

TOUTE LA RADIO

REVUE MENSUELLE DE TECHNIQUE
EXPLIQUÉE ET APPLIQUÉE
PUBLIÉE SOUS LA DIRECTION DE
E. AISBERG

Sommaire

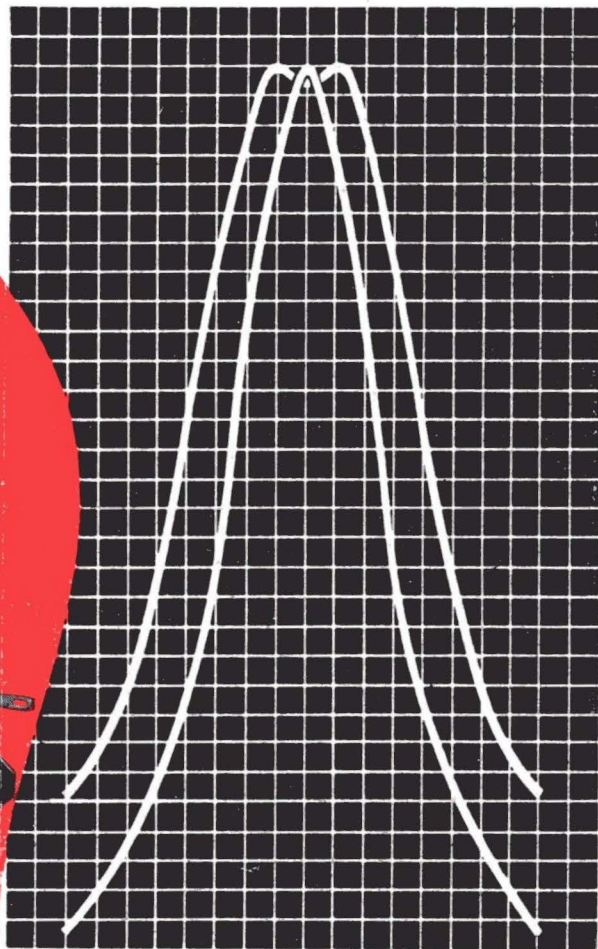
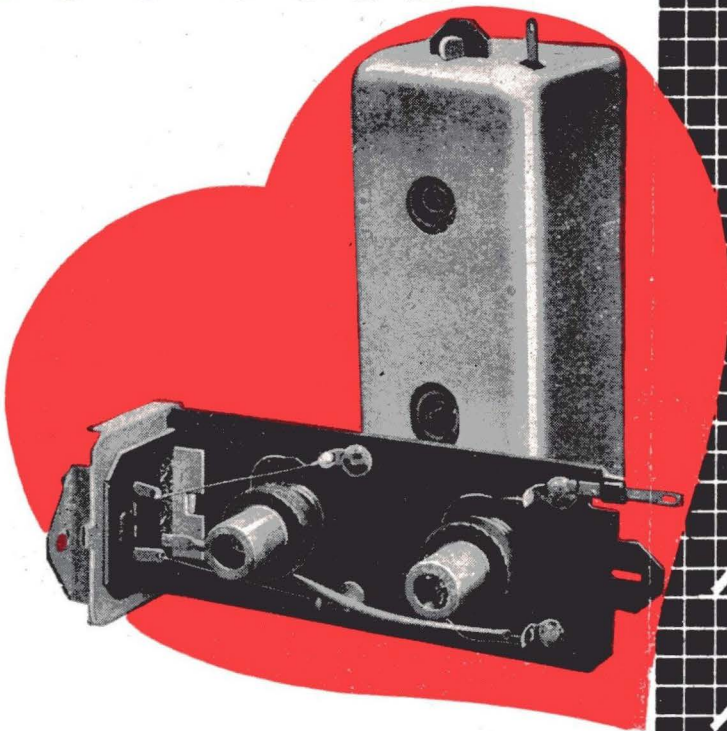
- ★ Il y a 40 ans, naquit la triode, par E. A.
- ★ Etude de variateurs électroniques de réactance, par W. Mazel
- ★ Disposition des bras de pick-up, par B. Gordon.
- ★ Enregistrement, pick-up et correction, par R. Besson.
- ★ Petit dictionnaire "Tron".
- ★ Les amplificateurs à résistances, par L. Chrétien.
- ★ Nouveau code des couleurs des résistances.
- ★ Analyseur dynamique, par R. Besson.
- ★ Interphone sans commutation, par P. Jeanlin.
- ★ Calcul pratique des transformateurs, par Muraü.
- ★ L'Interphone TR 112.
- ★ Quelques suggestions.
- ★ Lampemètre portatif de précision, par F. Haas.
- ★ Revue de la presse étrangère.



L'essentiel
de ces publications
est résumé pour vous
dans notre
**REVUE DE LA PRESSE
ÉTRANGÈRE**

50^{fr}

LE COEUR DU POSTE



TRANSFORMATEURS M.F. SERIE I.S.

MODÈLES

- IST — Tesla normal (Gain 140).
 - ISTV — Tesla à sélectivité (Gain 140 en position sélective)
 - ISM — Transformateur de liaison (Gain 175).
 - ISMP — Transformateur de liaison à prise (Gain 115).
- ★

Cœur du récepteur moderne, le transformateur M. F. en assure la sélectivité, la sensibilité et dans une certaine mesure, la fidélité musicale.

Grâce à leur coefficient de surtension élevé, les transformateurs **SUPERSONIC** procurent un gain conférant une haute sensibilité.

Leur courbe de résonance, large au sommet et à chute rapide des côtés, parvient à concilier la sélectivité parfaite avec une excellente fidélité.

Climatisés par double impregnation, les transformateurs **SUPERSONIC** ne varient pratiquement pas en fonction de la température et de l'humidité. Entre -45 et $+60^{\circ}\text{C}$, la variation de L est inférieure à 10^{-6} par degré et celle de Q inférieure à 0,25 % par degré.

Montés sur embase rigide en almasilium à fixation par vis ou par rivets, ils sont parfaitement stabilisés dans le temps. C'EST DU MATÉRIEL DE QUALITÉ « PROFESSIONNELLE » MIS À LA DISPOSITION DES CONSTRUCTEURS DES POSTES « AMATEURS »

SUPERSONIC

Message, à nos amis

MM. J. et S. SCHNEIDER, les Directions Commerciale et Technique et tout le personnel des Etablissements SCHNEIDER FRÈRES sont heureux de vous présenter, pour la nouvelle année, leurs vœux les plus sincères.

Si leur effort collectif n'a pas réussi à satisfaire, cette année, toutes vos demandes, du moins pensent-ils que vous avez pu apprécier l'esprit d'équité qui a présidé à la répartition des quantités, hélas trop faibles, de postes fabriqués, alors qu'il eut été si facile de céder à la commodité d'une répartition moins juste mais tellement plus simple.

Ils pensent également que vous avez pu vous rendre compte par la satisfaction de vos clients des efforts qu'ils ont déployés pour maintenir, malgré des difficultés considérables, le standing et la qualité technique de leurs fabrications.

Naguère, nous vous avons aidé de notre mieux à édifier le renom de votre Maison. Aujourd'hui, comme par le passé, et en dépit de nombreuses difficultés, nous faisons tout pour vous permettre de le maintenir. Demain, nous en sommes sûrs, nous vous ferons franchir de nouveaux pas sur la voie de la prospérité et de l'expansion de votre affaire.

C'est dans cet esprit que, d'ores et déjà, nous pouvons vous annoncer pour cette année le lancement d'un nouveau modèle de TELESPEAKER. En plus de sa présentation moderne à la fois sobre et élégante, cet appareil répond à toutes les conditions qui peuvent être exigées d'un matériel de ce genre. Son principe d'intercommunication totale à un prix extrêmement bas, lui donne non seulement une supériorité absolue sur toute concurrence, mais également un champ très vaste d'activité nouvelle et rémunératrice.

Un domaine supplémentaire et intéressant s'ouvre à votre activité et grâce à nos efforts communs, ici comme dans la radio, un succès complet récompensera votre fidélité et votre constance.

SOCIÉTÉ NOUVELLE DES
ETS SCHNEIDER Frères



5 et 7, Rue JEAN-DAUDIN
PARIS 15^e - SÉG. 83-77 et la suite.

RADIOLL présente

Le **MINIAVOX 47**
POSTE MINIATURE DE
TRÈS GRANDE CLASSE
SUPER 5 LAMPES, TOUTS
COURANTS, TOUTES
ONDES
PREMIER de France - COURANT 1947

Le **SYNCHROVOX 44 I**
RECEPTEUR DE HAUTE QUALITÉ
SUPER 6 LAMPES ALTERNATIF
TOUTES ONDES

Le **SYNCHROVOX 47 I**
LUXE
LUXUEUX RECEPTEUR DE
GRANDE CLASSE - SUPER
6 LAMPES 16 à 3000 M
ALTERNATIF

RADIO-L.L.
INVENTEUR DU SUPERHÉTÉRODYNE
Distribution générale et Réparations : S.A.E.D.R.A. 5, Rue du Cirque - PARIS 8^e Ely 14-30-31

PUBL. ROPY

FRIBOURG
CONDENSATEURS
FABRICATION SUISSE

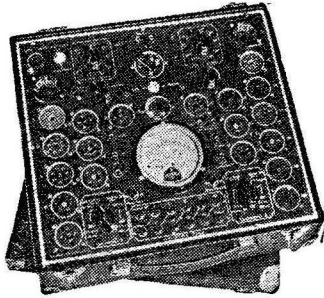
Représentant général pour la France :
P. BOSSY - Ing^e.
198, R. DE VAUGIRARD - PARIS 15^e
SÉG. 94-53

PUBL
ROPY

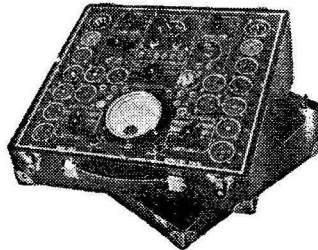
LAMPÈMÈTRES ANALYSEURS • AMPLIFICATEURS • HAUT-PARLEURS

DYNATRA

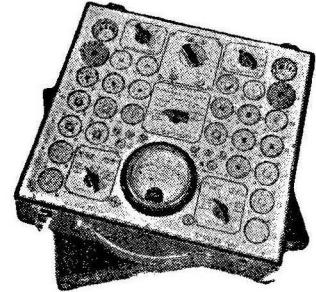
MODÈLES DE LAMPÈMÈTRES :



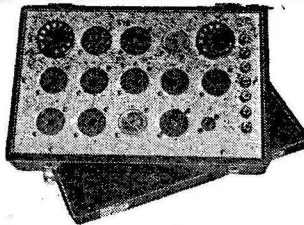
SUPER-LABO ou 206



205 CONTROLEUR



205 bis



Boîte complémentaire permettant l'essai de toutes les lampes avec nos anciens modèles d'Analyseurs.

AMPLIFICATEURS MODELES

13 - 20 - 35 watts

En vente chez tous les grossistes à Paris et en Province et chez le Constructeur

Notice contre 8 francs en timbres-poste sur simple demande



AMPLI-VALISE 9 watts

DYNATRA

41, RUE DES BOIS, PARIS-19°

TEL. : NORD 32-48

(Métro: Place des Fêtes)

AGENT GÉNÉRAL pour l'ALGÉRIE : E^{ts} ROUX, 8, Rue Charras, ALGER — pour la SYRIE et le LIBAN E^{ts} BAGHDIKIAN Frères, Rue Georges-Picot, BEYROUTH

PUBL. RAPHY

PUBL. RAPHY

*Toutes les
lampes
de radio*

...et le reste

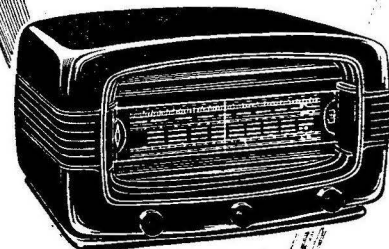
PARIS-PIÈCES

39, RUE DE CHATEAUDUN · PARIS 9°

Tél: TRI. 88-96

Au rez-de-chaussée, à gauche dans la cour.

le
"SUPER-AS"



Radialva

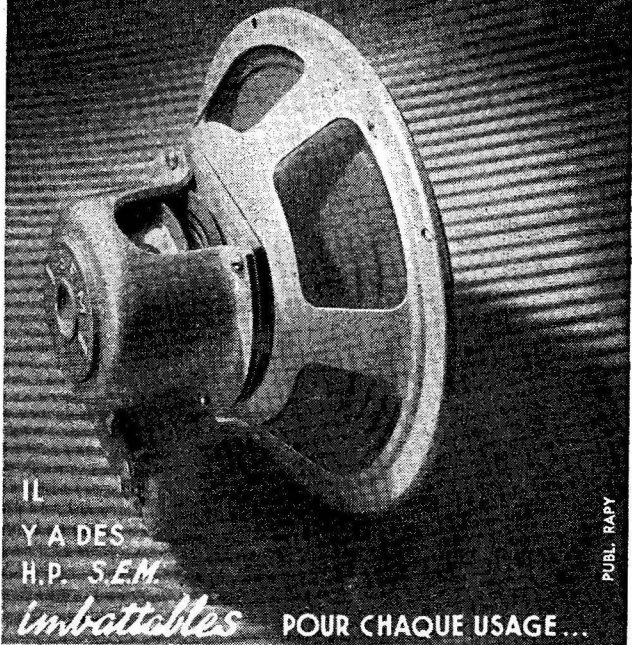
VICTOIRE

DE LA TECHNIQUE FRANÇAISE

E^{ts} VECHAMBRE-FRÈRES

1, RUE J. J. ROUSSEAU-ASNIÈRES (SEINE) TÉL. GRÉ. 33-34

DEPUIS L'AUBE DE LA RADIO...



IL
Y A DES
H.P. SEM

PUBL. RAPPY

imbattables POUR CHAQUE USAGE ...

HAUT-PARLEURS

26, RUE DE
LAGNY

PARIS (20^e)

SEM

TÉLÉPHONE

DORIAN

43-81

VOLTMÈTRE
ÉLECTRONIQUE
TYPE 59 A



PUBL. RAPPY

L'INDUSTRIELLE DES TÉLÉPHONES
DE LA COMPAGNIE GÉNÉRALE D'ÉLECTRICITÉ
2, RUE DES ENTREPRENEURS - PARIS - TÉL. VAU. 38-71



TUBES ÉMISSION
RÉCEPTION

OSCILLOSCOPES

ICONOSCOPES

ORTHICONS, etc...

MICROSCOPES ÉLECTRONIQUES

Modèle Universel EMU et Modèle Console EMC

*Des centaines de références scientifiques, médicales
et industrielles, dans le monde entier*

DISTRIBUTEUR OFFICIEL POUR LA FRANCE :

RADIO-ÉQUIPEMENTS

65, Rue Richelieu, PARIS-2^e - Tél. : RIC. 49-88

PUBL. RAPPY

UN PACTE ÉCONOMIQUE

Les Grossistes
ci-dessous indiqués
se sont engagés à ne vendre
du matériel radio-électrique
qu'à des professionnels - des
branches Radio-Électrique
du Commerce ou au registre
des Métiers.

ARCIB. 135, rue de l'Abbé-de-Épée, BORDEAUX. Téléphone à Bordeaux 34-89.
ASCÉE. 220, rue Lafayette, PARIS. Botezaris 61-87.
BLÉTARD (Ets), 54, rue de Rome, PARIS. Laborde 00-51.
BLINDEX. 25, rue Cavennin, à LYON. Téléphone à Lyon PAR 48-72.
DUJESNOY (Ets), 111 bis, rue Eug.-Gayolle, NÉNI-LÉTARD (Pas-de-Calais). Téléphone à Nénin-Létard 241.
ÉLECTRO-RADIO-SONOR. 23, rue du Petit-Potet, à DIJON (Côte-d'Or). Téléphone à Dijon 28-61.
ÉLECTRO SERVICE. 49, rue Jeanne-d'Arc, REIMS (Marne).
FACON (Et. A.-I.), 40, boulevard de la Bastille, PARIS. Diderot 09-43.

FREGARD (Et. R.), 6, rue du Lycée, NICE. Téléphone à Nice 882-30.
JUNG FRÈRES (Ets), 42, quai des Bons-Enfants, ÉPINAL (Vosges). Téléphone à Épinal 28-39.
MATERIEL ÉLECTRIQUE ET RADIOÉLECTRIQUE, 79, rue du Faubourg-Poissonnière, PARIS. Provence 39-51.
OFFICE INDUSTRIEL RADIOÉLECTRIQUE, 56, rue Franklin, LYON. Téléphone à Lyon 11-87.
ORIOU (Et. J.), route de Bains, à GIVORS (Rhône). Téléphone à Givors 1-32.
PELLETIER (Et. Robert), 10, rue Charles-de-Vergennes, DIJON (Côte-d'Or). Téléphone à Dijon 25-26.
RADIO BORDEAUX, 3, rue Duffour-Dubergier, BORDEAUX (Gironde). Téléphone à Bordeaux 863-56.
RADIO COMPTOIR DU SUD-EST, 57, rue Pierre-Corneille, LYON. Téléphone à Lyon 4-12-91.
RÉGENT MATÉRIEL, 13, rue Jarente, LYON. Tél. F. 57-28.
ROJAT (Et. L.), 158, avenue Gambetta, PARIS. Roquette 65-82.
S. A. P. E., 12, rue Robert, SAINT-ÉTIENNE (Loire). Téléphone à Saint-Étienne 52-42.
B. C. L. E., 14, avenue de Saxe, LYON. Téléphone à Lyon LAL 47-24.
TROUVAY & CAUVIN, 9 bis, avenue Albert-Sorel, CAEN (Calvados). Téléphone à Caen 30-11.
UNIVERSAL RADIO, 108, cours Lieutaud, MARSEILLE (Bouches-du-Rhône). Téléphone à Marseille GAR 45-57.
VIARDOT (Ets), 56, rue de Phalsbourg, NANCY (Meurthe-et-Moselle). Téléphone à Nancy 73-39.
VISSUZAIN-LEBERT, 15, rue Fouré, NANTES (Loire-Inférieure). Téléphone à Nantes 152-81.



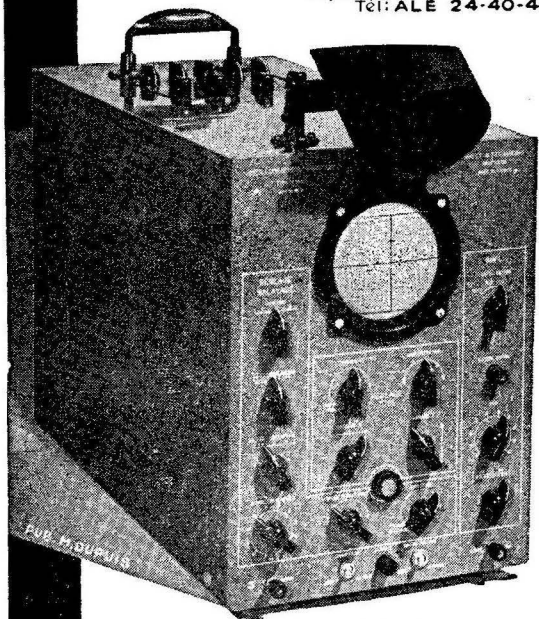
PUBLICITÉ COLLECTIVE ORGANISÉE SOUS LES AUSPICES DU SYNDICAT

NATIONAL DES GROSSISTES EN MATÉRIEL RADIOÉLECTRIQUE

RIBET & DESJARDINS

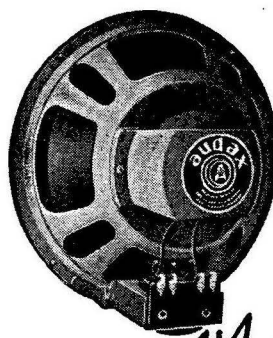
S. A. R. L. 600 000 FR.

13, RUE PÉRIER, MONTROUGE
Tél: ALÉ 24-40-41



OSCILLOGRAPHÉ
CATHODIQUE 263 B

MATÉRIEL PROFESSIONNEL



*de l'Audax
encore
de l'Audax
toujours
de l'Audax*



PUBL. RAPH

HAUT-PARLEURS **AUDAX**

45, Avenue Pasteur - MONTREUIL 9/BOIS (Seine)

PUBL. PAPY

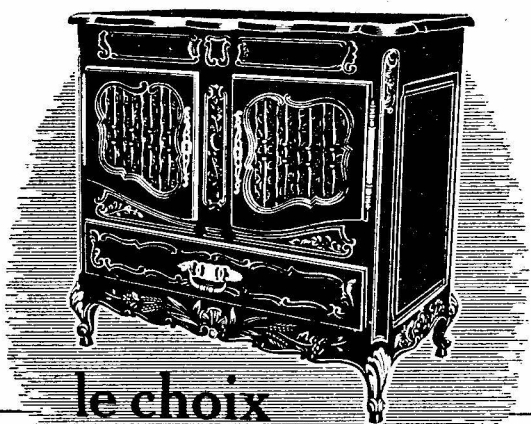


MICROPHONE
75-A
DYNAMIQUE

*Le microphone de la
Radiodiffusion Française*

MELODIUM

296, RUE LECOURBE · PARIS 15^e · VAU. 18-66



★ *le choix
fait vendre* ★

Agent de plusieurs marques vous pouvez présenter à vos clients de bons postes de série.

