schéma de la figure 18.

Les réunions des 23 et 30 juin 1945 de la Société des Radioélectriciens ont été consacrées à une très intéressante conférence de M. P. Besson sur la modulation de fréquence, problème dont les applications sont à l'ordre du jour. L'auteur a d'abord fait un bref historique, rappelant que la modulation de fréquence remonte à Hertz, mais qu'elle a fait surtout son apparition en télégraphie avec la contremanipulation de l'arc et de l'alternateur. Une application indirecte en a été faite en 1930 par H. Chireix dans la modulation par déphasage. Puis Armstrong l'a appliquée à la radiodiffusion de qualité.

C'est à Helmholtz qu'on doit la définition de la fréquence instantanée qui est à la base de ces travaux. En fait, il y a toujours modulation simultanée de fréquence et de phase. Pratiquement, on module en fréquence en faisant varier la capacité ou l'inductance du circuit oscillant. Pour les postes d'une certaine puissance, on utilise la lampe à réactance, à montage simple ou équilibré (lampe capacité et lampe inductance). On peut aussi bénéficier de la multiplication de fréquence, qui affecte dans le même rapport l'excursion de fréquence, et de l'adjonction d'une fréquence supplémentaire d'hétérodyne, qui modifie la fréquence médiane. L'expression complexe de la modulation de fréquence fait apparaître l'indice de modulation. En théorie, le spectre de modulation de fréquence s'étend jusqu'à l'infini, mais en fait les bandes latérales s'affaiblissent assez vite à mesure que la fréquence augmente.

A la réception, on utilise un discriminateur à diodes, qui transforme les variations de fréquence en variations d'amplitude, plus exactement les variations de surtension du circuit oscillant en variations d'intensité de courant. La transmission est effectuée à amplitude constante, d'où la nécessité d'employer un limiteur d'amplitude, fonctionnant sans réglage automatique d'amplification. Ce système fonctionne comme un antiparasite énergétique, à condition que le rapport du signal au parasite soit supérieur à l'unité.

Le bruit de fond varie proportionnellement à la fréquence de modulation, jusqu'à la limite de l'excursion de fréquence. Le rapport de l'excursion de fréquence à la fréquence de modulation caractérise l'avantage de la modulation de fréquence.

D'une manière générale, la modulation de fréquence est avantageuse à l'émission, du fait de la constance de l'amplitude qui améliore l'amplification, la puissance et le rendement, et à la réception, grâce à la réduction des perturbations par la limitation d'amplitude. Ce dernier point de vue est particulièrement intéressant pour les postes mobiles (aviation, automobile).

M. Besson a longuement développé la technique de l'émission, décrivant des types d'émetteurs à petite et à grande puissance, ainsi que le système original d'Armstrong, caractérisé par l'élimination différentielle de l'instabilité.

Des dispositions spéciales peuvent être utilisées pour les antennes, principalement par le groupement des doublets sous forme de cadres horizontaux étagés.

Les récepteurs sont généralement des superhétérodynes, mais la superréaction peut être employée. Les mesures à effectuer, tant à l'émission qu'à la réception, sont délicates : mesures de fréquences, mesures de distorsion à l'oscillographe, mesures de déviations de fréquences.

Les irrégularités de propagation des ondes et le déphasage des ondes qui ont parcouru des trajets différents déforment la modulation de fréquence au point de la rendre méconnaissable. Il est donc indispensable de s'en tenir au rayonnement direct.

Les applications de la modulation de fréquence ont été faites avec succès dans divers domaines. En radiodiffusion, pour obtenir la haute qualité, notamment à faible distance et pour desservir les grandes agglomérations urbaines. Mais il s'ensuit le remplacement des câbles par des pinceaux d'ondes métriques.

La modulation de fréquence trouve encore son application aux transmissions de fac-simile, aux petits postes émetteurs-récepteurs pour la police, les pompiers, les incendies de forêts, pour les transmissions militaires, postes de blindés et postes d'infanterie, ces derniers portés à dos d'homme et logeant 18 lampes dans un volume de 2 à 3 dm<sup>3</sup>. En matière d'aviation, le nouveau procédé est utilisé pour les liaisons entre avions et terre et pour les altimètres.

En télévision, ce procédé donne une protection très efficace contre les « bruits de fond » et une meilleure étendue de la gamme de teintes.

En matière de téléphonie par courants porteurs sur lignes, la modulation de fréquence donne de bons résultats et réduit les brouillages.

On l'utilise enfin pour relever les courbes de réponse et pour constituer les récepteurs panoramiques appelés à fonctionner sur des gammes d'ondes très étendues.

Ainsi, malgré les réserves qu'appelle son utilisation, la modulation de fréquence a certainement un bel avenir devant elle.

# LE HAUT-PARLEUR QUADRIPOLE ÉLECTRO-MÉCANIQUE

Voir RF vol 10-1945 p. 68

par LOUIS BOË

Le haut-parleur est un appareil qui reçoit de l'énergie sous forme électrique et qui en restitue sous forme acoustique. Nous allons montrer qu'il peut être considéré comme un quadripôle électro-mécanique.

Désignons par :

U la tension appliquée aux bornes du haut-parleur (fig. 1).

I le courant traversant la bobine mobile.

E et  $Z_1$  la f.é.m. et l'impédance interne de la source de courant.

H le champ dans l'entrefer de l'aimant.

L, R l'auto-induction et la résistance de la bobine mobile.

l la longueur utile du fil de la bobine.

F la force appliquée par la membrane sur l'air extérieur.

m, s, f la masse, la souplesse et le frottement du système vibrant *seul* (c'est-à-dire sans tenir compte de la réaction de l'air).

D'après la loi de Lenz, tout se passe, au point de vue électrique, comme si une force contre-électromotrice d'induction  $Hlv$  prenait naissance dans la bobine mobile.

D'après la loi de Laplace, la force appliquée à la bobine mobile est  $HIl$ ; cette force équilibre d'une part les forces d'inertie, de frottement, etc., du système vibrant *seul* et, d'autre part, la force de réaction F de l'air.

Dans ces conditions, les équations du mouvement du haut-parleur s'écrivent :

$$U = L \frac{dI}{dt} + RI + Hlv$$

$$HIl = m \frac{dv}{dt} + f.v + \frac{1}{s} \int v dt + F \quad (1)$$

En régime sinusoïdal permanent, et en notation complexe, le système d'équations précédent devient :

$$\begin{aligned} U &= Z_0 I + Hlv \\ F &= HIl - Z'_0 v \end{aligned} \quad (2)$$

en posant :

$$\begin{aligned} Z_0 &= R + jL\omega \\ Z'_0 &= f + j \left( m\omega - \frac{1}{s\omega} \right) \end{aligned} \quad (3)$$

$Z_0$  représente l'impédance électrique de la bobine considérée seule et  $Z'_0$  représente l'impédance mécanique du système vibrant considéré seul dans le vide.

Posons, d'autre part :

$$Z_m = jHl \quad (4)$$

les équations (2) peuvent alors s'écrire :

$$\begin{aligned} U &= Z_0 I - Z_m (jv) \\ (jF) &= Z_m I - Z'_0 (jv) \end{aligned} \quad (5)$$

Il est facile de voir que les relations (5) lient les quantités U, I, (jv), (jF) sont les équations d'un quadripôle passif dont les impédances à vide (d'entrée et de sortie) sont  $Z_0$  et  $Z'_0$  et l'impédance mutuelle  $Z_m = jHl$ .

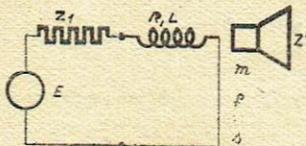


Fig. 1. — Représentation schématisée simplifiée d'un haut-parleur attaqué par une source E d'impédance interne  $Z_1$ .

(Se reporter à la formule 28 de notre deuxième article sur les Dipôles et Quadripôles.)

Nous représenterons par  $Z'$  l'impédance mécanique équivalente à la réaction de l'air. Nous avons évidemment :

$$Z' = \frac{F}{v} \quad (6)$$

qu'on peut encore écrire :

$$Z' = \frac{jF}{jv}$$

Dans ces conditions, le haut-parleur peut être représenté par le schéma de la figure 2.

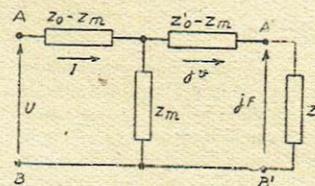


Fig. 2. — Quadripôle passif.

### Valeur de l'impédance $Z'$

L'impédance  $Z'$  est l'impédance *mécanique* due à la réaction de l'air. Nous savons qu'il ne faut pas confondre l'impédance mécanique, qui est le quotient d'une force par une vitesse et l'impédance acoustique, qui est le quotient d'une pression par un débit.

Nous avons donc :

$$Z' = \frac{F}{v} = \frac{P.S}{v}$$

Le calcul  $Z'$  est délicat et ne peut s'effectuer qu'en faisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Dans tous les cas, on démontre qu'on peut mettre  $Z'$  sous la forme :

$$Z' = r' + jm'\omega$$

$r'$  est ce qu'on appelle la *résistance de rayonnement* et  $m'$  la *masse de rayonnement*.

Lorsqu'on assimile le haut-parleur à une *sphère pulsante* de rayon  $a_1$  et de surface  $S_1$ , on a, en posant :

$$x_1 = \frac{a_1 \omega}{c}$$

(c étant la vitesse du son).

$$r' = S_1 \rho c \frac{x_1^2}{1 + x_1^2} \quad (7)$$

$$m' = S_1 \rho a_1 \frac{1}{1 + x_1^2}$$

Lorsqu'on assimile le haut-parleur à un *piston vibrant* de rayon  $a_2$  et de surface  $S_2 = \pi a_2^2$ , on a, en posant

$$x_2 = \frac{a_2 \omega}{c}$$

$$\begin{aligned} r' &= 2 S_2 \rho c A \\ m' &= 2 S_2 \rho a_2 B \end{aligned} \quad (8)$$

avec

$$A = 1 - \frac{J_1(2x_2)}{2x_2} \quad (9)$$

$$B = \frac{4 K_1(2x_2)}{(2x_2)^3}$$

$J_1$  est la fonction de Bessel de première espèce, d'ordre 1 et l'on a :

$$J_1(2x_2) = x_2 \left[ 1 - \frac{(2x_2)^2}{2 \cdot 2} + \dots \right]$$

$$K_1(2x_2) = \frac{2}{\pi} \left[ \frac{(2x_2)^3}{1 \cdot 3} - \frac{(2x_2)^5}{1 \cdot 3 \cdot 5} + \dots \right] \quad (10)$$

Le calcul montre que les valeurs trouvées en (7) et (8) pour

$r'$  et  $m'$  concordent assez bien lorsqu'on prend pour la sphère pulsante équivalente, un rayon  $a_1$  légèrement inférieur au rayon  $a$ , du piston plat. Par contre, si la directivité du haut-parleur pour les fréquences élevées s'explique bien par l'hypothèse du piston vibrant, elle ne s'explique évidemment pas

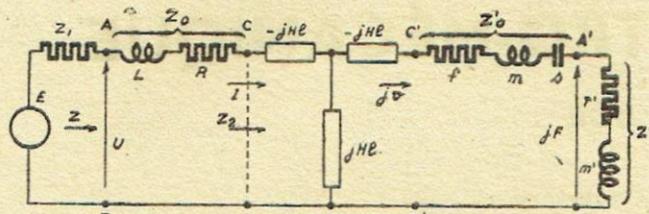


Fig. 3. — Schéma électromécanique du haut-parleur.

lorsqu'on admet l'hypothèse de la sphère pulsante. Quoi qu'il en soit d'ailleurs, les résultats précédents ne sont valables que lorsque le haut-parleur est placé sur un baffle plan infini.

### Circuits équivalents

Nous avons représenté figure 3 le schéma électromécanique complet du haut-parleur. Le quadripôle AB A'B' représente le haut-parleur seul, dans le vide. A gauche de AB, nous avons figuré un dipôle actif représentant l'amplificateur attaquant le haut-parleur. A droite de A'B' nous avons figuré le dipôle passif, Z' représentant l'impédance mécanique correspondante à la charge acoustique.

Ce schéma peut se transformer simplement en schéma électrique équivalent (fig. 4) ou schéma mécanique équivalent (fig. 5). Il suffit de remarquer que l'impédance  $Z_2$ , d'où l'on voit les bornes CD, le quadripôle CD C'D' fermé sur l'impédance  $Z_0 + Z'$ , est donné par la formule :

$$Z_2 = \frac{H^2 P^2}{Z_0 + Z'} \quad (11)$$

L'impédance  $Z_2$  est appelée impédance motionnelle du haut-parleur. Lorsque le haut-parleur vibre dans le vide, on a  $F = 0$ , c'est-à-dire  $Z' = 0$ ; cela correspond au cas du court-circuit. Dans ce cas, l'impédance motionnelle se réduit à

$$\frac{H^2 P^2}{Z_0}$$

le diagramme vectoriel de cette impédance est un cercle (appelé cercle de Kennelly), car c'est l'inverse (à une symétrie près), du diagramme vectoriel de  $Z_0$  qui est une droite, lorsque  $\omega$  varie, puisque l'on a :

$$Z_0 = f + j \left( m\omega - \frac{1}{j\omega} \right)$$

c'est-à-dire : partie réelle de  $Z_0 = \text{Cte}$ .

L'examen de la figure 5 montre que l'action exercée par la membrane sur l'air peut être considérée comme celle d'un dipôle actif de nature mécanique dont la force à vide est

$$\frac{EHl}{Z_1 + Z_0}$$

et l'impédance interne :

$$Z_0 + \frac{H^2 P^2}{Z_1 + Z_0}$$

### Rendement

De l'examen de la figure 3, nous déduisons facilement que l'énergie acoustique recueillie est :

$$r'v_e^2$$

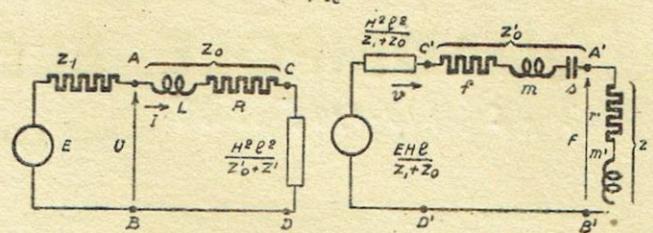


Fig. 4. — Circuit électrique équivalent.

Fig. 5. — Circuit mécanique équivalent.

tandis que l'énergie perdue dans le quadripôle AB A'B' est :

$$RI_e^2 + f.v_e^2$$

I et v désignant les valeurs efficaces.

Le rendement est donc :

$$n = \frac{r'v_e^2}{(r' + f)v_e^2 + RI_e^2} \quad (12)$$

Or, d'après les formules (2), (3) et (6), nous pouvons écrire :

$$H_Q I = Z'v + Z_0 v = \left[ (r' + f) + j \left( m\omega + m'\omega - \frac{1}{s\omega} \right) \right] v$$

soit, en valeurs efficaces :

$$e^2 = \frac{v_e^2}{\omega s} \left[ (r' + f)^2 + \left( m\omega + m'\omega - \frac{1}{s\omega} \right)^2 \right]$$

Le rendement du haut-parleur est donc :

$$n = \frac{r'}{r' + f + \frac{R}{H^2 P^2} \left[ (r' + f)^2 + \left( m\omega + m'\omega - \frac{1}{s\omega} \right)^2 \right]} \quad (13)$$

### Fidélité

Pour plusieurs raisons un haut-parleur n'est pas un appareil très fidèle. La formule (13) nous montre en effet que le rendement varie avec la fréquence et présente un maximum pour sa fréquence de résonance mécanique  $\omega_0$  définie par la relation :

$$s(m + m')\omega_0^2 = 1. \quad (14)$$

D'autre part, l'impédance Z sous laquelle on voit le dipôle passif situé à droite de AB (voir figure 3) varie aussi avec la fréquence: la puissance fournie par l'amplificateur au haut-parleur n'est donc pas constante, quand  $\omega$  varie. A noter, en particulier, que la courbe de réponse d'un haut-parleur dépend de la résistance interne  $Z_1$  du dipôle actif l'attaquant.

En guise de conclusion, retenons que lorsqu'on effectue des mesures sur les haut-parleurs, il ne faut pas oublier de définir, d'une part, la résistance interne de la source qui l'attaque et, d'autre part, les caractéristiques de l'écran (ou de l'ébénisterie) sur lequel est disposé l'appareil.

## SOMMAIRE DU TOME II — 1945 DE "LA RADIO EN FRANCE"

Le tome II — 1945 de la « Radio en France », qui paraîtra fin août ou début de septembre, sera principalement consacré à l'exposé complet et à jour de toutes les techniques développées en France et à l'étranger, de 1940 à 1945.

En particulier, on y trouvera des indications sur le radar, les différentes techniques de la modulation par impulsion, de ses applications à la radiodiffusion à plusieurs voix, les conducteurs tubulaires pour très haute fréquence, les radiateurs et collecteurs coniques qui remplacent les antennes.

Dans la partie télévision, on trouvera la description de tous les progrès faits en télévision, en Europe et en Amérique, et

en particulier la description complète du système « Scopony », destiné à révolutionner la technique de la projection sur grand écran par voie électronique.

En outre, on y trouvera la description complète d'un récepteur de télévision commercial et de nombreux articles originaux.

Le tome II — 1945 de la « Radio en France » réunira la documentation la plus complète publiée dans notre pays depuis la libération.

Le tome III, qui sera publié en octobre, sera principalement consacré au développement du récepteur de radiodiffusion.

# APPAREIL POUR LA MESURE DES VARIATIONS D'ISOCRONISME DANS LES ENREGISTREMENTS SONORES

## I. — Position du problème

Les variations d'isochronisme font partie des défauts désagréables qui peuvent se produire surtout lors de l'enregistrement. La façon la plus simple de les déterminer consiste à faire une écoute. Mais comme l'effet subjectif gênant dépend beaucoup du genre de reproduction et qu'une série d'autres facteurs intervient encore dans le résultat (entraînement et fatigue de l'opérateur), le besoin se fit bientôt sentir d'un appareil qui puisse déterminer de façon objective ces variations d'isochronisme. Un certain nombre de dispositifs répondant à ce désir ont été proposés et décrits durant ces dernières années. Dans la plupart de ces appareils, l'instrument de mesure prévu est un oscillographe. Mais un oscillographe est relativement compliqué, de maniement malaisé, si bien qu'il n'est pas très indiqué pour le contrôle d'appareils industriels. D'autre part, un dispositif fonctionnant sur des principes différents nécessite un enregistrement photographique pour le relevé des petites variations de hauteurs de sons.

Pour le service d'enregistrement sonore de la radiodiffusion, on avait besoin d'un appareil qui puisse être utilisé de la façon la plus simple possible à des essais sur les appareils d'enregistrement et de reproduction sonores. Un appareil commode à manipuler est l'indicateur enregistreur rapide de niveau (indicateur enregistreur d'atténuation) de Neumann. De ce fait se posait la question de savoir si, avec cet appareil, on pouvait obtenir une mesure utilisable de la variation.

Une variation de la hauteur d'un son peut être considérée, au point de vue physique, comme une modulation en fréquence. Dans une représentation donnée, l'action subjective gênante d'une telle variation dépend essentiellement de deux facteurs, savoir : de la courbe de fréquence (swing) et de la fréquence de la modulation. Des variations lentes s'étendant d'environ 0,3 à 10 Hz sont perçues comme des glissements ou des gémissements. L'oreille est très sensible aux variations de fréquences dans ce domaine et peut, dans certaines conditions, constater des écarts de hauteur de son de quelques pour mille. Lors de la reproduction de musique particulièrement critique, on considère généralement comme gênante toute variation dépassant 0,3 %. Si les variations sont plus rapides, l'oreille n'est plus en

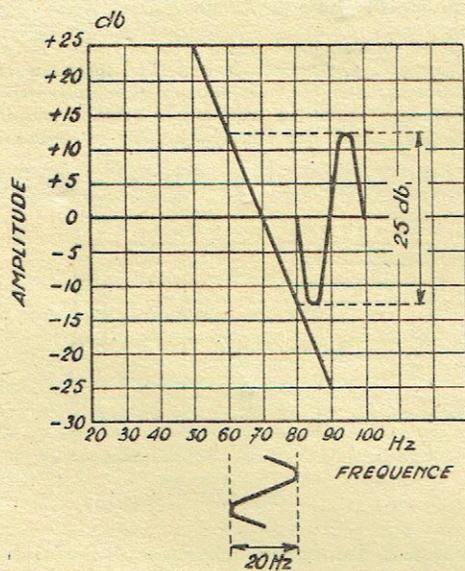


Fig. 1.

mesure de suivre les variations isolées et perçoit alors un son rauque ou enroué. C'est le taux d'harmoniques qui est alors prépondérant dans l'effet de distorsion.

Dans un appareillage d'enregistrement intégré dans un service de radiodiffusion et avant tout dans les appareils à disques, l'expérience montre que ce sont les variations lentes dont la

fréquence est comprise entre 1 et 5 Hz qui se manifestent comme particulièrement gênantes. De ce fait, le dispositif de mesure devait en première ligne rendre possible la perception impeccable de ces troubles. Pour des fréquences aussi basses, la vitesse de déviation de l'enregistreur de niveau Neumann est

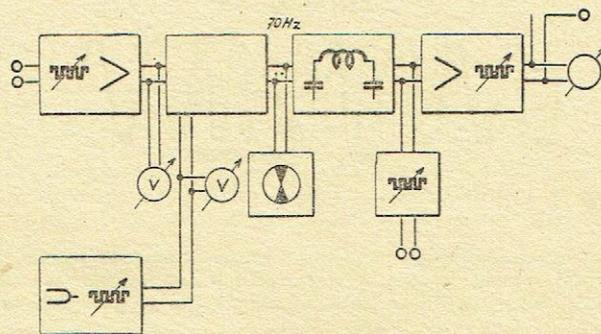


Fig. 2.

encore suffisante, il semble donc convenable d'établir un appareillage de mesure sur ces bases.

Les principales exigences imposées à cet appareil étaient les suivantes :

1° Possibilité de mesurer de façon simple et industriellement sûre de lentes variations de son, l'amplitude des variations devant être encore décelable lorsqu'elle n'est que de 0,05 % ;

2° L'indication de l'appareil correspondant à la variation doit être indépendante de la modulation en amplitude éventuellement coexistante. (Dans tous les appareils d'enregistrement, il faut compter sur l'apparition de certaines variations de l'amplitude.)

## II. — Fonctionnement et réalisation

Une fréquence musicale empruntée à un générateur à fréquence constante est imprimée sur le support d'enregistrement. Lors de la reproduction de cette impression, les variations de la tension alternative produite seront mesurées et cela à l'aide d'un réseau dont la courbe est à flancs raides, la modulation de fréquence se trouvant transformée en modulation en amplitude.

La courbe du filtre de l'appareil est représentée dans la figure 1, sa pente est de 1,25 db/Hz. Si, par exemple, la fréquence reproduite par le support d'enregistrement est de 70 Hz, on obtient une variation de la tension de sortie de 1,25 db pour 1 Hz de variation de fréquence. Il est connu qu'on peut augmenter la sensibilité en ne se servant pas immédiatement de 70 Hz, mais en la produisant comme différence entre une fréquence plus élevée recueillie sur le porteur d'enregistrement et une fréquence fixe appropriée. Si, par exemple, on n'a pas imprimé 70 Hz, mais 700, on obtient une sensibilité dix fois supérieure. Il est fait usage de cette possibilité.

Le schéma de principe de l'appareil est représenté figure 2. La fréquence de mesure de 780 Hz provenant du porteur d'enregistrement parvient au modulateur en passant par un amplificateur. Elle y est superposée avec une fréquence de 850 Hz qui, en raison de la grande stabilité requise, est produite au moyen d'un générateur à diapason. A la sortie du modulateur, on a différence des fréquences, soit 70 Hz. Le réglage exact de cette fréquence peut être contrôlé sur un œil magique couplé par un circuit à résonance pointu. En outre, derrière le modulateur se trouve la chaîne de filtres. C'est au moyen des flancs à pente raide de la courbe du filtre que la modulation en fréquence est transformée en modulation en amplitude. La chaîne de filtres supprime en outre les combinaisons de sons prenant naissance dans le modulateur. A la sortie du filtre, on pourrait déjà brancher l'inscripteur de niveau Neumann par l'intermédiaire d'un potentiomètre. Comme il s'agit d'un appareil à cou-

rant alternatif, un redressement ultérieur n'est pas nécessaire. De plus, un amplificateur est prévu derrière le modulateur, celui-ci fournit la tension à un appareil de mesure inclus, ce qui permet de lire à chaque instant la variation de vitesse. L'inscripteur de niveau Neumann est muni d'un potentiomètre donnant une atténuation de 25 db. En raison de la pente du

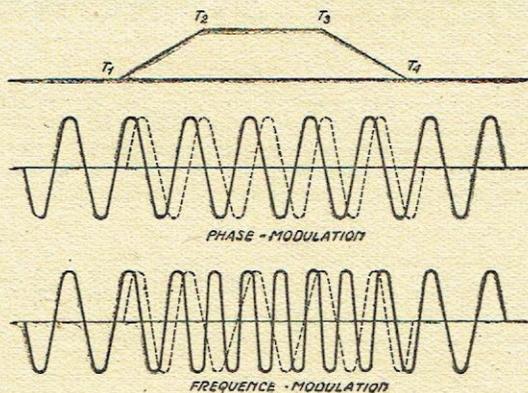


Fig. 3.

filtre, on obtient alors une elongation de 1 mm. sur le papier d'enregistrement dès que la fréquence que l'on mesure varie de 0,05 %. Cette sensibilité est suffisante dans la plupart des cas.

On a cependant prévu la possibilité d'augmenter encore la sensibilité. A cet effet, le générateur étalon peut fournir à volonté par commutation une fréquence de 3.000 Hz. La fréquence à imprimer sur le porteur d'enregistrement doit alors être choisie de 2.930 Hz. On obtient de cette façon une augmentation de la sensibilité d'environ 3,5 fois. D'autre part, dans beaucoup de cas, la sensibilité donnée précédemment est déjà trop grande. C'est pourquoi la chaîne de filtres est munie d'une commutation lui permettant d'avoir une pente moins raide. De cette façon, la sensibilité est réduite de moitié et le domaine de mesure augmenté d'autant.

Une fonction importante imposée à l'appareil consistait en ceci que la mesure de la modulation de fréquence devait rester indépendante de toute modulation en amplitude. Cette condition n'est pas remplie sans autre forme de procès, une variation d'amplitude de 1 db de la tension d'entrée agira comme variation de la fréquence 70 Hz correspondant à 1 db, c'est-à-dire donnera l'impression d'une variation de fréquence apparente de 0,1 %. Comme avec tous les procédés de gravure, il faut compter sur les variations d'amplitude de 1 db, l'erreur qui en résulte est relativement importante. Elle pourrait être diminuée par une augmentation supplémentaire de la pente des flancs de la courbe de filtre. Mais cette augmentation entraîne un rétrécissement du domaine de mesure. Pour cette raison l'appareil a été rendu pratiquement indépendant de toute modulation en amplitude pratiquement possible, ceci au moyen d'une exécution spé-

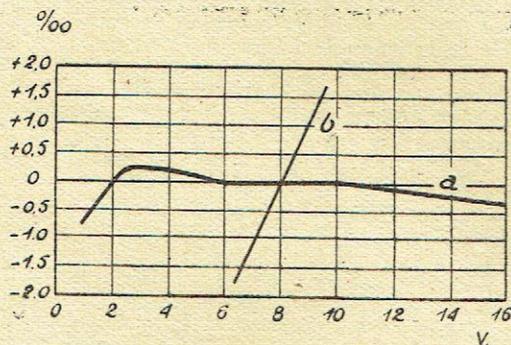


Fig. 4.

cial du modulateur. Le schéma de principe du modulateur est donné dans la figure 3. Il travaille avec deux hexodes montées en push-pull. Les tubes mélangeurs de ce type possèdent la propriété que leur pente de conversion est, dans de larges limites, indépendante de la tension d'oscillation. Cela veut dire que dans le domaine des amplitudes en question la tension de sortie ne

dépend pas non plus de la tension d'oscillation. On utilise de la façon suivante ce fait qui est à concevoir comme un certain phénomène de saturation. La fréquence à mesurer est conduite à la troisième grille de l'hexode et son amplitude est réglée de façon que le domaine de saturation soit atteint. La tension provenant du générateur étalon est appliquée à la première

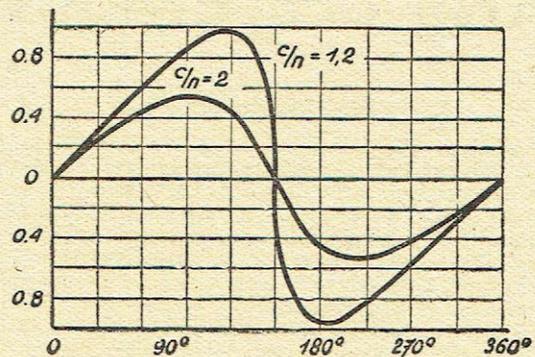


Fig. 5.

grille, la tension de sortie (70 Hz) reste alors dans de larges limites indépendante de l'amplitude de la fréquence à mesurer. Pour obtenir des rapports aussi purs que possible, le dispositif est monté en push-pull, de façon que la tension de la fréquence à mesurer qui est élevée en soit annulée à la sortie.

L'action de ces arrangements est rendue visible sur la figure 4. On y a représenté l'influence d'une variation d'amplitude de la tension de mesure sur l'indication de la variation de fréquence; on voit qu'une variation comprise entre 6 et 10 V. reste sans influence sur l'indication et que l'erreur de lecture reste très faible pour des variations plus importantes (courbe a). On a en outre représenté par la courbe b l'erreur d'indication qui existerait sans cette régulation.

Pour obtenir des précisions sur la façon dont l'appareillage réagit aux variations de fréquence, on effectue des mesures avec un condensateur tournant (wobblateur) qui est entraîné à différentes vitesses. Il apparaît que l'enregistreur de niveau travaille de façon impeccable jusqu'à environ 5 Hz de fréquence au wobblateur. Pour des fréquences du wobblateur plus élevées, l'amplitude relevée diminue. En faisant des corrections convenables, les mesures sont possibles jusqu'à 10 Hz. Si, dans des cas particuliers, on est amené à étudier des variations de fréquences plus élevées, cela pourra se faire par l'adjonction d'un oscillographe au dispositif de mesure.

La réalisation de l'appareil se fait sans « rack » ainsi que le montre la figure 5. On reconnaît à l'étage inférieur la partie secteur; au-dessus, une série de bornes et, contre celle-ci, un compartiment dans lequel se trouvent le premier amplificateur et le modulateur ainsi que les instruments et potentiomètres

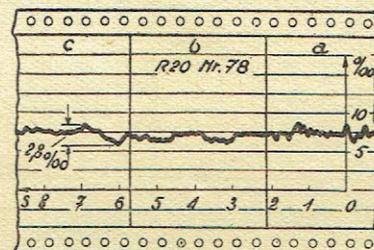


Fig. 6.

destinés au réglage des tensions parvenant au modulateur. Au-dessus se trouve un compartiment renfermant la chaîne de filtres et le diapason pour le générateur étalon. Enfin, dans le compartiment supérieur se trouve inclus le deuxième amplificateur ainsi qu'un appareil de mesure gradué en db et l'œil magique.

On a également prévu la possibilité de travailler avec un émetteur étalon extérieur, au lieu de l'étalon à diapason inclus dans

l'appareil, soit par exemple avec l'émetteur à 1.000 Hz P.T.R. Dans ce cas concret, une fréquence de 930 Hz devrait être imprimée sur le porteur d'enregistrements.

### III. — Exemples de mesures

De la façon qui a été décrite, on peut mesurer l'ensemble des variations de fréquence d'un appareil. Mais ce n'est pas sans

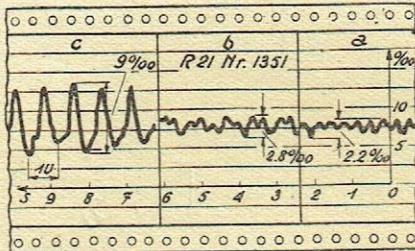


Fig. 7.

précautions spéciales qu'on peut distinguer ce qui est dû à l'enregistrement ou à la reproduction. Pour cela, il est nécessaire de travailler avec un disque ou un film étalon qui soit enregistré de la façon la plus isochrone possible. Pour les machines parlantes à disques, on a établi dans ce but un disque étalon travaillant optiquement. Il se compose d'un disque de laiton au bord duquel 600 trous ont été percés à égale distance l'un de l'autre avec la précision la plus élevée qu'il soit possible d'atteindre mécaniquement. Ce disque est posé sur le porteur-disques de l'appareil à étudier. Le son est obtenu électriquement au moyen d'une lampe de lecteur et d'un système optique disposés au-dessus du disque et d'une photo-cellule située au-dessus de celui-ci. La figure 6 représente ce montage sur une machine à disque souple. Ce dispositif a bien répondu à l'attente et permet une discrimination impeccable des variations d'isochronisme de l'enregistrement et de la reproduction. Il est apparu que la plupart des machines de reproduction ainsi que la plupart des machines d'enregistrement, pour autant qu'elles soient employées à la reproduction, ont un isochronisme impeccable. Par contre, il est beaucoup plus difficile d'éviter la variation de vitesse angulaire du disque pendant l'enregistrement, car on doit surmonter dans ce cas la résistance donnée par la gravure qui varie en outre fortement lors de la gravure sur les disques souples qui ne sont pas rigoureusement plans.

Quelques résultats sont donnés dans les figures 7 et 8. La figure 7 montre la variation de fréquence dans une machine à enregistrer sur cire. Dans cet essai, le disque a été reproduit sur la même machine. La variation maximum atteint 0,28 %.

La figure 8 donne le résultat correspondant à une machine à disque souple. Dans cet exemple, les variations occasionnées par la gravure d'un disque souple ont été déterminées en utilisant

un disque perforé. Le disque avait été rendu légèrement gauche par l'insertion d'une bande de papier sous le disque et vers le bord extérieur. Vers le centre du disque et vers le milieu les variations restaient encore inférieures à 0,3 % ; par contre, vers la périphérie existaient de notables variations de la hauteur du son, variations dont la période coïncide avec la vitesse angulaire du tourne-disques. La cause principale de ces variations extré-

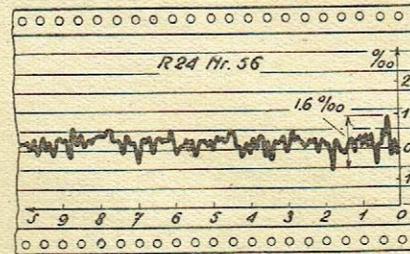


Fig. 8.

mement grandes relevées dans cet essai réside dans la non-planéité de la position du disque sur le tourne-disques.

On a observé également le diagramme relatif à une machine de reproduction. L'enregistrement a eu lieu durant un espace de temps plus grand pendant la reproduction d'un disque du commerce. La plus grande variation observable était de 0,06 %.

On a encore enregistré le diagramme d'un magnétophone. Les mesures ont été faites avec un diapason vibrant sur 3.000 Hz, de façon à obtenir une augmentation des ordonnées par rapport aux figures précédentes. On a constaté des variations irrégulières et assez rapides qui restent cependant relativement petites, leur maximum ne dépassant pas 0,16 %.

### IV. — Résumé

On a décrit un dispositif de mesures avec lequel les variations de hauteur du son peuvent être, de façon simple, déterminées et relevées. L'enregistreur de niveau Neumann est utilisé comme appareil d'enregistrement. L'appareil combine une fréquence provenant du porteur d'enregistrement avec la fréquence constante d'un générateur à diapason. Le son différentiel est donné par la pente raide de la courbe d'un filtre et les variations d'amplitude qui prennent naissance de cette façon sont relevées. L'appareil indicateur reste pratiquement indépendant d'une modulation en amplitude pouvant prendre naissance.

On a montré à l'aide de quelques exemples les mesures d'isochronisme pour des appareils à disques ou des magnétophones. Dans certains cas, on utilise pour les appareils à disques un disque étalon à fonctionnement optique, au moyen duquel on peut déterminer les variations survenant d'une part, lors de l'enregistrement, d'autre part, les variations provenant de la reproduction.

## PREMIÈRE RÉUNION DU S.P.I.R.

Le Comité Directeur du S.P.I.R. (Syndicat Professionnel des Industries Radio-électriques) fondé en 1924, vient de tenir sa première réunion depuis la libération. La dernière avait eu lieu en octobre 1940, sous l'occupation allemande, et beaucoup de ses membres n'avaient pu y assister. Fuyant la tyrannie nazie, plusieurs s'étaient réfugiés dans le maquis ou sur des positions de « repli », d'autres avaient rejoint les Forces Françaises Libres.

C'est avec une profonde émotion que les membres présents ont entendu M. André Serf les remercier des marques de sympathie qu'ils n'ont jamais cessé de lui manifester durant ces quatre années, et rappeler le souvenir de leurs collègues disparus depuis leur dernière réunion : M. Victor Lebeau, trésorier, M. Huguet d'Amour; M. Bac, qui, tous trois, avaient largement apporté le concours de leur

expérience personnelle aux travaux du syndicat.

Le Président a tenu à faire ensuite remarquer que l'action entreprise par le S.P.I.R. et les initiatives qu'il avait prises jusqu'en mai 1940, avait, tant par la nature que par l'importance des problèmes traités par lui, servi de base à tout essai d'organisation de la profession, poursuivi depuis quatre ans par les groupements de l'industrie ou du commerce radioélectrique.

Ce sont notamment :

La marque de qualité-sécurité des récepteurs et de leurs éléments constitutifs. Le Laboratoire de contrôle. Les normalisations (couleurs de câblage, lampes de cadran, condensateurs variables, bobinages et cadran). Le contrôle de la fabrication, par les industries-clés, des lampes et des condensateurs variables. Les cours d'apprentissage. La carte profes-

sionnelle. Les taux de remises et conditions de vente, etc.

Au cours de cette réunion ont été évoquées les raisons qui ont provoqué, à la fin de 1940, une fusion partielle du S.P.I.R. et de la Chambre Syndicale des Industries Radioélectriques en un organisme dénommé « Syndicat de la Construction Radioélectrique ».

Pour éviter toute erreur d'interprétation, il est nécessaire de préciser que cette fusion a été faite dans des conditions particulières, rendant impossible une consultation régulière des membres du S.P.I.R., qu'une pression des autorités d'occupation s'est exercée par personnes interposées, obtenant l'acceptation de certains adhérents, mal informés des conditions de cette fusion.

En conséquence, le S.P.I.R. conserve son existence légale, sous l'égide de son Comité Directeur.

Avant de se séparer, le Comité a confirmé dans ses pouvoirs le Président André Serf, et décidé qu'une Assemblée Générale Statutaire serait convoquée au cours de l'année 1945.

# CALCUL ET DÉTERMINATION PRATIQUE DES AFFAIBLISSEURS BASSE FRÉQUENCE

par TOURNERY

Les affaiblisseurs basse fréquence, dont le but est de faire varier progressivement et d'une quantité déterminée à l'avance, la puissance électrique transmise à un récepteur sont constitués schématiquement comme des filtres. La variation doit pouvoir être chiffrée en unités pratiques décibels ou décinepers.

Pour ne pas entraîner de déformations, les cellules doivent affaiblir également toutes les fréquences sans modifier les impédances apparentes d'utilisation. Elles sont, à cet effet, constituées par des résistances ohmiques pures assemblées le plus souvent comme les filtres en T (fig. 1).

En appelant  $Z_u$  l'impédance du récepteur placé aux bornes de sortie 3-4, on devra voir aux bornes d'entrée 1 et 2 une impédance encore égale à  $Z_u$ , quelles que soient les valeurs de l'affaiblissement.

## Calcul d'un affaiblisseur en T

Appelons (fig. 2) :

$Z_g$  l'impédance du générateur;

$Z_u$  l'impédance d'utilisation;

$r$  la somme des résistances série;

$R$  la résistance dérivation;

$I_g$  le courant débité par le générateur;

$I_u$  le courant dans le circuit d'utilisation.

La loi de Kirchoff appliquée aux circuits de la figure 2 donne :

$$Z_g I_g = \frac{r}{2} I_g + \frac{r}{2} I_u + Z_u I_u \quad (1)$$

$$Z_u I_u = \frac{r}{2} I_g + R I_g - R I_u \quad (2)$$

Puisque l'affaiblisseur ne doit pas modifier l'impédance d'utilisation et pour bien adapter  $Z_g$  à  $Z_u$ , on devra avoir :

$$Z_g = Z_u \quad Z \text{ (impédance caractéristique)}$$

De l'équation (1) on tire en remplaçant  $Z_g$  et  $Z_u$  par  $Z$  :

$$\frac{I_g}{I_u} = \frac{2Z - r}{2Z + r}$$

Et en pesant :

$$\frac{I_g}{I_u} = a$$

$$r = Z \frac{2(a-1)}{a+1} \quad (3)$$

De (2) on tire également en remplaçant  $Z$  par  $Z_g$  :

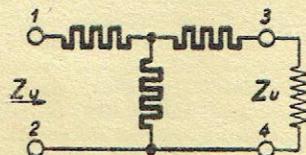


Fig. 1.

$$\frac{I_g}{I_u} = \frac{R}{R + \frac{r}{2} - Z} = a$$

D'où :

$$R(a-1) = a \left( Z - \frac{r}{2} \right) \quad (4)$$

En remplaçant dans (4)  $r$  par sa valeur donnée en (3) :

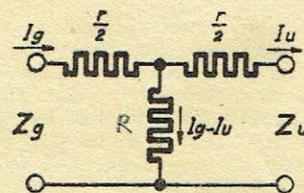


Fig. 2.

$$R = Z \frac{2a}{a-1} \quad (5)$$

Or la relation entre le nombre de décibels ou de décinepers et le rapport des courants  $\frac{I_g}{I_u} = a$  est donné par la définition de ces unités :

$$N_1 \text{ (nb de décibels)} = 20 \log \frac{I_g}{I_u}$$

$$N_2 \text{ (nb de décinepers)} = 10 \log \frac{I_g}{I_u} = 23,026 \log \frac{I_g}{I_u}$$

Le tableau 1 donne les valeurs de  $a$  de décibel en décibel de 1 à 80 unités.

Le tableau 2 donne la valeur de ce même rapport de décineper en décineper jusqu'à 80 unités (voir page suivante).

## Calcul d'un affaiblisseur en $\pi$

Dans cette disposition, les résistances sont montées suivant la figure 3. En appelant :

les valeurs des intensités et des résistances dans les différentes branches, on pourra écrire :

$$Z I_g = 2 R i_1$$

$$Z I_g = r i_2 + 2 R i_3$$

$$Z I_u = 2 R i_2$$

$$i_1 = I_g - i_3$$

$$i_2 = I_u + i_3$$

En remplaçant dans les deux premières équations les valeurs de  $i_1$   $i_2$   $i_3$  tirées des trois dernières, on obtient :

$$Z I_g = 2 R I_g - Z I_u - 2 R I_u \quad (1)$$

$$Z I_g = I_u \left( \frac{r z}{2 R} + r + z \right) \quad (2)$$

De (1) on tire :

$$\frac{I_g}{I_u} = \frac{2 R + Z}{2 R - Z} = a$$

D'où :

$$R = Z \frac{a+1}{2(a-1)} \quad (3)$$

TABLEAU 1

N 2 Nombre de décibels à obtenir	a	N 2 Nombre de décibels à obtenir	a
1	1,12202	41	112,202
2	1,25897	42	125,897
3	1,41254	43	141,254
4	1,58489	44	158,489
5	1,77828	45	177,828
6	1,99527	46	199,527
7	2,23873	47	223,873
8	2,51188	48	251,188
9	2,81837	49	281,837
10	3,16228	50	316,228
11	3,54815	51	354,815
12	3,98109	52	398,109
13	4,46680	53	446,680
14	5,01189	54	501,189
15	5,62337	55	562,337
16	6,30957	56	630,957
17	7,07950	57	707,950
18	7,94333	58	794,333
19	8,9125	59	891,250
20	10	60	1.000
21	11,2202	61	1.122,02
22	12,5897	62	1.258,97
23	14,1254	63	1.412,54
24	15,8489	64	1.584,89
25	17,7828	65	1.778,28
26	19,9527	66	1.995,27
27	22,3873	67	2.238,73
28	25,1188	68	2.511,88
29	28,1837	69	2.818,37
30	31,6228	70	3.162,28
31	35,4815	71	3.548,15
32	39,8109	72	3.981,09
33	44,6680	73	4.466,80
34	50,1189	74	5.011,89
35	56,2337	75	5.623,27
36	63,0957	76	6.309,57
37	70,7950	77	7.079,50
38	79,4333	78	7.943,33
39	89,125	79	8.912,50
40	100	80	10.000

TABLEAU 2

N 1 Nombre de décibels à obtenir	a	N 1 Nombre de décibels à obtenir	a
1	1,1051	41	60,336
2	1,2213	42	66,680
3	1,3499	43	73,695
4	1,4918	44	81,446
5	1,6487	45	90,012
6	1,8221	46	99,478
7	2,0137	47	109,94
8	2,2255	48	121,50
9	2,4595	49	134,28
10	2,71828	50	148,40
11	3,004	51	164,01
12	3,32	52	181,25
13	3,6691	53	200,32
14	4,0551	54	221,38
15	4,4816	55	244,67
16	4,9529	56	270,40
17	5,4738	57	298,84
18	6,0495	58	330,27
19	6,6857	59	365,01
20	7,3888	60	403,40
21	8,1658	61	445,82
22	9,0256	62	492,71
23	9,9737	63	544,52
24	11,022	64	601,8
25	12,182	65	665,08
26	13,463	66	735,03
27	14,879	67	812,34
28	16,444	68	897,78
29	18,173	69	992,20
30	20,085	70	1.096,5
31	22,196	71	1.211,8
32	24,531	72	1.339,3
33	27,111	73	1.480,1
34	29,962	74	1.635,7
35	33,113	75	1.807,8
36	36,596	76	1.998,0
37	40,445	77	2.208,1
38	44,699	78	2.440,3
39	49,400	79	2.697,0
40	54,596	80	2.980,7

De (2) on tire :

$$\frac{I_g}{I_u} = \frac{\frac{rZ}{2R} + r + Z}{Z} = a$$

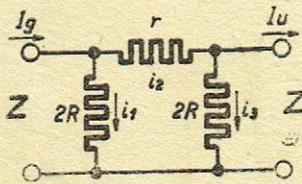


Fig. 3.

D'où :

$$r = \frac{2Z(a-1)R}{2R+Z}$$

En remplaçant R tirée de \$i\_3\$, on trouve tous calculs faits :

$$r = Z \left( \frac{a^2 - 1}{2a} \right) \quad (4)$$

Calcul d'un affaiblisseur en treillis ou en pont

En appelant encore \$I\_u, I\_g, i\_1, i\_2, r, R, Z\$ les valeurs des intensités et de résistances dans les différentes branches (fig. 4) :

$$Z I_g = r i_2 + Z I_u$$

$$Z I_g = 2R i_1 + \frac{r}{2} i_2$$

$$i_1 = I_g - i_2$$

$$i_2 = I_u + i_1$$

En remplaçant \$i\_1\$ et \$i\_2\$ par leurs valeurs, dans les deux premières équations, on obtient :

$$Z I_g = r I_u + r \left( \frac{I_g - I_u}{2} \right) + Z I_u \quad (1)$$

$$Z I_g = R (I_g - I_u) + \frac{r}{2} I_u + \frac{r}{4} (I_g - I_u) \quad (2)$$

On tire encore de 1 et 2 en remplaçant \$\frac{I\_g}{I\_u}\$ par sa valeur :

$$r = Z \frac{2(a-1)}{a+1} \quad (3)$$

$$R = \frac{4Za + ra - r}{4(a-1)} \quad (4)$$

\$r = 2R\$  
\$R = \frac{r}{2}\$

En portant dans (4) la valeur de  $r$ , on obtient :

$$R = Z \frac{a + 1}{2(a - 1)} \quad (5)$$

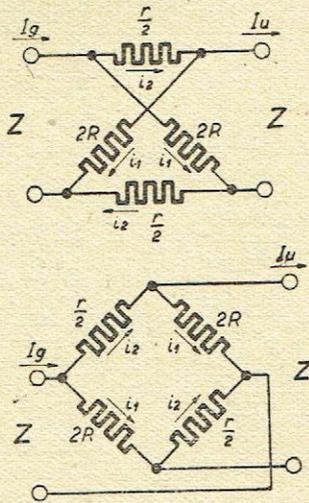


Fig. 4.

**Dispositions pratiques.** — La connaissance de l'impédance d'utilisation  $Z_g = Z = Z_u$  est indispensable pour la détermination des valeurs à donner à  $r$  et  $R$ . Les valeurs d'affaiblissements obtenues à l'aide de cellules calculées pour une impédance caractéristique  $Z$  ne seraient exactes en unités choisies que si les impédances générateur et utilisation étaient toutes deux égales à  $Z$ . S'il en était autrement, il faudrait les ramener à cette valeur au moyen d'un transformateur de rapport approprié.

Dans les boîtes d'affaiblissement soignées du type en T, les résistances série  $r$  sont réparties sur chaque fil de ligne (fig. 5 a), ce qui a pour effet de réduire les déséquilibres par rapport à la terre ou à la masse des appareils. De telles boîtes comprennent, par exemple, 1, 2, 2, 5, 10, 20, 20, 50 décibels, introduits ou enlevés par des clés ou boutons à trois circuits. Toutes les valeurs de décibel en décibel sont ainsi obtenues de 1 à 110 décibels. Pour les valeurs élevées d'affaiblissement, la résistance  $R$  devient très faible dans une cellule en T. L'influence des

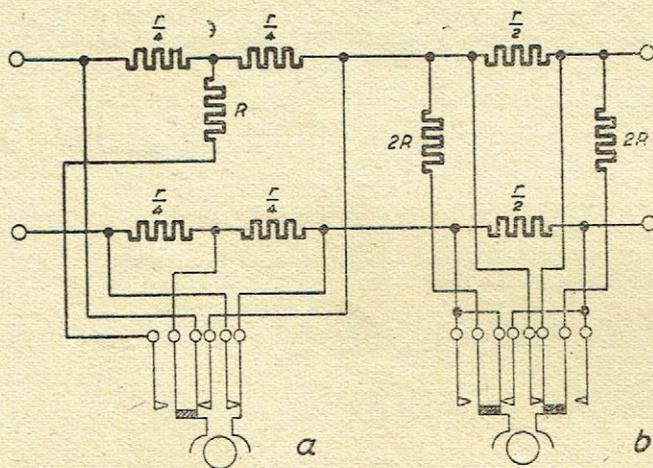


Fig. 5.

mauvais contacts des clés d'insertion n'est pas négligeable. Il est préférable, dans ce cas, d'utiliser pour ces éléments des cellules en  $\pi$  ou en pont, bien qu'elles conduisent à des boutons de manœuvre plus compliqués, figure 5 b. Les résistances insérées dans ces montages sont suffisamment fortes pour rendre sans effet les contacts imparfaits.

Le fil employé peut être du constantan ou manganin, son diamètre sera le plus petit possible, compatible avec une densité de courant et un échauffement admissibles (diminution de la self et de la capacité répartie).

Les bobinages sont constitués par des résistances bifilaires fractionnées et collées sur des planchettes isolantes, à l'aide de

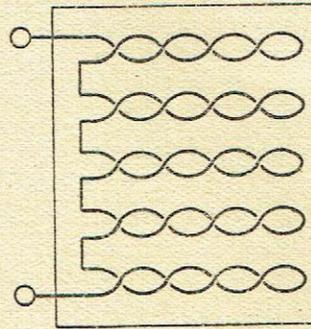


Fig. 6.

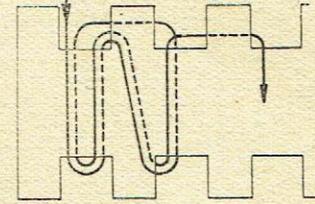


Fig. 7.

vernis bakélite (fig. 6). La capacité répartie est extrêmement faible et la self-induction nulle. On peut également utiliser le bobinage Chaperon (inversion périodique du sens de l'enroulement) (fig. 7). Pour des affaiblisseurs de qualité moyenne, les résistances se font sur de petites carcasses en bobinage bifilaire (fig. 8) ou en enroulements inversés. En multipliant le nombre de bobines ou le nombre d'inversions correspondant à un même élément, on obtient économiquement une précision suffisante pour les besoins courants.

*Cas particulier des atténuateurs travaillant sur un circuit d'impédance très élevée (grille de lampe)*

L'affaiblisseur n'est, dans ce cas, qu'un diviseur de tension, constitué par un simple potentiomètre d'attaque de la grille de lampe (fig. 9).

En appelant  $R$  la résistance totale du potentiomètre et  $r$  la résistance entre le curseur et la cathode, on a encore :

$$N_1 \text{ (décibels)} = 20 \log \frac{R}{r}$$

Si l'on pose :

$$\frac{R}{r} = a$$

on obtient immédiatement, à l'aide des deux tableaux précédents, pour un potentiomètre de résistance totale  $R$  et pour un affaiblissement donné la valeur de la résistance  $r$ .

*Atténuateurs progressifs*

Ce genre d'affaiblisseurs est très coûteux à réaliser correctement, par suite du nombre important de résistances à mettre en jeu et de la complexité de la commutation.

Il trouve cependant son emploi chaque fois que l'on veut faire varier la puissance d'une façon progressive et sans à-coups. Il s'agit généralement d'appareils de commande du niveau sonore qui ne demandent pas une précision très grande. Dans ce cas, le schéma des cellules est simplifié à l'extrême, tout en conservant à l'impédance caractéristique une valeur quasi cons-

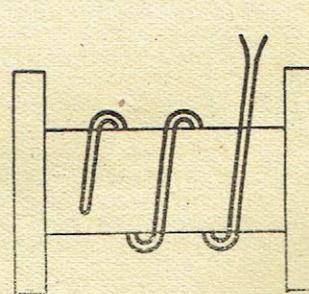


Fig. 8.

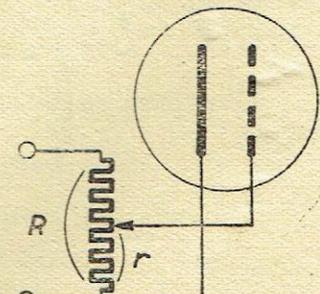


Fig. 9.

tante. L'affaiblissement que l'on cherche à obtenir pour ne pas avoir de variations brusques perceptibles d'un plot à l'autre est de l'ordre de 3 décibels.

Le potentiomètre à plots du paragraphe précédent est un atténuateur progressif correct et simple à construire, à la condition, bien entendu, de le placer dans un circuit à très forte impédance.

## SOMMES-NOUS PLUS FORTS QUE LES AMÉRICAINS?

par MARC CHAUVIERRE

Si nous n'avons pas en ce moment beaucoup de motifs de nous réjouir, nous pouvons tout au moins constater que, grâce à des initiatives privées, il est un domaine où la technique française est arrivée à inquiéter les Américains : c'est celui de la Télévision.

En effet, des journalistes américains ont suivi une démonstration de la Compagnie des Compteurs, sur la Télévision à 1.000 lignes et ceux-ci ont dû reconnaître que les images qu'ils voyaient étaient supérieures à celles que l'on pouvait voir en ce moment aux U. S. A.

De là, controverse dans la presse américaine, en plus de celle entre la N. B. C. et la C. B. S., la N. B. C. restant la championne de la télévision à moyenne définition (525 lignes) et la C. B. S. étant tenante, comme nos lecteurs le savent, de la télévision en couleurs.

Là-dessus, la Radiodiffusion française prend position, s'appuyant sur les résultats de la C. D. C., pour la télévision à très haute définition et indique que la télévision à moyenne définition n'a qu'une valeur expérimentale et qu'elle constitue en elle-même une impasse (voir l'interview de M. Mallein publiée par un de nos confrères).

Entre temps, la Radiodiffusion Française envoie à New-York une mission d'études, en la personne de M. Garrigue, qui vient de nous rendre compte des résultats de son voyage dans une conférence qu'il a faite à l'Institut des Hautes Etudes Cinématographiques.

M. Garrigue nous a rapporté quelques détails amusants sur les programmes proprement dits de Télévision.

Il a reconnu que la publicité par télévision (qui était la raison d'être de la télévision en Amérique) connaissait là-bas un réel succès. Pour se documenter sur la technique, il est allé voir M. Zworykin qui lui a démontré qu'il était inutile de faire du 1.000 lignes. Pour cela (dixit M. Garrigue), il l'a fait asseoir devant un écran et lui a fait des démonstrations en manœuvrant un commutateur qui faisait varier la linéature de 525 lignes à 1.200 lignes.

Telle qu'a été faite l'expérience devant M. Garrigue, celui-ci a avoué n'avoir vu aucune différence entre le 525 et le 1.200 lignes, mais comme, fort gentiment, il a reconnu qu'il n'y connaissait pas grand-chose en technique, il n'a pas pu discuter sérieusement avec M. Zworykin.

Lorsqu'en 1939, je suis allé faire une enquête sur la télévision en Amérique et voir en particulier M. Zworykin au laboratoire de la R. C. A., à Camden, je me suis rendu compte qu'il ne faut pas oublier qu'en Amérique, c'est la technique qui est au service de la publicité et non pas la publicité au service de la technique (cela est d'ailleurs vrai ailleurs qu'en Amérique et, d'une façon générale, certains grands laboratoires internationaux défendent leur technique à peu près comme on défend une spécialité pharmaceutique).

Cependant, sans être un grand expert, il y avait quelques questions à poser à M. Zworykin, en admettant que l'expérience corresponde bien à un changement de linéature; par exemple, celles-ci :

Quelle est la dimension du spot sur l'icône?

Quelle est la dimension du spot sur l'écran du récepteur?

Et surtout :

Quelle est la bande passante de votre chaîne d'amplificateurs?

J'ai toujours insisté sur le fait que la linéature n'avait pas de grande signification quant à la qualité réelle de l'image. Une quantité d'autres facteurs intervient, telle que la dimension du point d'analyse au départ et à l'arrivée, par rapport à la surface balayée et surtout la bande passante de l'amplificateur. Il est même évident qu'avec 1.000 lignes et un amplificateur prévu pour le 500 lignes, on obtient une moins bonne image qu'avec le 525 lignes, car la définition horizontale diminue et ce n'est pas la définition verticale qui la compense.

La linéature est une donnée géométrique de l'image. La définition est une question de bande passante.

C'est pourquoi la démonstration de Zworykin à M. Garrigue ne signifiait pas grand-chose, si elle a été faite telle qu'elle nous a été décrite.

Heureusement que M. Zworykin va venir prochainement en France et qu'il trouvera ici des techniciens avec lesquels discuter et des expériences faites dans les conditions requises.