Mais en poste de luxe ? Un seul modèle ne peut répondre à tous les goûts.

Martial Le Franc, incontestable spécialiste, vous offre

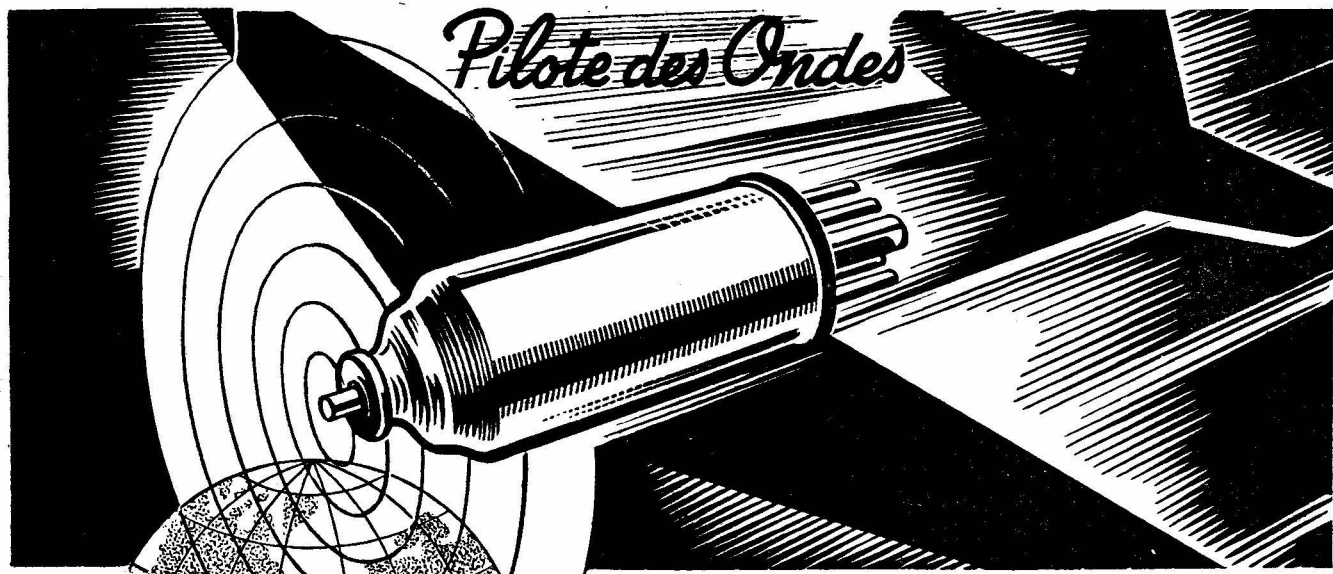
un choix de meubles-radio s'harmonisant aux mobiliers de divers styles : rustique, classique, moderne.

Ces ébénisteries d'art métamorphosent les excellents châssis radio Martial Le Franc en "meubles qui chantent".

NE LAISSEZ PAS PRENDRE PAR UN AUTRE VOTRE PLACE DANS LE RESEAU DES REVENDEURS

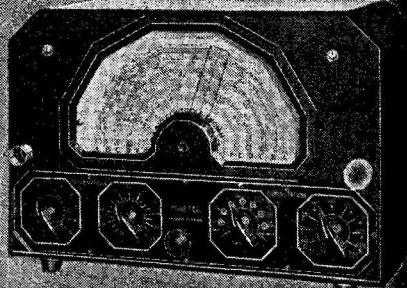
★  **MARTIAL LE FRANC** ★
RADIO

R. L. D. 4, av. de Fontvieille - Principauté de Monaco



MAZDA *Radio*

HETERODYNE MASTER



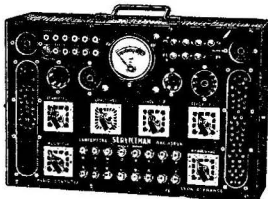
CONTROLEURS UNIVERSELS
LAMPÈMÈTRES
HÉTÉRODYNES-OSCILLOGRAPHES
MODULEURS DE FRÉQUENCE
VOLTÈMÈTRES A LAMPES
DÉCADES DE RÉSTANCES

Demandez la documentation technique
sur nos différents appareils

RADIO-CONTROLE

141, RUE BOILEAU · LYON (6^e)
Téléphone : LALANDE 43-18

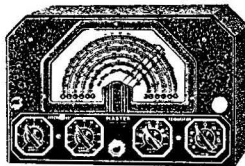
3 APPAREILS INDISPENSABLES AUX DÉPANNEURS :



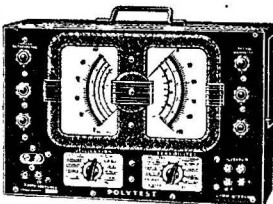
le **SERVICEMAN**
lampemètre universel pour l'essai
de toutes les lampes

la **MASTER**

hétérodyne couvrant toute la gamme
de 7,50 m à 3,000 m (100 kc/s à 40
mégacycles/s). Grande précision.



le **POLYTEST**
appareil de mesure universel par-
ticulièrement pratique. lecture
directe.



ENVOI GRATUIT DE NOS 5 CATALOGUES, AVEC PRIX,
SUR DEMANDE

CENTRAL-RADIO

35, rue de Rome, PARIS-8^e - Tél. : LAB. 12-00 et 01

CONCESSIONNAIRE
pour Paris et la Seine
de Radio-Contrôle
de Lyon

PUBL. RAPPY



ETS
P. HUGUET
D'AMOUR
51, R. DESNOUETTES
PARIS XV^e
TÉL. LEC. 97-55

LA PLUS VIEILLE EXPÉRIENCE ALLIÉE
AUX MÉTHODES LES PLUS MODERNES DE FABRI-
CATION VOUS GARANTISSENT LA SUPÉRIORITÉ DES
HAUT-PARLEURS "MUSICALPHA"

Toute la gamme des modèles à excitation et à aimant per-
manent pour la Radio, le Cinéma et toutes applications
industrielles et scientifiques.

UN MODÈLE SPÉCIAL

LE B. C. 21 DONT LES PERFORMANCES CONTRÔLÉES PAR
LES LABORATOIRES OFFICIELS MARQUENT LE TOUT
DERNIER PROGRÈS DE LA TECHNIQUE ACOUSTIQUE

LE SOIN

RADIO 38

Le poste de l'élite

APPORTÉ À LA
CONSTRUCTION
DE SES RÉCEPTEURS
6.7 & 8 LAMPES
EST LA
GARANTIE DU
SUCCÈS DE SES
REVENDEURS

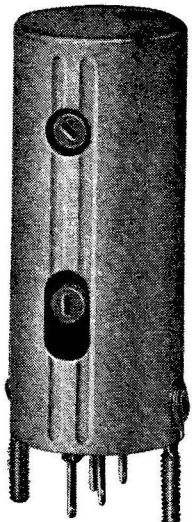
40 Rue Denfert - Rochechouart
PARIS 5^e - TEL. GOB. 32.63
VENTE EXCLUSIVE AUX REVENDEURS

DEMANDEZ CATALOGUE ET CONDITIONS

PUBL. RAPPY

SOCIÉTÉ B. R. M.

34, RUE MARIUS-AUFAN — LEVALLOIS (Seine)
TÉL. : PÉR. 03-00



M.F. Type 117
(25X60)
Grandeur nature
Pots fermés réglables
Modèle déposé

PRÉSENTE
SES DERNIÈRES CRÉATIONS

BLOC 63

3 GAMMES — 4 INDUCTANCES RÉGLABLES

BLOC 63 P

3 GAMMES — POUR TOUS COURANTS

BLOC 64

4 GAMMES — 6 INDUCTANCES RÉGLABLES
DEUX O. C. — P. O. — G. O.

JEUX SPÉCIAUX
POUR POSTES VOITURES

M. F. 63

A NOYAUX RÉGLABLES

Agents demandés pour l'Étranger

PUBL. RAPHY

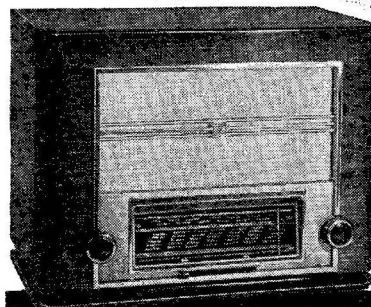


*Technique
présentation
prix...*

...ce que vous attendiez !

AL. 63 - B SUPER ALTERNATIF

4 lampes Européennes
3 gammes - H. P. 19 c/m
prise P.U. Tonalité réglable
Dimensions: L. 405 H. 310 P. 240



*Autres modèles
dont
1 Récepteur
Chalutier.*

LABEL n° 5

Agents qualifiés
demandés

PUBL. RAPHY

SOCRADEL

10, RUE PERGOLESE - PARIS 16^e

Tél: PAsSy 75-22 (lignes gr.)

SOCIÉTÉ D'EXPLOITATION DE LA

PIEZO ÉLECTRICITÉ

S.A.R.L. AU CAPITAL DE 1.000.000 DE FRANCS

S.E.P.E

LA SOCIÉTÉ S.E.P.E. EST À MÊME DE FOURNIR LES MODÈLES DE QUARTZ CI-DESSOUS :

MODÈLES STANDARD : Quartz 100 et 1.000 Kilocycles.
MODÈLES COURANTS : Quartz grande stabilité - 1/10^e.
MODÈLES SPÉCIAUX : Filtrés à quartz à écran.
MODÈLES DIVERS : Quartz pour mesures des pressions.
Tous quartz pour applications particulières.

DÉLAIS DE LIVRAISON :

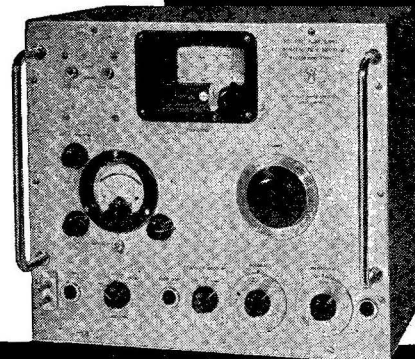
Modèles Standard : A lettre lue.
Modèles courants : 2 semaines à 1 mois.
Modèles spéciaux et divers : minimum 1 mois et demi.

PUB. MARCO EILFA

SIÈGE SOCIAL : 2 Bis, RUE MERCŒUR - PARIS-XI^e — ROQ. : 03-45

GÉNÉRATEUR H.F.

10 Kc/s - 50 Mc/s
Modulation de 0 à 100 %
Tension de sortie étalonnée
réglable de 0,5 μV à 0,1 volt.



SOCIÉTÉ ALSACIENNE DE CONSTRUCTIONS MÉCANIQUES

Département câbles électriques
et télécommunications

51, RUE DE
L'AMIRAL MOUCHEZ



PARIS XIII^e
TÉL. G.O.B. 85-90

Giorgi

NEOTRON
la lampe de qualité

S. A. DES LAMPES NEOTRON
3, rue Gesnouin. CLICHY (Seine) Tél.: Per. 30-87

CONSTRUCTION SOIGNEE
FACILITE D'EMPLOI
PRIX ABORDABLE POUR TOUS
Telles sont les qualités principales de la nouvelle

Hétérodyne A-45 Supersonic

NOTICE DÉTAILLÉE CONTRE 10 FRANCS EN TIMBRES

SUPERSONIC 34, rue de Flandre, PARIS - Nor. 79-64
PUBL. ROPY

Condensateurs Electrochimiques

LABOHM **LABRES** LABCO

17, RUE DE BEZOUT, PARIS, 14^e

Résistances carbone, Résistances bobinées
Code international des couleurs

E^{TS} V^{VE} EUGÈNE BEAUSOLEIL

2, Rue de Rivoli, PARIS-4^e • Métro : SAINT-PAUL
Téléphone : ARCHIVES 05-81 C. C. Postaux 1807-40

TOUT CE QUE VOUS CHERCHEZ
EN MATÉRIEL RADIO VOUS LE
TROUVEREZ DANS NOTRE NOUVEAU
CATALOGUE DE 16 PAGES 1947
AUX PRIX LES PLUS AVANTAGEUX
DEMANDEZ-LE EN JOIGNANT **12 frs** EN TIMBRES

**ARTICLES INTÉRESSANTS
JUSQU'À ÉPUIÈMENT DU STOCK**

TRANSFOS D'ALIMENTATION POUR 5 LAMPES
FONCTIONNANT AVEC H. P. A AIMANT PERMANENT
2x250 v. - 70 milli - 6,3 v. 3 A. - 5 v. - 2 A.

LIVRÉS AVEC SELFS DE FILTRAGE SPÉCIALES

CONDENSATEURS VARIABLES AU QUARTZ
DE 50 à 460 cm. (QUANTITÉ LIMITÉE)

RECHARGE DE QUARTZ EN BATON
(Long. 100 mm - Diam. 10 mm)

SONNERIES ÉLECTRIQUES 110 VOLTS ALTERNATIF

Expédition immédiate contre mandat à la commande pour la province et les colonies
AUCUN ENVOI CONTRE REMBOURSEMENT

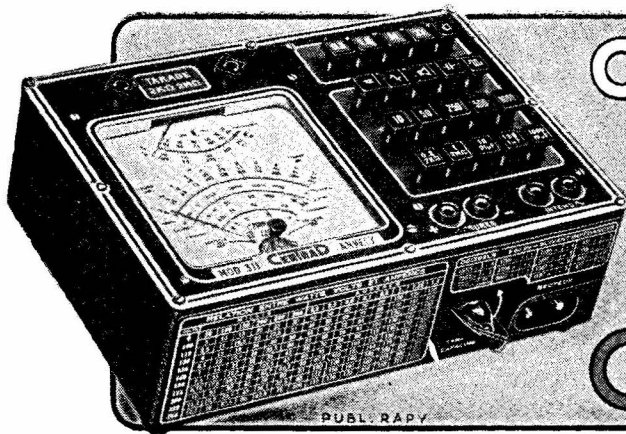
PUBL. ROPY

LA RÉNOVATION

RÉPARATION ÉTUDE FABRICATION
de Haut-Parleurs de tous Hauts-Parleurs de Transfos de Modulation
tous modèles spéciaux et Selfs de Filtrage

LA RÉNOVATION

18, r. de la Véga, PARIS-XII^e - Tél.: Did. 48-69



CONTRÔLEUR 311

2 INSTRUMENTS

35 SENSIBILITÉS

Rapide • Sûr • Précis

NOTICE SUR DEMANDE

CENTRAD

2, rue de la Paix
ANNECY (H^{te}-Savoie)

PUBL. RAPPY

PAS DE VOITURE COMPLÈTE

SANS

Sarnett

MODELE DEPOSE

LE POSTE TOUJOURS NET



- CONSTRUCTION ENTièrement MÉTALLIQUE
- HAUT - PARLEUR INCORPORÉ, AMOVIBLE
- SUPERHÉTÉRODYNE TOUTES ONDES

- GRAND CADRAN EN NOMS DE STATIONS
- ALIMENTATION PAR COMMUTATRICE
- FAIBLE ENCOMBREMENT, PRIX RAISONNABLE

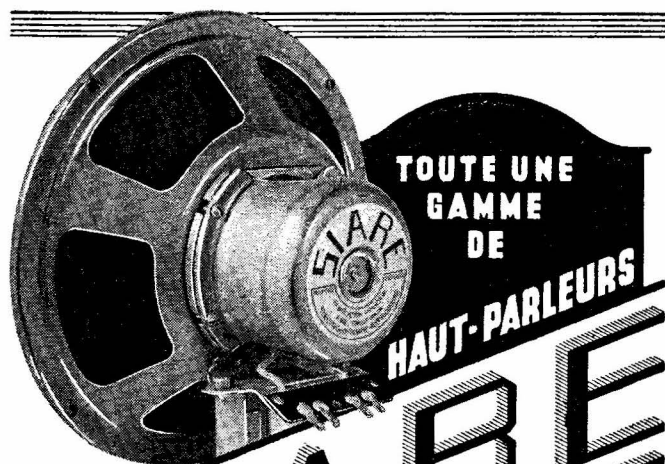


BUR. DE PARIS
78, Ch. Elisées
ELY. 99.90, Po. 1118
- BAL. 02-12 -

E.A. SARNETTE

MARSEILLE:
26, Rue Thomas
TELEPHONE
MAR. N 1384

POSTE ADMIS AU LABEL SOUS LE N° 5.228



TOUTE UNE
GAMME
DE

HAUT-PARLEURS

GIARE

REPRODUCTION
FIDÈLE
MUSICALITÉ
PARFAITE

PUBL. RAPPY

20, Rue du MOULIN • VINCENNES (Seine) • DAU. 15-98

"GODY" D'AMBOISE

MAISON FONDÉE EN 1912

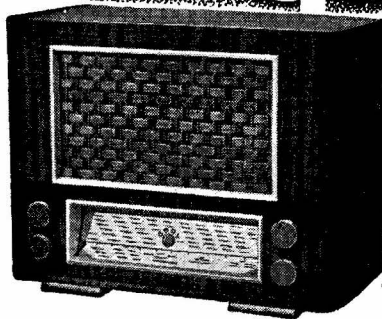
*La marque dont personne n'a
jamais discuté la qualité*

25 ■ DÉPÔTS ■
RÉGIONAUX

ASSUREZ-VOUS L'EXCLUSIVITÉ POUR VOTRE SECTEUR

Services Administratifs:
7, RUE de LUCÉ - TOURS
(I. et L.) Tél. 27-92

Bureau de Paris:
5, CITÉ TRÉVISE
(9^{ème})



PUBL. RAPPY

PUBL. BONNARD

PROFESSIONNELS
de la Radio
CENTRALISEZ
tous vos achats
chez le plus ancien
et le plus important
GROSSISTE



le matériel
SIMPLEX

★ 4, RUE DE LA BOURSE - PARIS (2^e)
TÉL. RICHEVEU 07-60 - MAISON FONDÉE EN 1920

TRANSFORMATEURS ET SELFS

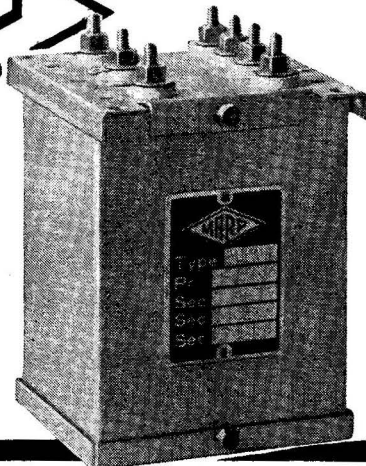


TOUTES APPLICATIONS

SPECIALISTE
DU MATÉRIEL POUR
AMPLIS :

ALIMENTATION
BASSE FRÉQUENCE

JEUX COMPLETS
TRANSFOS ET SELFS
15-30-40-60-80 W



MAURICE BARDON

59, AVENUE FÉLIX FAURE. LYON

TÉL. MONCEY 22-48

REPRÉSENTANTS: AURIOL : 8 Cours Lafayette . LYON

CRAPEZ : 61 Boulevard Carnot . TOULOUSE

BISMUTH : 15 Place des Halles . STRASBOURG

DISTRIBUTEURS EXCLUSIFS: ELECTRO-RADIO-SONOR 23 rue du Petit-Potet . DIJON

GERVAIS : 35 rue Burdeau . ALGER

PUBL. ROPY

Condensateurs au Mica

SPÉCIALEMENT TRAITÉS POUR HF

Procédés "Micargent"

TYPES SPÉCIAUX SOUS STÉATITE

Emission-Réception ou petite puissance jusqu'à 20.000 volts



André SERF

127, Fg du Temple

PARIS-10^e

Nor. 10-17

PUBL. ROPY

GÉNÉRAL RADIO

1, Boulevard Sébastopol, PARIS (1^{er})

GUT. 03-07

●
APPAREILS DE MESURES
POLYMÈTRES, CONTROLEURS, LAMPÈMÈTRES
GÉNÉRATEURS HF, OSCILLOGRAPHES

●
AMPLIS ET POSTES

●
TOUTES LES PIÈCES POUR T.S.F.
TRANSFOS, H.P., C.V., CADRANS, CHIMIQUES
CHASSIS, LAMPES, ETC...