\*\*

Il me semble, d'ailleurs, que c'est une position peu élégante de la part de certains techniciens étrangers de vouloir minimiser les travaux de l'équipe de la C. D. C., d'autant plus que le passage de 500 à 1.000 lignes représente, non pas une invention de principe, mais le développement patient et laborieux des problèmes dont les bases techniques sont déjà posées depuis longtemps.

C'est, à mon avis, sur un autre terrain qu'il faut poser le problème des 1.000 lignes : celui de l'exploitation.

Si j'étais Américain, voici ce que je dirais aujourd'hui : « Les Français font actuellement de la télévision à très haute définition et les résultats obtenus par certains de leurs techniciens sont remarquables, mais il s'agit là d'expériences de laboratoire, alors que nous exploitons couramment depuis quatre ans notre télévision à moyenne définition.

Nous avons une vingtaine d'émetteurs de télévision en Amérique : quatre pour la seule ville de New-York.

Nous avons près de 10.000 récepteurs en fonctionnement et la radiodiffusion visuelle est exploitée techniquement, industriellement et commercialement par des sociétés privées.

Nous pouvons, de ce fait, dire que, nous autres Américains, nous représentons aujourd'hui le plus grand développement pratique de la télévision dans le monde, et la qualité de nos images est jugée bonne par notre clientèle.

Dans le domaine de l'exploitation, les circonstances n'ont pas permis à la France de développer la télévision d'une façon comparable à la nôtre.

En ce qui concerne les émissions à très haute définition, il leur manque la consécration de l'exploitation. Or, cette exploitation va poser de nouveaux problèmes, en particulier celui de l'utilisation des fréquences de plusieurs centaines de mégacycles. Dans ce domaine, on est encore en plein inconnu.

Les réflexions et les absorptions qui commencent à être gênantes avec l'onde de 60 mégacycles, ne vont-elles pas devenir dangereuses avec l'onde de 300 mégacycles? Il faudra probablement abandonner l'antenne intérieure qui suffit dans 50 % des cas avec la télévision actuelle et uniquement envisager les antennes spéciales, les descentes blindées et peut-être même l'emploi de cornets émetteurs et collecteurs avec des guides creux.

Enfin, il semble que la technique du récepteur de demain soit celle du tube de projection, donc du tube à petit écran. Or, s'il est facile de réduire la dimension de l'écran, il est difficile de réduire la dimension du spot dans les mêmes proportions pour qu'on puisse utiliser efficacement 1.000 lignes sur un écran de quelques centimètres de côté. On se trouvera donc peut-être en présence de ce résultat : qu'une image à 1.000 lignes sur grand écran sera inférieure en qualité à une image de 525 lignes.

En résumé, l'industrialisation et l'exploitation à très haute définition posent des problèmes qui, dans les meilleures conditions des choses, peuvent demander plusieurs années; au mieux, il faudrait deux ans pour passer à l'exploitation commerciale et pratiquement il faudra peut-être quatre ans.

Donc, nous pouvons continuer à développer notre télévision à 525 lignes; pendant ce temps, travaillons la télévision à très haute définition ou plutôt la télévision en couleurs. Lorsque celle-ci sera prête à être exploitée, nous passerons de

l'une à l'autre et peut-être même qu'elles se superposent, comme la modulation en fréquence se superpose aujourd'hui à la modulation d'amplitude. »

Tel est le raisonnement que je tiendrais si j'étais Américain.

La position des dirigeants actuels de la Télévision française est la suivante : Utilisons notre légère avance technique, nous serons les premiers au monde équipés à très haute définition.

Noble ambition, mais je crie : casse-cou, car que se passera-t-il ? Tant que nous ne serons pas prêts à exploiter la haute définition, nous n'aurons pratiquement pas de télévision en France et les émissions expérimentales à 450 lignes, telles qu'elles sont prévues actuellement, sont insuffisantes pour former et roder les équipes nécessaires à une grande exploitation.

En plaçant tout notre espoir sur la très haute définition, j'ai l'impression que nous suivons toujours en France la politique des prototypes qui, dans le domaine de l'aviation, nous a conduits au désastre. Nous avons toujours eu en France les meilleurs avions, mais ils n'ont jamais été construits qu'à un seul exemplaire.

Et si l'Amérique, demain, passe du 525 lignes noir et blanc à la haute définition en couleurs, nous serons quand même en retard.

N'oublions pas qu'actuellement la télévision française est nationalisée (pour ne pas dire étatisée).

L'étatisation et la nationalisation ont toujours en France abouti à des échecs sévères et dans le domaine de la radio proprement dite, la presse française unanime reconnaît et proclame que, depuis la libération, elle a abouti à un échec total.

Je mets hors de discussion la compétence de M. Mallein et de certains de ses collaborateurs ; mais cela est-il suffisant pour mener à bien la grande tâche qui leur échoit ?

Je le souhaite en tant que Français, mais il me semble qu'il ne faut rien négliger pour implanter dans l'esprit du public l'idée de télévision, pour former des équipes, mettre au point des programmes réellement attractifs et pour cela, j'estime qu'il faut exploiter tout de suite, à fond, ce que nous possédons déjà, c'est-à-dire le 450 lignes.

N'oublions pas aussi que le problème de la haute définition n'est pas le seul qui doit retenir l'attention de nos dirigeants. Il y a aussi celui de la construction des récepteurs. Tel qu'il se pose aujourd'hui, c'est avant tout un problème de tubes cathodiques. Il n'y a pas de tubes cathodiques de télévision en France. Tout le drame est là. Il est bien de discuter de la télévision de 1950, mais je crois que la production immédiate de quelques milliers de tubes de 22 cm, ou de 36 cm, est un problème encore plus urgent. Exploitions d'abord, philosophons ensuite.

## LE RÉCEPTEUR ALLEMAND DE TÉLÉVISION « EI »

par A.-H. LANGLOIS

Ce récepteur représentait, au moment où il est sorti (1939), un effort allemand vers la standardisation. En effet, il avait été créé sous l'égide officielle en utilisant les brevets et les techniques des principales firmes d'outre-Rhin : Fernseh, Loewe, Lorenz, Tekade, Telefunken. Il devait, paraît-il, être construit en grande série et vendu sous différentes marques au prix standard de 650 marks. A ce prix, il pouvait concurrencer la production anglaise du moment. Du point de vue technique, il comporte un certain nombre de circuits inusités et il nous a semblé intéressant de les faire connaître en détail à nos lecteurs.

### Caractéristiques générales

Le récepteur « EI » est adapté aux normes d'émission allemandes, c'est-à-dire 441 lignes, 25 images entrelacées par seconde, modulation positive, amplitude de synchronisation égale à 30 % de la porteuse maximum, signal de fin d'image du type « trait-point », porteuse image sur 47,8 Mc/s, porteuse son sur 45 Mc/s. Il est monté en super-hétérodyne avec un étage de préamplification HF. La figure 1 en donne le schéma de principe, la figure 2 le schéma complet et nous allons en examiner les particularités en détail.

### Préamplification H. F.

Le transformateur HF d'entrée reçoit la tension d'attaque amenée par un feeder concentrique d'impédance caractéristique égale à 130 ohms. Il comprend, sur un mandrin d'aménite, un primaire de 4 spires et un secondaire de 12 spires de fil de cuivre émaillé 8/10. Le réglage s'effectue en vissant dans le mandrin d'aménite un noyau de fer pulvérisé. La lampe utilisée est une pentode Telefunken EF 14 « tout acier ». Ses caractéristiques sont comparables à celles de la EF 50 Philips : pente de 7 mA/V. pour un courant anodique de 12 mA/. Cette EF 14 est suivie d'un filtre de bande constitué par un primaire et un secondaire accordés indépendamment par noyau de fer. Ce filtre attaque la grille de la changeuse de fréquence (Telefunken « tout acier » ECH 11). Tout cet ensemble préamplificateur, ainsi que la bobine oscillatrice de la changeuse de fréquence, est monté sur une platine facilement interchangeable. Ce système permet d'adapter le récepteur à différents jeux de fréquences, à condition que soit toujours respecté l'écart de 2,8 Mc/s entre son et image. Entre l'antenne et le

changement de fréquence, la bande passante totale est d'environ 4 Mc/s et les gains se répartissent ainsi :

a) pour l'image :

antenne-grille EF 14..... 2,4  
grille EF 14-grille ECH 11..... 13

b) pour le son :

antenne-grille EF 14..... 2,2  
grille EF 14-grille ECH 11..... 7

L'élimination de la fréquence image (2<sup>e</sup> battement du super-hétérodyne) est dans le rapport de 160 pour la porteuse image et de 85 pour la porteuse son.

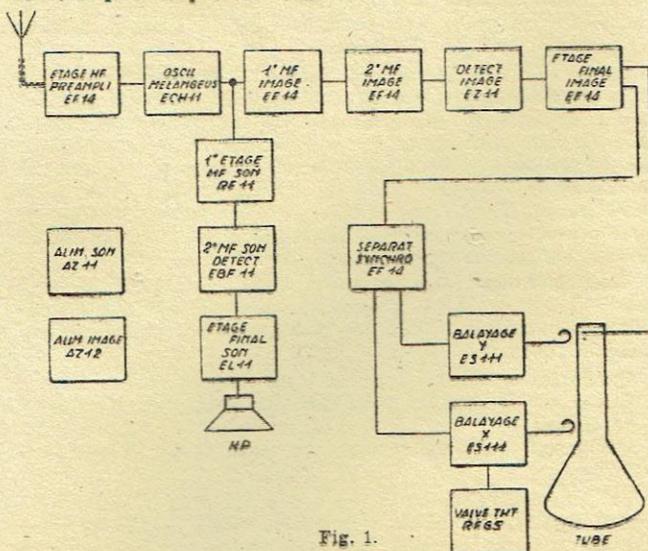


Fig. 1.

### Changement de fréquence

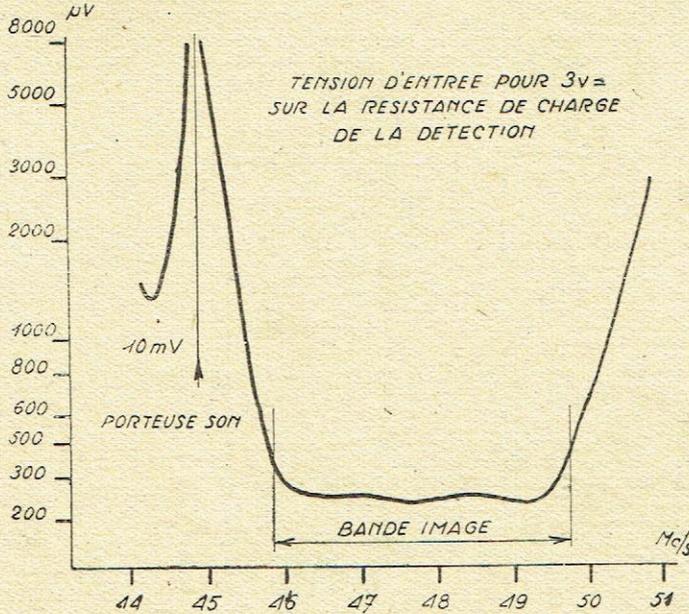
Il s'effectue d'une façon classique par une triode-hexode ECH 11. L'oscillateur local est un Colpitts dont le réglage est réalisé par noyau de fer vissé. Il est accordé sur 39,4 Mc/s, ce



qui donne, suivant le principe habituel, les deux valeurs de fréquence intermédiaire :

Image :  $47,8 - 39,4 = 8,4 \text{ Mc/s.}$   
 Son :  $45 - 39,4 = 5,6 \text{ Mc/s.}$

Le circuit anodique de la partie hexode de la ECH 11 comprend, en série, le primaire du premier filtre de bande MF image et un circuit anti-résonant accordé par une capacité élevée (200 pF) sur la MF son. Ce système donne un rendement acceptable pour l'attaque des deux amplificateurs MF.



### Amplificateur moyenne fréquence Image.

L'amplification se fait sur 8,4 Mc/s, par deux tubes EF 14. Les couplages s'effectuent par deux filtres de bande et un circuit accordé. Les deux maxima des filtres de bande sont dis-circuit accordé simple vient combler la self de 70 % que laissent subsister les filtres de bande. Le premier filtre se règle par un noyau vissé en aluminium, le circuit simple par un noyau de fer et le deuxième filtre avec un condensateur ajus-

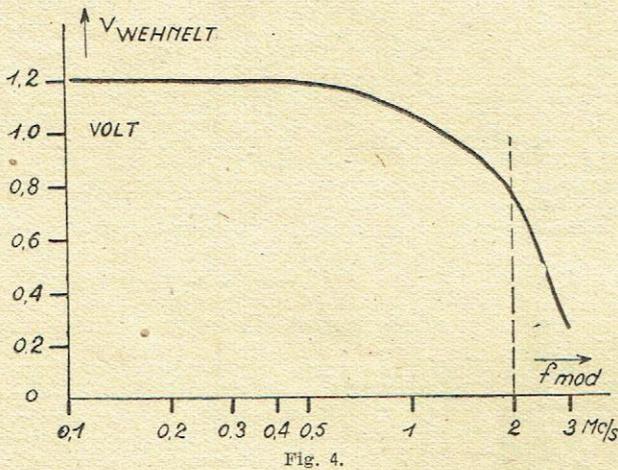


table. Sur la plaque de la deuxième EF 14 se trouve un circuit résonant série, accordé sur la MF son (5,6 Mc/s.), destiné à éliminer toute trace de son sur l'image. La figure 3 donne l'allure de la courbe de sélectivité totale de l'amplificateur image. La polarisation variable de la première EF 14 permet de contrôler l'amplification, donc le contraste de l'image. L'éche-lonnement des gains s'établit ainsi :

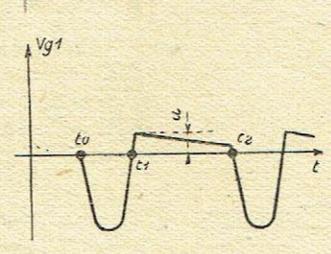
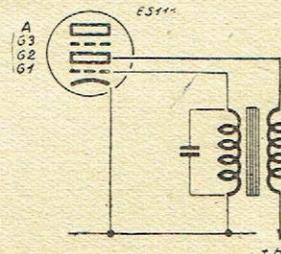
grille ECH 11-grille EF 14 n° 1.....	1,15
grille EF 14 n° 1-grille EF 14 n° 2.....	20
grille EF 14 n° 2-diode.....	14

## Détection et amplification Vidéo

Du fait de la faible valeur utilisée en résistance de charge de détection (3.000 ohms), il y a intérêt à utiliser une diode à faible résistance interne, ce qui justifie l'emploi un peu surprenant d'une valve d'alimentation EZ 11 en détectrice. La diode attaque directement, en courant continu, la grille du tube EF 14 employé comme amplificateur vidéo. De même, la liaison de l'anode de la EF 14 au wehnelt du tube d'image se fait en courant continu avec un circuit de correction pour les fréquences de modulation élevées. Il y a donc transmission complète de la composante continue de l'émission. La figure 4 représente la caractéristique globale de fréquence relevée sur le wehnelt en faisant varier la fréquence de modulation de la HF injectée à l'entrée du récepteur.

### Synchronisation

La modulation complète est prélevée inversée sur la cathode de l'amplificatrice vidéo et appliquée à la séparatrice EF 14. Cette dernière travaille en détectrice par la grille. A cause de son faible recul de grille, la modulation d'image n'apparaît pas dans le circuit-plaque. D'autre part, la base des signaux de synchronisation, en provoquant un courant-grille, est aussi écrétée, ce qui peut améliorer la forme des impulsions. Du fait de ce fonctionnement, l'amplitude des signaux utilisables à la sortie de la séparatrice est, dans une large mesure, indépendante de l'amplitude de la tension totale appliquée au tube d'image. Dans le circuit-plaque de la séparatrice, on rencontre en série les primaires des deux transformateurs de synchronisation. Nous verrons plus loin le fonctionnement des lampes oscillatrices ES III. Pour l'instant, il nous suffit de savoir que



la grille 3 de ces lampes spéciales a besoin d'une impulsion positive pour déclencher la relaxation. Les deux transformateurs ont donc pour premier but d'inverser le sens de l'impulsion que l'on trouve dans le circuit anodique de la séparatrice. Le secondaire du transformateur de synchronisation X (synchronisation de lignes) a une fréquence propre d'environ 250 kc/s. Il est amorti par une résistance de 10.000 ohms. Le front raide d'attaque de l'impulsion détermine une oscillation propre de cet enroulement, oscillation rapidement amortie, mais dont la première demi-sinusoïde atteint une crête d'environ 30 volts. Pratiquement, on constate que le déclenchement du retour se produit avec un retard inférieur à 2 microsecondes. Au contraire de ce procédé de différenciation, c'est l'intégration classique qui est employée dans le transformateur de synchronisation Y (image). Les éléments C et R sont divisés entre le primaire et le secondaire du transformateur pour éviter des oscillations parasites. L'intégration des signaux X donne une crête d'environ 25 volts, tandis que la crête correspondante atteint 35 volts pour les signaux Y. La séparation en amplitude de ces deux signaux s'effectue par le choix de la polarisation négative de la grille 3 de l'oscillatrice Y. Seuls les signaux Y parviennent à déclencher la relaxation de la ES III.

### Principe des balayages magnétiques

Une seule lampe ES III est employée pour chacun des balayages. Le principe est le même pour les X et pour les Y. Considérons d'abord le circuit de la triode constituée, dans une ES III, par la cathode et les deux premières grilles (fig. 5). Nous sommes en présence d'un oscillateur classique mais fonctionnant sans polarisation de grille. Supposons qu'à l'instant t<sub>0</sub> une oscillation s'amorce (fig. 6). Le potentiel de grille devient négatif et son point représentatif parcourt une demi-sinusoïde correspondant à une demi-période propre du circuit oscillant. Au moment où le potentiel de grille devient positif, le circuit oscillant se trouve court-circuité par l'espace grille-cathode de la lampe. Si la résistance shunt ainsi constituée est assez faible, la deuxième demi-période de l'oscillation ne peut se produire.

L'énergie emmagasinée dans la self à l'instant  $t_1$ , va se dissiper dans l'espace grille-cathode de la lampe jusqu'à ce que la tension à ses bornes soit devenue sensiblement nulle (instant  $t_2$ ). Entre les instants  $t_1$  et  $t_2$ , la tension  $u$  aux bornes de la self est faible et presque constante. Le courant dans le circuit self-

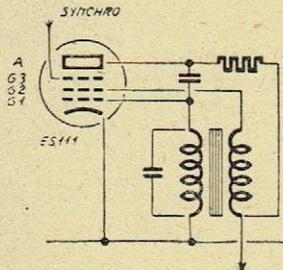
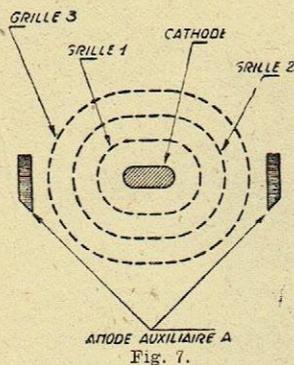


Fig. 8.

grille-cathode décroît donc suivant une loi approximativement linéaire ( $u = L di/dt$ ). A l'instant  $t_2$ , la tension-grille positive s'annule; la triode reprend sa fonction oscillatrice et le cycle recommence. Le courant dans la self  $L$  a la forme d'un dent de scie dont l'aller est sensiblement rectiligne et le retour sinusoïdal (une demi-période entre maximum et minimum). Le champ produit par ce courant peut donc, en principe, être directement utilisé pour obtenir la déviation du faisceau cathodique du tube d'image. Il faut remarquer que ce principe d'oscillation de relaxation suppose une importante dissipation de puissance dans l'espace grille-cathode de la lampe. La grille I de la ES III comporte donc des ailettes de refroidissement et peut dissiper environ 2 watts. La grille 2 joue le rôle d'anode. Autour de cette dernière, se trouve une troisième grille au delà de laquelle le flux électronique peut atteindre deux plaquettes métalliques jouant le rôle d'anode auxiliaire (fig. 7).

### Principe de la synchronisation

Nous avons vu plus haut que les signaux de synchronisation arrivent sous forme d'impulsions positives sur la grille 3 de la ES III correspondante. Lorsque cette grille devient positive, le courant de la grille 2 diminue (cf. partage du courant entre des grilles successives) et le potentiel de cette électrode augmente. Par l'intermédiaire du transformateur d'oscillation, le potentiel de G I s'abaisse, c'est-à-dire que la grille I reçoit, en fin de compte, une impulsion négative qui déclenche l'oscillation sinusoïdale. Pour renforcer cet effet, l'anode finale A est chargée par une résistance élevée et couplée à la grille I par un condensateur (fig. 8). Quand la grille 3 reçoit une impulsion positive, le potentiel de l'anode auxiliaire A s'abaisse. La grille I reçoit donc, par là aussi, une impulsion de phase correcte pour assurer le déclenchement du retour.

### Balayage vertical

Les deux enroulements du transformateur d'oscillation (G et A) sont bobinés directement sur le noyau de déflexion (fig. 9). Un shunt magnétique vient corriger l'effet de la résistance des enroulements. En effet, la loi de variation du courant dans une self résistante est donnée par la relation :

$$u = L di/dt + Ri.$$

Or, il s'agit ici de maintenir constante la valeur de l'expression :

$$\frac{di}{dt} = \frac{u - Ri}{L}$$

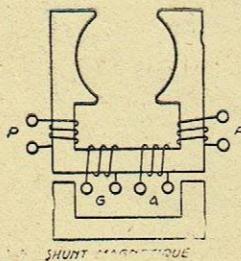


Fig. 9.

Pour obtenir ce résultat, un moyen consiste à diminuer  $L$  lorsque  $i$  croît. On y parvient approximativement grâce au shunt magnétique : lorsque le courant augmente dans l'enroulement, le noyau a tendance à se saturer; sa perméabilité décroît et la self diminue. On a intérêt, d'autre part, à augmenter le plus possible le couplage entre les enroulements oscillants. Ces enroulements sont donc fractionnés en galettes alternées sur le noyau. Enfin, il a fallu compenser le champ continu produit

par le courant anodique moyen. A cet effet, deux bobines  $P$  ont été ajoutées sur les pièces polaires; un courant continu réglable les traverse et une self-induction  $L2$  bloque le courant alternatif qu'elles pourraient inutilement débiter. La prise potentiométrique prévue aux bornes de  $L2$  servira à appliquer à la cathode du tube d'image une impulsion positive qui étendra le spot lumineux pendant le retour vertical. En parallèle sur les enroulements d'oscillation, se trouvent deux condensateurs fixes dont la valeur détermine en partie la durée du retour; d'autre part, ils limitent les crêtes de tension et réduisent l'amortissement de la demi-oscillation libre. Le contrôle de la fréquence s'effectue par le réglage de l'auto-polarisation de la grille 1 de la ES III qui fixe évidemment le temps « aller » de la dent de scie. L'amplitude est ajustée par variation de la tension anodique de la lampe. Dans les conditions normales, les caractéristiques de fonctionnement sont à peu près les suivantes :

Tension continue	$Vg 2 = 100$ volts.
Intensité continue	$Ig 2 = 10$ mA.
Intensité continue	$Ig 1 = 12$ mA.

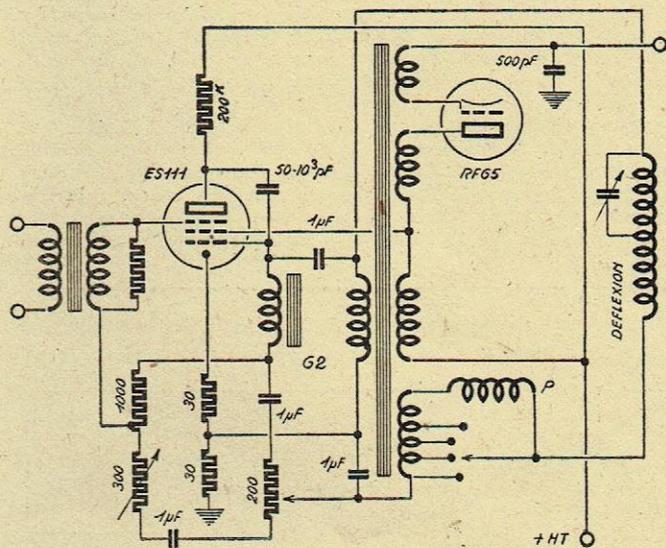


Fig. 10.

### Balayage horizontal et haute tension

Le principe de création de l'oscillation de balayage est le même que pour le balayage vertical. Mais le transformateur d'oscillation comporte un enroulement indépendant qui alimente les bobines de déviation horizontale. D'autre part, il fournit l'alimentation en très haute tension du tube cathodique ainsi que le chauffage de la valve redressant cette tension. En effet, la tension apparaissant aux bornes des enroulements du transformateur atteint une valeur extrêmement élevée pendant la dent de la dent de scie. Cela apparaît immédiatement dans la formule :

$$u = L di/dt$$

où, pour une même variation de courant  $di$ , la tension  $u$  est d'autant plus grande que le temps  $dt$  est petit. Dans le cas du balayage horizontal, la durée  $dt$  est de l'ordre de  $10^{-5}$  seconde et la tension  $u$  de crête aux bornes de l'enroulement plaque est voisine de 4.000 volts. Cette tension est élevée en auto-transformateur (fig. 10) jusqu'à 6.000 volts, redressée par une valve RFG 5, filtrée par un condensateur de 500 pF. et appliquée à l'anode du tube d'image. Ce procédé fort intéressant d'obtention de la très haute tension n'est pas particulier au récepteur E I. Il présente sur le procédé habituel utilisant le courant sinusoïdal 50 périodes les avantages suivants :

1° La forme rectangulaire du courant à redresser permet d'utiliser une valve à isolement moins poussé, puisque la tension inverse de crête n'est que de  $1,1 U$  au lieu de  $2 U$  dans le cas du courant sinusoïdal.

2° La fréquence du courant pulsé à filtrer étant supérieure à 10.000 périodes, le condensateur de filtrage peut être réduit à 500 pF., d'où un gain sensible sur le prix de revient et l'encombrement.

3° Par le rôle qu'il remplit, le transformateur de balayage de lignes exige un isolement très soigné. En l'utilisant pour

produire également la très haute tension, son prix de revient n'augmente que très peu et l'on fait l'économie du transformateur d'alimentation T.H.T.

4° Application retardée de la T.H.T. au tube d'image (après mise en route du balayage horizontal).

Il n'existe donc dans le récepteur qu'un seul transformateur à haut isolement. Cependant, pour profiter entièrement de cet avantage, il faut également qu'il fournisse le chauffage de la valve T.H.T. (6,3 volts; 0,2 ampère). Un enroulement de quelques spires suffit pour cela et la charge supplémentaire qu'il apporte est négligeable. De même, la puissance anodique absorbée par le tube d'image (0,5 watt) est sans effet sensible sur la forme du balayage. Théoriquement, il aurait été possible d'utiliser les bobinages oscillateurs comme bobinages de déviation horizontale. Il est probable que des difficultés de réalisation ont fait abandonner cette solution. En effet, les bobinages oscillateurs sont à inductance élevée et à faible capacité répartie. Il faut donc les fractionner en galettes et soigner l'isolement de l'ensemble. L'exécution mécanique de semblables bobines de déflexion paraît très complexe. C'est donc le transformateur indépendant qui a été adopté. Il comporte un quatrième enroulement qui attaque des bobines de déflexion horizontale à faible inductance (45 mH.). Une fraction de ces dernières est accordée par un condensateur de quelques pF. qui évite des résonances propres au départ de l'« aller » de la dent de scie. La réalisation mécanique du transformateur est très soignée. Il est bobiné sur une carcasse à gorges faite d'aménite. Pour diminuer un peu plus encore les capacités réparties, les bobinages ne reposent sur la carcasse que par leurs angles. Le système de synchronisation du balayage horizontal est identique à celui du balayage vertical. Trois réglages sont disponibles : la fréquence, par la polarisation automatique de la première grille (résistance variable de 300 ohms); le centrage horizontal (poten-

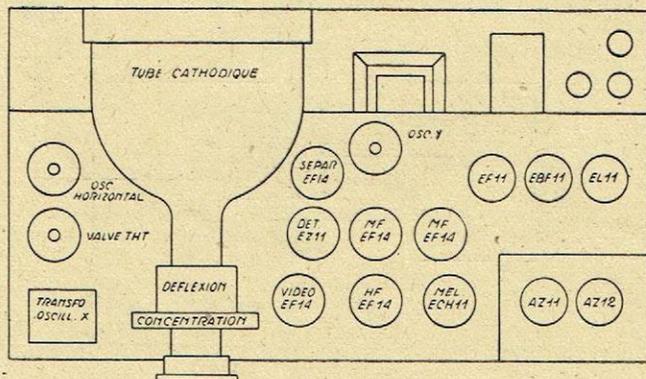


Fig. 11.

tiomètre de 200 ohms); l'amplitude, par un commutateur à plots qui prélève sur un enroulement auxiliaire du transformateur une tension supplémentaire insérée en série dans les bobinages de déflexion. Dans les conditions normales de fonctionnement, on relève sensiblement les valeurs suivantes :

Tension continue	$V_{g2} = 330$ volts.
Intensité continue	$I_{g2} = 100$ mA.
Intensité continue	$I_{g1} = 100$ mA.
Très haute tension	$U = 6.000$ volts.

### Le tube cathodique

Pour réduire l'encombrement total du récepteur, le tube utilisé possède un fond de forme rectangulaire et non circulaire. De plus, la sphéricité de l'écran a été fortement diminuée. Voici les caractéristiques mécaniques de ce tube :

Format d'image.....	225 × 195 m/m.
Longueur totale.....	384 m/m.
Sphéricité de l'écran.....	rayon de 800 m/m.