GROS

NOTICE SUR DEMANDE

PUBL. ROPY

Augmenter

VOTRE CHIFFRE D'AFFAIRES
en devenant notre agent

L'INTERVOX

ASSURE LA LIAISON EN HAUT-PARLEUR
DE TOUS LES SERVICES SÉPARÉMENT OU
EN APPEL GÉNÉRAL

INTERCOMMUNICATION TOTALE

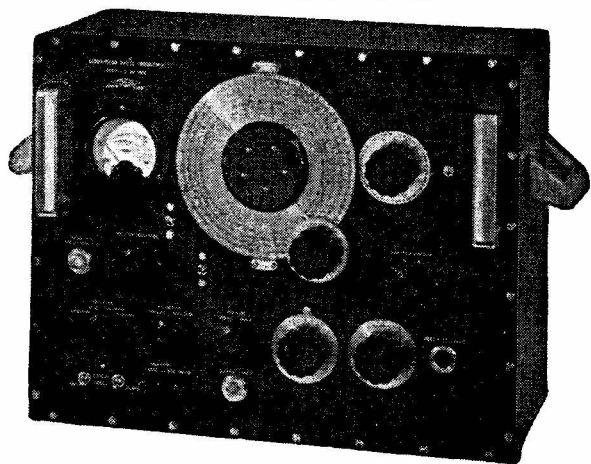
Démonstration et Documentation

INTERVOX

135, Av. du GÉNÉRAL MICHEL-BIZOT - PARIS 12^e
(6, Rue Victor-Chevreuil) Tél. DID. 03-92



GÉNÉRATEUR H.F. TYPE L3



GEFFROY & CIE CONSTRUCTEURS
9, Rue des CLOYS - PARIS - MON. 44.65 (3 LIGNES)

LA REPRISE! viendra!

assurez-vous dès maintenant

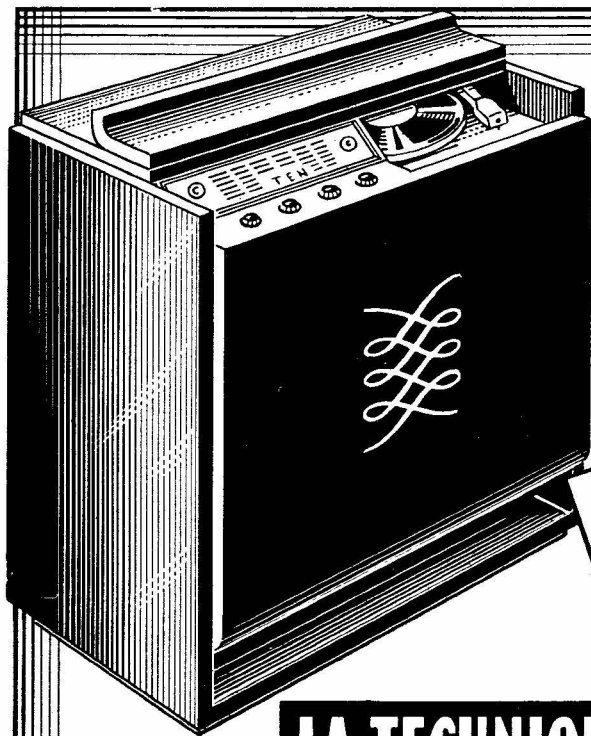
la représentation d'une marque

de qualité ayant fait ses preuves

au cours de 30 ans d'expérience

EMOUZY.

LA MARQUE FRANÇAISE DE HAUTE QUALITÉ
63, Rue de Charenton, Paris - 12^e - DID. 07-74



la TEN

*ne fabrique
que du matériel de luxe impeccable.*

Le DIANOPHONE
(Modèle brevets et procédés
propriété exclusive de la TEN)
RÉCEPTEUR DE LUXE
AVEC CHANGEUR DE
DISQUES AUTOMATIQUE

LA TECHNIQUE ÉLECTRONIQUE NOUVELLE

8, RUE DE LA MICHODIÈRE - PARIS 2^e - RIC. 50-88

PUBL RADY



LE BLOC 3 GAMMES
17 à 2000 MS



qui s'impose
**PAR SES PERFORMANCES ET SA
CONCEPTION RATIONNELLE**

BTH 94, RUE SAINT LAZARE
PARIS 9^e • TRI. 56-86

PUBL. RAPHY




SORAL
joue et gagne

- ◆ il joue avec une fidélité admirable, car il bénéficie dans sa conception et sa construction de toute l'expérience que **SORAL** a acquise dans le domaine du matériel professionnel.
- ◆ il gagne à tous les coups la confiance de l'acheteur... Et il vous fait gagner de l'argent... en jouant.



SORAL
SOCIÉTÉ RADIO-LYON

4, CITÉ GRISET (125, rue Oberkampf) PARIS XI^e • OBÉ. 15-93 & 73-15

PUBL. RAPHY

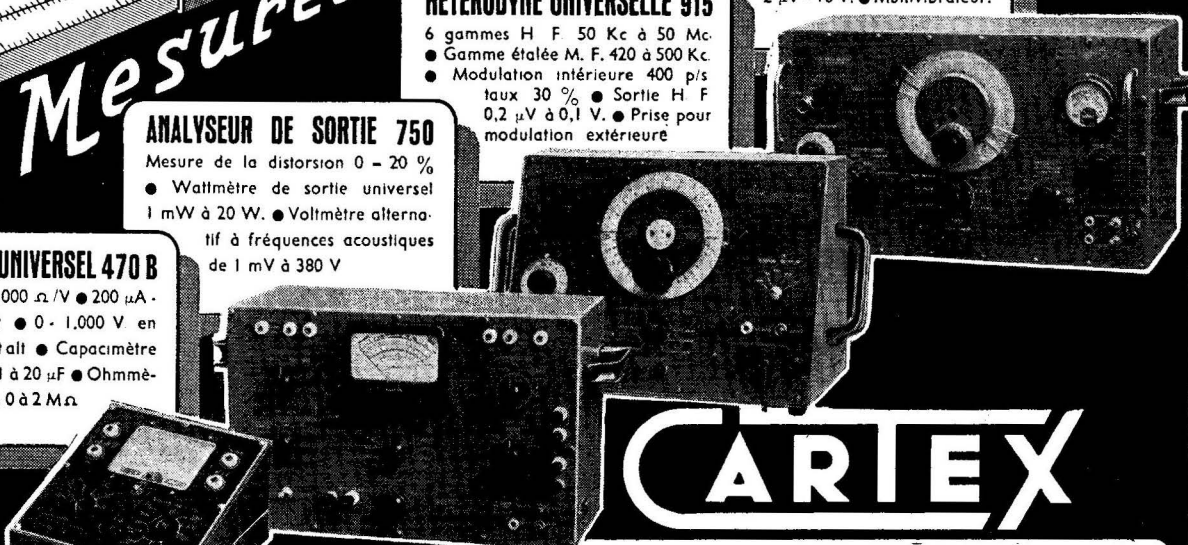
Calculer & Mesurer

CONTRÔLEUR UNIVERSEL 470 B
39 sensibilités, 5.000 Ω/V • 200 μA - 10 A. cont. et alt • 0 - 1.000 V en 7 échelles cont. et alt • Capacimètre 3 gammes : 0,001 à 20 μF • Ohmmètre 3 gammes de 0 à 2 M Ω .

ANALYSEUR DE SORTIE 750
Mesure de la distorsion 0 - 20 %
● Wattmètre de sortie universel 1 mW à 20 W. ● Voltmètre alternatif à fréquences acoustiques de 1 mV à 380 V

HÉTÉRODYNE UNIVERSELLE 915
6 gammes H F 50 Kc à 50 Mc.
● Gamme étalée M. F. 420 à 500 Kc.
● Modulation intérieure 400 p/s taux 30 % ● Sortie H F 0,2 μV à 0,1 V. ● Prise pour modulation extérieure

GÉNÉRATEUR UNIVERSEL 930 D
6 gammes H. F. 50 Kc à 50 Mc, gamme étalée 420 à 500 Kc. ● 6 fréquences B. F. 50 à 3.000 p/s. ● Modulation de 0 à 80 %. ● Sortie : H. F. 0,2 μV - 1 V ; B. F. 2 μV - 10 V. ● Multivibrateur.



CARTEX

15, Av. de Chambéry, ANNECY (Haute-Savoie)
Téléph. : B-61 - Adr. Télégr. RADIO-CARTEX
Agent pour SEINE et SEINE-&-OISE : R. FRANÇAIS, 15, Fg Montmartre, PARIS
Téléph. : PRO. 79-00

AGENCES : Strasbourg, M. BISMUTH 15, place des Halles - Lille, COLETTE, 284 bis, rue Solférino
Lyon, D. AURIOL, 8, cours Lafayette - Toulouse, TALAYRAC, 10, rue Alexandre-Cabanel - Caen
A. LIAIS, 66, rue Bicoquet - Montpellier, M. ALONSO, 32, Cité Industrielle

Notice détaillée de chaque appareil contre 3 frs.

PUBL. RAPHY

TOUTE LA RADIO

REVUE MENSUELLE
DE TECHNIQUE
EXPLIQUÉE ET APPLIQUÉE

DIRECTEUR :
E. AISBERG

• 14^e ANNÉE •

PRIX DU NUMÉRO. 50 fr.

ABONNEMENT D'UN AN

(10 NUMÉROS)

■ FRANCE 425 fr.

■ ÉTRANGER 500 fr.

- * Théorie générale
- * Laboratoire et mesures
- * Dépannage
- * Conception et réalisation
- * Electroacoustique
- * Télévision
- * Ondes courtes
- * Electronique
- * Presse étrangère

TOUTE LA RADIO
a le droit exclusif de la reproduction
en France des articles de la
revue



NEW-YORK ———— U.S.A.

Tous droits de reproduction réservés pour tous pays
Copyright by Editions Radio
Paris, Janvier 1947

PUBLICITÉ : M. Paul RODET
PUBLICITÉ R.A.P.Y

143, Avenue Émile-Zola - PARIS-XV^e
Téléphone : SÉG. 37-52

Il y a 40 ans, naquit LA TRIODE

LE MONDE de la radio célèbre ce mois-ci le quarantième anniversaire de l'invention fondamentale qui a fait passer la radio du domaine de l'électricité dans celui de l'électronique.

Le 29 janvier 1907, le jeune Docteur Lee de Forest déposait au Patent Office de New-York le brevet de « l'audion », tube à trois électrodes défini comme « relais opérant par commande électrostatique de courant traversant l'atmosphère gazeuse ».

En fait, cet événement eût pu avoir lieu 5 semaines plus tôt, et seule une raison fortuite en causa le retard. La première triode fut réalisée et expérimentée en décembre 1906, dans le rudimentaire laboratoire du Parker Building faisant le coin de la 41^e Avenue et de la 19^e Rue. Aussitôt, le texte du brevet fut rédigé, les dessins établis et le montant des droits de dépôt assez péniblement amassé.

Mais, à ce moment, Frank E. Butler, associé du Dr de Forest, rentra d'un court voyage dans l'Ouest d'où il ramena sa jeune épouse. Désireux de faire plaisir au couple ami, de Forest s'employa à leur « montrer New-York ». Et ainsi l'argent de l'inventeur fut vite dépensé dans les restaurants et les théâtres. Grâce à sa générosité, les Butler gardent un beau souvenir de leur lune de miel. Quant à la triode, sa naissance officielle dut attendre que de nouvelles rentrées rétablissent le budget déséquilibré du Dr de Forest...

Deux étapes ont précédé l'invention de la triode. La première occupe une place exceptionnelle dans l'activité créatrice d'Edison. Inventeur de génie, mais théoricien assez médiocre, le grand Thomas est, pour une fois, passé en les frisant, à côté des applications pratiques d'une importante découverte. En étudiant le comportement des lampes à incandescence qu'il a mises au point, il nota bien l'existence d'un nuage d'électrons émis par le filament. Mais il a fallu attendre jusqu'en 1904, pour que sir John Ambrose Fleming plaça une seconde électrode dans la lampe, qui, portée à un potentiel positif par rapport au filament, attirait les électrons que celui-ci émettait. Ainsi naquit la diode. Simple redresseuse de courant, elle est encore employée de nos jours comme valve ou comme détectrice.

Et c'est deux ans plus tard que le Dr Lee de Forest franchit le pas décisif en introduisant une grille entre le filament et l'anode de la diode. Dès lors, le relais thermoionique est prêt à accomplir ses multiples fonctions d'amplificateur, de générateur et de détecteur de tensions de toutes les fréquences.

Le chemin qui mène de la triode de 1907 au klystron reflex de 1947 est assurément moins ardu que celui qu'il a fallu franchir pour parvenir de la lampe d'éclairage à la triode.

Aussi nous associons-nous aux radioélectriciens du monde entier en exprimant notre admiration et notre gratitude au Dr Lee de Forest qui, en ce jour anniversaire, peut contempler avec fierté l'immense développement de la technique à laquelle son œuvre a donné une base solide.

AL'EPOQUE de son invention, la radio est encore au stade des émetteurs à étincelles pour ondes amorties. Certes, on sait produire des ondes entretenues à l'aide des premiers alternateurs H.F. auxquels Alexandersen et Bethenod ont glorieusement attaché leurs noms, ou bien au moyen de l'arc de Poulsen.

Mais, bientôt, la petite « loupiote » bouleversera l'aspect de la technique radioélectrique. Dès 1911, Robert v. Lieben et Reisz l'utiliseront à l'amplification des courants microphoniques ; deux ans plus tard, Meissner lui fera produire des oscillations entretenues ; Irving Langmuir, Armstrong, H.J. Round en étudieront les propriétés et formuleront les lois de son fonctionnement.

Cependant, la véritable ère de la lampe à plusieurs électrodes date de la première guerre mondiale. Et c'est en France que sont effectués les travaux les plus remarquables qui en font l'élément fondamental de tous les montages de radio. Un homme prestigieux, chef vénéré d'une équipe de jeunes savants, coordonne et dirige les recherches. C'est le capitaine Gustave Ferrié, le futur général Ferrié, qui laissa une si profonde et si bienfaisante empreinte sur les futures destinées de la radio.

Sous l'énergique impulsion de Ferrié, la radio militaire française devient un modèle pour tous les pays alliés. Les travaux des collaborateurs immédiats de Ferrié, tels que Gutton, Abraham, Jouaust, Latour, Levy et tant d'autres, font accomplir des progrès considérables à la jeune science. Celle-ci sert déjà efficacement sur les champs de bataille. La fabrication des triodes T.M. est activement poussée. Les amplificateurs à résistances de Beauvais et Brillouin en font une grande consommation.

Et, la paix revenue, les lampes permettent enfin la naissance de la radiodiffusion.

PARTANT de la triode, on a conçu des tubes plus complexes. En vue de réduire l'action nuisible de la capacité grille-anode, Hull avait depuis longtemps préconisé l'introduction d'un blindage électrostatique sous la forme d'une grille-écran. Ce n'est, pourtant, qu'en 1927 que les premières tétrodes ont été réalisées industriellement.

Bientôt après, une troisième grille est venue combattre les effets de l'émission secondaire, en donnant ainsi naissance à la penthode.

Enfin, en 1930, au filament incandescent est venue se substituer la cathode à chauffage indirect. La séparation des fonctions thermiques et électroniques étant grâce à elle assurée, le récepteur alimenté par le secteur prend dès lors un essor qui détermine la vaste diffusion de la radio dans le public.

D'autres modèles de lampes naissent qui réunissent dans la même ampoule plus de 5 électrodes : les hexodes, les heptodes et les octodes, ainsi que les divers types combinés (double diode-triode, double triode, triode-hexode, etc...). Leur création est du ressort de la technologie et ne saurait en rien être comparée à ce bond vers l'avenir que fut l'invention de la triode.

Aujourd'hui, le tube à plusieurs électrodes a répandu ses bienfaits dans tous les domaines de la science, de la technique et de l'industrie. Son inventeur a plus d'un titre au reconnaissant hommage de l'humanité.
— E. A.

ÉTUDE DE VARIATEURS ÉLECTRONIQUES DE RÉACTANCE

Les variateurs électroniques de réactance, appelés aussi tubes à glissement, qui étaient, à l'origine, employés sous une forme rudimentaire dans les « wobulateurs » pour l'étude des circuits résonnants des récepteurs, ont pris une importance toute particulière avec le développement de la modulation de fréquence.

La plupart des émetteurs-récepteurs F.M. des armées alliées utilisaient ce système pour produire l'excursion de fréquence.

Aussi sommes-nous heureux de présenter à nos lecteurs l'étude de W. Mazel, ingénieur des services de recherches d'une des plus importantes entreprises françaises et spécialiste de cette question.

Il a, dans ses travaux, apporté d'élégantes solutions à différents problèmes de ce domaine. Il en expose quelques-unes ici, que l'on appréciera sûrement.

Nouveaux montages

La nécessité d'employer des tubes à glissement à des nouvelles utilisations où les montages classiques ne satisfaisaient pas, nous a conduit à étudier d'autres circuits.

Rappelons d'abord les principes des montages classiques. La figure 1 a et b représente les deux circuits fondamentaux de lampes à réactance variable. Leur fonctionnement est basé sur le fait qu'une fraction de la tension oscillante E développée aux bornes du C.O. du pilote, est rapportée avec un déphasage presque égal à $\pm 90^\circ$, sur la grille d'une penthode H.F., dont l'espace anode-cathode shunte le circuit oscillant.

Le courant plaque H.F. traversant la penthode est en phase avec la tension grille, il est donc déphasé également de presque $\pm 90^\circ$ par rapport à E . Il en résulte que l'espace anode-cathode de la lampe se présente comme une impédance capacitive ou inductive qui modifie en conséquence la self-induction ou la capacité d'accord propres du C.O. aux bornes duquel elle se trouve.

Il nous a fallu chercher un autre principe de fonctionnement permettant d'ob-

tenir une réactance apparente variable, sans être obligé de reporter sur la grille de la lampe de glissement une fraction déphasée de la tension oscillante totale.

Nous allons exposer ici quelques idées personnelles qui ont d'ailleurs donné naissance à une réalisation industrielle française.

Principe fondamental

Le circuit de base utilisé n'a rien de spécial et c'est uniquement le choix des valeurs qui permet d'obtenir des résultats intéressants.

Exposons d'abord le principe fondamental qui servira de point de départ à notre étude.

Considérons l'ensemble résistance-capacité en série de la figure 2. L'impédance Z_s de cet ensemble est :

$$Z_s = P - \frac{j}{K\omega} = \frac{PK\omega - j}{K\omega};$$

son admittance A_s est :

$$A_s = \frac{1}{Z_s} = \frac{K\omega}{PK\omega - j} = \frac{PK^2\omega^2}{1 + PK^2\omega^2} + \frac{jK\omega}{1 + PK^2\omega^2}$$

D'autre part l'ensemble R-C en parallèle de la figure 3, aura une admittance :

$$A_p = \frac{1}{R} + jC\omega$$

En égalant respectivement les parties réelles et les parties imaginaires de A_s et de A_p , on peut exprimer R et C en fonction de K et de P.

$$R = P + \frac{1}{PK^2\omega^2} \quad (1)$$

$$C = \frac{K}{1 + PK^2\omega^2} \quad (2)$$

L'ensemble parallèle R-C, défini ainsi, équivaut à l'ensemble série K-P ; R est donc la résistance parallèle équivalente à l'ensemble série K-P et C est la capacité parallèle équivalente au même ensemble.

Admettons maintenant que P soit variable et étudions les variations de C et de R en fonction de P. La loi de variation de C est donnée par la courbe en trait plein (pour $\gamma = 0$) de la fig. 5. C'est en quelque sorte une courbe universelle avec K en paramètre.

P étant exprimé en fonction de l'impédance $1/(K\omega)$ de K, la capacité parallèle équivalente C s'exprime en fractions de K. Nous voyons — et le calcul le démontre — que cette courbe présente un point d'inflexion pour :

$$P = P_0 = \frac{1}{K\omega} \quad (3)$$

avec $C = K/2$. La pente de cette courbe reste d'ailleurs pratiquement la même dans une très large zone, à gauche du point d'inflexion, et diminue (en valeur absolue) d'une façon plus rapide, à droite de ce point. En dérivant l'expression 2 par rapport à P, on obtient pour le point d'inflexion.

$$dC = -\frac{K}{2} \frac{dP}{P_0} \quad (4)$$

La formule 4 montre que pour que dC soit grand, P_0 doit être le plus petit possible. Ainsi — selon 3 — K devient élevé et dC croît avec K/P_0 .

Si nous étudions maintenant l'allure des variations de R en fonction de P, nous constatons que R passe par un minimum pour $P = 1/(K\omega)$, tel que

$$R_{\min} = \frac{2}{K\omega} = 2 P_0$$

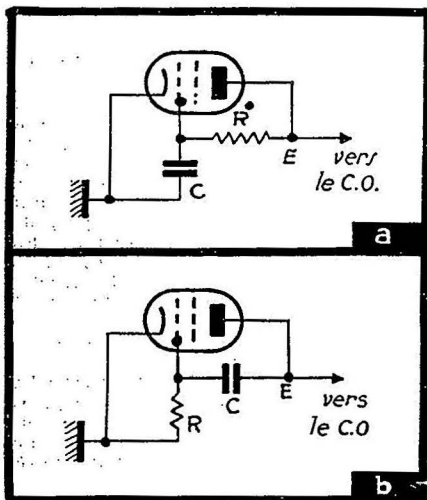


Fig. 1. — Montage inductif (a) et capacité (b).

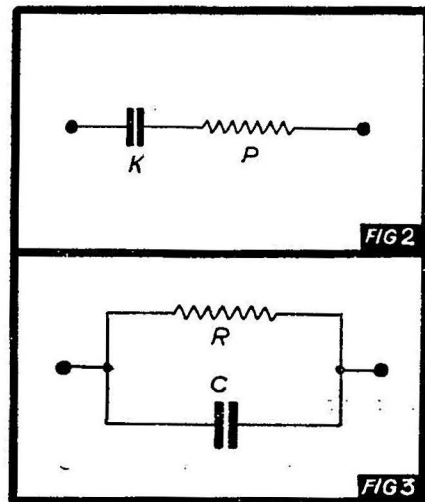


Fig. 2 et 3. — P, K, R et C.