Du point de vue électronique, c'est un tube du type triode à concentration magnétique. Il admet une tension de wehnelt d'environ 30 volts.

Le grand rayon de courbure de l'écran a des répercussions multiples. En effet, le centre de la sphère dont il constitue une calotte ne coïncide pas avec le centre des bobines de déflexion. Si ces dernières créaient un champ homogène, l'image du

balayage sur l'écran ne serait pas rectangulaire mais subirait une distorsion concave dite « en coussin ». Pour remédier à ce défaut, les bobines de déflexion ont une forme spéciale donnant un champ non homogène. Mais ce champ non homogène risque de faire varier la concentration du spot le long du

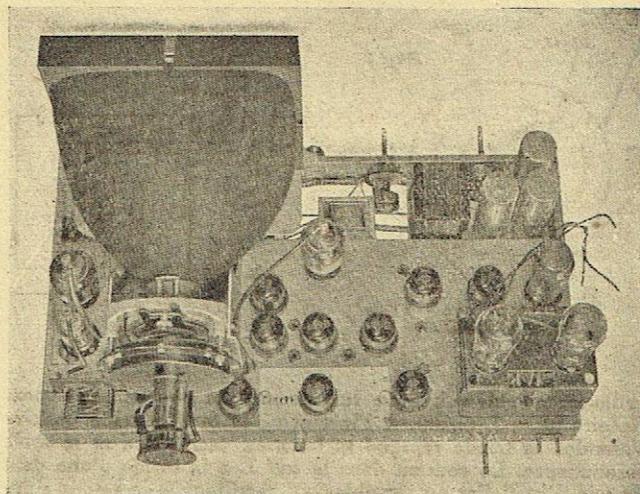


Fig. 12.

balayage. Il est donc obligatoire d'avoir un faisceau électronique de faible section pour rendre cet inconvénient inappréciable. D'ailleurs, une deuxième raison vient renforcer cette nécessité : c'est la profondeur de champ exigée par la planéité relative de l'écran. En effet, il est évident que la longueur du faisceau électronique est différente suivant que le point d'impact se trouve au centre ou dans les angles de l'écran. Pour obtenir une concentration de même qualité en tout point de l'image, il est donc nécessaire de réduire la section du faisceau incident. Cela a conduit à utiliser une faible surface de cathode, donc à augmenter autant que possible sa dissipation par unité de surface.

L'écran, de couleur sépia, donne une brillance moyenne d'environ 0,01 bougie/cm<sup>2</sup> pour un courant de pointe de 150 micro-ampères, c'est-à-dire une puissance de 0,9 watt. L'ampoule est recouverte de toile adhésive et le fond comporte un cache en matière moulée supportant lui-même un verre de sécurité.

### Récepteur son

Il n'offre pas de particularité saillante. La lampe mélangeuse commune au son et à l'image attaque en série les circuits réso-

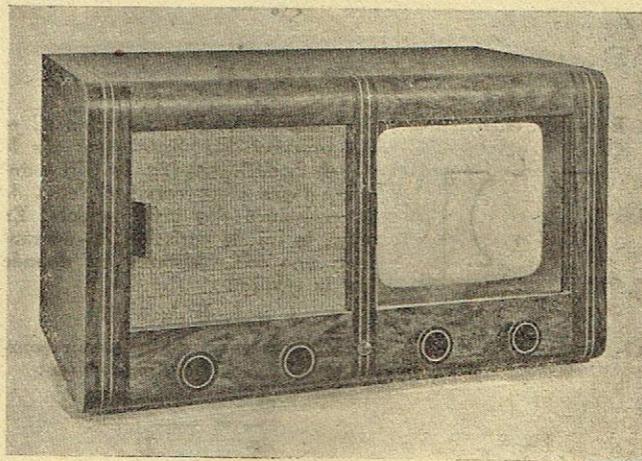


Fig. 13.

nants sur les moyennes fréquences respectives des deux amplificateurs. L'amplificateur M.F. son est accordé sur 5,6 Mc/s. Il comporte une pentode à pente variable EF II et une double diode pentode EBF II. La lampe Finale BF. EL II est attaquée directement par la diode détectrice, sans pré-amplification. La

répartition des amplifications est à peu près la suivante pour toute la chaîne son :

antenne-grille H.F.....	2,2
grille H.F. — grille mélangeuse.....	7
grille mélangeuse — grille 1° M.F.....	7
grille 1° M.F. — grille 2° M.F.....	50
grille 2° M.F. — diode.....	30
grille B.F. — haut-parleur.....	60

Les caractéristiques générales sont :

bande passante totale : 300 kilocycles/s.  
sensibilité : 3 watts modulés pour 50 microvolts

modulés à 30 %.

Les contrôles disponibles sont : la sensibilité, par commande de la polarisation automatique de la première amplificatrice M.F. et un contrôle de tonalité classique sur la grille de l'amplificatrice B.F.

### Alimentation

Un seul transformateur fournit les différentes tensions indispensables. Il donne en particulier deux tensions anodiques indépendantes comportant chacune une valve biplaque. La tension anodique nécessaire à la seule réception du son est équipée avec une AZ II. Son filtrage est assuré par l'excitation du haut-parleur. L'alimentation anodique de la partie spécifiquement image est fournie par une AZ 12 et une cellule de filtrage passe-bas accordée. Sur ce circuit se trouve également la bobine

de concentration. Le réglage de l'intensité qui traverse celle-ci nécessite un potentiomètre double, le deuxième élément servant à compenser les variations de haute tension provoquées par l'élément principal (1.000 ohms).

### Réalisation mécanique

L'ensemble du récepteur, à l'exception du haut-parleur, est monté sur un châssis monobloc dont les photographies jointes et la figure 11 donnent l'agencement. Les commandes sont ainsi réparties :

Face avant :

- a) Sensibilité son combinée avec interrupteur général (par tirage du bouton de commande).
- b) Concentration.
- c) Sensibilité image.
- d) Lumière moyenne combinée avec interrupteur de mise en route de l'image.

Face arrière :

Contrôle de tonalité.

Dessous du châssis :

- a) Cadrage vertical.
- b) Cadrage horizontal.
- c) Fréquence de balayage vertical.
- d) Fréquence de balayage horizontal.
- e) Amplitude verticale.
- f) Amplitude horizontale.

# TÉLÉVISION ET CINÉMA

par J. VIVIÉ

Sous ce titre, on a déjà beaucoup écrit!... J'ai moi-même exposé par ailleurs ce que je pensais des rapports futurs de

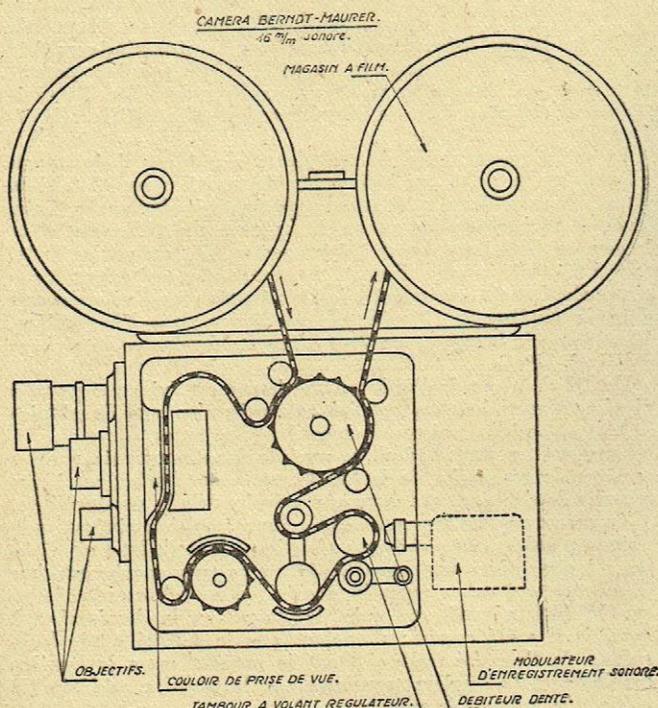


Fig. 1.

la télévision et du cinéma et des positions respectives qu'ils pourraient occuper en un proche avenir.

Ce n'est point de ce vaste problème que nous allons traiter dans cette étude, mais plus simplement, sur le plan technique, des apports que la technique cinématographique est capable de léguer à la télévision, et des nouvelles exigences que cette

dernière va formuler à l'égard de son aîné.

Plaise donc au lecteur d'abandonner pour un instant les  $\sqrt{LC}$ ,  $\cos \varphi$  et  $\lambda$  pour se complaire dans les densités, les gamma et les cotes de films qui vont émailler les divers chapitres de cette étude.

L'étude de l'organisation des émissions de télévision — au sujet de laquelle Marc Chauvierre a consacré un de ses récents articles — montre que la technique de l'enregistrement des images et du son occupera en télévision une place prédominante.

A considérer dans son ensemble le rôle de la technique cinématographique en télévision, celui-ci se présente à notre avis sous trois aspects différents :

1° C'est d'abord le problème de l'utilisation d'un matériel de reportage ciné-sonore présentant des caractéristiques d'encombrement, de poids et de commodité telles qu'elles assurent aux reporters les plus grandes facilités d'emploi.

2° C'est ensuite le problème du traitement ultra-rapide des films enregistrés de façon à introduire le minimum de décalage dans le temps, entre le moment du reportage et celui de sa diffusion.

3° Enfin le problème même de l'exploration des images successives des films cinématographiques, en vue de la production de la modulation « vision » qui sera appliquée à l'émetteur.

Dans cette étude, nous allons examiner successivement les deux premiers aspects du problème. Le troisième fera l'objet d'une étude ultérieure.

## I. — Le reportage ciné-sonore

Le problème du matériel de reportage ciné-sonore devrait être résolu à l'heure présente, puisqu'il s'est posé depuis vingt ans pour la réalisation des actualités cinématographiques, mais par la paresse habituelle de s'attacher à résoudre les questions délicates, on a préféré adopter des solutions incomplètes. Toute la difficulté provient, en effet, de l'enregistrement sonore qui exige une vitesse de défilement absolument constante et des sources d'énergie électrique, alors que la simple prise de vues peut être obtenue avec des moyens mécaniques relativement simples, quoique précis.

Aux débuts du cinéma sonore, on s'était attaché à enregistrer simultanément les images et le son des bandes d'actualités : deux solutions s'étaient offertes. L'une consistait tout

simplement à transporter dans un camion les appareillages normalement utilisés au studio en prévoyant l'alimentation électrique à partir de batteries d'accumulateurs : la camera se trouvait ainsi solidaire du camion de reportage et, par suite, très limitée dans ses déplacements au cours d'une même prise de vues. L'autre solution conduisit à concevoir des cameras de

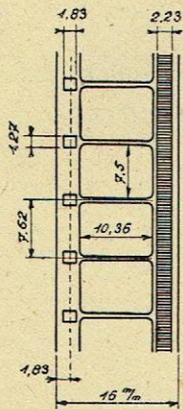


Fig. 2.

prise de vues complétées par un dispositif d'enregistrement sonore, soit sur un film séparé, soit sur le même film : on chercha à réduire concurremment l'encombrement et le poids des amplificateurs et des batteries d'accumulateurs, sans parvenir toutefois à un matériel portable, mais seulement portable... et de toutes façons au détriment de la qualité du son enregistré.

C'est ainsi que l'on limita purement et simplement les enregistrements sonores sur place aux cas des reportages importants; pour le reste des actualités, on se contenta de la simple prise de vues et le studio de doublage eut la charge de sonoriser, brüiter et speaker (... oh ! harmonie de ces vocables de métier !) les bandes muettes, pour les transformer en actualités sonores post-synchronisées.

Mais voici que le format réduit apparut (utilisation d'un film dont la largeur est réduite de 35 à 16 mm), et qu'après avoir conquis ses premiers titres dans l'amateurisme, il rassembla des quantités suffisantes pour que

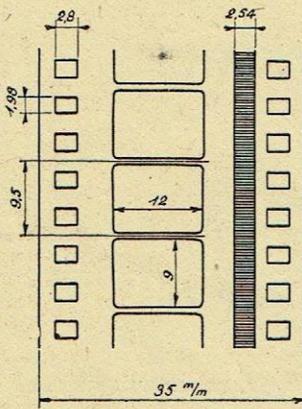


Fig. 3.

l'on pût, vers 1938, envisager son emploi pour le reportage et les actualités. La diminution de poids et d'encombrement des cameras ne pouvait-elle pas autoriser l'espoir de réaliser un système d'enregistrement sonore portable ? Des techniciens s'attaquèrent au problème et c'est ainsi qu'en 1939, nous trouvions, en Allemagne et aux Etats-Unis, deux équipements répondant aux conditions posées par les nécessités du reportage ciné-sonore.

Ces équipements sont caractérisés par l'implantation du système d'enregistrement photo-sonore dans la camera de prise de vues, la piste sonore étant enregistrée sur le même film sur lequel s'inscrivent les images : la fig. 1 indique la disposition réalisée sur la camera sonore américaine. Berndt-Maurer; l'amplificateur d'enregistrement est réalisé sous forme valise avec lampes à faible consommation (puissance de sortie réduite à 2 watts) et toute l'alimentation électrique est obtenue à partir d'une batterie légère de 24 volts.

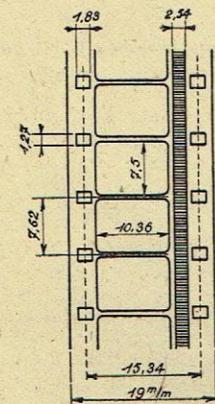


Fig. 4.

L'enregistrement simultané images et son sur le même film — si décrié à juste titre avec les émulsions négatives ordinaires — présente maintenant un niveau de qualité réel grâce à l'emploi de la pellicule inversible qui fournit directement un film positif prêt à être reproduit sans opération supplémentaire de tirage : ceci constitue évidemment un autre avantage appréciable du point de vue rapidité d'emploi.

Mais rien ne saurait être immédiatement parfait en ce bas monde !... Le film 16 mm qui — en format muet avec ses deux rangées de perforations — a prouvé amplement ce dont il était capable, présente par contre deux inconvénients majeurs en format sonore; en effet (fig. 2), afin de ne pas réduire la dimension des images, on crut bon de supprimer l'une des rangées de perforations et de placer ainsi la piste sonore sur le bord du film; or, l'entraînement unilatéral du film est mécaniquement déficient, outre qu'il impose une fatigue excessive à l'unique

rangée de perforations qui subsiste : d'autre part, la piste sonore située en bordure est soumise de ce fait à de multiples détériorations par rayures, écorchages, etc., outre que sa largeur par trop réduite introduit un niveau de souffle assez gênant.

Dans ces conditions, on a pu logiquement rechercher d'autres solutions alliant les avantages du film réduit aux qualités essentielles indispensables : les services de la télévision allemande ont ainsi pratiqué l'enregistrement sur film 35 mm avec images réduites à mi-hauteur et piste sonore de largeur normale (2,54 mm); mais si cette solution (fig. 3) répond aux inconvénients signalés pour le film de 16 mm, elle présente par contre celui de l'encombrement en largeur sans parler de la surface inutilement perdue. C'est pourquoi j'ai récemment préconisé l'adoption d'un nouveau format réduit qui dérive du film de 16 mm en conservant les deux rangées de perforations et en adoptant la largeur normale de la piste sonore : on aboutit ainsi au format de 19 mm (fig. 4) qui présente également des avantages certains pour la petite exploitation cinématographique et se trouve déjà mis à l'étude dans ce but déterminé.

On peut donc affirmer qu'à l'heure présente, le reportage ciné-sonore est réalisable avec des équipements portatifs de prise vues et de son combinée sur film de format réduit par utilisation de la pellicule inversible, et que cette solution présente un niveau de qualité très satisfaisant pour la Télévision.

## II. — Le traitement ultra-rapide des films

Les conditions que nous venons d'examiner au sujet du reportage ciné-sonore ne s'appliquent qu'à la confection d'un « Télé-journal » dont la diffusion sera assurée chaque soir, quelques heures après les dernières prises de vues, ce délai pouvant être réduit à une ou deux heures au maximum.

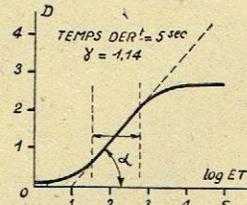


Fig. 5.

Or il existe une autre forme d'exploitation pour laquelle la télévision fera appel au cinéma : il s'agit de la transmission par film intermédiaire qui s'applique au reportage quasi instantané d'événements divers, la

diffusion de ces événements devant être reprise plusieurs fois au cours de la même journée ou de la même semaine, notamment en vue d'assurer les séances successives de salles d'exploitation spécialisées dans la représentation d'actualités télédiffusées.

La technique actuelle du traitement des films cinématographiques ne se prête pas à ce genre de travail : en effet, si la vitesse des machines automatiques continues à développer, fixer, laver et sécher le film atteint la cadence de défilement dans la camera de prise de vues (24 images = 456 mm par seconde, soit 1.650 mètres par heure), le temps de traitement reste assez élevé, soit environ 10 à 12 minutes de développement dans le révélateur, 10 minutes de fixage dans l'hyposulfite, 10 minutes de lavage en courant d'eau et 15 minutes de séchage à l'air à 30° C.

Un tel décalage de l'ordre d'une heure est évidemment trop élevé et des recherches ont été entreprises en vue de réduire le temps total de traitement à quelques minutes.

Nous relaterons les résultats atteints dans cette voie par les services de recherche de la Sté Fernseh, en demandant à nos lecteurs de s'initier avec nous aux principes de la sensitométrie.

Tout comme une lampe de radio, une émulsion cinématographique possède sa courbe caractéristique dont l'allure est d'ailleurs à peu près semblable (fig. 5) : une telle courbe exprime la relation qui existe entre la densité ou noircissement obtenu sur le film négatif une fois développé et la lamination à laquelle il a été exposé; rappelons que la densité est le logarithme de l'opacité, celle-ci étant le rapport entre la lumière incidente et la lumière transmise par la plage considérée (le rapport inverse est la transparence).

$$D = \log \frac{\Phi_e}{\Phi_s} = \log O = \log \frac{1}{T}$$

Quant à la lamination, il s'agit du produit  $L = Et$  de l'éclairement en lux reçu par la couche sensible et du temps d'exposition.

La courbe caractéristique comprend trois régions principales : — une région inférieure courbe correspondant à la zone de sous-exposition;

— une région centrale rectiligne dite d'exposition correcte, puisqu'elle correspond à une relation linéaire entre la densité et le logarithme de la lumination;

— une région supérieure courbe correspondant à la zone de sur-exposition.

La pente de la partie rectiligne a reçu la dénomination de *gamma* ( $\gamma = \text{tg } \alpha$ ) et cette mesure est caractéristique du contraste des images enregistrées sur le négatif.

En fait, une émulsion est déterminée, non par une couche caractéristique, mais par un faisceau de courbes correspondant aux divers temps de développement et l'on observe — ainsi que le montre la figure 6 — que le *gamma* croît régulièrement avec le temps de développement : le diagramme publié

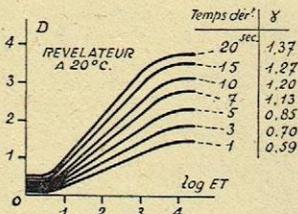


Fig. 6.

est relatif à l'émulsion utilisée dans le procédé à film intermédiaire *Fernseh*. On remarquera que les temps indiqués sont extrêmement réduits, entre 1 et 20 secondes, alors que pour une émulsion négative normale, ces temps sont de l'ordre de 8 à 15 minutes.

C'est en effet le but essentiel recherché pour les pellicules

utilisées dans le procédé à film intermédiaire que de réduire au minimum la durée totale de traitement; on y parvient en faisant appel à des couches sensibles extrêmement minces de l'ordre de 5 à 10 microns, à des émulsions à caractéristiques aussi raides que possible, et en développant celles-ci dans un révélateur à haute concentration utilisé à température plus élevée qu'à l'ordinaire.

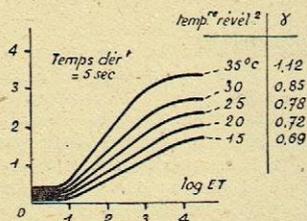


Fig. 7.

Ainsi le diagramme de la figure 6 a été tracé pour une température de développement de 20° C, tandis que le diagramme de la figure 7 fournit la variation d'allure à temps de développement constant (5 sec) pour des températures échelonnées de 15 à 35° C; on note un accroissement du *gamma* jusqu'à 35° C, mais il est évident par

ailleurs que la température ne peut être élevée qu'autant qu'elle ne provoque pas un début de fusion de la couche.

De même que le temps de développement, le temps de fixage doit, lui aussi, être réduit dans les mêmes proportions; ceci conduit également à adopter des couches d'émulsion très minces (5 à 8  $\mu$  contre 20 à 25  $\mu$  pour les films ordinaires) et à

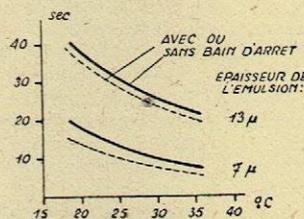


Fig. 8.

élever la température du bain de fixage, ainsi que le montre le diagramme de la fig. 8; pratiquement, on aboutit ainsi à un temps de fixage d'environ 12 à 20 sec.

Après le fixage vient le lavage, également favorisé par la moindre épaisseur de la couche et la durée de séjour réduite dans le fixateur : la pratique montre qu'en 20 secondes, le lavage a éliminé suffisamment les produits chimiques pour assurer une con-

servation du film pendant six mois environ.

Le séchage du film reste évidemment l'opération la plus longue : on peut cependant arriver à réduire cette durée en élevant la température de l'air de séchage et en additionnant l'eau de lavage d'alcool méthylique : il faut compter en définitive sur un temps moyen de 40 secondes.

En résumé, les caractéristiques d'ensemble du film utilisé dans le procédé à film intermédiaire *Fernseh* sont les suivantes :

sensibilité en degrés DIN :	14/10;
épaisseur de la couche sensible :	6-7 $\mu$ ;
<i>gamma</i> infini :	1,8;
densité maxima :	2,5;
temps de traitement :	développement : 5 sec;
	fixage : 20 sec;
	lavage : 20 sec;
	séchage : 40 sec.

Le temps total de traitement de 1 1/2 minute peut être encore réduit de 15 sec par utilisation d'un procédé spécial de développement et fixage combiné.

Comme on le voit par ces résultats, le procédé à film intermédiaire avec traitement ultra-rapide devrait permettre la diffusion d'un reportage avec moins de 3 minutes de décalage sur l'événement, l'agencement du matériel de traitement pouvant être prévu formant corps avec le système d'exploration et disposé en camion, non loin des caméras de prises de vues.

## AU SYNDICAT DE LA CONSTRUCTION RADIO-ÉLECTRIQUE ON FAIT LE POINT DE LA SITUATION

Le Comité directeur du Syndicat de la Construction Radio-électrique a pris l'initiative de faire aux membres des différents groupes un exposé complet de la situation.

La matinée du 4 juillet 1945 fut consacrée aux réunions des différents groupes. M. Guillemant traita la question pour les fabricants de récepteurs amateurs; M. Tallemant fit de même pour le matériel professionnel; M. Vedovelli pour la pièce détachée et M. Peyron pour les lampes.

Enfin, l'après-midi, on entendit le remarquable exposé général de M. Damelet, président du Syndicat de la Construction Radio-électrique.

Quoique intéressant spécialement les chefs d'industrie, il serait souhaitable que l'exposé de M. Damelet fût publié intégralement, car c'est avec une netteté exempte d'euphémisme qu'il fit le bilan de la situation.

Ce bilan est, hélas! bien pessimiste. Comment pourrait-il en être autrement lorsque, dans le régime économique actuel, notre industrie est à la merci d'une nuée de fonctionnaires dont le plus grand nombre n'est pas qualifié.

L'industrie Radio est particulièrement touchée par la situation actuelle et le président du S. C. R. a mis en évidence quelques-uns des dangers qui menacent particulièrement notre industrie.

D'abord, des décisions hâtives et désastreuses prises dans le domaine des importations se traduisent par le fait que, lorsque les Américains consentent à nous exporter de la matière pre-

mière ou du matériel, il s'agit là de matière première de qualité inférieure et d'un matériel périmé.

La deuxième cause est l'exploitation lamentable de la radio-diffusion; celle-ci comporte aujourd'hui une quinzaine de directeurs et 2.000 fonctionnaires, et jamais, tant du point de vue programmes que du point de vue technique, les émissions n'ont été aussi mauvaises, à tel point que de nombreux possesseurs de récepteurs ne les utilisent plus ou même les vendent, se refusant à payer la taxe radiophonique, et l'auditeur regrette aujourd'hui le bon temps du slogan publicitaire.

Enfin, le troisième ennemi mortel de la radio, c'est la fiscalité excessive; sur une lampe vendue 180 francs, l'Etat perçoit plus de 60 francs; sur un récepteur vendu 8.000 francs, l'Etat par cascades de taxes perçoit environ 4.000 francs; ces chiffres inimaginables sont pourtant réels et, de taxe en taxe, l'industrie radio paie annuellement 5 milliards à l'Etat.

Qu'attend-elle de l'Etat en contre-partie? rien!

Ainsi, pris entre les feux croisés du fonctionnarisme incompetent et envahissant, d'une radiodiffusion plus médiocre que jamais, et d'une fiscalité excessive, l'industrie Radio-électrique française est dans la situation la plus critique qu'elle n'ait jamais connue depuis qu'elle existe.

Les choses s'amélioreront-elles? Le président et le Comité directeur du Syndicat du S. C. R. ont assuré qu'ils allaient faire tout leur possible dans ce sens.

Puissent-ils réussir!

# UN PROBLÈME, DEUX SOLUTIONS

Au moment où l'on envisage plus que jamais la reprise d'émissions régulières de télévision, il n'est pas sans intérêt de faire le tour des différentes solutions qui permettent le financement de ces émissions, d'autant plus que l'on a déjà, dans une certaine mesure, l'expérience de certaines d'entre elles.

On peut les classer au nombre de trois.

..

La première est celle qui a été utilisée jusqu'à présent dans la plupart des pays européens qui s'intéressent à la question. Avec cette formule, la télévision est considérée comme un service public et l'Etat finance et organise les émissions.

Le fait de posséder un récepteur donne donc automatiquement le droit de recevoir et de profiter des programmes. Le budget de ces émissions (technique et programmes) est assuré, soit par des taxes spéciales payées par les possesseurs de récepteurs de télévision, soit par la Caisse générale de Radiodiffusion.

Cette solution est directement inspirée de la formule de la radiodiffusion d'Etat et l'on admet que ce qui est valable pour le son l'est également pour la vision. Evidemment, les reproches qui sont valables en radiodiffusion sonore gardent toute leur valeur en radiodiffusion visuelle. Entre autres, on peut observer qu'il est facile de posséder un récepteur de télévision sans le déclarer, ce qui permet de recevoir gratuitement lesdites émissions, sans subvenir aux frais des programmes (comme le pratiquent environ 30 à 40 % des auditeurs de la radio d'Etat).

Il est vrai qu'on peut remédier à cet inconvénient par un contrôle sévère à la vente des récepteurs, ce contrôle étant relativement plus facile pour les récepteurs de télévision que pour les récepteurs de radio, d'autant plus que, dans ce cas, on partira à peu près de zéro.

Mais, en dehors de ce fait, les dangers de l'étatisation de la télévision semblent plus graves pour cette dernière que pour la radio.

Dans la plupart des domaines, l'étatisation complète a donné des résultats nettement négatifs et, en particulier, ce fut le cas pour la radiodiffusion d'avant guerre et plus encore pour la télévision.

J'ai fait le procès de la Radio d'Etat dans des articles qui datent de six ans. Je ne les renie pas et j'aurai probablement l'occasion de les retranscrire purement et simplement, car il est malheureusement fort à craindre que les critiques faites il y a six ans soient applicables à ce qui a été fait depuis la libération. Quelques initiatives heureuses sont noyées dans un flot d'échecs.

Mais, pour la télévision de demain, le problème est encore bien plus grave, car la télévision, plus que la radio, s'apparente à un spectacle : peut-on imaginer l'étatisation du spectacle ?

Que diriez-vous de l'A.B.C. ou des Folies-Bergère dirigés par des fonctionnaires. Imaginez-vous l'Etat producteur de films ?

Rions-en, de peur d'avoir à en pleurer.

Mais la B.B.C., me direz-vous ?

N'assimilons pas la B.B.C. à un organisme d'Etat. C'est une société indépendante contrôlée par l'Etat et qui n'est ni administrée ni dirigée par des fonctionnaires. Les directeurs et employés de la B.B.C. ne vivent pas pour leur retraite et ils peuvent être congédiés comme les employés de n'importe quelle affaire privée.

Je suis d'ailleurs fermement convaincu que, quoi qu'il arrive dans l'avenir, aussi bien pour la radiodiffusion sonore que pour la radiodiffusion visuelle, on sera amené à abandonner en France l'ancienne formule, pour la remplacer par une formule de société indépendante, sous contrôle de l'Etat, si cela est nécessaire, mais gérée comme une société privée.

On pourrait d'ailleurs proposer une formule mixte, en laissant à un organisme indépendant la question des programmes et en maintenant pour l'Etat l'exploitation technique. Ce serait persister dans l'erreur car, encore une fois, le seul poste de radio que l'on peut montrer encore aujourd'hui aux Américains, sans avoir à rougir, est un poste privé dont les installations techniques datent des années 1937 et 1938. Voyez aussi ce que je dis au début de ce fascicule au sujet des téléphones.