La courbe en trait plein (pour $\gamma = 0$) de la figure 6, nous renseigne sur l'allure des variations ΔR de R à partir de sa valeur minimum R_{\min} (ΔR est exprimé en multiples de l'impédance $1/(K\omega)$ de K). Nous constatons ici que la pente de la courbe varie beaucoup plus vite à gauche qu'à droite du minimum.

Introduction d'un tube

Remplaçons maintenant dans la figure 2 la résistance ohmique P par la résistance interne de l'espace anode-cathode d'une triode.

En branchant alors l'ensemble $K-P$ aux bornes du C.O. d'un oscillateur et en appliquant une tension B.F. sur la grille de commande de la triode en question, on devrait obtenir — a priori — une lampe de glissement très simple et très efficace.

L'effet de glissement sera déterminé par les variations de P en fonction des variations de la tension B.F. sur la grille. Si on respectait alors la condition 3, les variations de la résistance parallèle équivalente seraient petites, d'où une réduction de la modulation en amplitude, tandis que les variations de la capacité parallèle équivalente C de l'ensemble resteraient grandes.

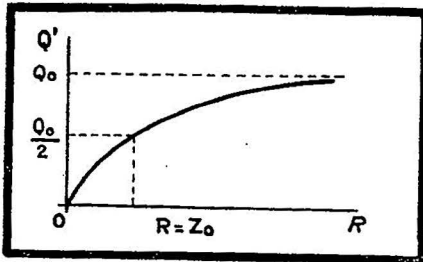


Fig. 4. — Courbe de Q' en fonction de K .

Le fait de shunter le C.O. par $R=2P_0$ réduit son Q . R introduit dans le C.O., dont les constantes propres sont C_0 , L_0 et r_0 , une résistance série supplémentaire :

$$r = \frac{L_0^2 \omega^2}{R}$$

et Q devient :

$$Q' = \frac{L_0 \omega}{r_0 + r} = \frac{R Q_0}{R + Z_0}$$

Z_0 étant l'impédance à la résonance du C.O. proprement dit et Q_0 son coefficient de surintensité. La figure 4 montre l'allure des variations de Q' en fonction de R .

Afin de ne pas trop amortir le C.O., ce qui pourrait compromettre la stabilité de la fréquence de l'oscillateur, il ne faudrait pas aboutir à un Q' sensiblement inférieur à Q_0 . Le même problème d'amortissement se pose d'ailleurs, dans le cas des lampes à réactance variable classiques. Il semble qu'il constitue la principale difficulté pour la recherche du régime optimum d'une lampe de glissement, en général.

Variation de la fréquence

Pour passer des variations de la capacité d'accord totale d'un C.O. aux variations de la fréquence d'oscillation qui en résultent, considérons la formule de Thomson :

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

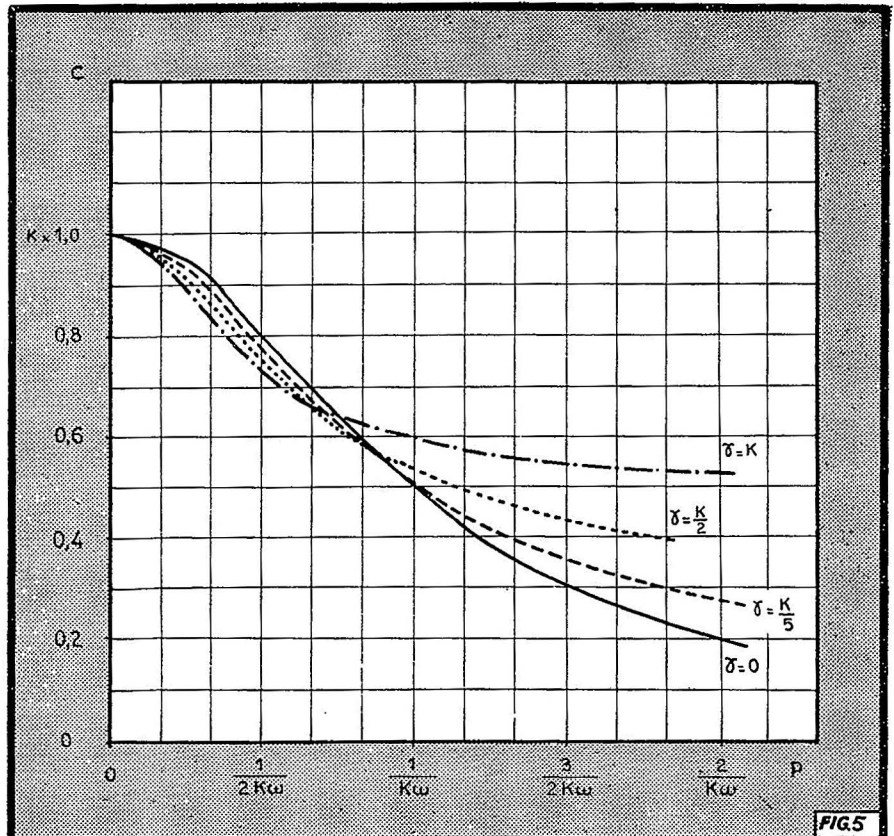


FIG.5

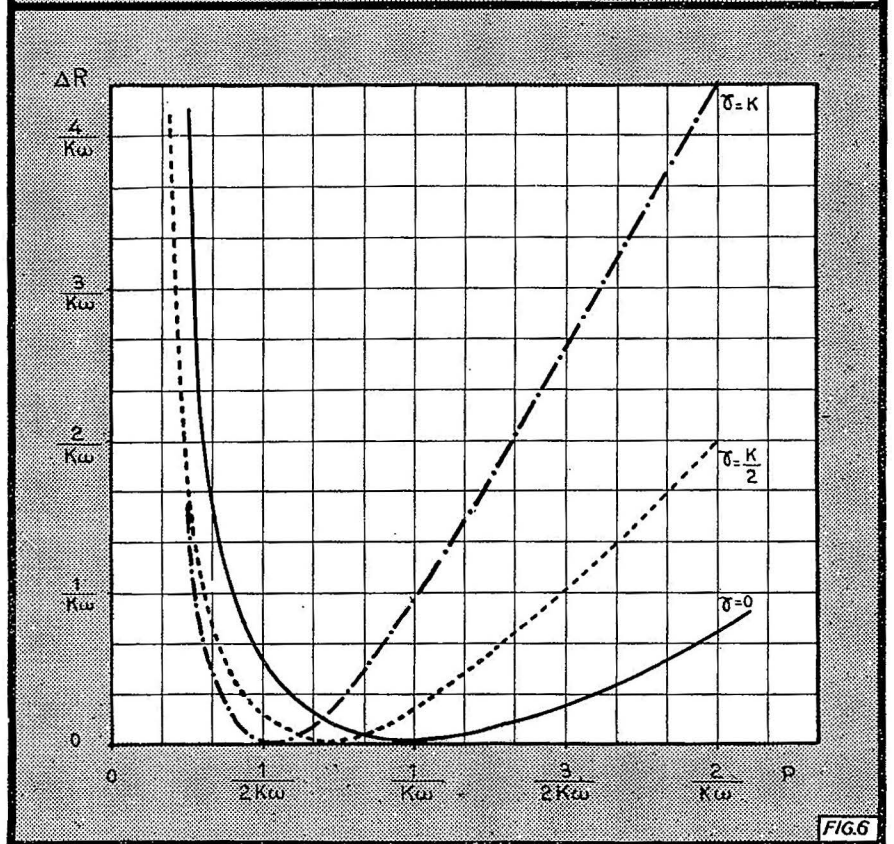


FIG.6

Fig. 5. — Courbes des variations de P en fonction de C .

Fig. 6. — Courbes de P en fonction de R . (La valeur de R_{\min} varie pour chaque courbe.)

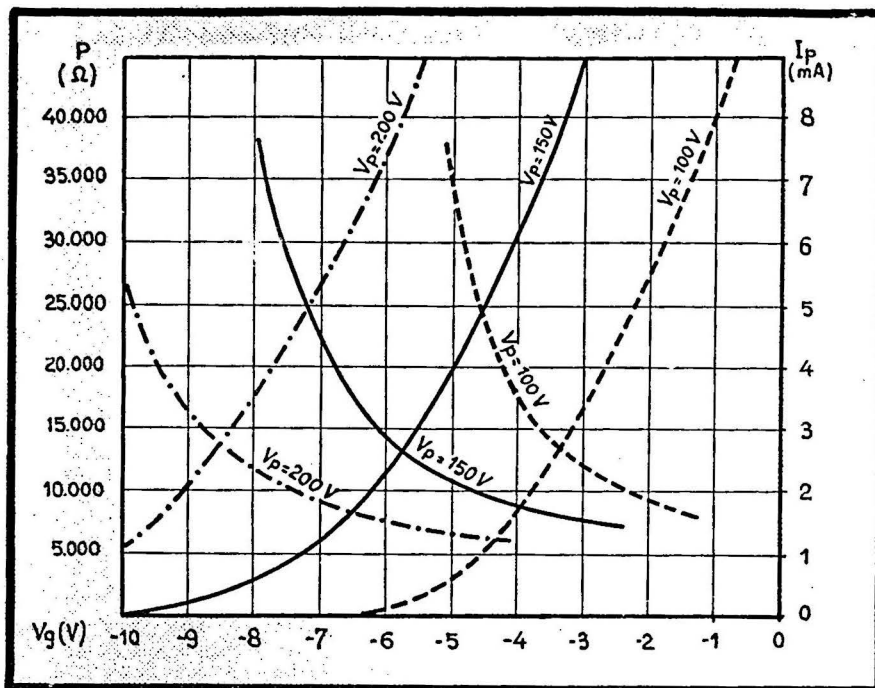


Fig. 7. — Courbes de I_p et de P , en fonction de V_g avec V_p en paramètre (6J5 R.C.A.).

Si C varie de dC , la variation df de f sera calculée en partant de la dérivée de f par rapport à C :

$$\frac{df}{dC} = -\frac{1}{4\pi C \sqrt{LC}} = -\frac{f}{2C}$$

soit, au signe près :

$$\frac{df}{f} = \frac{dC}{2C} \quad (5)$$

La formule 5 nous renseigne sur l'ordre de grandeur de l'excursion de fréquence absolue et relative obtenue en fonction de la variation de la capacité parallèle apparente.

5 montre également que, pour que la modulation en fréquence soit linéaire, en fonction de la B.F., il faut que les variations de C soient proportionnelles à la tension B.F.

De ce dernier point de vue, la courbe $C = f(P)$ ne présente pas de grandes difficultés. Il faut maintenant que les variations de P soient proportionnelles à celles de V_g .

Considérons la courbe de P en fonction de V_g pour $V_p = 150$ V d'une 6J5 américaine (fig. 7).

Entre $V_g = -7$ V à $-7,5$ V, P est de l'ordre de 25.000 Ω .

Pour une petite variation de V_g , la courbe reste assez linéaire et P varie fortement.

Si on choisissait comme fréquence de travail $F_o = 1$ MHz, ce qui est déjà une fréquence assez basse, $P = 1/(K\omega) = 25.000 \Omega$ donnerait alors un K de l'ordre de 6,3 à 6,4 pF.

Le fait d'avoir choisi un point de fonctionnement donnant un P élevé nous a donc conduit à une valeur de K assez petite. Cette valeur de K est même inférieure à la capacité de sortie globale γ de la 6J5.

La résistance interne P de l'espace anode-cathode de la 6J5 est ainsi shuntée par une capacité $\gamma > K$ telle que

$$P = \frac{1}{K\omega} > \frac{1}{\gamma\omega}$$

$F_o = 10$ MHz, nous amènerait à des résultats tout à fait absurdes, tandis que $F_o = 100$ kHz nous donnerait $K = 65$ pF avec P sensiblement plus grand que $1/(\gamma\omega)$.

Dans ce dernier cas, l'examen superficiel des courbes des figures 4 et 6 nous enseigne qu'en tenant compte de l'expression 5 une variation ΔV_g de l'ordre de 0,3 V nous conduit déjà à

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{1}{100}$$

pour une capacité d'accord du C.O. : $C_o = 300$ pF.

Sur des fréquences peu élevées, il y aurait donc moyen d'obtenir des glissements relativement importants.

En mélangeant la tension obtenue avec une oscillation locale stabilisée par quartz et en multipliant la fréquence, on pourrait obtenir à la sortie de l'émetteur la fréquence finale de travail avec l'excursion désirée.

L'amortissement du C.O. donné par la résistance parallèle apparente de la lampe de glissement $R_{min} = 2P_o = 50.000 \Omega$, peut paraître difficilement acceptable vu la grande impédance du C.O. oscillant sur 100 kHz.

Nous verrons plus bas que le fait d'avoir une capacité γ non négligeable par rapport à K , nous conduit à un R_{min} beaucoup plus important, d'où moindre amortissement.

Capacité de sortie

Avant de refaire nos calculs en tenant compte de γ , examinons de plus près le problème de la capacité de sortie d'une triode dans le cas de l'utilisation qui nous intéresse ici.

La figure 9 montre la triode avec ses capacités parasites. A priori, étant attaquée par une tension B.F., la grille sera mise à la masse pour la H.F. par une capacité qui la court-circuite (C_{g-c}).

La résistance de polarisation cathodique comme l'alimentation en H.T. de la pla-

que, doivent être découplées, aussi bien en H.F. qu'en B.F. La réalisation pratique du circuit de glissement peut être exécutée selon la figure 8 ou la figure 10. Ainsi la capacité totale de sortie γ de notre triode serait égale à :

$$\gamma = C_{a-c} + C_{a-g}$$

Ce qui donne pour une 6J5 « Glass » 9 pF.

Il semble que γ pourrait être diminuée, à condition d'isoler la grille de la masse en H.F.

On peut obtenir ce résultat en intercalant par exemple au point A de la figure 8 une bobine d'arrêt H.F. ou une résistance assez élevée. Ainsi C_{a-g} serait en série avec C_{g-c} .

Le tableau I indique les capacités parasites de quelques triodes dont C_{a-c} ne dépasse pas 10 pF, nous montre que vu le fait que pour une 6J5 $C_{g-c} = C_{a-g} = 4$ pF, la capacité parasite résultante en paral-

Triode	C_{a-c} (pF)	C_{a-g} (pF)	C_{g-c} (pF)
75	2,5	2,8	3,5
76	2,5	2,8	3,5
6J5	5	4	4,2
6Q7	5	1,5	5,5
6FS5	3,6	2,4	4
955	0,6	1,4	1

TABLEAU I

lèle sur C_{a-c} serait alors de l'ordre de 2 pF au lieu de $C_{a-g} = 4$ pF.

Un potentiel H.F. de la grille égal environ à la moitié de la tension totale obtenue sur l'anode fausserait tous nos résultats.

De même, il faudrait tenir compte de l'augmentation de C_{g-c} (effet Miller).

Rejetons pour le moment la possibilité d'isoler la grille pour la H.F. et mettons-

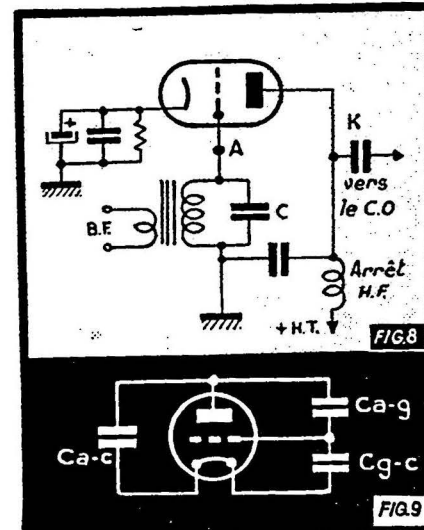


Fig. 8. — Schéma de variateur. Fig. 9. — Capacités internes.

la plutôt à la masse par un condensateur C shuntant la sortie de la B.F.

Dans le cas de l'alimentation parallèle de la figure 8, la capacité répartie de la bobine augmente γ . La figure 8 montre un moyen d'éviter cet inconvénient en alimentant la lampe de glissement en série à partir du C.O. de l'oscillateur; alors, la capacité répartie de la bobine serait comprise dans la valeur totale K.

Linéarité

Revenons maintenant à notre calcul de base de C et de R en fonction de K et de P, en tenant compte, cette fois-ci, de γ qui shunte P. Cela nous conduit au schéma de la figure 11. Un calcul semblable à celui fait au début de cette

	P.	C	R.
O	$\frac{1}{K\omega}$	0,5 K	$\frac{2}{K\omega}$
K/5	$\frac{5}{6K\omega}$	0,584 K	$\frac{2,4}{K\omega}$
K/2	$\frac{2}{3K\omega}$	0,667 K	$\frac{3}{K\omega}$
K	$\frac{1}{2K\omega}$	0,75 K	$\frac{4}{K\omega}$

TABLEAU II

étude, nous conduit à la capacité et à la résistance parallèles équivalentes de l'ensemble de la figure 10 :

$$C = \frac{K + K\gamma P^2 \omega^2 (K + \gamma)}{P^2 \omega^2 (K + \gamma)^2 + 1}$$

$$R = \frac{1 + P^2 \omega^2 (K + \gamma)^2}{K^2 P \omega^2}$$

La courbe $C = f(P)$ accuse ici également un point d'inflexion, P_0 étant la valeur de P pour laquelle ce point a lieu; la courbe de R passe par un minimum pour $P = P_0$.

En exprimant γ et P_0 en fonction de K, nous obtenons pour quelques valeurs de γ les résultats groupés dans le tableau II où C_0 et R_{min} représentent les valeurs de C et de R pour $P = P_0$.

Les courbes correspondantes sont représentées sur les figures 5 et 6.

La figure 5 montre qu'à pente maximum presque égale, les courbes de

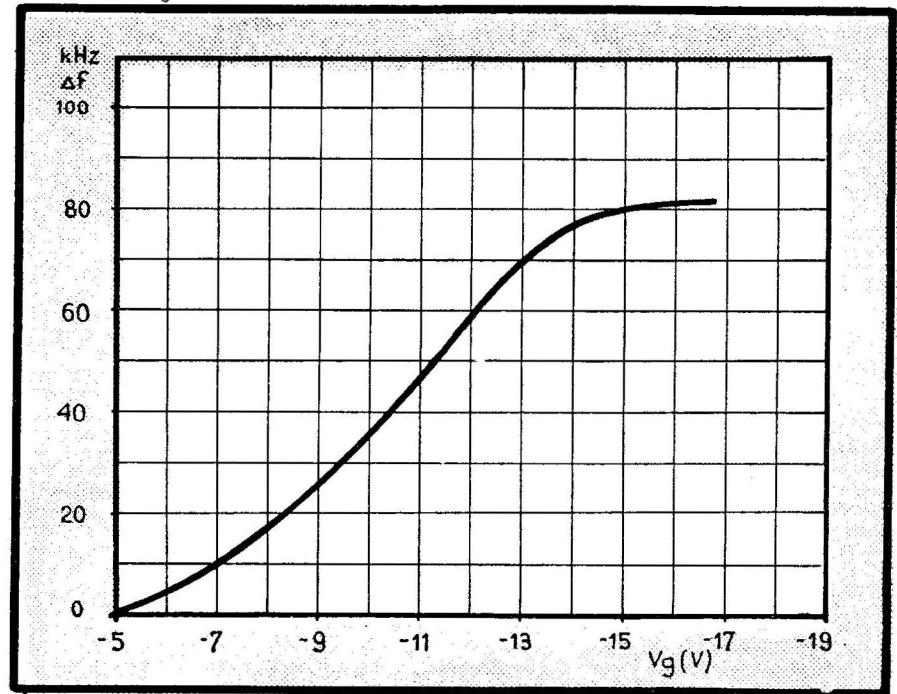


Fig. 12. — Courbe de Δf en fonction de V_g pour une 6J5 alimentée sous 250 V, avec $K = \gamma$.

$C = f(P)$, pour γ croissant, présentent une partie linéaire de plus en plus réduite. En réalité, si on voulait placer le point de fonctionnement de notre lampe de glissement au point d'inflexion de $C = f(P)$ pour un P_0 fixe, choisi à l'aide de la courbe $P = f(V_g)$, on serait obligé de diminuer K pour γ croissant.

En effet, on vient de voir que pour $\gamma = 0$, par exemple, $P_0 = 1/(K\omega)$ et que, d'autre part, pour $\gamma = K$, $P_0 = 1/(2K\omega)$.

Si donc, P_0 est fixe, c'est K qui diminue de moitié dans le deuxième cas. Il s'ensuit que malgré les pentes maximum à peu près équivalentes, des courbes universelles de la figures 4, le fait que K diminue pour γ croissant, réduit l'efficacité de glissement (voir l'expression 4).

γ étant connue, le choix de P_0 nous permet de calculer la capacité série K pour le point d'inflexion de $C = f(P)$.

En effet 7 donne :

$$R = \frac{1}{K^2 \omega^2 P} + \frac{P}{K^2} (K + \gamma)^2$$

de là : $\frac{dR}{dP} = -\frac{1}{K^2 \omega^2 P^2} + \frac{(K + \gamma)^2}{K^2}$ en égalant cette dérivée à 0, ce qui donne

le minimum de $R = f(P)$ avec $P = P_0$, on obtient :

$$K = \frac{1}{P_0 \omega} - \gamma \quad (8).$$

Revenons maintenant à notre 6J5 (courbes de la figure 7).