Mais revenons à la télévision.

..

La formule opposée à celle que je viens d'indiquer est la formule américaine. Elle est inspirée, elle aussi, de l'exploitation libre de la radio : on introduit dans le spectacle, sous

une forme ou sous une autre, de la publicité et c'est cette publicité qui paie les frais des émissions.

La formule a fait ses preuves en Amérique, et on cite certaines firmes d'outre-Atlantique qui paient 50.000 dollars pour une émission d'une demi-heure afin que les possesseurs de récepteurs de télévision n'ignorent rien des qualités de leur production.

On peut d'ailleurs observer à ce sujet que la publicité « visuelle » est beaucoup plus assimilable que la publicité sonore, telle qu'elle était pratiquée en radio, au temps si discuté de « l'écran sonore ».

D'abord, il faudrait généraliser la formule du parrainage qui consiste à faire offrir une émission de valeur intrinsèque propre par une firme citée au début ou à la fin de l'émission.

D'autre part, on peut remarquer que les sketches publicitaires sont beaucoup plus appréciés que l'annonce orale pure et simple, les premiers pouvant facilement avoir une valeur artistique propre. Souvenons-nous que c'est grâce à eux que l'on doit la naissance des dessins animés en France et « Mathurin et Popeye » ont été créés pour lancer une marque d'épinards.

Il est donc hors de doute que la publicité peut constituer la base d'exploitation de la télévision, et cela mieux encore que dans le domaine de la radio pure.

..

Enfin, il est une troisième solution que l'on peut envisager, solution qui n'a d'ailleurs jamais été appliquée à la radiodiffusion sonore, mais qui pourrait l'être à l'occasion.

Cette solution est la suivante : on considère que l'émission et la réception, donc l'émetteur et les récepteurs, forment un tout homogène et inséparable, tant du point de vue technique que du point de vue artistique. Dans ces conditions, on institue un organisme qui, d'une part, produit et émet les programmes et, d'autre part, loue aux particuliers les récepteurs susceptibles de les recevoir. Le prix de la location correspond à la fois à l'amortissement du récepteur, aux frais d'entretien et de dépannage de celui-ci et à la jouissance des programmes.

On peut facilement imaginer des dispositifs d'émission et de réception couverts par de sérieux brevets, de telle façon que les récepteurs en question ne puissent être construits et mis en location que par la firme productrice du programme. Il y aurait peut-être quelques cas de fraudes, mais ceux-ci seront très restreints.

Cette solution est particulièrement applicable à la télévision parce que, d'une part, le prix des programmes est très élevé et il est logique que l'utilisateur participe régulièrement à ces frais et, d'autre part, l'entretien du récepteur joue en télévision un rôle considérable et la solution qui consiste à créer un abonnement de télévision est particulièrement séduisante du point de vue technique.

Si des améliorations techniques se présentent (changement de linéature), l'utilisateur verra son récepteur échangé ou modifié sans voir pour cela le prix de l'abonnement changé. On peut d'ailleurs admettre que le nombre des usagers allant régulièrement en augmentant, l'amortissement des programmes deviendra tous les jours plus facile et, tout en améliorant ceux-ci, il sera possible de diminuer avec le temps le prix de l'abonnement.

Ce qu'il y a d'ailleurs de remarquable dans cette solution, c'est qu'elle est applicable aussi bien au système de la radiodiffusion d'Etat qu'au système de la radiodiffusion privée.

Dans le premier cas, c'est l'Etat qui crée et gère cet organisme ou une société contrôlée par l'Etat ; dans le deuxième, c'est l'initiative privée qui prend les risques et les bénéfices.

Une affaire réalisée sur ces bases peut être parfaitement viable ; il faudrait seulement de très gros capitaux au début, étant donné l'immobilisation représentée par les installations d'émissions et le nombre de récepteurs.

..

Les trois solutions sont viables, mais mes préférences vont aux deux dernières ; d'ailleurs, quelles qu'elles soient, ce qui importera avant tout, ce seront la valeur et le dynamisme des dirigeants et des responsables et c'est pourquoi l'initiative privée semble souhaitable dans ce domaine, car c'est la meilleure garantie contre l'incompétence.

Il n'y a pas de morale sans sanctions, ni d'efforts sans profits ; or, c'est le propre des organismes d'Etat de ne connaître ni les unes, ni les autres. Ils ne doivent compter que sur la vertu des hommes.

C'est insuffisant.

Marc CHAUVIERRE.

la radio en france

# LA TÉLÉVISION EN AMÉRIQUE

par LE SERVICE DE DOCUMENTATION DE LA RADIO EN FRANCE

Dans le dernier fascicule de « *La Radio en France* », nos lecteurs ont trouvé la traduction d'un article sur la Télévision, paru dans un journal américain.

Dans un autre ordre d'idées, voici le résumé d'études parues dans quelques revues techniques :

## Le récepteur de télévision R.C.A. sur grand écran

Un des reproches que l'on fait le plus souvent aux récepteurs de télévision d'amateurs réside dans la petite dimension de l'image.

J'ai souvent insisté sur le fait que cette petite dimension n'est pas spécifique à la télévision et que, depuis très longtemps, on sait faire de la télévision sur grand écran.

J'ai vu, en 1939, à Londres, des images de 3 m. x 4 m. et des salles de télévision publique sont déjà équipées en Amérique; mais, en dehors de ces applications professionnelles, il est évident qu'il y a, pour la télévision d'amateurs, un débouché considérable pour la projection sur écran et on peut même penser que, dans un avenir plus ou moins lointain, tous les récepteurs de télévision fonctionneront par projection.

Je peux d'ailleurs rappeler qu'en 1939, toutes les grandes firmes européennes (Philips, Marconi, etc.) avaient déjà au catalogue des récepteurs de télévision avec projection sur écran d'un format d'environ 40 x 60.

Le principal écueil de la projection sur grand écran est le prix de revient très élevé de tels récepteurs, ceci résultant surtout de l'emploi d'un système optique à grand foyer à grande ouverture pour la projection de l'image sur l'écran; par exemple un objectif de qualité moyenne, réalisé dans ce but, coûterait aujourd'hui environ 40.000 francs à lui seul; ce qui amènerait le prix du récepteur entre 100.000 ou 150.000 francs.

Les Américains ont travaillé le problème et R.C.A. vient de présenter, aux Etats-Unis, avec force publicité, un téléviseur standard à projection sur écran.

Je ne trouve, dans ce récepteur, rien que nous ne connaissions déjà, sinon le système optique de projection de l'image, dont le dessin ci-joint représente le schéma.

En premier lieu, le récepteur R.C.A. utilise un miroir sphérique; c'est une solution particulièrement intéressante en télévision et, d'ailleurs, c'est elle qui a été primitivement adoptée par les projecteurs allemands de télévision en 1938, ainsi que dans les premiers essais de télévision sur écran réalisés un peu plus tard à la Compagnie des Compteurs.

Le miroir sphérique est à ouverture également plus économique que l'objectif, mais il a un défaut: il amène presque toujours une perte de netteté très importante.

Pour obvier à cette perte de netteté, R.C.A. utilise une lentille correctrice. Mais, direz-vous, nous retombons dans l'inconvénient précité: système optique de prix élevé.

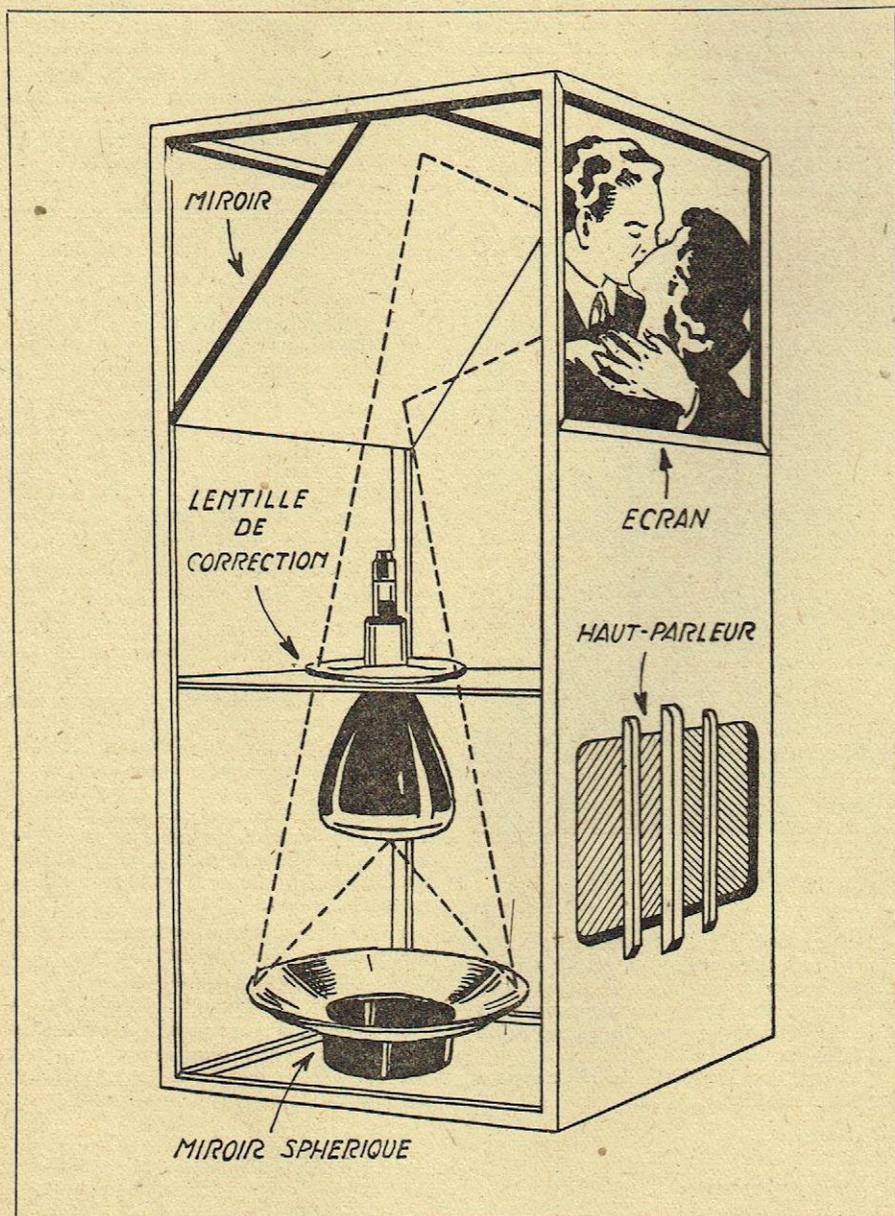
Or, c'est là qu'apparaît le puissant moyen d'investigation des laboratoires américains. La lentille correctrice est réalisée directement, en matière moulée transparente (matière plastique genre Plexiglass). Il devient, en principe, possible de réaliser un système optique pour télévision par projection à grande ouverture à haute qualité optique et d'un prix de revient bien inférieur à celui des systèmes optiques classiques.

Ceci dit, le croquis accompagnant cet article indique mieux qu'un long discours la disposition du récepteur R.C.A.

Signalons à toutes fins utiles que celui-ci a été étudié par un groupe de techniciens, parmi lesquels il faut citer G. Maloff et W. Epstein.

Le récepteur de télévision en question comporte en outre un récepteur radio-standard, pour la modulation en amplifères radio-techniciens et le remède est déjà la modulation de fréquence.

Pour être complet, je dois indiquer que le prix de ce récepteur est de 395 dollars,



ce qui, à mon avis, est énorme par rapport au prix moyen du récepteur de T.S.F. 5 lampes qui est de 22 dollars.

D'autres solutions sont d'ailleurs en gestation, permettant encore d'abaisser le prix de revient; celles-ci feront l'objet d'un article technique, pour un prochain fascicule de « La Radio en France ».

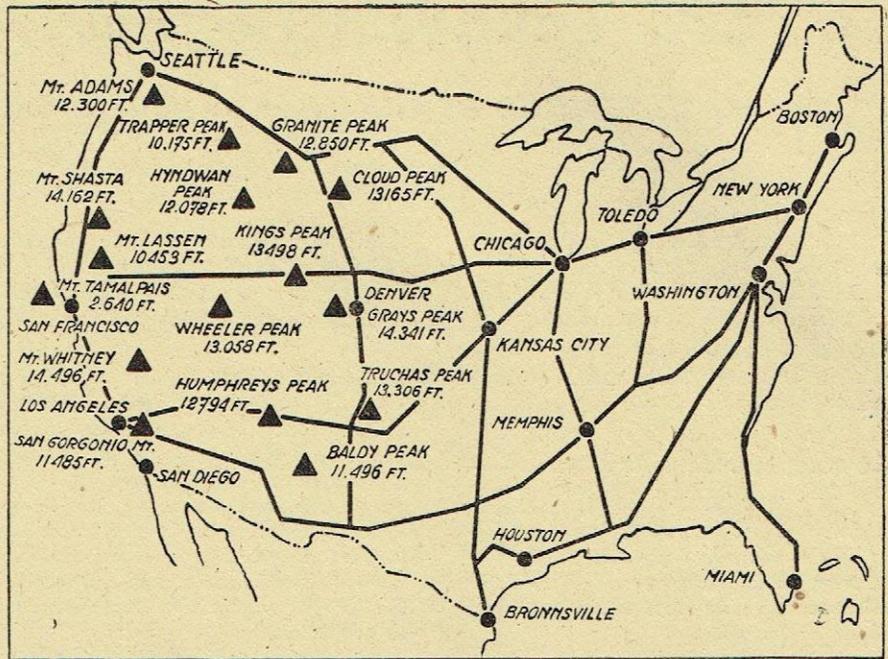
### La chaîne de relais de télévision proposée en Amérique par Raytheon

Lorsque l'on avance dans l'exploitation de la télévision, on se trouve rapidement placé en face du problème de la constitution d'un réseau d'interconnexion entre les studios et les émetteurs, mais on se heurte alors au prix élevé des câbles et des répéteurs (par exemple 2 ou 3 millions du km.), ce qui conduit à des investissements presque impossibles.

On peut même dire qu'avec les procédés usuels, le problème est insoluble. Mais il n'y a pas de problème insoluble pour les radio-techniciens, et le remède est déjà trouvé : c'est l'emploi d'une chaîne de relais par ondes ultra-courtes, type de relais que les Américains appellent « sky-top » (si vous voulez : « cime dans le ciel »), parce que les relais se font de sommet en sommet, étant donnée la propagation des ondes ultra-courtes.

Les premiers essais ont d'ailleurs été faits en Amérique en disposant des relais au sommet des montagnes du Colorado.

La F.C.C. a autorisé la première installation, mais, d'ores et déjà, les tech-

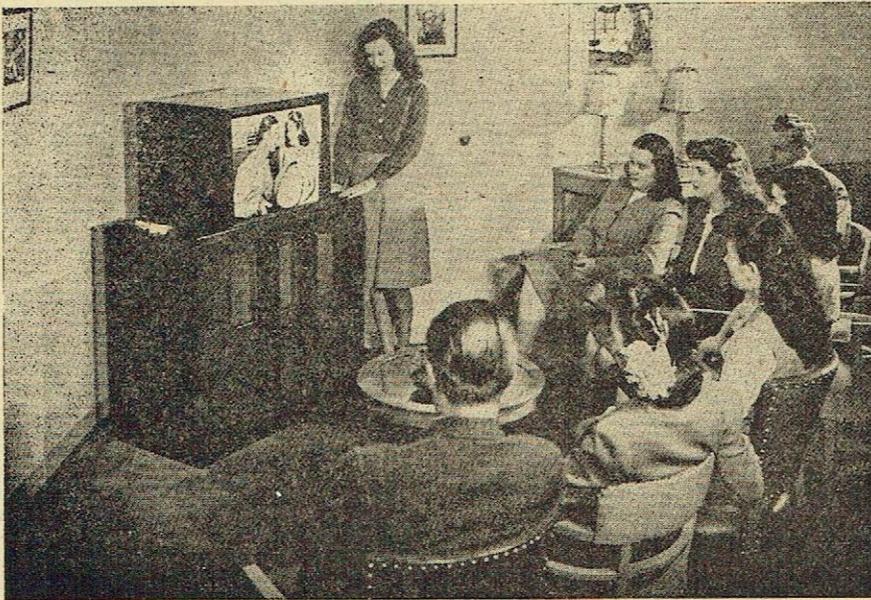


même bande, un grand nombre d'émissions et, en particulier, pour permettre la télévision en couleurs, celle-ci demandant des bandes passantes trois fois plus élevées que la télévision en noir et blanc.

Dans le projet Raytheon, toutes les stations relais sont des stations automatiques; elles sont situées de 40 à 60 kilomètres les unes des autres.

La première tranche des travaux de la chaîne en question doit être effectuée en 1945.

Citons à titre indicatif que la Raytheon américaine a été créée en 1922, au capital de 25.000 dollars. Elle emploie aujourd'hui 20.000 employés et son capital a été porté à 200 millions de dollars.



Le Récepteur de télévision R. C. A. en famille.

iciens de la firme Raytheon (M. T. Adams) ont établi un projet complet de réseau pour couvrir les Etats-Unis.

Les longueurs d'ondes prévues pour ce relais sont de 1.900, 3.900 et 5.800 mégacycles.

L'emploi de ces très hautes fréquences est recommandé pour permettre, sur une

De ce relais, l'instigateur de cette chaîne prévoit son emploi, en plus de la télévision, pour le pilotage automatique des avions, ainsi que pour l'impression à distance des sonores et la transmission d'un fac-similé.

On peut aussi prévoir la chaîne pour les liaisons téléphoniques.

## A PROPOS D'UN GÉNÉRATEUR DE TOPS POUR TÉLÉVISION

A la suite de la publication dans la *Radio en France* de l'article de M. Chaminate, nous avons reçu des Etablissements Brunet, 226, rue de la Convention, à Paris (15<sup>e</sup>), la lettre suivante :

« Monsieur le Rédacteur en chef,

« Suite à la publication que vous avez faite dans votre dernier numéro, concernant un générateur de Tops pour Télévision, sous la signature de M. Chaminate, nous vous prions de faire savoir à vos lecteurs que tous les droits concernant l'application de ce système à un appareil quelconque sont la propriété des Etablissements Brunet, qui la réalisent industriellement.

« Toute application concernant l'utilisation de ce système est interdite, sans notre autorisation préalable.

« En vous remerciant à l'avance, etc... »

Rappelons, d'autre part, que ce générateur a fait l'objet d'un dépôt de brevet par M. Chaminate, sous le n° 497.539, en date du 21 mars 1945.

# LA DÉVIATION ÉLECTRO-MAGNÉTIQUE

par le LABORATOIRE DE LA RADIO EN FRANCE

Dans le numéro de la Radio Française de mai 1944, M. Tarel a donné quelques indications sur la déviation électro-magnétique des tubes de télévision modernes.

Le problème mérite qu'on y revienne, car on ne peut pas dire qu'il y a deux méthodes de balayage :

a) L'amplification pure et simple d'une dent de scie avec une lampe à forte résistance interne chargée par un circuit de déviation à faible impédance; ou à l'inverse;

b) L'application d'un signal rectangulaire à la grille d'une lampe amplificatrice chargée par un circuit à grande impédance. Entre ces deux cas limites, il y a une infinité de solutions correspondant aux différents modes de fonctionnement.

Reprenons le problème de la déviation électro-magnétique.

Ce qu'il faut, avant tout, c'est un courant en dents de scie dans les bobines de déviation, et non pas une tension en dents de scie. Comme la tension aux bornes d'une self est fonction de la variation de courant à travers cette self, la tension aux bornes d'une self doit être une tension rectangulaire, si l'on veut produire un courant en dents de scie. Mais le circuit plaque de la lampe amplificatrice ne contient pas une self pure (fig. 1 et 2); le schéma équivalent doit comporter en série avec la source de tension KEg, la self L, la résistance ohmique de la self R et la résistance interne de la lampe Ro.

Dans ces conditions, sur la figure 3, nous trouvons en B la tension aux bornes de la self L et en A, la tension aux bornes des résistances R et Ro; donc la tension appliquée à la grille de la lampe amplificatrice doit correspondre à un signal constitué par la somme algébrique des tensions A et B; autrement dit, elle doit avoir la forme représentée en C.

Suivant la grandeur de L, de R et de Ro, la tension appliquée à la grille se rapproche soit du signal en dents de scie pur dans le cas où R et Ro sont grands par rapport à L ou du signal rectangulaire dans le cas où L est grand par rapport aux résistances.

On conçoit donc qu'il y ait une infinité de modes d'obtention d'un courant en dents de scie dans des bobines de déviation suivant les valeurs de L, R et Ro.

Nous appellerons système à haute impédance les solutions correspondant à l'emploi d'un signal rectangulaire et les systèmes à basse impédance ceux correspondant à l'emploi d'un signal en dents de scie.

Les deux solutions ont des avantages et des inconvénients.

La haute impédance a comme principal avantage le grand rendement; elle a pour inconvénients les surtensions dues à la variation brusque du courant lors du retour du spot et les oscillations parasites dues aux capacités du bobinage. Ces inconvénients nécessitent l'emploi, comme il a déjà été indiqué, d'une résistance d'amortissement branchée à travers une diode

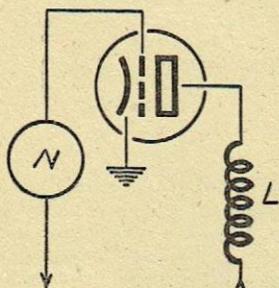


Fig. 1.

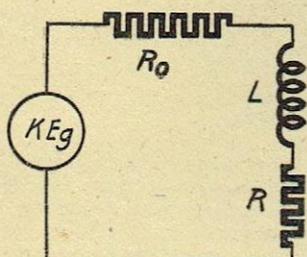


Fig. 2.

de telle façon qu'elle n'amortisse que pendant le retour du spot (fig. 4).

Les systèmes à basse impédance peuvent, comme nous le verrons, s'accommoder d'une résistance montée directement sur le

circuit, ce qui est une simplification (d'autant plus que la diode doit avoir un circuit de chauffage à haut isolement). En revanche, le rendement du système est moins bon, ce qui conduit à utiliser un transformateur d'alimentation plus gros.

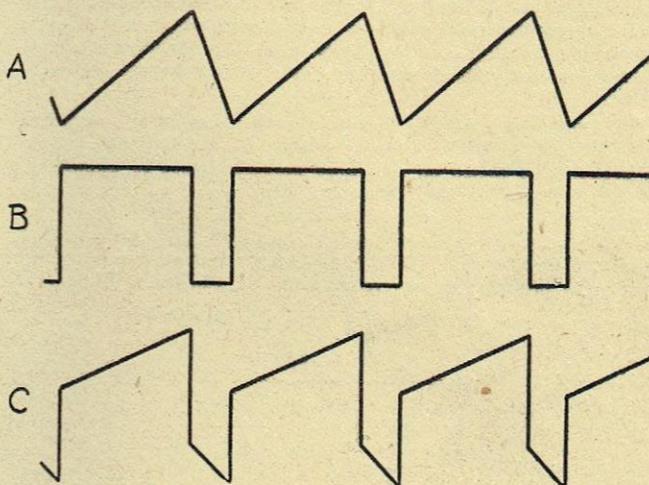


Fig. 3.

Il faut d'ailleurs remarquer que, même dans le cas de l'emploi d'une self de déviation à haute impédance, il ne saurait être question d'appliquer à la grille de la lampe amplificatrice un signal purement rectangulaire, car les résistances ohmiques du circuit et la résistance interne de la lampe ne sont pas négligeables. Il faut donc appliquer à la grille un signal tel que celui qui est représenté sur la figure 3-C. Il est assez aisé d'obtenir un signal d'une telle forme en disposant en série avec le condensateur de charge de la lampe dans laquelle est créé le signal de balayage, une résistance R1 (fig. 5).

En effet, cette résistance est parcourue par le courant de charge du condensateur, et ce courant doit être considéré comme un courant constant; donc, la tension aux bornes de la résistance R1 est constante. On obtient aux bornes de cette résistance une tension rectangulaire correspondant exactement au signal représenté figure 3 B.

La tension appliquée à la grille de la lampe amplificatrice est donc la somme de la tension aux bornes du condensateur et de la tension aux bornes de la résistance, c'est-à-dire qu'elle correspond bien aux signaux requis; suivant la valeur de R, on peut doser la composante rectangulaire par rapport à la composante en dents de scie.

En revanche, lorsque l'on veut travailler à basse impédance et amplifier purement et simplement un courant en dents de scie, il y a intérêt à ce que les résistances extérieures du circuit soient aussi grandes que possible. Parmi ces résistances, la plus importante est la résistance interne de la lampe Ro. Celle-

ci, avec une penthode, est déjà très grande, de l'ordre de 30 à 50.000 ohms; mais cette valeur n'est pas suffisante, et il y a lieu de l'augmenter. Cette augmentation est d'ailleurs facile à réaliser; il suffit pour cela d'appliquer à la lampe amplificatrice

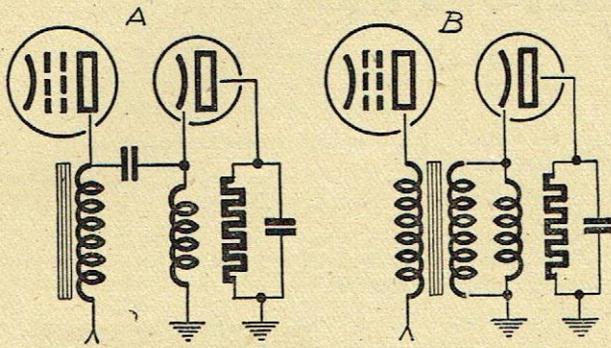


Fig. 4.

une contre-réaction *en intensité* dont l'effet, on le sait, est d'augmenter la résistance interne apparente de la lampe (alors que la contre-réaction *en tension* a pour effet de diminuer cette résistance interne apparente). La contre-réaction en intensité peut être obtenue très facilement en supposant entre cathode et masse une résistance RK qui est parcourue par le courant plaque (fig. 6) et qui crée à sa borne une contre-tension, fonction elle-même du courant plaque. La désensibilisation de la lampe amplificatrice due à cette résistance ne présente d'ailleurs aucun inconvénient, étant donné que l'on dispose toujours d'un signal d'amplitude suffisant pour exciter l'étage de puissance.

De toute façon, il y a lieu d'éviter les oscillations parasites dues au fait que, par suite des capacités de bobinage et de la capacité de sortie de la lampe amplificatrice, le circuit de déviation constitue un circuit oscillant ayant une fréquence propre qu'il faut amortir. On réalise cet amortissement au moyen d'une résistance en parallèle sur cette self. Ce que l'on ignore, c'est que cette résistance présente une valeur optimum qui a été étudiée par les techniciens de Philips à Eindhoven. Cette résistance, en effet, doit satisfaire la relation

$$R^2 = \frac{L}{2C \left(1 - \frac{CR^2}{2L}\right)}$$

dans laquelle L représente l'inductance et R la résistance des bobines de déviation, tandis que C est la capacité parasite en parallèle avec ces bobines (fig. 6).

Dans ces conditions, on obtient dans les bobines de déviation un courant en dents de scie et pour une valeur de R correspondant à l'équation précédente; le temps dans lequel le courant en dents de scie circulant dans les bobines de déviation

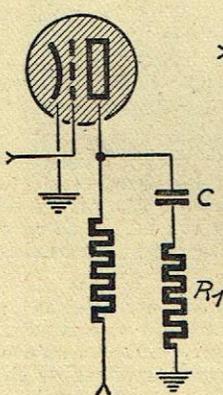


Fig. 5.

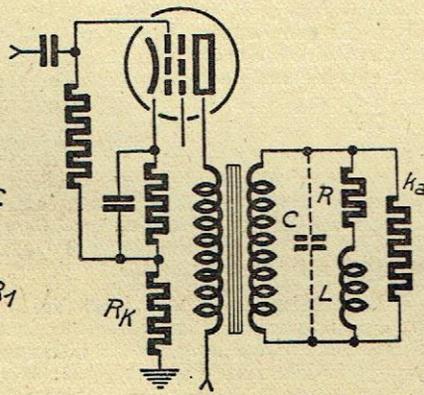


Fig. 6.

passse de sa valeur maximum à sa valeur minimum est de l'ordre de grandeur du temps d'oscillation naturel du circuit oscillant constitué par les bobines de déviation L et la capacité C.

Si la résistance R des bobines de déviation est négligeable, il faut satisfaire à la relations :

$$R_a^2 = \frac{L}{2C}$$

La figure 7 montre un mode de réalisation qui est particulièrement propre à être utilisé pour l'exploration verticale dans un appareil de télévision. Dans ce mode de réalisation, la résistance  $R_a$  sert également à amener la tension anodique continue à l'anode de la penthode V. Pour éviter qu'un courant continu ne passe dans les bobines de déviation, on a disposé dans le montage, de la manière représentée, un condensateur d'arrêt C.

Si, pour une valeur correcte de la résistance  $R_a$  de ce montage, la capacité naturelle du circuit de sortie a une valeur trop faible, on augmente cette capacité en montant un condensateur additionnel en parallèle avec les bobines de déviation, la valeur maximum de ce condensateur étant limitée par le temps de retour maximum admissible.