Comme nous venons de le constater, dans le cas d'un oscillateur sur 1 MHz, nous avons choisi un P assez élevé, même plus grand que l'impédance $1/(\gamma\omega)$ de γ , afin de nous placer dans une région de grande variation de P.

Avec $K = \gamma$, nous nous trouvons ainsi dans une zone de $C = f(P)$ où C varie lentement ($P > P_0$). En ce qui concerne la linéarité du glissement, les variations moins rapides de P pour les P décroissant de la courbe $P = f(V_g)$, peuvent à priori être compensées par les variations croissantes de C du côté de P décroissant de la courbe $C = f(P)$. On peut donc s'attendre à obtenir une variation linéaire assez étendue de C en fonction de V_g . On obtient ainsi avec notre 6J5 pour un circuit oscillant sur 1 MHz accordé par $C_0 = 150$ pF, et délivrant à ses bornes une tension H.F. de l'ordre de 10 V_{eff} , un glissement pratiquement linéaire sur une plage de 20 kHz environ.

La lampe de glissement, alimentée par $V_p = 150$ V, étant branchée en série avec $\gamma = K = 10$ pF est polarisée au coude inférieur de $I_p = f(V_g)$, avec $V_g = 7$ à 8 V.

Point de fonctionnement

Au lieu de nous placer dans la région des grandes variations de P de la courbe $P = f(V_g)$, ce qui nous conduirait dans une zone de $C = f(P)$ où C varie lentement, on pourrait choisir un P réduit dans la zone des petites variations de P — régime normal classe A — de façon que la valeur de P remplisse la condition 3 (point d'inflexion de la courbe).

Pratiquement pourtant, le premier régime l'emporte sur le second aussi bien du point de vue de la linéarité que de celui de l'efficacité; et cela grâce aux variations très énergiques de P qui com-

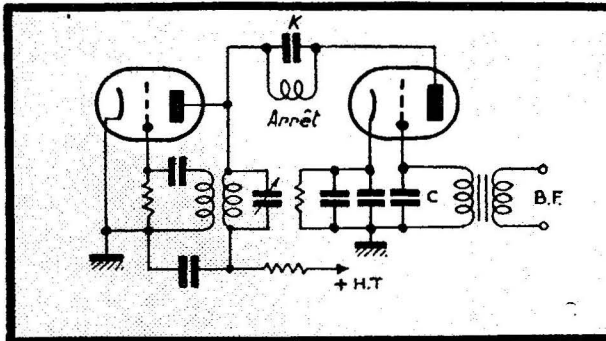


Fig. 10. — Oscillateur et variateur de réactance.

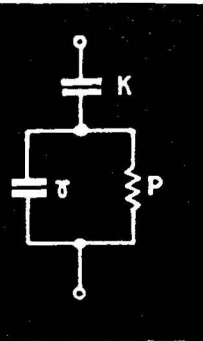


Fig. 11. — Introduction de γ .

pensent les variations réduites de C. Nous avons déjà signalé, plus haut, que l'utilisation d'une triode comme la 6J5 ne permettait de remplir les deux conditions optima : grande variation de P et grande variation de C, que dans le cas des fréquences basses (de 100 à 500 kHz par exemple.) Dans le cas de l'oscillateur fonctionnant sur 100 kHz, dont il était question plus haut, on pourrait obtenir un moindre amortissement au prix d'une réduction de l'efficacité de glissement. Ainsi pour $P=25.000 \Omega$, on choisirait par exemple $K=30 \text{ pF}$; γ sera alors portée, à l'aide d'un ajustable, à la même valeur ($\gamma=K$). On obtient alors :

$$P = \frac{1}{2K\omega} = P_0$$

avec $R_{\min} = 4 P_0 = 100.000 \Omega$

Cas des oscillations importantes

Jusqu'à maintenant nous supposons que l'amplitude de l'oscillateur utilisé était assez réduite. On pourrait se demander si le dispositif resterait efficace dans le cas d'oscillations d'amplitude relativement importante.

Rappelons que dans les circuits classiques de la figure 1 a et b où l'on reporte une partie de la tension oscillante E sur la grille de commande, E doit être assez réduite pour que le fonctionnement du montage reste efficace.

Dans le cas du montage étudié ici, si l'on veut se rapprocher des conditions théoriques indiquées par les courbes, il faut également travailler avec une oscillation de petite amplitude.

Dans le cas contraire, si, par exemple, l'amplitude maximum de E est égale à 50 V pour $V_p=150 \text{ V}$ et avec une polarisation de -5 V , la valeur de P de notre 6J5 (figure 7) oscille à la fréquence de la H.F. entre le point P_1 pour $V_p=200 \text{ V}$, et le point P_2 pour $V_p=100 \text{ V}$. Une valeur moyenne de P_1 souvent beaucoup plus grande que P_{statique} en résulte.

On peut alors difficilement prévoir les résultats pratiques et une étude purement expérimentale s'impose. Ainsi une 6J5 travaillant avec $V_p=200 \text{ V}$, selon le schéma de la figure 8, avec $K=\gamma$, nous a donné une courbe de glissement

$$\Delta f = f(V_g)$$

représentée sur la figure 12. L'oscillateur — un E.C.O. — fonctionnant sur $f_0=3 \text{ MHz}$, était constitué par une 6F6

et un C.O. accordé par une capacité de l'ordre de 100 pF.

Nous croyons, en nous basant sur notre expérience personnelle que — vue l'oscillation relativement violente — une commande efficace d'un tel ensemble à l'aide d'une lampe de glissement classique serait plutôt délicate à réaliser.

Nous voyons que la pente de la courbe de la figure 12 croît légèrement avec la polarisation croissante. Cela est dû, comme nous l'avons déjà mentionné plus haut, aux variations de plus en plus énergiques de la valeur de P dans le coude inférieur de $I_p=f(V_g)$. En effet, P_{moyen} étant bien supérieur à P_{statique} , varie également d'une façon de plus en plus énergique du côté du « cut-off » de $I_p=f(V_g)$. L'allure assez linéaire de la courbe entre $V_g=-8 \text{ V}$ et $V_g=-13 \text{ V}$ s'explique par le fait que les variations moins énergiques de P_{moyen} pour des polarisations décroissantes se trouvent compensées par des variations plus grandes de la capacité apparente C. Entre $V_g=-11 \text{ V}$ et $V_g=-13 \text{ V}$ on obtient une zone quasi linéaire couvrant 20 kHz, ce qui donne un glissement relatif

$$\Delta f/f_0 = 1/300$$

(l'excursion Δf à gauche et à droite de f_0 étant alors de 10 kHz).

Propositions

Plaçons-nous dans le cas d'une fréquence d'oscillation de l'ordre de 1 MHz. Il y aurait évidemment avantage à se rapprocher des deux conditions optima citées plus haut : grande variation de P et grande variation de C en utilisant une triode du genre 955 dont la capacité de sortie totale γ ne dépasse pas 2 pF.

Nous supposons également que l'on pourrait obtenir des résultats très intéressants en déplaçant, en quelque sorte artificiellement, la zone des grandes variations de P dans un domaine des valeurs de P assez réduites.

Il s'agit simplement de faire appel à une sorte de contre-réaction permettant d'obtenir un P apparent, égal à une fraction voulue de P statique. N'ayant pas pu poursuivre nos essais dans le sens voulu, nous nous bornons de signaler ici cette possibilité...

Pour illustrer ce principe citons la 6C6 dont la capacité de sortie est de 6,5 pF. Cette 6C6 peut être montée par exemple selon la figure 14. Contrairement aux lampes à réactance variable classiques, on

rapporte ici sur la grille de commande une tension H.F. en phase avec E.

Le diviseur de tension (T_1-T_2) étant parcouru par un courant :

$$i = \frac{E}{r_1 + r_2}$$

V_g sera :

$$V_g = ir_2 = \frac{E r_2}{r_1 + r_2}$$

et finalement :

$$i_p = V_g S_m = ES_m \frac{r_2}{r_1 + r_2}$$

S_m étant la pente moyenne, variable en fonction de l'amplitude de V_g .

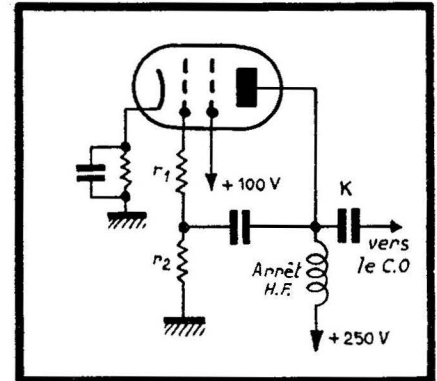


Fig. 14. — 6C6 avec contre-réaction.

La résistance interne apparente de l'espace anode-cathode est alors :

$$P' = \frac{E}{i_p} = \frac{r_1 + r_2}{r_2 S_m} = \frac{\mu'}{S_m}$$

avec

$$\mu' = \frac{r_1 + r_2}{r_2}$$

Supposons E suffisamment réduit, de façon que V_g soit petit et que S_m se rapproche de la pente statique S. La figure 13 représente alors $P' = f(V_g)$ pour différentes valeurs de μ' .

Notons que $\mu' = 1$ signifie que la grille se trouve au potentiel de la plaque, c'est-à-dire que $r_1 = 0$ (ou $r_2 \gg r_1$). Une capacité d'isolement en continu (H.T.) se trouve évidemment branchée entre la grille et la plaque.

Plus μ' est petit, plus E doit être réduite, afin de diminuer V_g de façon que S_m se rapproche de S_{statique} .

On obtient ainsi — comme le démontrent les courbes de la figure 13 — des variations très énergiques de P' autour des valeurs tout à fait raisonnables, comme par exemple 10.000 Ω .

Pour terminer, revenons au montage de la figure 8 et signalons que le fait d'introduire en P une résistance ou une bobine d'arrêt H.F., pour isoler la grille en H.F. de la masse, nous amène à un montage du genre de celui de la figure 13.

La figure 9 montre que la grille sera alors attaquée par une fraction de la tension E grâce au diviseur de tension composé de C_{g-k} et C_{g-c} .

Ces deux capacités parasites étant sensiblement égales dans le cas de la 6J5, μ' sera environ égal à 2. La capacité de sortie totale γ sera, comme nous l'avons vu plus haut, légèrement réduite.

Si on disposait, par exemple, d'une oscillation d'une douzaine de volts, on obtiendront pour $K = \gamma$ et $P \leq 1/(\gamma\omega)$ au maximum 4 V H.F. sur la plaque, donc une tension de 2 V sur la grille.

Cette possibilité semble également être intéressante.

W. MAZEL.

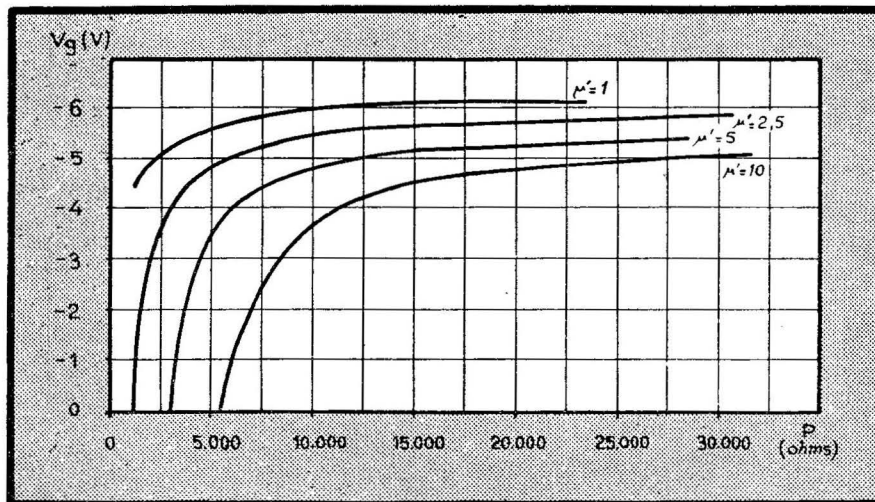


Fig. 13. — Courbes de P en fonction de V_g , avec μ' en paramètre, pour une 6C6 avec 250 V de tension anodique et 100 V de tension écran.

Complétant utilement les études de R. Besson, publiées dans notre n° 111 et dans celui-ci, page 40, l'article de notre collaborateur R. Gordon apporte de précieux renseignements sur un problème mécanique trop souvent négligé dans le matériel du commerce.

DISPOSITION DES BRAS DE PICK-UP

On entend maintenant parler beaucoup d'amplificateurs à haute fidélité, de bras de pick-up à haute impédance, à courbe de réponse corrigée, etc...

Dans cette longue chaîne, allant du disque aux oreilles de l'auditeur, il y a un maillon que l'on néglige souvent : le bras du pick-up et sa fixation.

Entre autres conditions, il faut, pour que la reproduction d'un disque soit correcte, que le plan d'oscillation de l'aiguille se confonde avec la droite partant du centre du disque et coupant le sillon au point où repose l'aiguille. Mentionnons, pour compléter la documentation, les bras de pick-up qui se déplacent tout en restant parallèles à eux-mêmes (à l'aide d'une vis sans fin).

Citons simplement les bras dits « professionnels », très longs, pouvant atteindre et même dépasser 40 cm, et revenons aux cas courants.

L'auditeur utilise généralement des disques de 25 cm à 30 cm de diamètre. Les bras ont une longueur moyenne de 22 cm (entre la pointe de l'aiguille et le centre de rotation du bras du pick-up). On conçoit qu'en principe, avec un bras tournant autour de son point de fixation, il existe un seul point sur le disque où le plan d'oscillation de l'aiguille se confonde réellement avec le rayon passant par ce point. Au delà et en deçà de ce point, le plan d'oscillation de l'aiguille ne se confondant plus avec le rayon, il en résultera une usure exagérée du sillon, une diminution d'intensité du son (l'aiguille étant freinée dans ses oscillations), un bruit d'aiguille très important.

Nous avons à notre disposition deux moyens de diminuer ces effets : employer un pick-up dont la tête forme un certain angle avec le bras ou fixer le bras à un point convenablement choisi.

L'emploi d'un bras de pick-up avec une tête inclinée d'un certain angle est de beaucoup préférable à l'emploi d'un pick-up à tête droite.

Nous allons démontrer cette proposition par la figure ci-contre.

Ecartons d'abord un préjugé répandu qui veut que l'aiguille ne passe pas par le centre du disque. Donnons-nous la peine d'examiner la figure malgré son allure un peu rébarbative. Nous avons représenté un disque de 30 cm.

Les quatre cercles concentriques représentent :

- 1° La limite intérieure de surface enregistrée ;
- 2° Le sillon central ;
- 3° La limite extérieure de surface enregistrée ;
- 4° Le bord du disque.

Première opération : choisissons un point arbitraire R sur le sillon central et dessinons un cercle de rayon égal à la longueur du bras du pick-up.

Par définition, l'axe de fixation du bras devra se trouver sur ce grand cercle.

Nous constatons aussitôt, qu'il y a seulement deux régions, situées entre les points D-G, et les points A-H, où la fixation est possible. Ces deux régions étant symétriques nous ne parlerons que de la

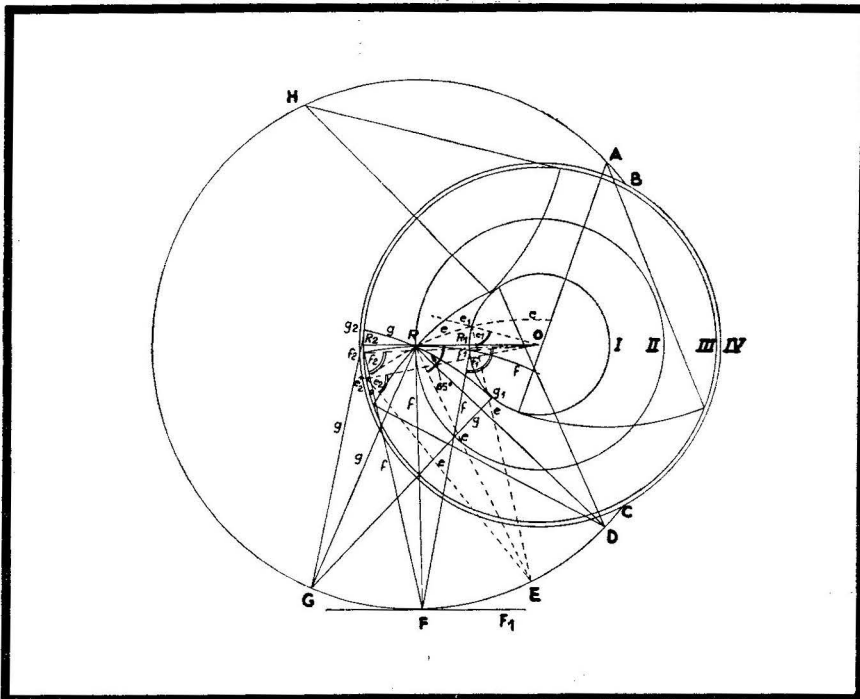
région D-G. Si nous plaçons l'axe de rotation du bras au delà de D (vers C) l'aiguille ne pourra pas atteindre les sillons intérieurs, parce qu'elle est déjà tangente au sillon extrême, lorsque le bras est fixé au point D.

La région H-D est inutilisable pour la même raison. Nous admettons que la position optimum de l'aiguille se trouve sur le sillon central.

Si on fixe le bras dans la région F-G, le rendement sera défectueux. Il suffit d'examiner la position en G. L'aiguille arrivant en G₁ aura son plan d'oscillation perpendiculaire au rayon (au lieu de se confondre avec celui-ci). En s'approchant de G vers F, on verra l'écart diminuer pour devenir 9° (90°-81°) en f₂ et 15° (105°-90°) en f₁, en fixant le bras en F. En déplaçant le bras légèrement vers F₁

Dans le cas où l'on aura affaire au P.U. à tête inclinée, on pourra parfaire le calcul de l'emplacement en vérifiant les écarts aux sillons extrêmes; on tracera, par exemple, la courbe e₂ R e₁, on mènera des rayons aux points e₂ et e₁ et on mesurera les angles e₂ et e₁. Au besoin, pour égaliser ces angles, on déplacera l'axe de rotation à droite ou à gauche du point E (le long d'une tangente à ce point).

C'est du reste cette méthode qui a permis de trouver l'inclinaison optimum lors de la construction de certains modèles de pick-up récents, inclinaison variant autour de 65° pour les longueurs de bras de 22 cm environ. Il suffira d'exécuter cette figure en grandeur nature, de placer le papier en le centrant sur l'axe du moteur pour trouver aussitôt le point cherché (en l'occurrence le point E).



(à droite de F), on arrivera à « partager la poire en deux » en égalisant ces deux écarts (9° + 15°)/2.

Cela pour la fixation d'un bras droit.

On constatera, d'autre part, en utilisant un bras dont la tête est inclinée de 65° environ, que les écarts extrêmes diminueront pour devenir 4° environ (65°-61°) aussi bien en e₂ qu'en e₁.

Dégageons de la figure la construction élémentaire. Traçons un rayon arbitraire OR₂, prenons la moitié de la distance R₂ R₁ (point R) ; de là, abaissons une perpendiculaire RF de longueur égale à celle du bras du pick-up (cas des pick-up droits), soit une droite RE égale à la longueur du bras, tracée à l'angle qui correspond à l'inclinaison de la tête du pick-up, vu d'en haut.

Signalons aussi l'existence des bras de pick-up « tangentiels » dont la tête est articulée et forme avec le bras un angle qui varie au fur et à mesure du déplacement du bras sur le disque. Cela pour arriver à conserver l'angle d'attaque du sillon aussi constant que possible (le plan d'oscillation de l'aiguille tendant ainsi à rester toujours perpendiculaire au sillon).

N'oublions pas de veiller à la vitesse de rotation du disque, 78 tours par minute, précaution trop souvent négligée. Un disque stroboscopique éclairé par une ampoule à néon alimentée en courant alternatif, nous sera de grande utilité pour vérifier sa vitesse, l'aiguille étant posée sur le disque et non pas à vide.

B. GORDON.

ENREGISTREMENT PICK-UP ET CORRECTION

Le pick-up électrodynamique

Un pick-up électrodynamique se compose essentiellement :

- d'un aimant permanent,
- de deux pièces polaires en fer doux,
- d'une bobine mobile enroulée sur un cylindre de fer doux.

L'aiguille se fixe perpendiculairement à l'axe de ce cylindre et en son milieu (figure 1).

L'entrefer est très réduit et le champ est intense et uniforme. Au repos, l'aiguille est verticale, le plan des spires de la bobine mobile est horizontal. Le flux à travers la bobine est nul (on remarquera l'analogie avec le système de déviation d'un instrument de mesure à cadre mobile). Si l'aiguille suit un sillon sinusoidal, la bobine oscille dans le champ magnétique. Le flux qui la traverse est proportionnel au déplacement de l'aiguille. Une tension induite sinusoïdale de même fréquence apparaît aux bornes de la bobine mobile. L'équipage mobile (bobine, support d'aiguille et cylindre de fer doux) doit être très léger pour que sa résonance tombe vers les fréquences les plus élevées du spectre à transmettre (fig. 2).

On peut atténuer cette résonance en amortissant l'équipage mobile. La bonne reproduction des fréquences les plus basses qui exigent un angle de rotation élevé, vient limiter l'amortissement.

La courbe de réponse d'un pick-up électrodynamique est donnée par la figure 2. Les fréquences basses et médiums sont bien transmises; la résonance F vient altérer légèrement la reproduction des fréquences élevées. On peut, dans une certaine mesure, remédier à cet état de choses en insérant un filtre convenable-

ment calculé à l'entrée de l'amplificateur.

Comme la bobine doit être légère, elle ne peut comporter de nombreuses spires. Un pick-up électrodynamique est toujours du type à basse impédance. Il nécessite un transformateur élévateur de tension placé près de l'amplificateur.

La tension délivrée est faible, de l'or-

soluble dans l'eau et il se taille aisément.

Ces cristaux polarisent la lumière, possèdent un axe optique et plusieurs axes électriques. Ils sont taillés dans le plan de section principale perpendiculaire à un axe électrique avec un angle de 45° par rapport à l'axe optique. Chaque face est garnie d'une plaque d'aluminium servant d'électrode.

Pour réaliser un pick-up on assemble deux lames de façon qu'un seul des côtés puisse vibrer (fig. 3).

Lorsqu'on déforme mécaniquement le système sous l'action de l'aiguille reproductrice, dont le mandrin est solidaire de l'angle mobile, une différence de potentiel se produit entre les deux électrodes. On recueille ces tensions modulées pour les appliquer à l'entrée de l'amplificateur. La figure 4 montre le principe de réalisation. On comprend aisément qu'un tel bras puisse être léger et de dimensions réduites. L'impédance offerte par les cristaux à 800 Hz est de l'ordre de 100.000 Ω , c'est donc un pick-up à haute impédance. La tension fournie est élevée et peut atteindre 2 volts.

La courbe de réponse n'est pas rectiligne mais favorise les fréquences basses du spectre sonore. La résonance F_2 de l'équipage mobile vers les aigus tend à régulariser la courbe. La résonance F_1 du bras est très peu marquée (fig. 5). Nous verrons plus loin que cette courbe de réponse associée à celle d'un disque gravé à amplitude constante, fournit une réponse globale très acceptable.

AVANTAGES DU PICK-UP PIEZO-ELECTRIQUE :

- Bras léger n'abîme pas le disque,
- Tension de sortie importante,

Dans son article de notre précédent numéro, R. Besson posait le problème de la reproduction phonographique, particulièrement en ce qui concerne la courbe d'enregistrement des disques. Il commençait son étude par l'examen du pick-up électromagnétique.

Le présent article qui est, en quelque sorte, la suite du précédent, examine les P.U. électrodynamiques et piézoélectriques. Il montre les différentes manières de superposer les courbes de réponse des différents éléments entrant en jeu dans la reproduction, afin d'obtenir une courbe globale satisfaisante.

dre de 0,01 volt aux bornes de la bobine mobile d'impédance 30 Ω à 800 Hz.

Un pick-up électrodynamique est plus fidèle, mais moins sensible, qu'un pick-up électromagnétique. Actuellement, les modèles construits sont très soignés et coûteux. Ils ne sont employés que pour les usages professionnels. Nous avons cité ce type de pick-up à titre de documentation, mais nous ne nous étendrons pas sur son adaptation à un récepteur amateur.

Le pick-up piézoélectrique

PRINCIPE. — Le fonctionnement de ce type de pick-up est basé sur les lois de la piézoélectricité.

Lorsqu'une lame de quartz convenablement taillée est soumise à une pression, elle développe sur ses deux faces des charges électriques de signes contraires. Le phénomène est réversible. Lorsqu'on applique une différence de potentiel entre les deux faces de la lame de quartz, elle se contracte ou se dilate. Si la différence de potentiel est alternative et de fréquence musicale, la lame de quartz vibre à la fréquence musicale considérée.

Pour la fabrication de ces pick-up, on utilise, non pas le quartz coûteux et délicat, mais le sel de Seignette. Sa constante piézoélectrique est mille fois plus grande que celle du quartz. Ce corps est

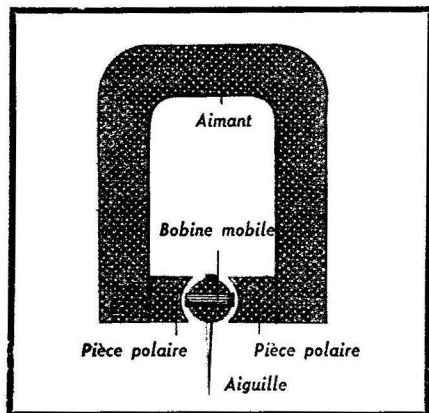


Fig. 1. — Montage de principe d'un P.U. électrodynamique.

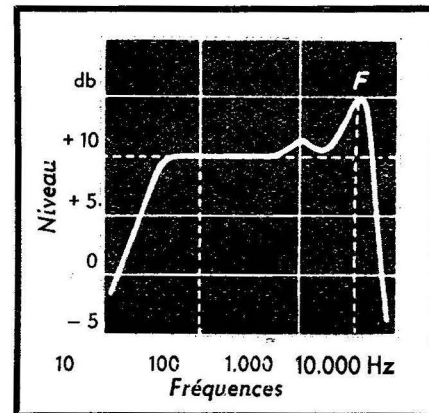


Fig. 2. — Courbe de réponse type d'un P.U. électrodynamique.

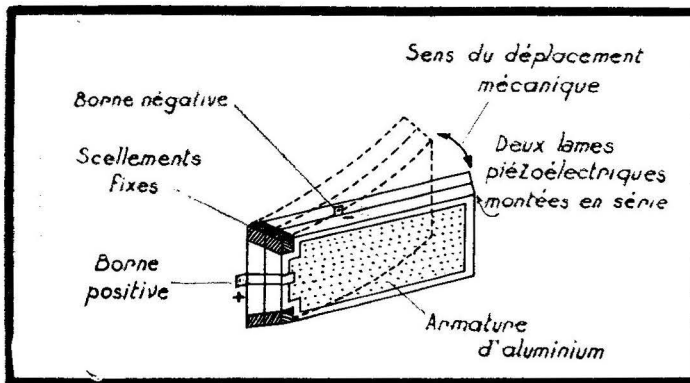


Fig. 3. — Déformation d'un bilame piézoélectrique.

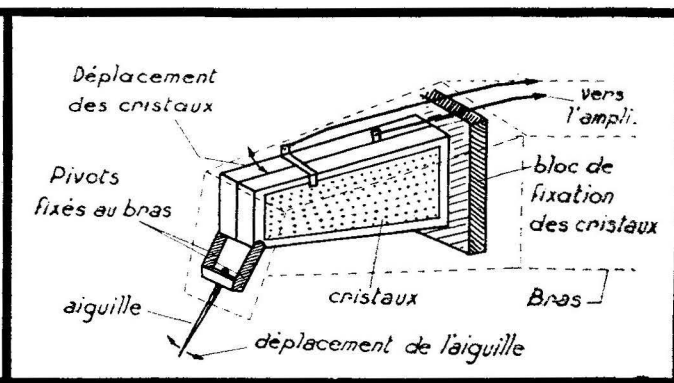


Fig. 4. — Montage de principe d'un P.U. piézoélectrique.

— Courbe de réponse adaptée à celle de l'oreille,

— Ensemble simple et peu coûteux.

Ce type de pick-up connaît actuellement une vogue immense aux U.S.A.; nul doute qu'il en sera bientôt de même en France.

INCONVENIENTS. — Malgré les efforts des constructeurs pour stabiliser et vieillir artificiellement les cristaux, ceux-ci perdent à la longue leur sensibilité. Ils sont sensibles à l'humidité et à l'action de l'air salin qui leur font perdre une partie de leurs propriétés.

Les constructeurs américains ont cherché longuement une solution à cet inconvénient. A notre connaissance, ils n'ont encore rien trouvé et livrent leurs bras munis de cristaux montés dans un boîtier, facilement remplaçable par le client lui-même. Les deux fils de jonction ne sont pas soudés, mais aboutissent à des fiches qu'on enfonce dans deux bornes du boîtier. Ils estiment, d'après le faible prix de vente de ces boîtiers de rechange, que leur remplacement tous les cinq ans environ ne peut nuire à la diffusion de ce type de pick-up.

L'aiguille d'un pick-up piézoélectrique attaque l'extrémité libre de cristaux très fins. Un choc un peu violent appliqué sur l'aiguille casse les cristaux qui ne peuvent être réparés. Il est donc très important de ne jamais laisser une aiguille dans la tête d'un pick-up piézoélectrique inutilisé.

Courbes de réponse globales disques et pick-up

Connaissant la loi d'enregistrement du disque à reproduire et la courbe de réponse du pick-up utilisé, il est facile de connaître la courbe globale.

Nous allons envisager les deux courbes d'enregistrement principales : courbe standard européenne et nouvelle courbe américaine, ainsi que les deux types de pick-up universellement utilisés : le pick-up électromagnétique et le pick-up piézoélectrique. La figure 6 indique les quatre courbes obtenues en combinant deux à deux ces organes.

La courbe I de la figure 6 est la réponse globale correspondant à la reproduction de disques américains avec un pick-up piézoélectrique. Cette association est la meilleure que l'on puisse obtenir. Sauf une légère résonance de +4 db à 60 Hz, la courbe est linéaire à ± 2 db de 20 à 4.800 Hz. A 5.000 Hz, l'atténuation est de 10 db, ce qui élimine la fondamentale du bruit de fond. C'est ce qui explique, d'une part, l'adoption de cette courbe d'enregistrement et, d'autre part, le succès du pick-up piézoélectrique aux U.S.A. Avec cette courbe globale, il n'est pas utile de corriger l'amplificateur.

La courbe II indique la réponse globale obtenue avec des disques européens et un pick-up piézoélectrique. Cette courbe comporte trop de graves et pas assez d'aiguës. Cependant, si un tel ensemble est branché sur un amplificateur de qualité

moyenne alimentant un haut-parleur également moyen, l'auditeur éprouvera une impression tout à fait satisfaisante. En effet, la courbe de réponse globale, amplificateur plus haut-parleur, d'un tel ensemble s'infléchit à partir de 200 Hz et peut accuser une atténuation de 10 db à 60 Hz. La courbe disque-pick-up compense donc en partie l'affaiblissement de l'amplificateur et surtout celui du haut-parleur.

Le manque d'aiguës et la très forte atténuation à 5.000 Hz (-14 db) supprime presque complètement le bruit d'aiguille, si désagréable pour l'auditeur.

Si, au contraire, cet ensemble est branché à l'entrée d'un amplificateur de qualité, il faut prévoir sur celui-ci un filtre qui atténue légèrement les graves et qui renforce les aiguës.

La courbe III se rapporte à l'association d'un disque américain avec un pick-up électromagnétique. C'est la plus mauvaise courbe obtenue, elle manque de graves et possède une résonance de 9 db à 4.000 Hz. Branché sur un amplificateur linéaire, cet ensemble produit une musique trop aiguë, sans relief et sans basses. Il est indispensable de prévoir sur l'amplificateur un premier filtre pour relever les graves et un second pour atténuer la résonance à 4.000 Hz et supprimer le bruit d'aiguille.

La courbe IV, enfin, donne la réponse globale obtenue en reproduisant un disque européen avec un pick-up électromagnétique. Cette courbe manque de graves, au-dessous de 150 Hz, puis est satisfaisante en ce qui concerne le médium et

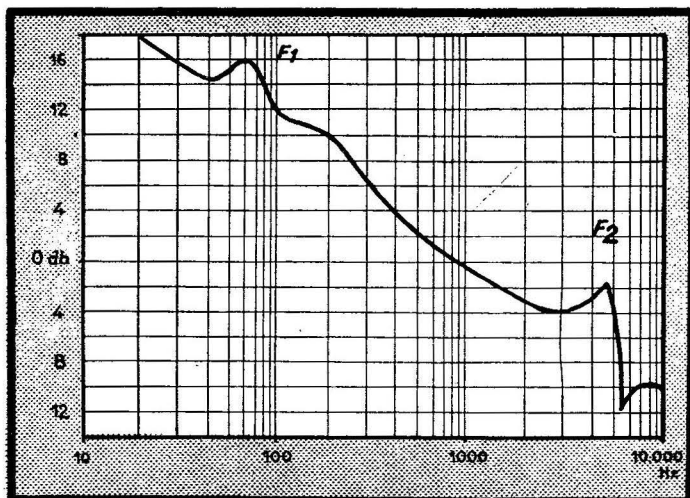


Fig. 5. — Courbe d'un P.U. piézoélectrique.

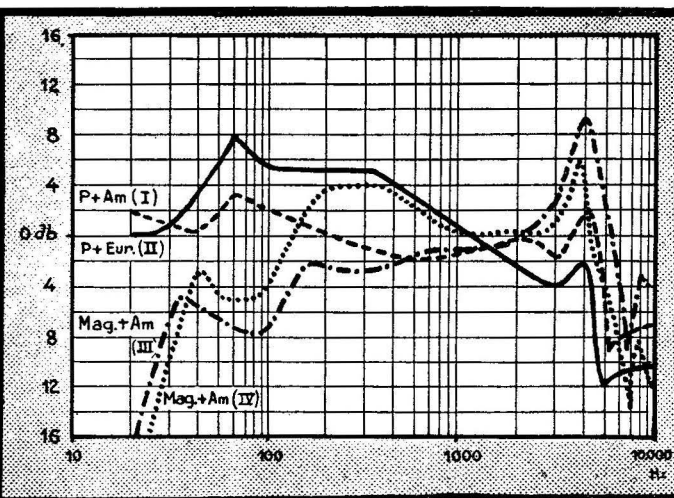


Fig. 6. — Courbes de réponse globales.

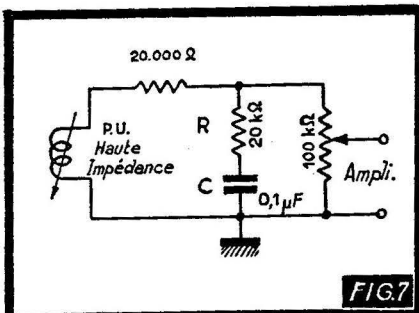


FIG. 7

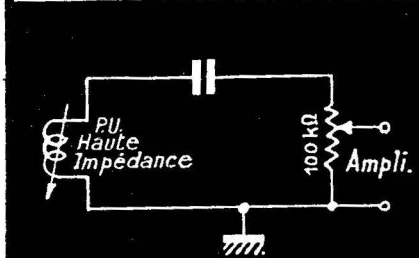


FIG. 8

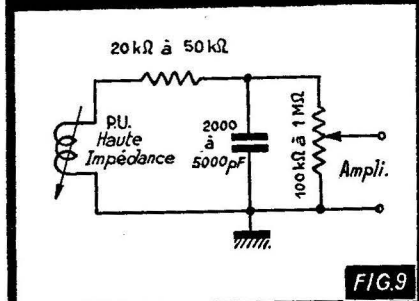


FIG. 9

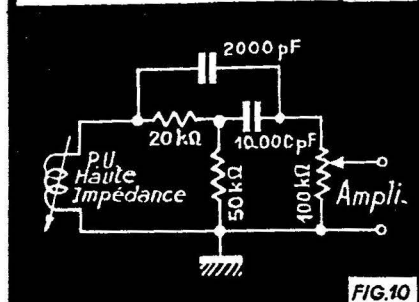


FIG. 10

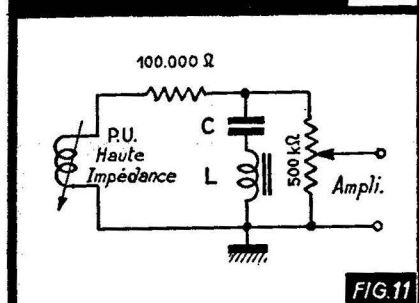


FIG. 11

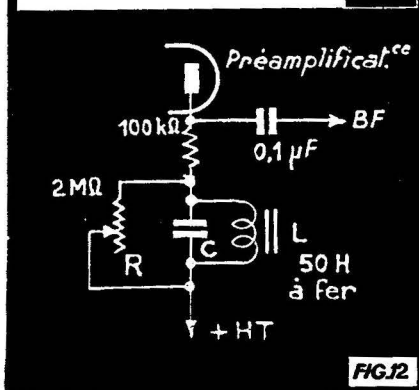


FIG. 12

les aiguës. En tenant compte de la complaisance de l'oreille qui, avec les harmoniques, reconstitue la fondamentale déficiente, on s'explique le succès des pick-up électromagnétiques en Europe. Cependant, pour obtenir un ensemble de qualité, il y a lieu de renforcer les graves et de prévoir un filtre pour atténuer la résonance à 4.000 Hz (+6 db).

Correction de la courbe de réponse des amplificateurs

Il est possible de corriger la courbe de réponse d'un amplificateur :

- par un filtre à résistance-capacité ;
- par un circuit résonant (série ou parallèle) ;
- par un circuit de contre-réaction.

Nous allons étudier successivement ces trois modes de correction.

CORRECTION PAR FILTRE A RESISTANCE-CAPACITE. — En ce qui concerne le renforcement des graves, la figure 7 donne le schéma d'un circuit à placer entre le pick-up et l'entrée de l'amplificateur. Ce filtre ne crée évidemment pas de graves, mais atténue le médium et les aiguës. L'atténuation est fonction de la fréquence, l'impédance du condensateur C diminue lorsque la fréquence augmente. Ensuite, la résistance de protection R de 20.000 Ω devient prépondérante, l'atténuation est uniforme pour les aiguës et atteint 6 db. Le relèvement maximum de la fréquence la plus basse est donc également de 6 db. Un tel circuit ne doit être utilisé que si l'amplificateur est assez sensible pour que la perte de la moitié de la tension d'entrée soit pratiquement sans effet sur la puissance maximum délivrée.

Pour l'atténuation des graves, la figure 8 indique le schéma d'un circuit qui se place entre le pick-up et l'entrée de l'amplificateur. Le condensateur C empêche la transmission des fréquences les plus basses du spectre à transmettre. En effet, son impédance croît à mesure que la fréquence décroît. Ce filtre est très rarement utilisé.

Quant à l'atténuation des aiguës, la figure 9 donne le schéma d'un filtre très simple qui se met entre le pick-up et l'amplificateur. En pratique, ce filtre est utilisé pour atténuer le bruit d'aiguille. Nous indiquons les limites de valeurs dans lesquelles il faut se tenir. La mise au point doit être faite par essais successifs.

En ce qui concerne le renforcement des aiguës, la figure 10 indique le schéma d'un circuit qui atténue les graves et le médium d'environ 4 db et qui transmet intégralement les aiguës. Le gain apparent est donc de 4 db à 4.000 Hz.

Pour augmenter le renforcement des aiguës, il faut diminuer la valeur de la résistance R, de 50.000 Ω à 20.000 Ω ; on obtient par ce moyen un renforcement qui atteint 6 db. Il n'est pas possible d'obtenir un renforcement plus important avec ce schéma. La tension appliquée à l'amplificateur est la moitié de celle fournie par le pick-up. Ce circuit est très peu utilisé en pratique.

CORRECTION PAR CIRCUITS RESONNANTS. — Il est souvent nécessaire d'utiliser un circuit permettant l'élimination d'une plage de fréquence. La figure 11 représente le schéma d'un tel circuit ; il peut être placé soit entre le pick-up et l'entrée de l'amplificateur, soit dans la plaque du tube préamplificateur. Il ne doit pas être disposé dans un étage soumis à la contre-réaction, les déphasages de la bobine et du condensateur pouvant créer une instabilité sur certaines fréquences.

La bobine L doit avoir un coefficient de surtension le plus élevé possible. Elle sera constituée par un bobinage en nid d'abeilles monté sur un noyau magnétique H.F. La valeur la plus courante est voisine de 0,2 H.

Le condensateur C doit être ajusté pour éliminer la fréquence fondamentale du bruit d'aiguille. Sa valeur est comprise entre 5.000 et 10.000 μF. Il est possible de prévoir en parallèle sur C, un condensateur variable de 1.000 à 2.000 μF. Le filtre est alors réglable suivant les disques utilisés.

Ce circuit est peu utilisé, car, en pratique, il ne donne pas toujours les résultats escomptés et cela pour plusieurs raisons. Le bobinage du pick-up est placé en parallèle avec le circuit LC (fig. 16), ce qui l'amortit. Le coefficient de surtension de la bobine à self-induction baisse. A la résonance, l'énergie captée est faible, la courbe de résonance n'est plus assez pointue et elle s'étend aux fréquences voisines qu'il faudrait ne pas affaiblir.

D'autre part, il faut faire très attention que L ne soit pas placée dans un champ alternatif créé par le secteur. Dans ce cas une tension de ronflement parasite est induite dans le circuit et de là dans l'amplificateur.

S'il est nécessaire de procéder au renforcement d'une plage de fréquences, la figure 12 donne le schéma d'un circuit résonnant-parallèle adéquat qu'il faut insérer dans la plaque du tube préamplificateur. Il comprend : une bobine à fer de 50 H à faible résistance ohmique, permettant le passage de quelques milliampères de courant continu. En parallèle sur celle-ci, est placé un condensateur d'environ 0,2 μF.