Le choix de la valeur de la résistance  $R_a$  conforme à l'invention peut, dans ce cas également, donner lieu à une valeur de cette résistance  $R_a$  qui est trop élevée eu égard à l'amenée du courant anodique continu. On peut éliminer cette difficulté en utilisant un couplage à réaction négative, ainsi qu'il est représenté dans le montage de la figure 8. La résistance R, en série avec une résistance  $R_o$ , est alors reliée en parallèle aux bobines de déviation L et à la capacité C montées en parallèle, et sur la résistance  $R_o$  est prise une tension proportionnelle au courant passant dans le circuit constitué par les bobines de déviation et la capacité C, cette tension étant amenée en opposition de phase avec la tension fournie par la

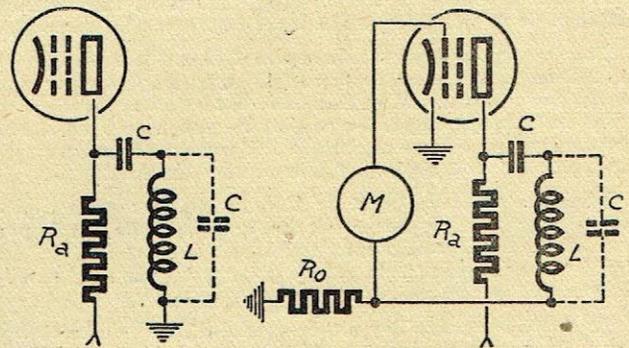


Fig. 7.

Fig. 8.

source B à la grille du tube. Ce couplage à réaction négative a pour résultat que la résistance montée en parallèle avec les bobines de déviation a en apparence la valeur  $R(1 + SR_o)$  ou S représente la pente du tube. Un courant exactement en dents de scie est alors obtenu dans les bobines de déviation, si l'on satisfait à la solution :

$$R_a (1 + SR_o) = \sqrt{\frac{L}{2C} \left(1 - \frac{CR^2}{2L}\right)}$$

ou, si la résistance R est négligeable :

$$R_a (1 + SR_o) = \sqrt{\frac{L}{2C}}$$

#### Résumé.

Comme on le voit, la déviation magnétique par amplification d'un courant de forme appropriée présente plusieurs solutions, s'apparentant plus ou moins entre la haute impédance et la basse impédance, mais on ne peut pas dire qu'il y ait deux modes bien différents de fonctionnement, et entre les deux cas limites d'une self pure et d'une résistance pure, il y a une infinité de solutions. C'est par l'étude de ces solutions que l'on arrive par la combinaison de la contre-réaction, de la forme du signal de la grille appliquée à la lampe de puissance et du système d'amortissement, à obtenir le meilleur résultat, c'est-à-dire un balayage parfaitement linéaire avec, ce qui est très important, le minimum de watts dissipés dans la lampe de puissance.

# LE GRAIN D'IMAGE EN CINÉMA ET EN TÉLÉVISION

par Marc CHAUVIERRE

M. Mandel a fait à la Société des Electriciens une conférence où il a eu l'occasion de résumer très brièvement des travaux de la Compagnie des Compteurs sur la télévision à très haute définition, en l'espèce à 1.000 lignes.

Au cours de cette conférence, la question a été posée de savoir s'il était utile d'envisager des recherches sur des linéatures encore plus élevées, ou si une linéa-

En revanche, la nature du grain du film est totalement différente.

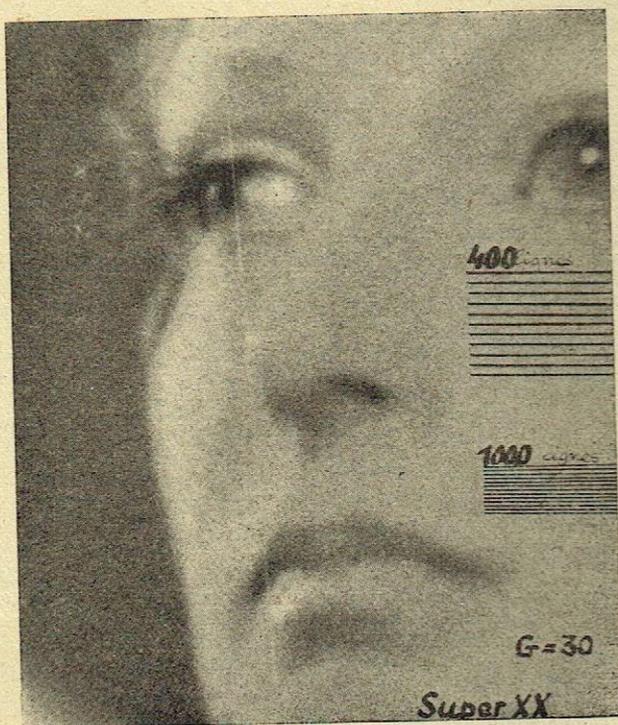
J'ai eu l'occasion de suivre la question, en collaboration avec les Etablissements Kodak, au cours des études que j'ai faites sur l'emploi du format réduit en télécinéma, et on trouvera ci-contre des agrandissements de film à l'échelle desquels on a tracé la ligne de balayage, dans le cas de 400 lignes ou de 1.000 lignes.

tains contre-types donnent une qualité d'images inférieure à celle qu'on obtient en télévision, même à 450 lignes.

On peut remarquer que la pellicule positive a un grain beaucoup plus fin, mais



Document original.



Agrandissement partiel du document original, les lignes étant tracées à l'échelle.

on est toujours limité par la pellicule négative, à tel point que l'on a envisagé, en Amérique, de tourner les films dans un format deux fois plus grand, et de les ramener au format standard par réduction optique... Mais nous n'en sommes pas encore là.

En résumé, on voit combien il est difficile de comparer la définition en télévision avec la définition en cinéma. On peut d'ailleurs ajouter à cela que lorsqu'on atteint des linéatures de l'ordre de 1.000 lignes, on commence à être gêné par la définition propre des systèmes d'optique.

Tout permet donc de penser que ce serait une erreur de s'acharner à améliorer la définition de télévision, le gain obtenu en ce sens étant de moins en moins en rapport avec l'augmentation du prix de revient des récepteurs.

ture voisine de 1.000 semblait suffisante.

Lorsqu'on aborde ce sujet, on se réfère souvent, avec juste raison d'ailleurs, au cinéma, et l'on cherche à comparer le « point d'image » en télévision, avec le « grain » du film.

La comparaison est très difficile à faire, car, en réalité, les deux « grains » ne sont pas comparables.

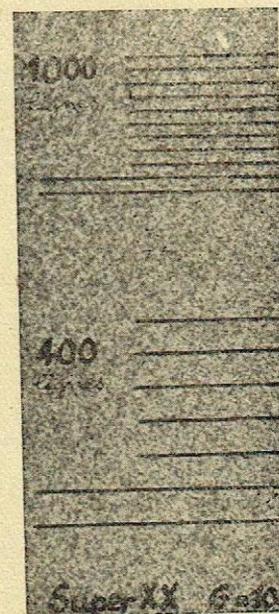
En télévision, on peut considérer l'élément d'analyse comme une surface homogène, et seuls vont intervenir dans la définition la dimension de la surface de l'élément d'analyse et les caractéristiques de réponse de la chaîne : camera, émetteur, récepteur, tube de réception.

(On admet qu'un élément d'analyse contient un grand nombre d'éléments de mosaïques sensibles dans le cas d'icône, ce qui correspond à la réalité, dans le cas de l'analyse, en éclairage ponctuel, ou dans le système farnsworth.)

(Je dois ces photos à l'amabilité de M. Didier, directeur des Etablissements Kodak que je tiens à remercier tout particulièrement.)

Il ressort de ces documents que, d'une part, il n'y a aucune comparaison possible entre la granulation du film et l'analyse d'une image en télévision, et, d'autre part, qu'à partir de 1.000 lignes, on risque d'analyser la granulation au même titre qu'on analyse l'image. C'est une des raisons qui militent en faveur de l'adoption d'un standard de l'ordre de grandeur de 1.000 lignes sans aller chercher des linéatures plus élevées.

Il y a d'ailleurs lieu de tenir compte que, dans le document ci-joint, il s'agit de pellicule négative développée dans les meilleures conditions possibles. Très souvent, en particulier dans le reportage, la granulation est beaucoup plus apparente, et on peut s'en rendre compte très souvent au cinéma, au cours des actualités : cer-



Zone de gris agrandie 100 fois, les lignes étant tracées à l'échelle. On voit que la granulation du film est du même ordre de grandeur que la définition limite à 1.000 lignes.

# ACTIVITÉ DU G. T. I. R.

## (GROUPEMENT TECHNIQUE DE L'INDUSTRIE RADIOÉLECTRIQUE)

On trouvera ci-dessous le programme du G.T.I.R. tel qu'il a été exposé par son Président au début de la séance du 3 mai 1945.

### PROGRAMME DE TRAVAIL,

Notre programme de travail a été défini en 1937 au cours d'une des premières réunions de notre Groupement; le voici transcrit purement et simplement d'un procès-verbal de l'époque :

1° Travailler à l'amélioration technique des récepteurs de radiophonie en général et de tous les éléments qui les composent. Il se propose d'y arriver :

a) par l'élévation du niveau scientifique et technique de ses membres au moyen de communications faites par les membres. Notre groupement se propose également d'inviter des personnalités techniques et scientifiques.

b) par la normalisation des méthodes d'essais.

c) par la recherche commune et bénévole entreprise par plusieurs membres sur un sujet d'intérêt général.

d) par une bibliographie qui pourra aiguiller les membres sur des sujets techniques pouvant les intéresser.

2° Etablir des relations amicales entre les ingénieurs radioélectriciens.

Ce procès-verbal n'a pas changé et nous pouvons constater avec satisfaction que durant les années 38 et 39, il a reçu un commencement d'exécution. Il s'agit maintenant pour nous de le reprendre et de le mener à bien. Toutefois, étant donnée l'ampleur de ce programme, il y a lieu de définir dès à présent nos méthodes de travail pour les mois à venir. Avant tout, nous devons nous communiquer nos idées et réflexions sur tout ce qui concerne notre industrie, aussi bien sur le plan strictement technique que sur le plan fabrication. Nous n'avons pas la prétention, à la suite de nos échanges d'idées, d'établir des règles et des lois immuables, mais nous voulons mettre nos collègues et les industriels de notre corporation devant leurs responsabilités. Par exemple, les constructeurs de récepteurs formant la commission des bobinages ont émis certains vœux concernant la technique et la fabrication des bobinages. Libre aux spécialistes de les suivre ou de ne pas les suivre; si tout ou partie de ces observations sont prises en considération par quelques-uns d'entre eux, notre effort n'aura pas été inutile. Nous demandons simplement aux constructeurs qui adopteront nos directives, de mettre dans leurs catalogues ou même sur les pièces qu'ils livrent, un cachet certifiant : conforme aux normes et recommandations du Groupement Technique de l'Industrie Radioélectrique. Nous sommes convaincus que nos membres utiliseront de préférence le matériel qui correspond ainsi à leurs desiderata. Tout ceci ne veut pas dire que nous nous désintéresserons du travail des Syndicats ou des Comités d'organisation, mais l'expérience de ces quatre dernières années nous a à tous montré que ces organismes présentaient de telles inerties, que leur influence sur notre industrie, influence qui aurait pu

être considérable, a été insignifiante.

Sous prétexte d'aboutir à un travail définitif et à l'abri de toute critique, les travaux de ces organismes n'aboutissent pas la plupart du temps; témoin : la normalisation des résistances proposée en juin 42 qui était ignorée de la plupart des constructeurs de résistances et également de la presque totalité des membres de notre groupement.

Notre groupement reste donc à la disposition des syndicats ou organismes officiels, comme il l'a été dans le passé pour les aider dans leurs travaux et en particulier pour les décharger des questions techniques, car nous pensons que les questions techniques doivent être traitées par des techniciens, mais à l'intérieur de notre groupement, nous voulons éviter d'employer les méthodes qui conduisent au non-aboutissement des meilleurs projets.

Quelles seront donc nos méthodes de travail? D'une part, nous continuerons comme par le passé nos réunions mensuelles de documentations et de communications, dans le même esprit que les communications faites depuis la libération par M. Aschenbrenner ou par M. Charlin. Ces réunions mensuelles constitueront en quelque sorte l'activité extérieure de notre groupement, l'activité intérieure sera déterminée par les réunions des Commissions, celles-ci se réunissant suivant les nécessités de la cause, en petit comité, sous la responsabilité et l'organisation de leur président. Lorsqu'une question a été traitée par elles, le président rédige un rapport et celui-ci est envoyé à tous les membres de la Société. A la fin des séances mensuelles les membres présentent leurs observations, autant que possible après les avoir communiquées par écrit au président de la commission. Après observations, le rapport de la commission est adopté définitivement et communiqué en dehors des membres de la société aux industriels susceptibles d'être intéressés par lui.

Les commissions prévues, comme vous le savez, sont les suivantes :

- a) Pièces détachées.
- b) Appareils de mesure.
- c) Electroacoustique.
- d) Télévision.
- e) Emission.
- f) Fabrication.
- g) Tubes électroniques.

Dans certains cas, il y aura lieu de prévoir dans chaque commission plusieurs sections, par exemple pour les pièces détachées, il a déjà été réuni une commission des bobinages; d'autres peuvent être créées pour d'autres accessoires. Pour l'électro-acoustique, une commission s'est déjà réunie pour traiter des questions d'enregistrement et de reproduction des disques. Une autre commission sera constituée pour les questions des haut-parleurs, etc...

Les membres de notre Groupement qui désirent participer à nos commissions sont priés de bien vouloir s'inscrire à notre bureau. En dehors des deux éléments d'activité que nous venons de citer, notre Groupement se propose de

manifester son activité dans d'autres domaines. En premier lieu, nous voulons créer pour l'industrie radioélectrique une documentation technique équivalente à celle qui existe dans l'industrie automobile et dans l'industrie aéronautique. Pour cela, nous constituerons le dossier technique de la radio, à l'instar du dossier technique de l'automobile et du dossier technique de l'aéronautique. Chaque pièce susceptible d'être utilisée dans la construction radioélectrique fera l'objet d'un feuillet standard sur lequel seront réunies toutes les caractéristiques utiles à l'ingénieur.

Enfin, nous publierons pour notre usage interne un bulletin ronéotypé et pour l'usage externe, nous ferons appel à la presse radioélectrique qui, nous l'espérons, nous accordera une large place.

Nous sommes d'ores et déjà assurés de l'entier appui de la *Radio en France*.

Pour mener à bien ce programme, il ne nous manque qu'une chose : un peu d'argent. C'est pourquoi, en dehors des cotisations régulières de nos membres, nous adressons un appel aux industriels pour qu'ils nous aident largement. Nous sommes convaincus que ce n'est pas en vain que nous faisons cet appel.

### SEANCE DU 3 MAI

Au cours de sa séance du 3 mai, M. Charlin a terminé son exposé sur les mesures électro-acoustiques des haut-parleurs et a procédé à la projection de photographies représentant les différentes installations sur les mesures, ainsi que les courbes relevées au cours de l'étude des haut-parleurs de haute qualité.

Après la conférence de M. Charlin, M. Chauvierre a fait projeter, en les commentant, quelques photos représentant son installation personnelle et quelques courbes relevées sur des haut-parleurs de commerce. Cette projection a mis en évidence l'énorme différence qui existe entre les haut-parleurs professionnels de haute qualité, et les systèmes électro-acoustiques utilisés en radiodiffusion. Il semble d'ailleurs que si le prix est le principal facteur d'amélioration dans ce domaine, il est toutefois certain qu'une amélioration sensible pourrait être obtenue par l'étude expérimentale systématique des haut-parleurs utilisés en radiodiffusion.

En dehors de la réunion du 3 mai, la Commission des bobinages s'est réunie à plusieurs reprises.

Les vœux exprimés par celle-ci en ce qui concerne la construction et les méthodes de mesures devant être utilisées pour leur vérification, ont été établis par la Commission et publiés dans le bulletin interne du G.T.I.R.

### SEANCE DU 7 JUIN 1945

Au cours de cette séance, M. Cordonnier, ex-directeur du Poste Parisien, a fait un très intéressant exposé sur les améliorations qui pouvaient être apportées à la radiodiffusion, par quelques règles techniques et quelques corrections en basse fréquence dont on doit tenir compte lors de la prise de son; en particulier, il

a signalé, entre autres défauts, l'écart de niveau sonore subjectif pour l'auditeur lorsque l'on passe d'une émission d'orchestre à une émission parlée, la profondeur de modulation étant égale à 100 % en crête dans les deux cas.

M. Cordonnier a aussi fait remarquer que le maximum de résultats devait être acquis, une part des corrections se faisant systématiquement dans les récepteurs de radiodiffusion.

M. Dudin a fait observer que si cette correction n'était pas admise par tous les émetteurs, on risquait d'obtenir des résultats défavorables sur certaines émissions.

M. Cordonnier a répondu qu'il n'en était rien, parce qu'il s'agissait d'apporter une amélioration aux méthodes actuellement utilisées et que celle-ci était valable en partie même si le récepteur n'était pas corrigé spécialement.

M. Chauvierre a fait observer que de pareils essais avaient été effectués avant-guerre dans plusieurs postes privés, et en particulier à Radio-Cité, dans le sens de la correction des basses fréquences ; malheureusement, il ne s'agissait là que d'essais expérimentaux, et non de corrections systématiques, la guerre ayant interrompu ces essais.

Le compte rendu de la conférence de M. Cordonnier sera publié dans un des prochains bulletins du G.T.I.R.

#### ORDRE DU JOUR DE LA SEANCE DU JEUDI 5 JUILLET 1945

- 1° Observations sur la normalisation des valeurs de résistance et de condensateurs ;
- 2° Conférence de M. Marc Chauvierre sur l'état actuel de la Télévision en France et à l'étranger. Position de l'industrie française devant les problèmes de la radiodiffusion visuelle.

#### CONSTITUTION DES COMMISSIONS D'ETUDES AU G. T. I. R.

Les Commissions suivantes sont déjà constituées et ont commencé leurs travaux :

*Commission des bobinages :*

*Rapporteur :* M. Gondry (Laboratoires Philipps).

*Membres :* M. Cordier (Etabl. Lierre) ; M. Dudin (Etabl. Sécurité) ; M. Durand ; M. Delaitre (Etabl. Delaitre).

*Commission d'Electro-Acoustique. Section Pick-up, Enregistrement et Reproduction sur disques :*

*Rapporteur :* M. Charlin (Etabl. Charlin).

*Membres :* M. Gilotteaux (Etabl. Pathé-Marconi) ; M. Brulin (Studios d'enregistrement Pathé-Marconi) ; M. Cordonnier (ex-directeur technique du Poste Parisien) ; M. Chauvierre (Laboratoire de Mesures et de Constructions Radioélectriques).

*Commission d'Electro-Acoustiques. Section Haut-Parleurs :*

*Rapporteur :* M. Chauvierre.

*Membres :* M. Gilotteaux (Etabl. Pathé-Marconi) ; M. Paillet ; M. Louis (Etabl. Vega) ; M. Lyon (Etabl. Princeps).

*Commission d'Electro-Acoustique. Section des Mesures Radioélectriques :*

*Rapporteur :* M. Gancel (Etabl. Radio-Lyon).

la radio en france

# STATUTS DU GROUPEMENT TECHNIQUE DE L'INDUSTRIE RADIOÉLECTRIQUE

## TITRE PREMIER

### Constitution et but du Groupement

#### ARTICLE PREMIER

##### Constitution :

Il est formé une association professionnelle et amicale régie par la loi du 1<sup>er</sup> juillet 1901 et par les présents statuts entre les soussignés et toutes autres personnes dont l'admission pourra être ultérieurement prononcée.

#### ARTICLE 2

##### Dénomination :

L'association prend pour dénomination : « Groupement Technique de l'Industrie Radioélectrique », par abréviation G.T.I.R.

#### ARTICLE 3

##### Objet :

Le Groupement a pour objet de travailler au progrès de la Radioélectricité française :

— en procédant à des recherches et des études soit individuelles, soit par des Commissions spécialisées formées parmi ses membres.

— en tenant des réunions générales ayant pour but l'examen des études des commissions et la confrontation des résultats des recherches faites par ses membres.

— en réunissant une documentation qui centralisera les ouvrages, livres, revues, journaux français et étrangers, ainsi que leurs traductions.

— en entretenant des relations et des contacts avec des correspondants résidant à l'étranger.

— en prêtant son concours à tous organismes professionnels ou syndicaux pour la normalisation de la production et la création de cachets de qualité.

Le Groupement a également pour objet d'entretenir entre ses membres des relations amicales, d'établir et conserver des traditions de dignité et de probité professionnelles ; il s'occupe d'aplanir les difficultés qui pourraient survenir entre des membres et, éventuellement, de remplir entre eux les fonctions d'arbitre amiable.

Le Groupement a enfin pour objet de représenter et de défendre, tant en France qu'à l'étranger, les intérêts généraux de la radioélectricité française, d'entretenir des rapports avec les administrations et autres professions, notamment la presse, le théâtre, le cinéma, l'industrie générale, les autres groupements, de travailler à l'expansion de la radioélectricité par des publications et des conférences.

Le Groupement s'interdit toute activité politique ou religieuse.

#### ARTICLE 4

##### Siège :

Le siège du Groupement est établi à Paris.

#### ARTICLE 5

##### Durée :

La durée de l'Association est illimitée.

## TITRE II

### Composition du Groupement

#### ARTICLE 6

##### Admissions :

Le Groupement se compose de membres actifs, de membres bienfaiteurs et de membres d'honneur.

Pour être membre actif, il faut exercer la profession de radioélectricien, soit pour son compte, soit pour le compte d'une entreprise industrielle. Seuls les individus peuvent être membres actifs.

Au contraire, les membres bienfaiteurs et les membres d'honneur peuvent être des Sociétés ou autres collectivités et peuvent ne pas exercer la profession de radioélectricien.

Pour devenir membre actif ou membre bienfaiteur, il faut présenter une demande écrite au bureau du Groupement et s'engager dans cette demande à observer les statuts et les décisions de l'Association.

Le Conseil du Groupement accepte ou rejette les candidatures. Il ne donne pas les motifs de son refus d'agrément. Sa décision n'est pas susceptible de recours devant l'Assemblée.

Le Conseil nomme également les membres d'honneur.

Le Conseil peut créer d'autres catégories d'adhérents.

#### ARTICLE 7

##### Cotisations :

La cotisation des membres actifs est fixée à 200 francs par an. Celle des membres bienfaiteurs à 5.000 francs par an. Les membres d'honneur sont dispensés de cotisation.

Le montant des cotisations peut être révisé par le Conseil.

#### ARTICLE 8

##### Retraite :

Les membres du Groupement peuvent démissionner. Le Conseil peut également les radier après avoir entendu leurs explications, mais sans avoir à leur donner ses motifs et sans recours devant l'Assemblée.

## TITRE III

### Administration du Groupement

#### ARTICLE 9

##### Bureau :

Le Bureau permanent du Groupement est composé d'un Président, d'un Vice-Président, d'un Secrétaire général, d'un Secrétaire adjoint, d'un Trésorier.

Les membres du Bureau sont élus par l'Assemblée générale des membres du Groupement. Ils sont pris parmi les membres actifs et parmi ceux des membres bienfaiteurs qui ne sont pas des personnes morales. Ils doivent être de nationalité française.

Le Président est élu pour une durée

d'un an. Il peut être réélu, mais après un intervalle d'une année au moins.

Les autres membres du bureau sont nommés par l'assemblée pour trois ans et renouvelés chaque année par tiers, autant que possible. Ils sont immédiatement rééligibles.

En cas de décès, retraite ou démission d'un membre du bureau, il est pourvu provisoirement à son remplacement par le Conseil.

#### ARTICLE 10

##### Conseil :

Le Conseil comprend, d'une part, les membres du Bureau permanent, d'autre part, six délégués élus par l'assemblée et de droit, tous les membres présidents du Groupement.

Les six délégués sont choisis par l'assemblée parmi les membres actifs; ils sont nommés pour trois ans et renouvelables chaque année par tiers. Ils sont immédiatement rééligibles.

#### ARTICLE 11

##### Fonctions du Bureau :

Le Bureau représente l'Association dans tous les actes de la vie civile. Il gère et administre les intérêts matériels et défend les intérêts moraux du Groupement.

Il recouvre les cotisations et autres recettes; il acquitte les dépenses.

Il crée les commissions spécialisées pour chaque catégorie d'activité de la profession.

Il organise les réunions, les conférences, les publications, bulletins et circulaires du Groupement.

Il peut accorder des délégations de pouvoirs à l'un de ses membres ou à un tiers pour représenter seul l'Association soit en justice, soit pour la signature d'un contrat, soit pour un rapport avec une Administration publique.

#### ARTICLE 12

##### Fonctions du Conseil :

Le Conseil prend toutes les mesures jugées par lui nécessaires aux intérêts du Groupement et qui ne sont pas réservées par les statuts à l'Assemblée générale.

Il s'assure de la bonne gestion du Bureau, lui donne toutes prescriptions et directives.

Il nomme les membres du Groupement et prononce au besoin leur radiation selon les règles de l'article 6.

Il établit le budget des recettes et des dépenses et détermine l'emploi des fonds disponibles.

Il convoque l'Assemblée générale.

Il pourvoit provisoirement au remplacement des membres du Bureau en cas de retraite de l'un d'eux.

Le Conseil se réunit aussi souvent qu'il le juge opportun et au moins deux fois par an. Il est convoqué soit par le Président soit sur la demande du quart de ses membres.

La présence ou la représentation du tiers des membres du Conseil est nécessaire pour la validité des délibérations; chaque membre peut représenter un de ses collègues s'il est muni d'un pouvoir.

Les délibérations sont prises à la majorité des voix. En cas de partage, la voix du Président est prépondérante.

Les procès-verbaux des séances sont signés au moins par le Président et le Secrétaire.

#### ARTICLE 13

##### Opérations immobilières :

Les délibérations du Conseil relatives aux acquisitions, échanges, aliénations des immeubles nécessaires au but poursuivi

par l'association, constitution d'hypothèques sur lesdits immeubles, baux excédant neuf années, aliénation des biens dépendant du fonds de réserve et emprunts, doivent être soumises à l'approbation de l'assemblée générale.

#### ARTICLE 14

##### Comptabilité :

Les recettes de la Société se composent des cotisations et souscriptions de ses membres ainsi que des revenus de ses biens et valeurs de toute nature.

Les écritures sont clôturées le 31 décembre de chaque année. Le patrimoine de l'association répond seul des engagements contractés par elle, sans que ses membres puissent en être tenus personnellement responsables.

#### TITRE IV

### Composition de l'Assemblée

#### ARTICLE 15

L'assemblée générale se compose de tous les membres actifs et bienfaiteurs, ainsi que des membres d'honneur. Chaque membre peut représenter un ou plusieurs sociétaires. Le vote par correspondance est admis.

L'assemblée est présidée par le Président du Groupement, ou à défaut par le Vice-Président.

Elle est convoquée par le Conseil ou à la demande d'un quart au moins des membres actifs.

Les convocations sont envoyées par lettres individuelles, quinze jours à l'avance.

#### ARTICLE 16

##### Assemblées ordinaires :

L'assemblée ordinaire se réunit au moins une fois par an, en octobre, pour l'examen de la gestion du Groupement pendant l'année précédente. Elle nomme à cet effet, chaque année, un Commissaire aux comptes, ainsi qu'un Commissaire suppléant. Les Commissaires ne doivent pas être parents ou employés des membres du Conseil.

L'assemblée ordinaire nomme également les membres du Bureau et du Conseil.

Elle établit, s'il y a lieu, un règlement intérieur et y apporte toutes modifications.

L'assemblée ordinaire peut délibérer valablement quel que soit le nombre des membres présents ou représentés.

Le scrutin secret est obligatoire pour les élections.

#### ARTICLE 17

##### Assemblée extraordinaires :

Les assemblées ayant pour objet de modifier les statuts sont appelées assemblées extraordinaires. Pour délibérer valablement, ces assemblées doivent comporter, sur première convocation, la présence ou la représentation de la moitié des membres du Groupement.

Si ce quorum n'est pas atteint, l'assemblée est convoquée à nouveau par lettres adressées à chaque membre quinze jours à l'avance. Elle peut valablement délibérer quel que soit le nombre des membres présents ou représentés.

Les décisions des assemblées extraordinaires ne sont prises valablement qu'à la majorité des deux tiers des voix des membres présents ou représentés.

#### ARTICLE 18

##### Dissolution. Liquidation.

En cas de dissolution anticipée de l'Association, qu'elle soit volontaire ou pro-

noncée par justice, l'assemblée générale extraordinaire nomme un ou plusieurs liquidateurs à qui elle donne tous pouvoirs nécessaires pour réaliser l'actif, apurer le passif, régler tous comptes et attribuer l'actif net à une association analogue qu'elle aura désignée, ou à une œuvre reconnue d'utilité publique.

#### TITRE V

### Formalités administratives

#### ARTICLE 19

Le Bureau remplira les formalités de déclaration et de publication prescrites par la loi du 1<sup>er</sup> juillet 1901 et les dispositions légales subséquentes et reçoit tous pouvoirs à cet effet.

Le Secrétaire général devra informer la Préfecture de la Seine de tous changements survenus dans les membres du bureau dans les trois mois de leur date.

Le Trésorier devra présenter à toute réquisition, mais sans déplacement, à l'Administration de la Préfecture de la Seine, les registres et pièces de comptabilité.

#### ARTICLE 20

Si, par la suite, l'association est reconnue d'utilité publique, les règles suivantes seront observées :

1<sup>o</sup> Le Groupement pourra recevoir des dons et legs, mais sous réserve de l'approbation administrative.

2<sup>o</sup> Il sera créé un fonds de réserve qui comprendra les dons, les legs et les subventions.

Ce fonds sera placé en valeurs d'Etat ou à garantie de l'Etat, des départements et des colonies ou en immeubles servant au fonctionnement de l'association.

3<sup>o</sup> Les modifications du règlement intérieur des statuts, notamment la décision de dissolution anticipée et l'attribution de l'actif à une association, à une œuvre ou à un établissement seront portés à la connaissance des Ministres de l'Intérieur et de l'Education Nationale et ne seront valables qu'après approbation du Gouvernement.

Les ventes des biens dépendant du fonds de réserve, les emprunts avec ou sans constitution d'hypothèque seront soumis aux mêmes formalités. Toutefois, seule l'approbation du Préfet de la Seine sera exigée s'il s'agit de biens mobiliers ne dépassant pas le vingtième des capitaux mobiliers du fonds de réserve.

4<sup>o</sup> Les rapports et les comptes annuels seront adressés, chaque année, au Préfet de la Seine et aux Ministres de l'Intérieur et de l'Education Nationale.

Fait à Paris, le 5 mai 1945.

Le Président du Groupement :

Francis COSNARD,

15, avenue Gambetta, 15  
Bois-Colombes.

## Compte rendu des travaux de la Commission des Bobinages

A la suite de deux réunions de la Commission et d'observations recueillies auprès de quelques constructeurs qualifiés, utilisateurs de bobinage du commerce, nous vous présentons les résultats suivants classés en deux catégories : blocs d'accord, bobinages MF.

## 1° Bobinages MF

### a) Critiques recueillies.

La plupart des blindages sont trop minces; on signale des cas de rayonnement d'un transformateur sur l'autre quand ils sont par nécessité de construction trop rapprochés.

Par suite de la faible épaisseur du métal, si le filetage de la patte ou celui de l'écran est légèrement défectueux et que le monte-ur force un peu, la base du boîtier se déchire et le transformateur est inutilisable.

La plaquette de bakélite qui supporte les bobines est souvent trop mince et fixée trop sommairement.

On signale un type de transformateur MF du marché qui donne de la microphonie aux fréquences basses.

Les noyaux réglables sont, en général, trop enfoncés dans l'intérieur du boîtier, d'où perte de temps de l'ouvrier, lors du réglage, à cause de la difficulté de trouver le logement de l'outil.

Il arrive que des pas de vis de noyaux soient trop durs; alors le régleur force et le noyau éclate.

On rencontre souvent des brins de fil divisés, cassés ou non soudés et également des capacités d'appoint non soudées.

### b) Vœux exprimés.

Serait-il possible d'indiquer sur la pièce « type 472 kc. », car, dans quelques années, le standard peut changer et le dépanneur devra se livrer à des recherches qui lui seraient évitées grâce à cette indication.

Il faudrait que le noyau au bout de sa course rencontre une butée, afin que le régleur sente qu'il doit revenir en arrière pour trouver l'accord.

Nous avons dit que la fente du noyau est en général trop loin à l'intérieur du boîtier; il serait bon qu'il soit prolongé par une pièce en bakélite portant la fente de réglage; on éviterait également par cela la casse du noyau, en cas de pas de vis un peu « dur ».

On se plaint des noyaux dont la partie servant au réglage nécessite par sa forme spéciale un outil spécial de réglage. Une fente attaquée par un simple tournevis profilé comme doit l'être un bon tournevis serait plus souhaitable.

Serait-il possible de mettre dans le commerce un jeu à sélectivité variable à deux transformateurs seulement et répondant à une amélioration nette en sélectivité et musicalité par rapport au système classique ?

## 2° Blocs accord — Oscillateur

### a) Critiques recueillies.

Il arrive parfois que, réglant un châssis posé sens dessus dessous, il y ait dérèglement quand on le replace dans sa position normale. Ce dérèglement est, en général, dû à une mauvaise fixation d'une bobine sur la platine; par le fait du jeu, elle se rapproche ou s'éloigne de la tôle du châssis, par exemple, d'où variation de self inductance.

Souvent, les vis de réglage des ajustables se desserrent trop facilement; leur blocage par peinture présente un inconvénient : si la peinture coule sous la lamelle, il y a modification dans la valeur de la capacité.

En général, les fils de liaison entre les bobines et le contacteur sont fragiles et mal protégés; il en résulte un déchet important lors des diverses manutentions : emballage chez le fabricant, débal-

lage, comptage, mise en casier, distribution à la chaîne de montage et montage chez le fabricant de postes.

Les cosses d'amarrage des connexions au CV ou aux électrodes sont trop souvent inaccessibles quand le bloc est en place.

### b) Vœux exprimés, côté mécanique.

Pourrait-on poser des cosses sur le mandrin des bobines et relier les plots du contacteur à ces cosses par des fils rigides ?

On demande que tous les réglages puissent être faits tous du dessus ou tous du dessous.

Il serait bon que soient soignés les systèmes de freins aux noyaux magnétiques à vis.

Dès que les circonstances le permettent, il faudrait remplacer les trimmers à diélectrique mica par des trimmers à air. D'autre part, les vis de réglage des trimmers sont, en général, à pas trop large; des vis micrométriques permettraient un réglage plus précis.

Les petits blocs se contentent facilement d'une fixation avant, mais, pour les grands blocs, il est indispensable de prévoir une fixation supplémentaire à l'arrière ou sur les côtés.

Serait-il possible de recouvrir le bloc d'un capot en carton, en bakélite ou en métal? Ainsi les fils seraient protégés, la poussière ne s'accumulerait pas sur le contacteur, et enfin, le bloc serait habillé, ce qui donnerait un aspect de fini plus poussé au châssis.

Il serait bon que tous les blocs soient établis pour que des connexions courtes et rationnelles puissent être réalisées entre leurs cosses, le CV et la lampe, ces éléments étant placés en des endroits bien déterminés.

Pourrait-on indiquer sur le bloc la marque de fabrique, puis l'affectation des diverses vis de trimmers et paddings (par exemple sur les rondelles isolantes). Ceci faciliterait le travail du dépanneur et lui éviterait de dérégler plusieurs circuits avant de trouver celui qui l'intéresse.

Le rejet du bâtonnet et l'adoption du pot fermé ou coupé permettrait à Q égal l'emploi de fils à nombre de brins moins grand, d'où sources de défauts réduites.

Il faudrait réserver un secteur complet de contacteur pour le branchement du pick-up, afin de permettre l'élimination du circuit diode et de toute audition radiophonique.

### c) Vœux exprimés côté électrique.

Il serait bon que des connexions de masse bien distinctes soient établies, pour la partie accord et pour la partie oscillateur.

Il est nécessaire que la disposition des circuits soit telle que l'injection de tension provenant de l'oscillateur dans le circuit d'accord soit telle que la valeur de tension injectée soit en PO, GO inférieure à 0 v. 05 et qu'elle ne dépasse pas 0 v. 2 en OC.

Les blocs devraient être étudiés spécialement pour pouvoir monter dans le circuit d'antenne, un circuit réjecteur réglé sur 472 kc. (L'étude porte sur la valeur de la bobine de couplage d'antenne.)

Il est indispensable que les blocs vendus pour ECH 3 et 6 E 3 G soient prévus pour accord plaque et que le courant grille avec ces types de lampes ne tombe pas au-dessous de 140 microampères.

La bobine d'accord OC devrait toujours être réglable pour permettre un alignement exact (self des connexions intervient en OC).

Les trimmers seraient utilement tous montés sur le bloc afin d'éliminer la pratique des trimmers sur le CV.

On demande d'une façon générale que les tolérances soient sérieusement resserrées.

## Mesures devant être effectuées sur les bobinages d'accord

En ce qui concerne les bobinages, on trouvera ci-dessous, faisant suite à ce qui a été publié précédemment, la liste des mesures qui seront effectuées sur les blocs accord-oscillateur soumis à l'examen de la Commission :

a) Relevé de la courbe du courant de grille de l'élément oscillateur en fonction de la fréquence. Examen des accidents possibles.

b) Vérification de l'étendue réelle des gammes.

c) Recouplement entre les circuits accord et oscillateur.

d) Gain dû au circuit entrée. Examen des accidents possibles.

e) Relevé de la sélectivité du circuit d'accord pour un affaiblissement de 6 et 20 db. Mesures faites aux points d'alignement.

f) Mesures sur l'effet de présélection, apporté par le circuit d'entrée.

g) Mesure de la tension, injectée dans le circuit d'accord, par l'oscillateur.

h) Mesure du rayonnement dans l'antenne causé par l'oscillateur.

i) Relevé du glissement de fréquence en fonction de la tension de polarisation de la grille de commande.

j) Etude sur les harmoniques de l'oscillateur.

k) Sur un châssis taré, mesure du rapport signal/souffle.

Les Etablissements Ariane ont mis leur laboratoire à la disposition de la Commission.

La Commission :

BOUCHARD.	DELATRE.
CLÉMENT.	GANCEL.
CORDIER.	GONDRY.

## Normalisation des résistances et condensateurs

L'Union Technique du Syndicat de l'Electricité a établi en juin 1942, sous la référence 257/108, un projet de règle d'établissement et de normalisation des résistances et condensateurs. A la suite d'une intervention du secrétaire du G.T. I.R., à la séance du 6 avril 1945, il a été constaté que, sur une soixantaine de membres présents, quatre seulement connaissent l'existence de cette normalisation et un seul fabricant de résistances et de condensateurs (S.I.C.) a, jusqu'à présent, adopté systématiquement cette normalisation.

Etant donné l'intérêt que présente la diminution des types de résistances utilisées couramment dans la construction des récepteurs, le bureau du G.T.I.R. juge bon de communiquer à tous ses membres cette normalisation en leur recommandant de s'y conformer.

### Normalisation des résistances

(Progression de raison 1,25 avec certaines valeurs supprimées.)

10, 16, 20, 25, 40, 63, 100, 125, 160, 200, 250, 315, 400, 500, 630, 800, 1.000, 1.250, 1.600, 2.000, 2.500, 3.150, 4.000, 5.000, 6.300, 8.000, 10.000, 12.500, 16.000,

20.000, 25.000, 31.500, 40.000, 50.000, 63.000, 80.000, 100.000, 160.000, 250.000, 500.000, 1 MO, 1,6 MO, 2 MO, 2,5 MO.

Jusqu'à 8.000 ohms, les résistances se font en 1/4, 1/2, 1 et 3 watts. De 10.000 à 100.000 ohms, les résistances se font seulement en 1/2, 1 et 3 watts. Au-dessus de 100.000 ohms, les résistances se font uniquement en 1/4 de watt et 1/2 watt.

On peut observer toutefois que ce tableau pourrait être allégé :

1° par la suppression des résistances de 1,6 et de 2,5 MO;

2° par la suppression en type 1/2 watt de toutes les résistances au-dessus de 100.000 ohms, ces résistances n'étant utilisées qu'en charge de grille.

3° enfin, dans les résistances jusqu'à 1.000 ohms, il semble que le modèle 3 watts soit inutile, ainsi que le modèle 1/4 de watt.

#### Condensateurs

En ce qui concerne les condensateurs, les valeurs suivantes ont été normalisées (en picofarads) : 50, 100, 150, 250, 500, 1.000, 2.500, 5.000, 10.000, 25.000, 50.000; (en microfarads) : 0,1, 0,25, 0,5, 1.

En valeur standard, tous ces condensateurs sont prévus pour une tension de 500, 1.500 volts.

Les condensateurs électro-chimiques ont été normalisés aux valeurs suivantes :

10/12 volts — 50 et 100 mf.  
23/36 » — 10, 25 et 50 mf.  
150/165 » — 32 et 50 mf.  
500/550 » — 2, 4 et 8 mfd.

On peut observer que cette liste pourrait encore être allégée :

1° par l'emploi d'une seule tension de travail pour les condensateurs de polarisation ;

2° par la suppression des modèles 2 et 4 mf. dans les tensions 500/550 v.

#### Condensateurs tubulaires aluminium

150/165 volts — 50, 50 + 50 et 100 mf.  
500/550 » — 8, 8 + 8, 16, 16 + 16, 32 mf.  
900/1.000 » — 8 mf.

Le bureau du G.T.I.R. attire l'attention des constructeurs de condensateurs sur l'intérêt qu'il y aurait de prévoir pour un avenir prochain l'emploi systématique de condensateurs de volume réduit, se fixant sur des supports standard de lampes (à prévoir dès que le nouveau culot standard sera connu) et il y aura lieu, à ce moment, de normaliser le branchement des condensateurs.

Le montage sur broche est justifié par le fait que l'expérience montre que l'on change plus souvent de condensateurs que de lampes sur un appareil radioélectrique.

### Compte rendu de la Commission des appareils de mesure

La Commission s'est réunie pour étudier les différents générateurs étalonnés en f.é.m.

#### Remarques faites par la Commission

Sur les parties mécaniques de ces générateurs, on a constaté :

1° Dans le cas de très grands cadrans, la démultiplication devrait se faire par une manivelle et non pas par un bouton.

2° Les condensateurs variables employés dans ces générateurs doivent avoir une rigidité absolue.

3° On a constaté de grosses difficultés pour apprécier la lecture des fréquences intermédiaires sur les verniers existants, soit imprécision de lecture, soit le recours à des courbes qui ne permettent pas une appréciation rapide.

Exemple : Pour le relevé des courbes MF.

4° Meilleure visibilité du cadran par le choix des matériaux, peinture, gravure, etc...

5° On a constaté que beaucoup de potentiomètres crachaient.

6° Suppression du bruit exagéré du régulateur de tension.

7° Réduction du nombre de vis pour faciliter le démontage de l'appareil.

8° Livraison de l'antenne fictive avec l'appareil.

### Souhaits exprimés par la Commission

1° Pour éviter deux manœuvres et soulever des retouches successives, il serait préférable d'employer deux indicateurs de niveau HF et BF.

2° Il doit donner des tensions étalonnées de sortie. Le constructeur doit préciser leurs valeurs, tolérances et ces valeurs doivent être constantes dans le temps.

3° L'oscillogramme de la tension HF ne doit pas présenter une distorsion appréciable par rapport à une tension sinusoïdale.

4° La précision d'étalonnage en fréquence doit être au moins de 1/1000 en ondes moyennes, supérieure à 2 Mcs et de 0,5/1000 inférieure à 2 Mcs et la fréquence doit être rigoureusement la même dans chaque sens de rotation du cadran.

5° Le changement de la lampe oscillatrice ne doit pas entraîner un changement à l'étalonnage du cadran, à moins que l'on ait prévu un organe de correction.

6° Il serait intéressant d'avoir un deuxième index mobile qui pourrait se déplacer à droite et à gauche de l'index fixe, pour pouvoir faire un étalonnage précis dans le temps avec un quartz.

7° La profondeur de modulation sera au maximum à 60 % et la distorsion de la courbe enveloppe pour une profondeur de modulation de 30 % sera inférieure à 2 %.

8° La basse fréquence du générateur devra avoir un taux de distorsion harmonique inférieur à 2 %.

9° Pour la modulation extérieure, il est souhaitable de maintenir le même pourcentage de distorsion harmonique à savoir inférieur à 2 % à 30 % de profondeur de modulation de 30 à 100.000 périodes (dans le but de transmettre les signaux rectangulaires).

10° La mesure de la profondeur de modulation doit être faite de telle manière que l'indication du cadran reste incluse dans les tolérances ci-après : jusqu'à 30 mégacycles et 100.000 p.p.s. pour  $\pm 10\%$  à  $30\%$  de profondeur de modulation.

11° Dans chaque gamme, l'aigüité de fréquence devrait avoir un pourcentage constant, l'idéal serait de pouvoir lire des écarts de  $\pm 9$  Kc. sur tous les points du cadran. Le minimum exigible serait la lecture facile de 1 %.

12° Gammes couvertes par l'appareil : 100 Kcs — 30 Mcs.

13° Stabilité en fréquence : 1/10000 sur 10 Mégacycles. Cette stabilité s'étend dans le temps et pour une variation de secteur  $\pm 10\%$ .

14° Recoupement des gammes sup. à 20 Kcs jusqu'à 2 mégacycles, 100 Kcs au-dessus de 2 mégacycles.

15° Modulation de fréquence maximum, 500 cycles pour une profondeur de 50 % à 30 mégacycles.

16° Tolérance pour la variation de tension entre le haut et le bas de gamme  $\pm 15\%$  et de même entre les gammes de fréquence.

17° La tension de sortie indiquée devrait avoir une précision de  $\pm 5\%$  au-dessus de 10 microvolts et de 10 microvolts à 1 microvolt  $\pm 0,5$  microvolt.

18° Pour les mesures faites avec un récepteur muni d'un organe destiné à la réception d'un champ magnétique, il faut que le rayonnement du générateur soit inférieur à 1 microvolt sur toutes les fréquences.

19° Le générateur ne devra présenter aucune fuite par le secteur supérieure à 1 microvolt.

20° L'impédance de sortie de l'atténuateur doit être au moins égale ou inférieure à 10 ohms et comportant quatre décades de cette valeur. La première décade correspond à la tension de 10 microvolts.

21° La modulation d'amplitude due au défaut de filtrage ou à l'alimentation générale du secteur ne doit pas dépasser — 60 db.

22° Le générateur doit être livré avec un câble, constitué de telle façon que les tensions à son extrémité d'utilisation soient égales à celles de l'entrée et pour toutes les fréquences avec une tolérance de  $\pm 10\%$ .

23° Le raccordement de l'antenne fictive fournie par le constructeur doit se faire à l'extrémité du câble, sa constitution technique étant conforme aux normes actuelles (I.R.E.) ou futures.

### Relevé des caractéristiques du matériel radioélectrique au sein du groupement technique de l'industrie radioélectrique

Pour répondre au désir de nos membres, il a été convenu qu'il sera procédé, comme ci-dessous, pour le relevé des caractéristiques radioélectriques ou électroacoustiques, du matériel étudié par les Commissions, après normalisation par celles-ci des mesures indispensables.

a) Le Rapporteur de la Commission envoie à tous les fabricants intéressés copie du rapport de la Commission et leur demande de bien vouloir lui confier un échantillon.

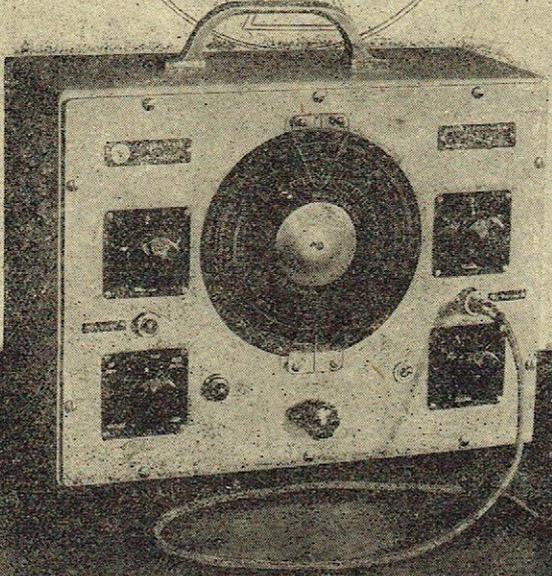
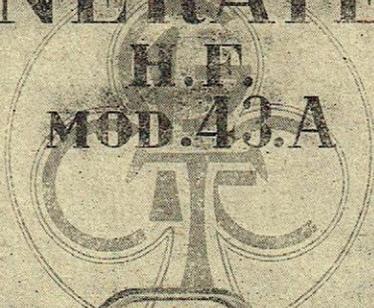
La liste des constructeurs consultés est publiée dans le bulletin intérieur du G.T.I.R. Tout constructeur peut demander à ce que son matériel soit soumis aux essais.

b) Dès réception du matériel, il est procédé aux mesures dans un laboratoire désigné par la Commission, en présence d'un représentant du fabricant.

c) Si les résultats sont reconnus normaux par le fabricant, ceux-ci sont publiés dans le bulletin intérieur du G.T.I.R.

# GÉNÉRATEUR

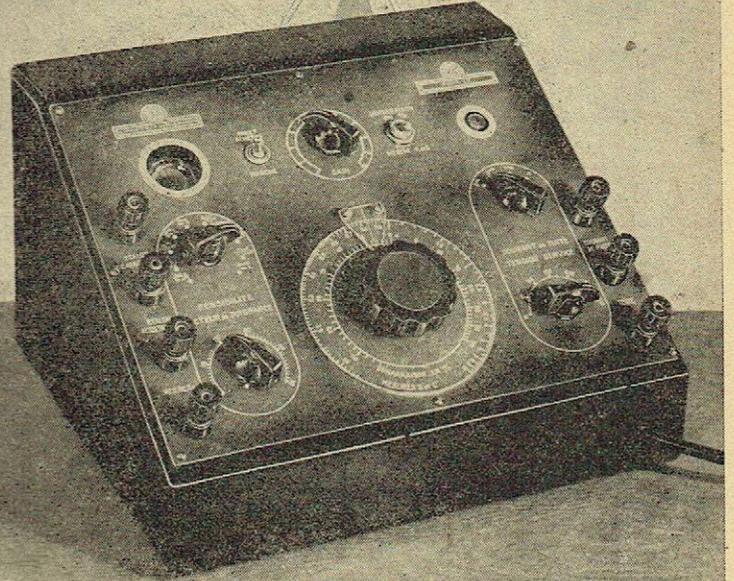
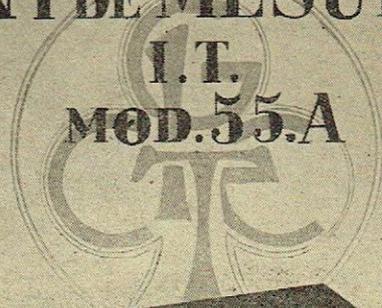
H.F.  
MOD. 43.A



L'INDUSTRIELLE DES TÉLÉPHONES  
2, RUE DES ENTREPRENEURS, PARIS, TÉL. VAU. 38-71

# PONT DE MESURES

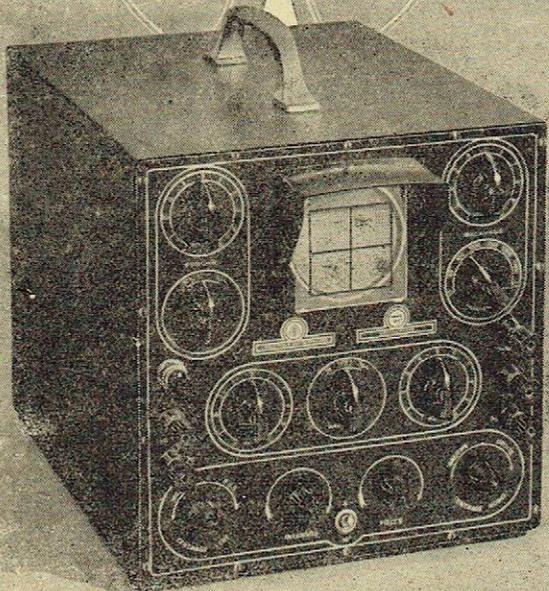
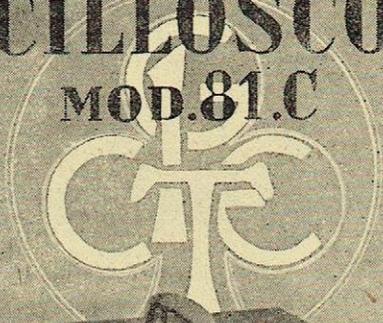
I.T.  
MOD. 55.A



L'INDUSTRIELLE DES TÉLÉPHONES  
2, RUE DES ENTREPRENEURS, PARIS, TÉL. VAU. 38-71

# OSCILLOSCOPE

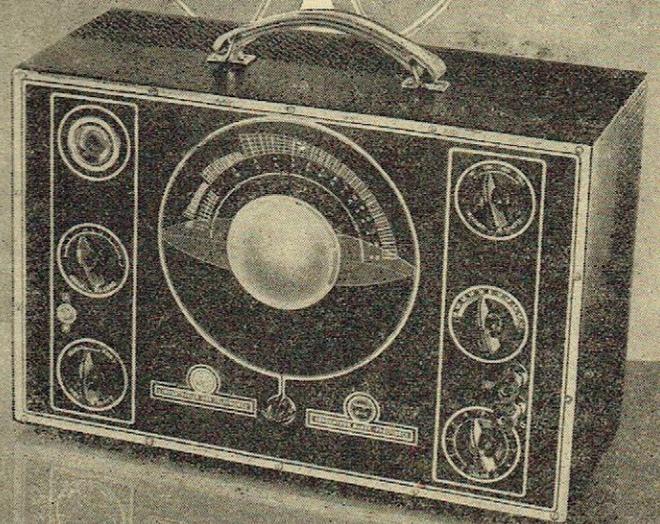
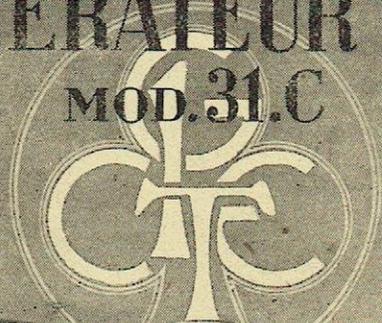
MOD. 81.C



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, TÉL. VAU. 38-71

STÉ FRANÇAISE de CONSTRUCTIONS RADIO-ÉLECTRIQUES

RADIO - RÉCEPTEURS • TÉLÉVISION

# SOCRADEL

MATÉRIEL PROFESSIONNEL

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

PUBL. ROPY

NOUVELLE ADRESSE

## CENTRAL RADIO

35, rue de Rome — PARIS (VIII<sup>e</sup>)  
Tél. : LABorde 12-00, 12-01

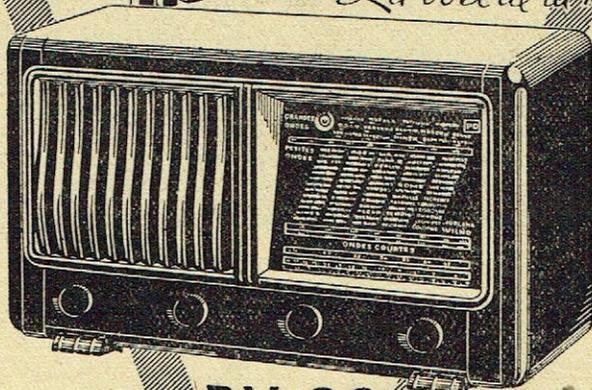
APPAREILS de MESURE  
de toutes Marques aux meilleurs Prix  
pour Electricité et Radio

Appareils de tableaux, de contrôle et de laboratoire  
Générateurs BF et HF, Lampemètres, Impédancemètres,  
Contrôleurs, etc...

GRANDE VICTOIRE  
DE LA TECHNIQUE

### RADIOVOX

*La voix de la Radio*



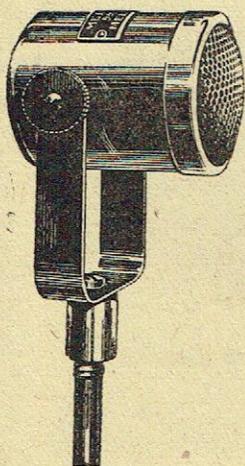
R.V. 63  
SUPER  
6  
LAMPES  
GRAND LUXE

PUBL. ROPY

SOCIÉTÉ INDUSTRIELLE ET TECHNIQUE DE RADIO-ELECTRICITÉ

16, RUE SAINT-MARC - PARIS-2<sup>e</sup>

Téléphone : CENTRAL 54-36



MICROPHONE  
MICRO-DYNAMIQUE  
TYPE 75-A

PUB. ROPY

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

## RENÉ DERVEAUX

Ingénieur E. C. P.