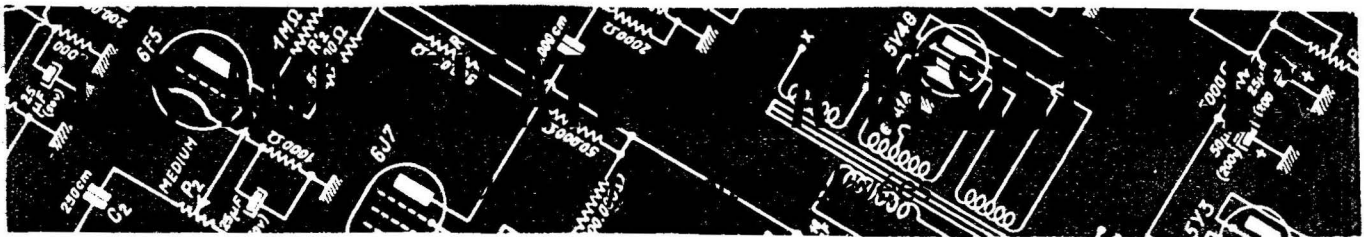
A la résonance, l'impédance du circuit plaque du tube augmente, ce qui provoque l'augmentation du gain de l'étage à ces fréquences. Un tel circuit est prévu pour entrer en résonance sur les fréquences les plus basses du spectre à transmettre. Ce circuit relève donc les graves. Il est évidemment possible, en réduisant la valeur de L et de C, d'obtenir la résonance pour le médium ou pour les fréquences élevées de la plage.

Pour commander le renforcement, on place en parallèle sur le circuit un potentiomètre R de 2 MΩ. En le manoeuvrant, il est facile de relever la courbe de réponse globale de l'amplificateur de la valeur voulue.

La bobine L doit être blindée très sérieusement pour éviter tout ronflement induit par le secteur. D'autre part, il faut prendre garde à ce que la fréquence de résonance du circuit LC ne coïncide pas avec la résonance du bras du pick-up ou avec celle de l'équipage mobile du haut-parleur utilisé. Sans quoi ces résonances parasites seraient encore renforcées.

CORRECTION PAR CONTRE-REACTION. — La correction par contre-réaction est la plus simple et la plus efficace, c'est aussi la plus employée. Il existe de nombreux schémas de contre-réaction qui peuvent être adaptés au cas qui nous intéresse. Plus le taux de contre-réaction est élevé, plus la correction peut être efficace.

La figure 13 donne un exemple de réalisation pratique sur un amplificateur simple à deux étages. Le renforcement des aiguës est obtenu au moyen du condensateur C₁ de 0,01 μF placé entre la ligne de contre-réaction et la masse. La tension de contre-réaction correspondant aux fréquences élevées est court-circuitée à la masse. Le taux de contre-réaction baisse jusqu'à devenir nul et l'amplification



Histoire de fous

Nous sommes sûrs que, pour beaucoup de lecteurs, la chose ne présente pas le même intérêt. Il y a là un manque de logique qui vaut d'être examiné. Beaucoup de techniciens suppriment délibérément la transmission des aiguës.

On n'hésite pas à shunter la résistance de plaque par un condensateur de 500 picofarads ou davantage; on complète le massacre en soudant un condensateur de 10 millimicrofarads à l'entrée du haut-parleur et l'on ajoute, pour couronner le tout, un soi-disant (?) contrôle de tonalité qui enlève tout vestige de gain au-dessus de 2.500 p/s...

Remarquons encore que les fréquences élevées n'étaient cependant parvenues au détecteur qu'après avoir laissé beaucoup de leur amplitude le long d'un chemin exagérément sélectif...

Pourquoi cet impitoyable massacre? Sans doute parce qu'en supprimant les fréquences élevées, on élimine, en même temps, le « souffle » ou bruit de fond de la transmission, dont les composantes habituelles s'échelonnent entre 5.000 et 8.000 p/s. En radio, on supprime du même coup le sifflement à 4.000, 4.500, ou 5.000 p/s, que produisent les interférences entre ondes porteuses, suivant que l'écart entre stations est de 4; 4,5 ou 5 kHz.

Dans le cas d'une importante distorsion, la diminution des fréquences élevées se traduit nécessairement par la réduction d'amplitude des harmoniques supérieurs. C'est pour cette raison que l'audition semble alors plus agréable. Mais cette méthode de réduire la distorsion ressemble à celle du chasseur qui flanque un coup de fusil à son chien, dans le but de « lui apprendre à vivre ».

Remarquez que ces assassins des fréquences élevées ne sont pas les derniers à réclamer des émetteurs à haute fidélité. Ils souhaitent le développement intensif de la modulation de fréquence.

On pense immédiatement à une histoire de fous quand on se souvient que l'augmentation de fidélité apportée par la nouvelle technique est due, pour une large part, à la possibilité de transmettre les fréquences élevées jusqu'à 10.000 et même 15.000 périodes par seconde...

De l'importance des fréquences élevées

La présence des fréquences élevées, est cependant indispensable pour obtenir une reproduction, saisissante de vérité. Des expériences précises ont montré l'importance de l'aigu. Il est certains instruments dont le son ne peut être parfaitement reconstitué sans la présence de composantes pouvant s'élever jusqu'à 15.000 ou 20.000 p/s. C'est le cas du haut-boys, du basson,

du violon, du violoncelle, des cuivres, etc...

Les timbres particuliers de ces instruments sont dus non seulement à la présence d'harmoniques de fréquence élevée, mais aussi de « partiels » qui sont des composantes n'offrant pas des rapports simples de fréquence avec la fondamentale, et qui ont des origines diverses: glissement de l'archet, claquements transitoires dus aux clefs dans les instruments à vent, vibrations du métal des « cuivres », etc...

Si les « basses » constituent le « support », la toile de fond de la mélodie, on peut dire que les « aiguës » en fournis-

intimentement, vous êtes obligé de demander « qui est à l'appareil »? Il suffit d'une bande de 250 à 2500 p/s (et même moins) pour obtenir une transmission intelligible.

En supprimant l'aigu, la transmission de la parole devient impersonnelle. C'est une voix de robot, articulée par une membrane de carton, ce n'est plus une voix humaine, articulée par un gosier vivant... Les notes exquisées de « Totti dal Monte » ne sont plus que des vibrations sinusoïdales, sans aucun caractère expressif.

Capacités d'entrée et de sortie

Considérons de nouveau le schéma classique d'un étage couplé par résistance et capacité (fig. 1). Nous avons déjà rappelé dans le précédent article que le gain était donné par l'expression classique:

$$A = \mu \frac{R_c}{R_c + R_1}$$

dans laquelle R_c étant la résistance de charge effective, R_1 est la résistance interne du tube.

Ce qui nous importe, c'est évidemment ce qui est transmis à la grille du tube suivant, c'est-à-dire la tension aux bornes de R_{c2} . Quand il s'agissait des fréquences basses, nous avons dû tenir compte de l'impédance de C_1 . Ici, il est évident que cette impédance est négligeable.

Mais nous devons tenir compte d'autres facteurs: les capacités inévitables dans le circuit, les capacités de sortie du tube I et d'entrée du tube II que nous avons indiquées sur le schéma: C_{kp1} et C_{kg2} . Ce sont les capacités qui existent entre cathode et anode et entre anode et grille dans la lampe elle-même, capacités auxquelles il faut ajouter les capacités dans le culot, dans le support de lampe, dans les connexions, ainsi que la capacité que présente C_1 par rapport à la masse.

On notera qu'il ne s'agit pas là de la capacité parasite entre anode et grille. Nous tiendrons compte plus loin de cette dernière. Il s'agit des capacités d'entrée et de sortie qui existent dans tous les tubes, qu'ils soient triodes, tétrodes ou pentodes. Les tubes pentodes et tétrodes ont même des capacités d'entrée et de sortie relativement plus grandes que celles d'un tube triode, précisément à cause de la grille écran.

Cas où le tube II est un tube triode

Dans le cas où le tube II est une triode, il existe une capacité parasite C_{ep} entre grille et plaque. On voit immédiatement (fig. 2) que la source de grille V_g débite un courant supplémentaire dans le circuit CBPG.

On peut montrer que, la charge Z_p étant purement ohmique, le schéma a est équivalent

Dans le no précédent, nous avons étudié, sommairement, le comportement général d'un amplificateur à résistance et d'une manière plus détaillée, le fonctionnement aux fréquences basses. Notre étude ne serait pas complète si nous n'examinions maintenant le cas extrêmement important des fréquences élevées.

sent les contours précis. Supprimez l'aigu dans une transmission orchestrale et les dessins sonores deviennent invertébrés. C'est comme si vous examiniez un paysage à travers une vitre recouverte de buée...

S'il s'agit d'une transmission vocale, la présence des hautes fréquences acoustiques n'est pas moins nécessaire. La grosse erreur est de confondre intelligibilité et fidélité.

Un mot est intelligible quand on sait le reconnaître sans hésitation. La transmission est fidèle, quand le mot est intelligible et quand, de plus, on peut reconnaître le timbre de la voix. Le téléphone ordinaire est à peu près intelligible; mais il est loin d'être fidèle. Vous comprenez ce qu'on vous dit, mais, le plus souvent, vous ne reconnaissez pas la voix qui vous parle et bien qu'il s'agisse souvent d'une personne que vous connaissez

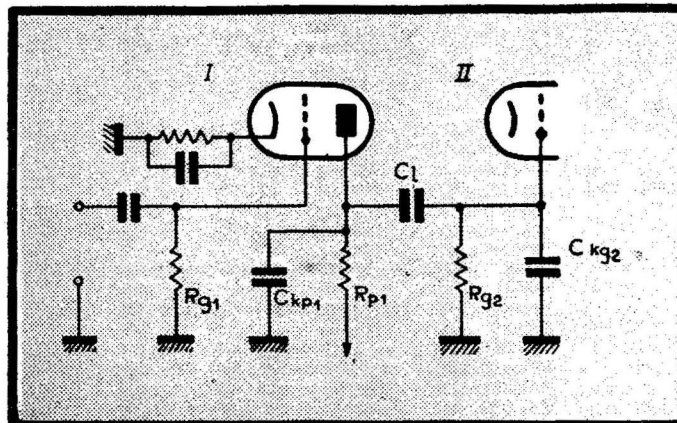


Fig. 1. — Schéma classique d'un étage à liaison RC.

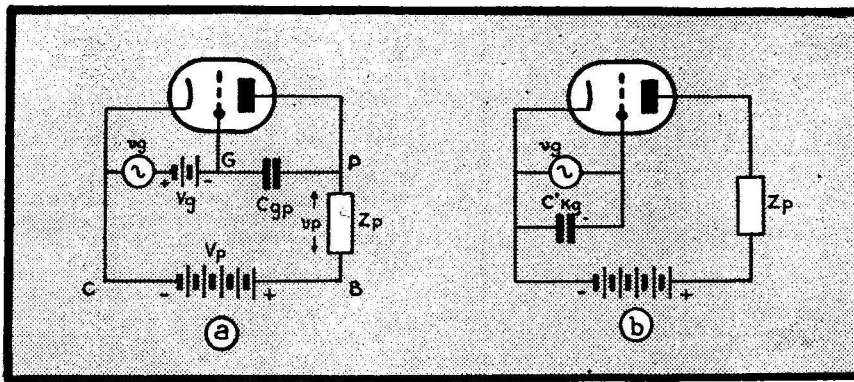


Fig. 2. — a) la capacité grille plaque, b) les capacités parasites sont reportées sur la grille.

valent au schéma b dans lequel il n'existe plus de capacité parasite, mais une capacité fictive d'entrée C_{kr} dont la valeur serait donnée par :

$$C_{kr} = C_{gp} (1 + A)$$

C'est l'effet Miller.

Cette capacité fictive peut atteindre des valeurs notables.

Ainsi, pour $C_{gp} = 50 \mu\text{F}$ et un gain de 40, la capacité fictive est de l'ordre de $200 \mu\text{F}$.

Cette capacité est en parallèle avec C_{kp2} dans le schéma de la figure 1.

Schéma équivalent pour les fréquences élevées

Quoiqu'il en soit, toutes les capacités examinées précédemment peuvent être considérées comme si elles étaient branchées en parallèle avec la charge. Le schéma équivalent peut donc être tracé comme nous l'avons fait figure 3.

On explique alors facilement l'allure de la courbe de transmission.

La charge du tube amplificateur n'est pas R_i , résultant de la mise en parallèle de R_{p1} et R_{p2} à travers le condensateur de liaison, mais une certaine résistance R shuntée par un condensateur. Ainsi la charge diminue quand la fréquence augmente, l'impédance de C diminuant.

On sait que l'impédance d'un ensemble constitué par une résistance shuntée par un condensateur est donnée par :

$$Z = \frac{R}{\sqrt{1 + R^2 C^2 \omega^2}}$$

Valeur qui tend vers zéro quand ω tend vers l'infini.

Ainsi s'explique l'impossibilité pratique de réaliser des étages d'amplification à haute fréquence couplés par résistance et capacité.

Pour obtenir un gain constant dans une gamme étendue

Si nous voulons obtenir une courbe de transmission horizontale, c'est-à-dire un gain constant, il faut que la valeur de la charge se maintienne elle-même constante. Ce qui importe n'est pas la grandeur absolue de la capacité, mais la valeur de son impédance relativement à celle de la résistance.

Il faut d'abord évidemment :

a) Réduire le plus possible la capacité C (fig. 3). Il faut donc éviter de brancher délibérément des condensateurs entre anode et masse, réduire la longueur des connexions, éviter l'emploi de fils blindés, etc...

Nous avons reconnu dans le précédent

article, que, pour transmettre correctement les basses, il fallait choisir un condensateur de liaison de grande valeur. Mais un condensateur de grande capacité a un volume notable et, collé contre le châssis, présente, par rapport à celui-ci, une capacité non négligeable. C'est particulièrement vrai s'il s'agit d'un condensateur en boîtier métallique.

Quoi qu'il en soit, on peut réduire la capacité C , mais on ne peut pas la supprimer. Lorsque la limite est atteinte, il faut agir sur la résistance R .

b) En effet, c'est le rapport des impédances qui compte. Nous avons donc encore la ressource de diminuer R . Toutefois, on ne perdra pas de vue que diminuer R , c'est diminuer le gain pour toutes les fréquences.

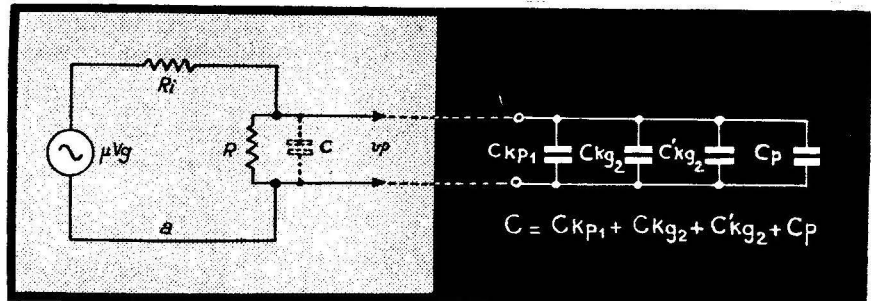


Fig. 3. — Schéma équivalent avec détails des capacités parasites.

Formule donnant l'atténuation

Comme nous l'avons fait pour les fréquences basses, nous pouvons nous proposer de calculer l'atténuation pour une fréquence quelconque, c'est-à-dire le rapporté A_a/A_m du gain aux fréquences moyennes A_m , au gain correspondant aux fréquences élevées A_a .

Nous nous bornerons à indiquer la formule sans la démontrer.

$$\frac{A_a}{A_m} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{R''}{Z_p}\right)^2}} \quad (1)$$

expression dans laquelle Z_p est l'impédance de la capacité parasite en parallèle avec la charge, c'est-à-dire celle de C sur la figure 3 ou $C_{kp1} + C_{kr} + C'_{kr2} + C_p$.

Cette dernière capacité étant due aux connexions, à la capacité de C_1 par rapport à la masse, etc...

Il va sans dire que Z_p est calculée à la fréquence pour laquelle nous désirons mesurer l'atténuation.

R'' est la résistance équivalente à la résistance interne R_i , la résistance de charge R_{p1} et la résistance de grille R_{g2} , supposées en parallèle (fig. 4), c'est-à-dire :

$$R'' = \frac{R_i R_{p1} R_{g2}}{R_i R_{p1} + R_i R_{g2} + R_{p1} R_{g2}}$$

Quand il s'agit d'un tube penthode, on peut considérer que la résistance interne est beaucoup plus importante que les résistances R_{p1} et R_{g2} . On ne fait donc qu'une erreur négligeable en prenant :

$$R'' = \frac{R_{p1} R_{g2}}{R_{p1} + R_{g2}}$$

On notera l'analogie de forme entre l'expression précédente (1) et celle que nous avons indiqué pour les fréquences basses et qui était :

$$\frac{A_b}{A_m} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{Z_i}{R'}\right)^2}}$$

Calcul de l'atténuation. Exemple

Comme nous l'avons fait remarquer pour les fréquences basses, il suffit souvent de prévoir à partir de quelle fréquence se produit une atténuation donnée ou, encore, de connaître les valeurs à choisir pour que l'atténuation soit comprise entre certaines limites pour une fréquence déterminée.

Nous pouvons ainsi exprimer une règle pratique très simple et d'un emploi commode : une atténuation de 3 décibels se produit quand $R_p = R''$, c'est-à-dire quand l'impédance de la capacité parasite

est égale à R'' résistance définie plus haut.

En effet, pour cette égalité $(R''/Z_p)^2$ est égal à 1 et l'atténuation est de $1/\sqrt{2}$, c'est-à-dire 3 db.

Soit, par exemple, le même étage amplificateur qui nous a déjà servi d'exemple dans le précédent article.

$R_i = 3.000.000$ ohms (tube penthode).

$R_{p1} = 300.000$ ohms.

$R_{g2} = 500.000$ ohms.

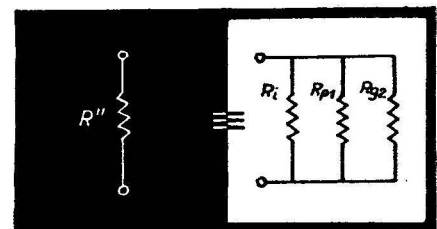


Fig. 4. — Equivalence de R'' .

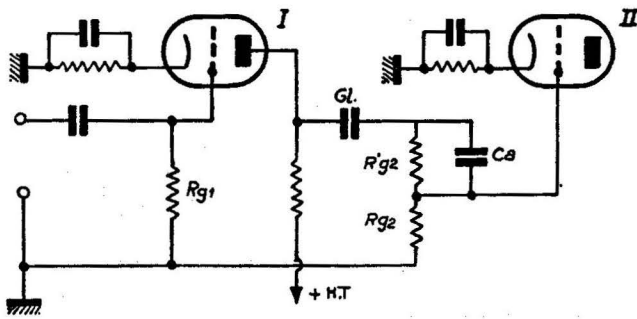


FIG. 5

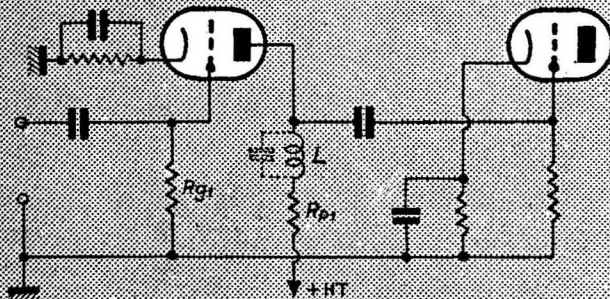


FIG. 6

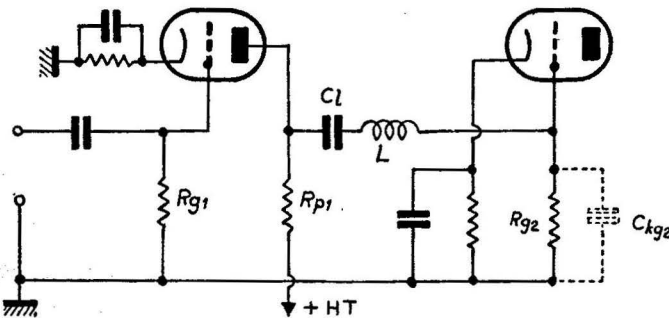


FIG. 7

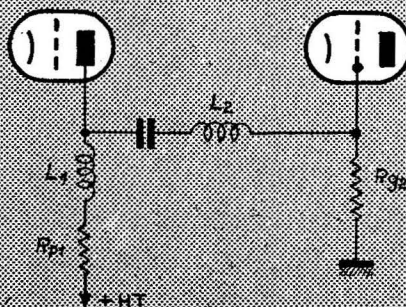


FIG. 8

Admettons que $C = 0,2/1.000$, ce qui est une valeur très raisonnable. On peut ne pas tenir compte de la valeur de R_4 dans la détermination de R'' .

On trouve

$$R'' = \frac{0,3 \times 0,5 \times 10^{12}}{(0,3 + 0,8)10^9} = 187.000 \text{ ohms.}$$

Il ne s'agit que de calculer la fréquence pour laquelle une capacité de $0,2/1000 \mu\text{F}$ présente une impédance de 187.000 ohms. Elle correspondra à une atténuation de 3 db.