RÉCEPTEURS Batteries et Secteur  
TÉLÉVISION — AMPLIS

Le matériel de classe internationale

Laboratoires  
R. DERVEAUX

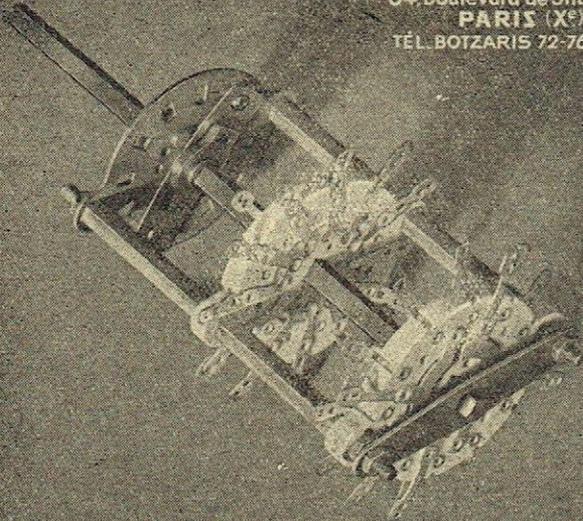


115, rue des Dames  
PARIS (17<sup>e</sup>)  
Téléph. CAR 37-24

Publ. ROPY

# MANUFACTURE FRANÇAISE D'ŒILLETS MÉTALLIQUES

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



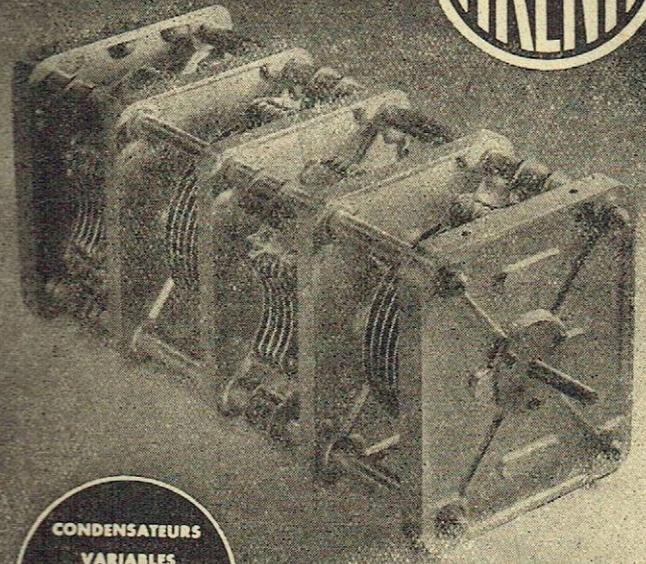
CONTACTEURS SPÉCIAUX  
pour ONDES COURTES

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



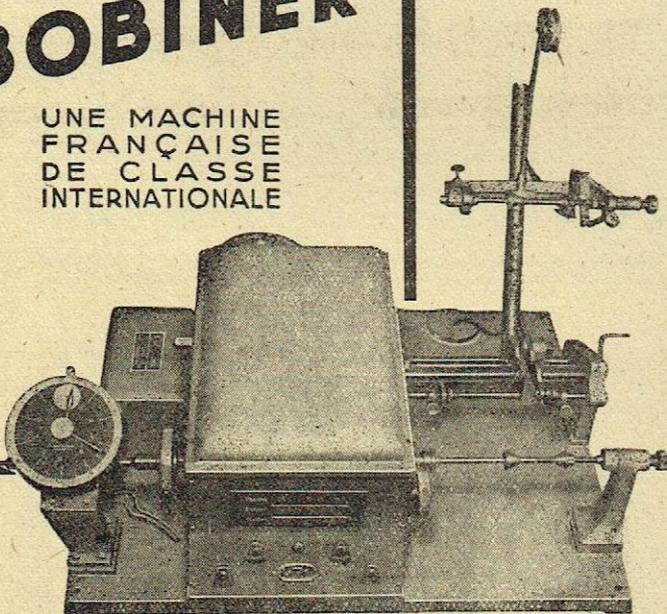
CONDENSATEURS  
VARIABLES  
POUR  
APPLICATIONS  
PROFESSIONNELLES

ATELIERS RENE HALFTERMEYER

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

# MACHINE A BOBINER

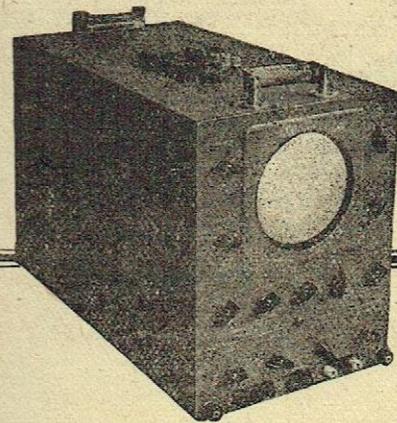
UNE MACHINE  
FRANÇAISE  
DE CLASSE  
INTERNATIONALE



PUBL. RADY

# ETS MARGUERITAT

12, Rue VINCENT, PARIS 19<sup>e</sup> - Métro: BELLEVILLE  
Tél: BOT. 70-05



## 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 SYNCHRONÉ automatique de balayage pour photographie et chronographie des PHÉNOMÈNES TRANSITOIRES.

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

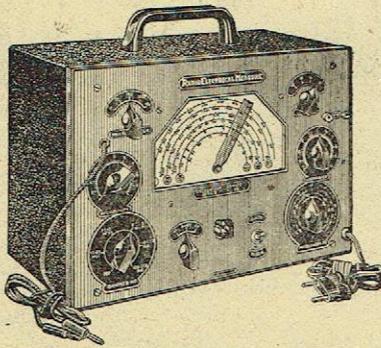
GÉNÉRATEUR B.F. type LF4 dérivé du pont de NERNST donnant signaux sinusoïdaux de 1 à 100.000 p.s. de grande stabilité et extrême pureté.

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

# ETS NILLSON

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

# HÉTÉRODYNE



## MODULÉE TYPE 'SERVICE'

Appareil indispensable pour tout travail sérieux de dépannage et de mise au point. Ses principales caractéristiques 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

# SECURIT

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

SIÈGE SOCIAL ET USINE ■ BUREAUX ET VENTE

10, Avenue du Petit-Parc, VINCENNES (Seine)

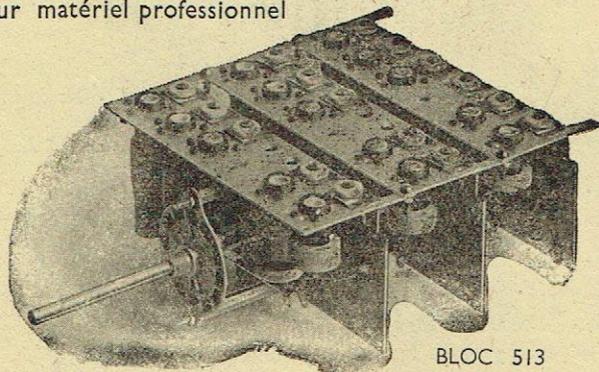
Tél. : DAumesnil 39-77 et 78

### MATÉRIEL RADIO-ÉLECTRICITÉ

CIRCUIT MAGNÉTIQUE EN FER HF

Toutes études

pour matériel professionnel



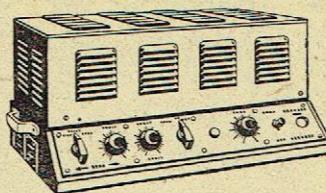
BLOC 513

— BLOCS D'ACCORD — MOYENNES —  
Réf. 516 (3 gammes). ————— FRÉQUENCES

- |                       |             |                                   |
|-----------------------|-------------|-----------------------------------|
| — 514 (4 gammes)...   | } Avec C.V. | Réf. 207/209 Jeu à ajustables.    |
| — 519 4 g. avec H. F. | } 460 pF    | — 210/211 jeu à noyaux réglables. |
| — 512 (5 gammes)...   | } Avec C.V. | — SV13/SV23/SV33 jeu de 3 M.F.    |
| — 513 5 g. avec H. F. | } 130 pF.   |                                   |

PUBL. RAPPY

## AMPLIFICATEURS



pour  
ELECTROPHONE  
SONORISATION  
CINÉMAS - DANCINGS  
4 W — 15 W — 30 W

- 5 entrées commandées par contacteur.
- Mélangeur électronique entre prises Cellule-Micro et Pick-up T.S.F.
- 4 Impédances de sortie.

### AUTRES FABRICATIONS :

Postes récepteurs 6, 8 et 10 lampes — Radiophones —  
Interphones — Alimentations stabilisées — Oscillographes.

Notices sur demande

**SONAPHONE** 15, rue des Plantes, Paris-XIV<sup>e</sup>  
Suffren 04-42

PUB. RAPPY

PUBL. RAPPY

*La plus haute  
qualité  
caractérise  
les récepteurs*

# TELECO

175, rue de Flandres  
PARIS - 19<sup>e</sup>

## BOBINAGES H.F.

# OREOR

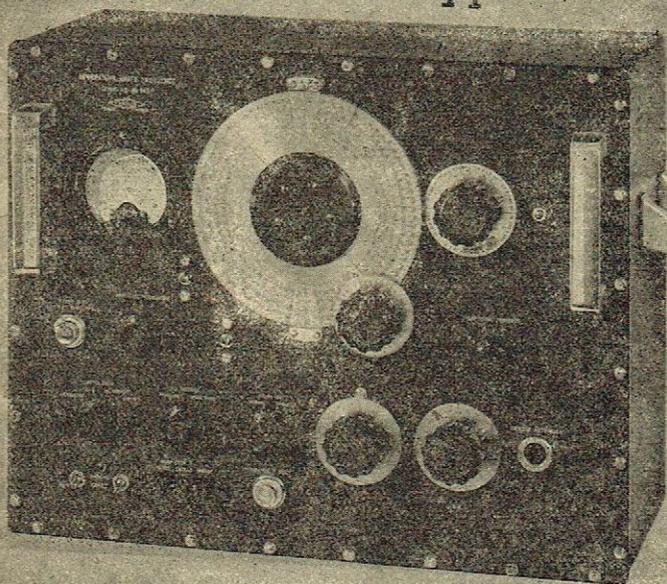
A MATEUR  
PROFESSIONNEL

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

PUB. RP

**FERISOL**

NOUVEAU  
GÉNÉRATEUR H.F.  
Type L3



45

MATÉRIEL  
PROFESSIONNEL  
RADIOÉLECTRIQUE

# L'ANALYSE DYNAMIQUE

(SIGNAL TRACING)

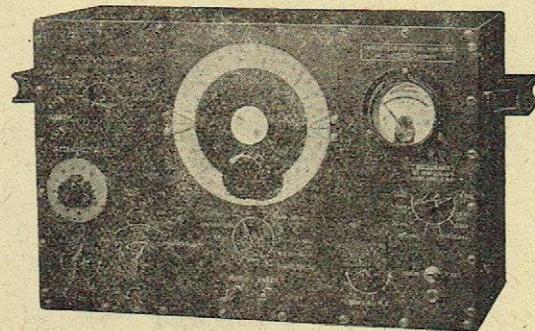
*sert au  
et à la*

**DEPANNAGE**

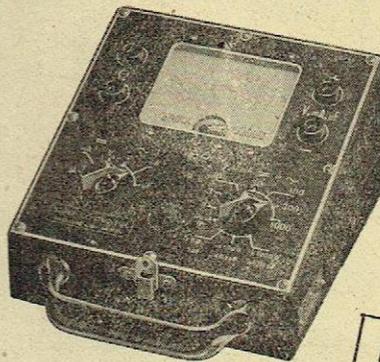
**MISE AU POINT  
DES RECEPTEURS**

*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. RAPPY

*Agents et revendeurs... Si vous avez du dynamisme  
une place vous est réservée dans l'Équipe*



# Sonorà

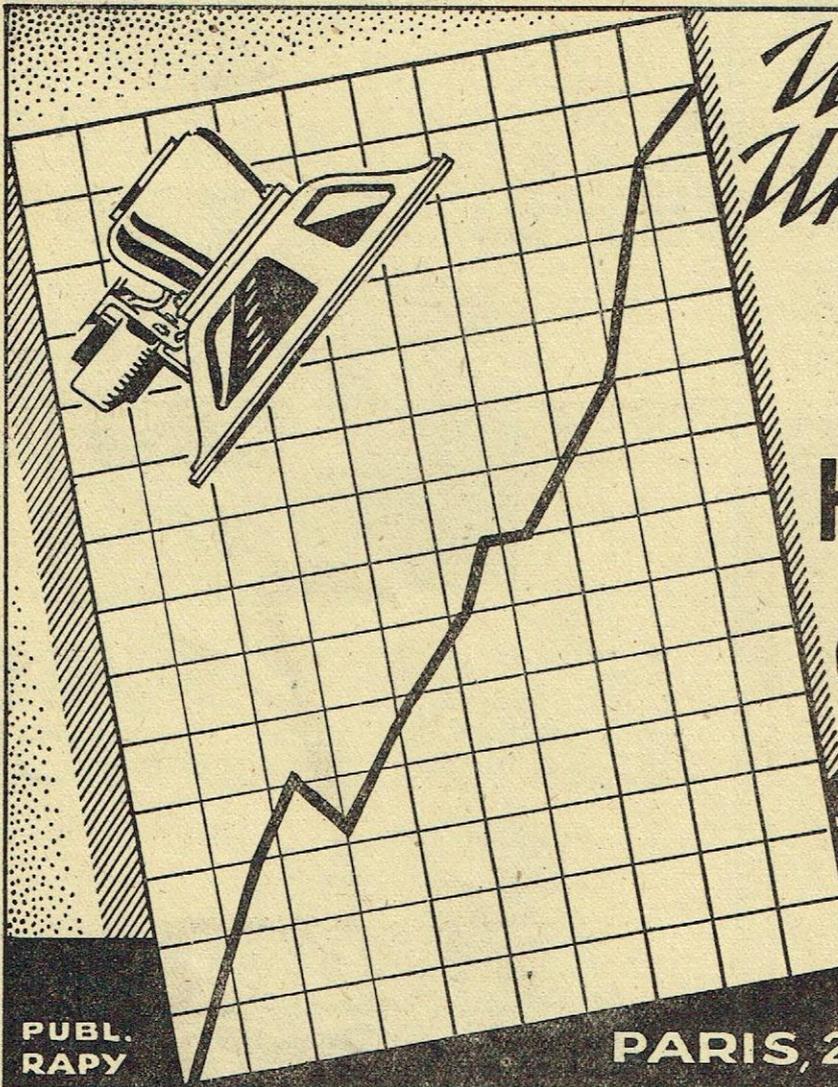
## RADIO

★ AMPLIFICATEURS ★ TÉLÉVISION ★

*Écrivez-nous: 5, Rue de la Mairie  
PUTEAUX*

Tél. : LON. 08-33 - LON. . 21-60

PUBL. RAPHY



*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



## 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*

E<sup>ts</sup> SIGMA-JACOB, 17, rue Martel, Paris-X<sup>e</sup>. Tél. : PRO 78-38  
AUX SEULS PORTEURS DE LA CARTE PROFESSIONNELLE

PUBL. RAPHY



## SAFCO-TRÉVOUX

SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 16.500.000 FR.S.

40, Rue de la Justice - PARIS XX<sup>e</sup>  
TÉL. MENILMONTANT 96-20

TOUS LES CONDENSATEURS ÉLECTRIQUES FIXES  
POUR TOUTES APPLICATIONS

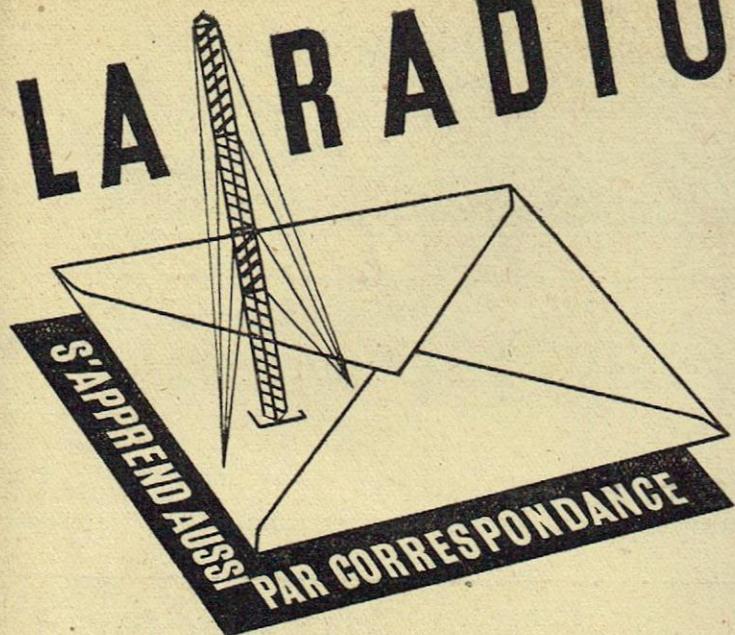
FACTEUR DE PUISSANCE - FILTRES  
TÉLÉPHONIE — RADIO

MICA — ÉLECTROCHIMIQUES — CÉRAMIQUE  
RHÉOSTATS A CURSEUR — RÉSISTANCES FIXES

USINES : PARIS, SAINT-OUEN, TRÉVOUX, MONTREUIL S/SEINE

PUBL. RAPHY

# LA RADIO



## ECOLE CENTRALE DE T.S.F.

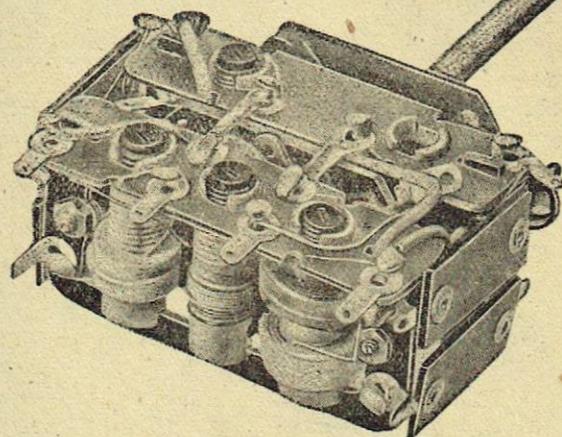


12, RUE DE LA LUNE - PARIS

PUBLICITÉS RÉUNIES

# OMEGA

SOCIÉTÉ ANONYME



BOBINAGES  
AMATEUR ET  
PROFESSIONNEL  
NOYAUX  
MAGNETIQUES

BLOC TYPE 303  
à 4 circuits réglables

PUB. COURAT



PARIS BUREAUX 15 R. de MILAN, TR. 17-68  
SIEGE SOCIAL & USINE  
12, 14 R. des PERICHAUX

USINE A VILLEURBANNE  
11-17, Rue Songieu  
TEL. VILL. 89-90

QUINZE ANNÉES  
D'EXPÉRIENCE



DANS LA

## TÉLÉVISION

ÉMISSION - RÉCEPTION

OSCILLOGRAPHES DE MESURES  
ENRÉGISTREURS PHOTOGRAPHIQUES  
COMMUTATEURS ÉLECTRONIQUES  
GÉNÉRATEURS HF ET BF  
CELLULES PHOTO-ÉLECTRIQUES  
COUPLES THERMO-ÉLECTRIQUES  
APPAREILS DE MESURE ET DE CONTROLE

COMPAGNIE POUR  
LA FABRICATION DES

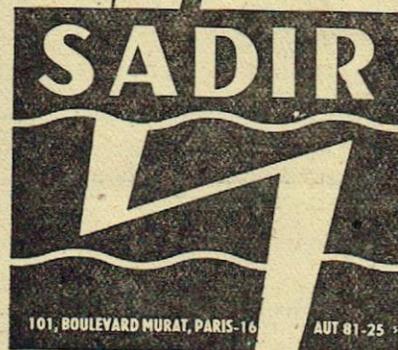
**COMPTEURS  
MONTROUGE**

ET MATÉRIEL  
D'USINES A-GAZ

12, PLACE des ÉTATS-UNIS

(SEINE) R. C. 50126 3187

# SADIR



101, BOULEVARD MURAT, PARIS-16

AUT 81-25

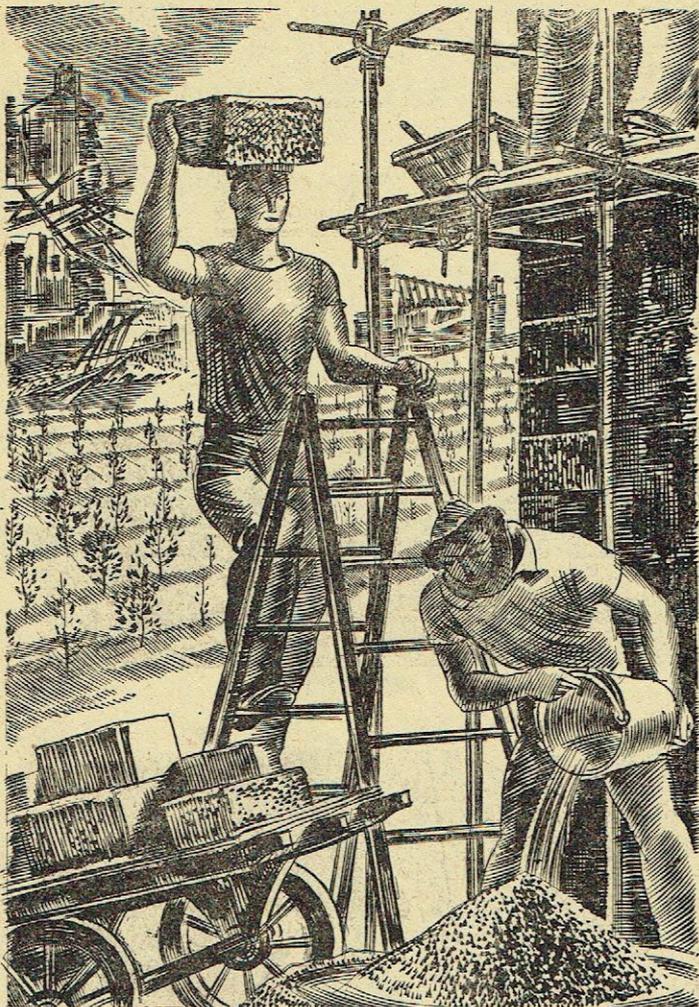
45

MATÉRIEL  
PROFESSIONNEL  
RADIOÉLECTRIQUE

**ANCIEN ET BAC**  
Brevetés S.G.D.G.  
23 rue aux OURS  
PARIS 3<sup>e</sup> TEL. ARCHIVES 50.42  
50.43

**CRÉATEUR EN FRANCE DU RIVET RADIO**  
Tous les Caillets Rivets - Cosses - Capsules et toutes Pièces découpées Machines et Accessoires de pose pour T.S.F.

*Fondés en 1885*



CHACUN DE LA LIBÉRATION QUE VOUS SOUSCRIVEZ  
C'EST UNE PIERRE QUE VOUS APORTEZ  
À LA RECONSTRUCTION DU PAYS

**BRUNET**

**Le nouveau bloc MICRO IV**  
2 GAMMES O. C. semi-étalées + P. O. + G. O.  
C. V. Standard 460  
est livrable avec sa glace  
à la  
**S. N. E. BRUNET**, 226, rue de la Convention, 226  
PARIS (15<sup>e</sup>) Tél.: VAU. 95-07  
Publ. RAPH

## Petites Annonces

IMPORTATEUR GROSSISTE hollandais désire entrer en relations avec fabricants matériel T.S.F. pièces détachées Radio et matériel électroménager, maintenant et après la guerre. Ecrire sous le n° 970 à la Revue qui transmettra.

CEDE 75 coffrets matière moulée M. I. O. M. Réf. 56.315 D. Dimensions ext. 230 x 169 x 134, ouverture cadran 37 x 90. Radio-Service, Vaux-sous-Aubigny (Haute-Marne).

CHERCHE haut-parleur à compression complet et vibreur ou convertisseur pour accu 6 volts. Faire offres à Durand A. Nyons (Drôme).

A VENDRE tube télévision Cossor, type 3274, avec alimentation, ou échangerais de préférence contre oscilloscope. Ecrire J. Mareau, 4, rue A.-Messager, Montluçon (Allier).

FABRIQUE de matériel professionnel radioélectrique recherche pour son département « Appareils de mesure », en province, ingénieur d'études ayant des connaissances étendues dans la branche et possédant bonne formation pour la recherche de nouveaux modèles. Situation sér. et d'avenir, site agréable, appointements en rapport des capacités. Ec. av. détail et prêt. Hava Grenoble n° 188 (Visa O. T. n° 1704).

Ingénieur 47 ans, chef de fabrication et achats, importante maison radio, ayant réalisé installation usine moderne et quittant emploi pr motifs personnels, ch. situation similaire, PARIS ou Région parisienne.  
Faire offre à la Radio en France s. N° 990.

### OFFRES D'EMPLOIS

ON DEMANDE : 1° ingénieur physicien, 27 à 35 ans, pour laboratoires de recherches ; 2° homme 27/35 ans, ayant travaillé dans

#### Basse Fréquence ou Matériel Ciné

Ecrire en indiquant références à Kodak-Pathé, 30, rue des Vignerons, à Vincennes.

## F. GUERPILLON & C<sup>IE</sup>

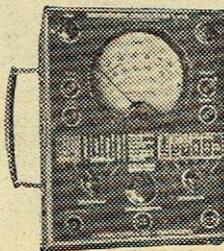
64, av. Aristide-Briand, MONTROUGE (Seine) - Tél.: ALE 29-85, 86  
Ancienne route d'ORLÉANS A 200 m. de la Porte d'ORLÉANS

APPAREILS DE MESURES ÉLECTRIQUES INDUSTRIEL  
DE TABLEAUX DE CONTRÔLE ET DE LABORATOIRES

5 TYPES DE CONTRÔLEURS  
UNIVERSELS :  
13 K. 1833, 333, GM, 432

MULTIMÈTRE Z 41, 1 à 75 sensibilités  
échelle de 100 m/m

ADAPTATEUR C R  
pour mesure des capacités et résistances avec 19K



Notices et tarifs franco sur demande

## PROFESSIONNELS!

Débarassez-vous de vos fins de séries

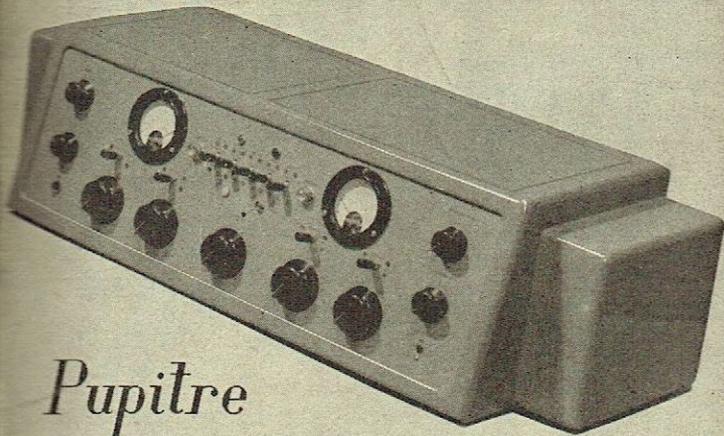
LAMPES • POSTES  
PIÈCES DÉTACHÉES  
APPAREILS DE MESURE

Nous vous les achetons aux plus hauts cours

**RADIO-PAPYRUS**  
25, BOULEVARD VOLTAIRE - PARIS XI<sup>e</sup>  
Tél. ROQ 53-31



**RADIO AIR**



*Pupitre  
Mélangeur  
de Modulation*

**APPLICATIONS INDUSTRIELLES RADIOÉLECTRIQUES**

S.A. CAPITAL 5.000.000 FS

SIÈGE SOCIAL : 72, Rue Chauveau - NEUILLY S/SEINE

ADMINISTRATION : 134, Boulevard Haussmann - PARIS

2 Usines : NEUILLY S/SEINE et BRIONNE (Eure)

**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

SOC<sup>TÉ</sup> DE L'OUTILLAGE

13, Passage des Tourelles. PARIS. xx<sup>e</sup>

TEL: MÈN. 79.30

**R.B.V**

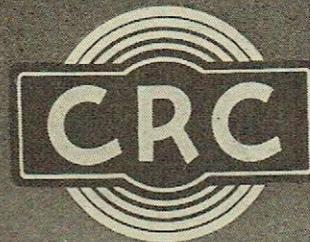
**TUBES A VIDE**

- TUBES CATHODIQUES POUR OSCILLOGRAPHES DE MESURE, TÉLÉVISION, APPAREILS D'ÉTUDE DES PHÉNOMÈNES TRANSITOIRES
- ICONOSCOPES, MULTIPLICATEURS D'ELECTRONS

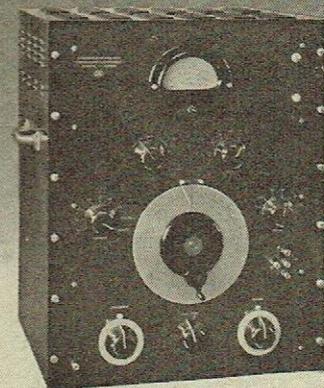
**OSCILLOGRAPHES**

- OSCILLOGRAPHES CATHODIQUES DE MESURE POUR: RADIO-DÉPANNÉURS ET PROFESSIONNELS SPÉCIAUX POUR ÉTUDE DES PHÉNOMÈNES TRANSITOIRES
- TOUS APPAREILS UTILISANT LES TUBES CATHODIQUES

CARTE PROF n° 972



*Appareils de Mesures*



GÉNÉRATEUR B.F.  
TYPE G.B.12 B.

**CONSTRUCTIONS RADIOPHONIQUES DU CENTRE**

St<sup>é</sup> A<sup>m</sup> des E<sup>l</sup> M. BEALEM. CAPITAL 3.000.000 FR.  
SIEGE SOCIAL, DIRECTION et USINES, 19, RUE DAGUERRE, TEL. 59-77

J. Roux

**STÉTIENNE**

HAVAS

# HARMONIC RADIO

VOLTMÈTRE-OHMÈTRE  
A LAMPES



**10 MÉGOHMS PAR VOLT**

MESURE DE TENSIONS CONTINUES JUSQU'À 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

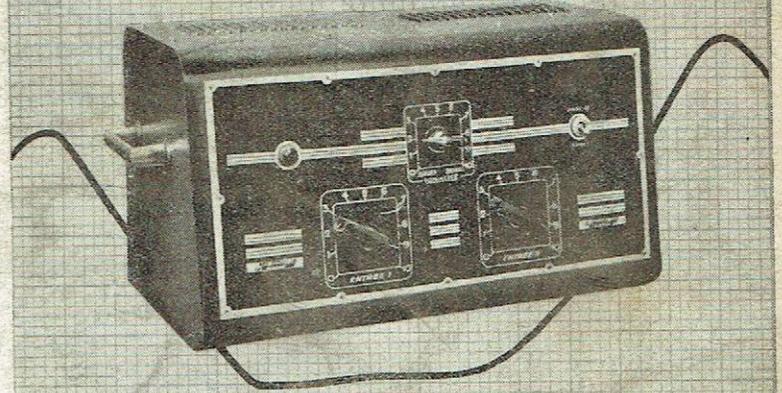
98-100, FAUBOURG TOULOUSAIN, 98-100 - MONTAUBAN (T.&G.)

PUB. M. DUPUIS

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 Laiton  
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.)

PUB. M. DUPUIS

# UNE REVOLUTION!!!



LE  
HAUT PARLEUR  
**BIREFLEX**  
HARMONIC  
RADIO

**Etablissements P. BOUYER**

Bureaux et Usine

98-100, FAUBOURG TOULOUSAIN, 98-100 - MONTAUBAN (T.&G.)