Nous aurons évidemment :

$$\frac{1}{0,2 \times 10^{-9} \times 10} = 187.000$$

$$\text{d'où } \omega = \frac{1}{0,2 \times 10^{-9} \times 187.000}$$

soit environ 24.500.

$$\text{et } F = \frac{\omega}{2\pi} = 4075 \text{ p/s environ.}$$

La courbe de transmission commencera à s'infléchir notablement à partir de cette fréquence.

Remarquons qu'il n'est pas exceptionnel, dans certaines réalisations, d'observer des capacités aussi grande que $0,5/1.000$. L'atténuation de 3 db se produit alors pour une fréquence aussi basse que 1.630 périodes par seconde.

Si l'on veut calculer, de la même façon, la fréquence à laquelle on observe une atténuation de 6 décibels, il faut évidemment que le rapport R''/Z_0 soit égal à $\sqrt{3}$ ou 1,732.

En effet on obtient alors un rapport $A_v/A_m = 1/2$, soit une atténuation de 50 0/0 ou, encore, 6 décibels.

Distorsion de phase sur les fréquences élevées

On montrerait l'existence d'une distorsion de phase pour les fréquences élevées, comme il en existe une pour les fréquences basses, l'origine étant la présence d'éléments inductifs dans la liaison. Mais cette distorsion n'a aucune importance en acoustique; elle ne pourrait intervenir qu'en télévision et, d'ailleurs, même dans ce cas, elle est relativement moins importante que sur les fréquences basses.

Correction des distorsions de fréquence et de phase

Le problème de la correction des distorsions de fréquence et de phase pour les fréquences élevées ne se pose que rarement en électro-acoustique, du moins dans les circonstances actuelles.

La fréquence limite fournie par les stations modulées en amplitude ne dépasse guère 4.500 à 5.000 p/s. Il faut songer que l'écart disponible entre station ne dépasse pas 10 kHz, ce qui limite théoriquement la modulation à 5.000 p/s. Pratiquement, il n'est pas certain qu'on ne puisse aller un peu plus loin. L'enregistrement sur disque ne va guère plus haut.

Le cinéma sonore permet d'étendre un peu la gamme; l'effet de fente, avec les standards actuels ne se manifeste qu'au delà de 10.000 p/s. Les méthodes d'enregistrement sur fil magnétique sont plus favorisées.

Quoi qu'il en soit, il est relativement facile de construire un amplificateur à résistances, linéaire jusqu'à 10.000 et 20.000 p/s, sans faire appel à des artifices particuliers, simplement en respectant les précautions indiquées plus haut.

Il n'en est pas de même en télévision : l'amplificateur de visiofréquence doit être

linéaire depuis 50 p/s jusqu'à 4.000.000. Le problème change totalement d'aspect.

On peut souhaiter obtenir une caractéristique montante, on peut aussi compenser dans une certaine mesure, l'atténuation apportée par un excès de sélectivité dans les circuits qui précèdent le détecteur. En prenant certaines précautions on obtient une reproduction notablement plus brillante, sans faire apparaître les défauts d'un manque de sélectivité. Ce résultat d'apparence paradoxale s'explique par une propriété curieuse commune à beaucoup de détecteurs : l'effet de démodulation.

Emploi d'un condensateur

Le moyen que nous avons signalé pour les fréquences basses, a sa correspondance pour les fréquences élevées. Nous l'indiquons figure 5.

La résistance de grille est constituée par deux résistances R_{g2} et R_{g3} , formant les deux branches d'un potentiomètre. Une des branches est shuntée par un condensateur C_g .

Pour les fréquences basses, l'impédance du condensateur C_g est très élevée : une fraction seulement de la tension produite par la lampe est transmise au tube II. Par contre, pour les fréquences élevées R_{g2} est court-circuitée par le condensateur C_g et, en conséquence, la totalité de la tension est transmise.

Le système a l'inconvénient de réduire le gain pour les fréquences moyennes et basses. On peut d'ailleurs adjoindre au même amplificateur les deux dispositifs décrits : correction des fréquences basses et des fréquences élevées.

Correction par résonance

On peut aussi utiliser les phénomènes de résonance pour retarder la chute de la courbe de transmission. C'est le moyen classique utilisé en télévision pour les amplificateurs de visio-fréquences. Nous répétons que son emploi n'est justifié en

basse fréquence que dans certaines circonstances exceptionnelles. C'est pour cette raison que nous n'en donnerons qu'un très bref aperçu : l'étude complète exigerait d'assez longs développements.

Considérons, par exemple, la figure 6. On a disposé une bobine à self induction en série avec la charge R_{p1} . Il est évident que l'impédance de l'enroulement croît

commence à diminuer. On utilise ainsi la résonance parallèle de l'enroulement.

On peut aussi utiliser la résonance série d'un circuit. Ce moyen est moins connu que le précédent. Il est pourtant plus souple et tout aussi simple (fig. 7). La bobine de compensation est disposée en série avec le condensateur de liaison. Avec la capacité C_{k2} , elle constitue un circuit accordé série.

Quand on approche de la résonance, une surtension se produit entre les extrémités de L et du condensateur; c'est-à-dire, entre grille et cathode. On calcule les éléments pour que cette surtension se produise au moment où la courbe de transmission s'affaïsse. On règle l'amplitude de la surtension en agissant sur la valeur de R_{g2} . On modifie sa fréquence en agissant sur C_{k2} que l'on peut doubler d'un ajustable de très petite valeur.

Enfin, on peut faire appel à deux connexions successives (fig. 8), en utilisant une résonance parallèle et une résonance série convenablement disposées dans le spectre des fréquences.

On notera que le schéma (fig. 5) donne une correction en abaissant le niveau des fréquences moyennes et basses alors que les schémas figures 6, 7 et 8 corrigent en maintenant le niveau moyen constant, mais en élevant le niveau correspondant aux fréquences extrêmes.

Toutefois, l'emploi de circuits résonnants n'est pas sans inconvénients : au moment de brusques variations de courants, on peut constater l'existence de régimes transitoires fort gênants (fig. 9).

Cette étude sur le comportement et la correction d'un amplificateur à résistances dans certaines bandes de fréquences n'a nullement la prétention d'être complète et... définitive. Nous en avons indiqué les limitations dans le cours même de notre article.

Nous espérons cependant avoir précisé, aussi simplement que possible, certains détails d'un intérêt évident.

L. CHRETIEN.

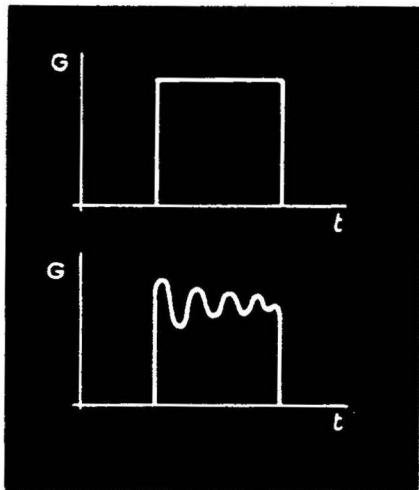


Fig. 9. — Tension rectangulaire avant... et après

considérablement au voisinage de sa longueur d'onde propre. L'augmentation de gain qui en résulte permet de compenser la chute due aux capacités parasites. On peut même aller facilement au-delà et obtenir une caractéristique montante.

Il faut que la longueur d'onde propre de l'enroulement corresponde à peu près aux fréquences pour lesquelles le gain

NOUVEAU CODE DES COULEURS DES RÉSISTANCES

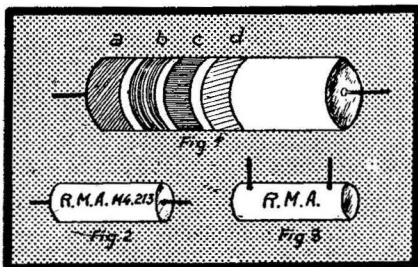
De nombreux lecteurs, possédant des résistances américaines récentes, notamment celles qui équipaient le matériel militaire, nous demandent comment connaître la valeur de ces éléments, étant donné que la répartition des couleurs ne correspond plus au code courant (corps, bout, point).

Les résistances en question sont marquées d'après le code « standard R.M.A. M4-213 », l'ancien standard étant le « code R.M.A. » tout court.

La figure 1 représente l'aspect d'une de ces résistances.

La bande a indique le premier chiffre, la bande b le second, la bande c le facteur de multiplication, et la bande d la précision ou tolérance en 0/0.

Le tableau ci-contre indique, pour chaque couleur, la valeur de chaque bande.



EXEMPLES

Soit une résistance telle que celle de la figure 1 dont les couleurs sont, de gauche à droite : jaune, vert, orange et argent. Le tableau nous indique immédiatement qu'il s'agit d'une résistance de 45.000 ohms avec ± 10 0/0 de tolérance.

Si on cherche une résistance de 500.000 ohms à ± 20 0/0, on voit sur le tableau que la bande a sera verte (5), la bande b noire (0), la bande c jaune (10.000) et la bande d n'existera pas (± 20 0/0).

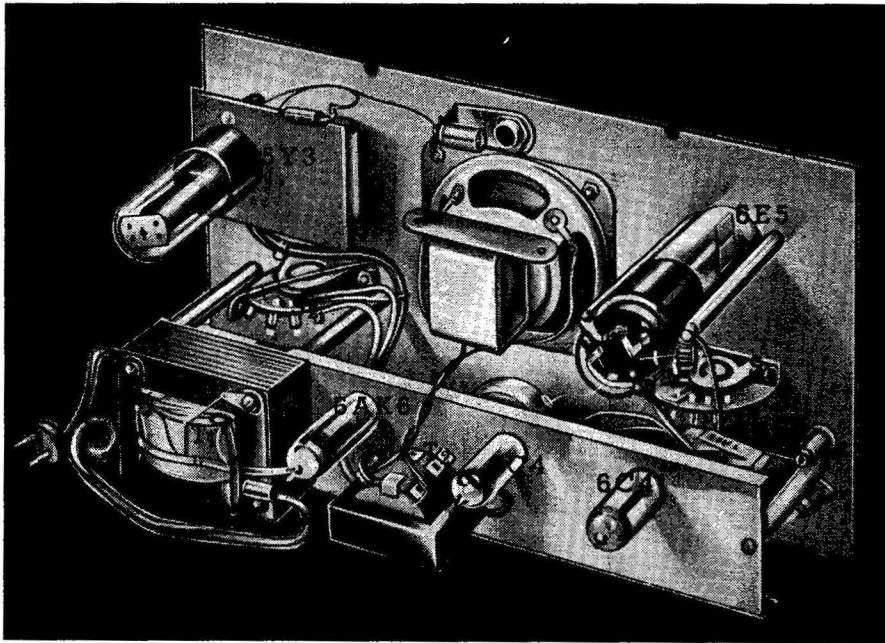
Ce nouveau code se rapporte, aux U.S.A., uniquement aux résistances à fils de sortie co-

axiaux (fig. 2), modèle qui est de plus en plus fabriqué et qui peu à peu remplacera l'ancien ce qui permet de passer sans à-coups d'un code à l'autre.

L'ancien code est appliqué uniquement aux résistances à fils de sortie radiaux (fig. 3).

Il faut d'ailleurs remarquer que, sauf en ce qui concerne les tolérances et les facteurs de multiplication fractionnaires 0,1 (or) et 0,01 (argent) qui n'existaient pas précédemment, le nouveau code est très facile à déchiffrer lorsqu'on connaît l'ancien; il suffit de remplacer la lecture « corps, bout, point » dans l'ordre, par la lecture « bande a, bande b, bande c dans l'ordre.

COULEUR	BANDE a	BANDE b	BANDE c	BANDE d
	Premier chiffre	Second chiffre	Facteur de multiplication	Tolérance
Noir	0	0	1	
Brun	1	1	10	
Rouge	2	2	100	
Orange	3	3	1.000	
Jaune	4	4	10.000	
Vert	5	5	100.000	
Bleu	6	6	1.000.000	
Violet	7	7	10.000.000	
Gris	8	8	100.000.000	
Blanc	9	9	1.000.000.000	
Or	néant	néant	0,1	± 5 0/0
Argent	néant	néant	0,01	± 10 0/0
Sans couleur	néant	néant	néant	± 20 0/0



Aspect de l'intérieur de l'analyseur.

Qu'est-ce que le « Signal Tracing » ou « dépannage dynamique » ?

La méthode du « Signal Tracing » consiste à suivre le signal recueilli par l'antenne au cours de son périple dans tous les étages du récepteur. Ce terme anglosaxon a été traduit en français par « dépannage dynamique ».

En effet, le récepteur est analysé en fonctionnement normal. Le signal peut être celui fourni par un générateur H.F. ou, plus simplement, par une émission puissante. Quant à l'analyseur et à la méthode d'utilisation nous relevons plusieurs variantes de conception.

E. Aisberg et A. et G. Nissen, dans leur livre « Méthode dynamique de dépannage et de mise au point », décrivent une méthode nécessitant : un générateur H.F. à tension étalonnée, un générateur B.F. à sortie étalonnée et un voltmètre à lampe. C'est la méthode à « sortie constante ».

Au lieu de brancher continuellement le générateur à l'entrée du récepteur et de mesurer successivement, en allant de l'entrée vers le haut-parleur, les tensions apparaissant en divers points, on peut faire le contraire.

Le voltmètre à lampe est branché à demeure à la sortie du récepteur. On branche le générateur B.F. successivement à l'entrée des divers étages B.F., puis le générateur H.F. de la détection à l'antenne en remontant de la sortie vers l'entrée du récepteur.

La tension indiquée par le voltmètre à lampe est maintenue constante. La tension fournie par les deux générateurs est réduite au fur et à mesure que le nombre

d'étages intercalés entre eux et le voltmètre augmente. Il est donc possible de mesurer l'amplification de chaque étage et de déceler les anomalies du récepteur analysé.

Dans ces deux méthodes, les appareils de mesure nécessaires sont complexes et coûteux. La méthode que nous allons décrire est simple et l'analyseur peu coûteux. Un dépanneur entraîné peut se contenter de cet appareil pour dépanner complètement les récepteurs. En effet, cet analyseur universel sert :

— d'analyseur dynamique en mesurant le gain de tous les étages, d'un récepteur (telle que soit la fréquence du signal (télévision et récepteur pour modulation de fréquence).

— de voltmètre à lampe alternatif de quelques mV à environ 100 volts, pour des fréquences comprises entre quelques p/s de 200 MHz,

— de voltmètre à lampe continu de quelques mV à environ 100 volts.

On reprend ici la méthode dite à « entrée constante ». Le récepteur à dépanner est accordée sur une station locale puissante fournissant un champ électromagnétique élevé de façon que l'antenne délivre au récepteur une tension H.F. modulée de quelques millivolts.

L'analyseur doit être suffisamment sensible pour déceler cette tension.

Après le changement de fréquence, la tension à mesurer est plus importante et sa fréquence a notablement baissé. Enfin, après la détection, la tension dépasse le volt et peut atteindre une centaine de volts, tandis que la fréquence du signal descend jusqu'à quelques périodes par seconde.

L'idée de base qui a présidé à l'élaboration de cet analyseur est la suivante.

ANALYSEUR DYNAMIQUE

Analyseur pour le Voltmètre pour tension Voltmètre pour tensions

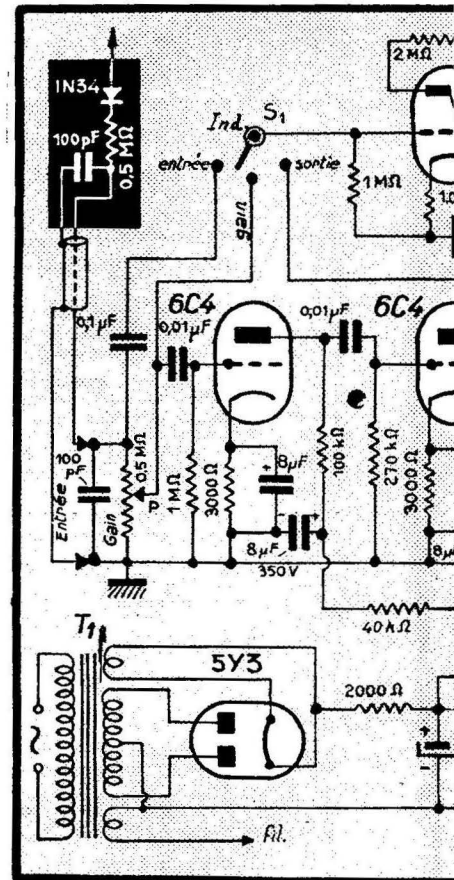
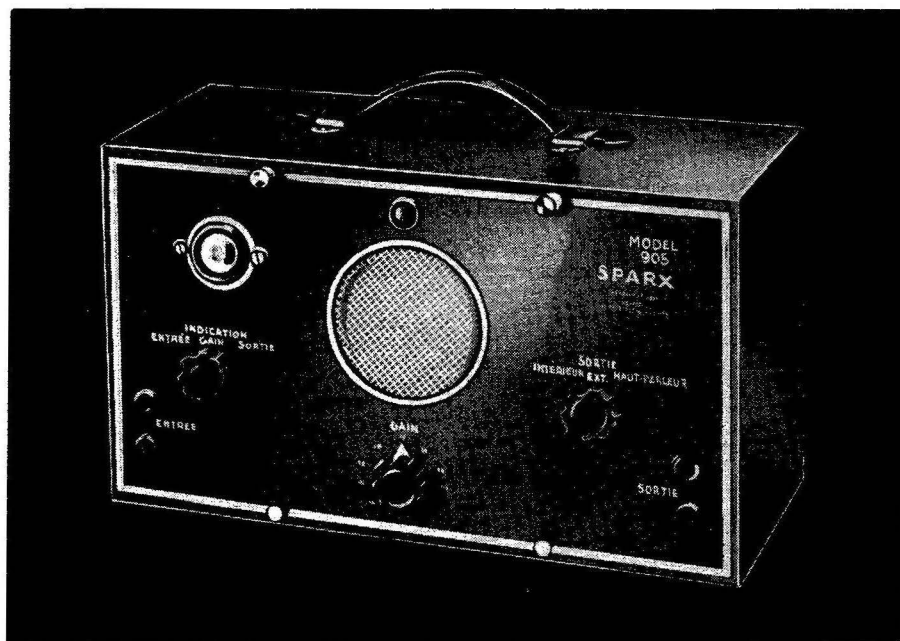


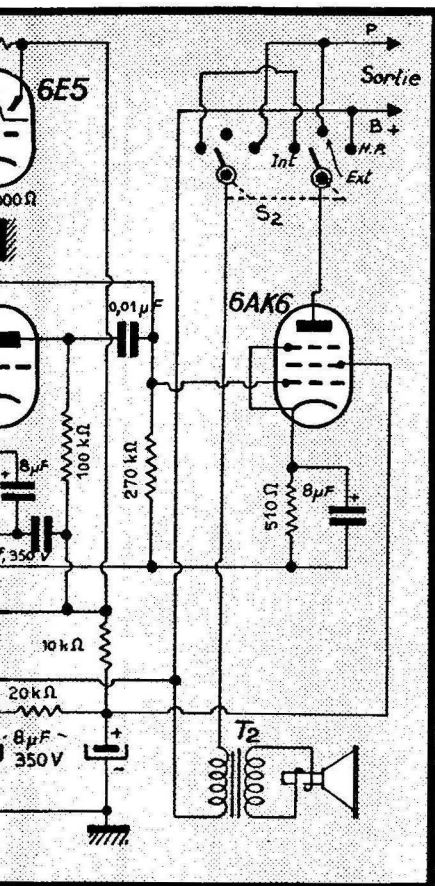
Fig. 1. — Schéma général

ANALYSEUR ELECTRONIQUE

dynamique
dépannage
électronique
signaux continus
électronique
signaux alternatifs



Aspect de l'analyseur sans probe.



de l'analyseur américain.

Il suffit de détecter le signal, quel qu'il soit, par un détecteur à large bande qui fonctionne aussi bien à 200 MHz qu'à quelques périodes par seconde, puis d'amplifier la tension détectée suffisamment pour qu'une tension H.F. de quelques millivolts donne une déviation appréciable du secteur lumineux d'un indicateur cathodique. Un haut-parleur permet de contrôler la qualité du signal et de détecter les distorsions, les crachements, les mauvais contacts et les fonctionnements intermittents.

Description de l'analyseur

La photo de droite montre l'analyseur dans sa boîte métallique, facilement portable. On distingue au centre, le haut-parleur de contrôle; en haut et à gauche, l'indicateur de réglage; au centre inférieur, la mesure du gain des différents étages; en bas et à gauche, les douilles de la sonde.

La figure 1 indique le schéma général de l'analyseur. Le probe (en blanc sur fond noir) est composé: du détecteur à cristal 1N34; d'une résistance de protection de 500.000 Ω et du condensateur de 100 μμF de très haute qualité, si possible un condensateur isolé à la céramique H.F.

Le détecteur à cristal 1N34 a été décrit dans le N° 104 de « Toute la Radio » page 99. Il comprend un petit cristal de germanium et une pointe chercheuse qui rappelle les bons vieux détecteurs à galène. Ce détecteur est linéaire pour des tensions très faibles et peut admettre des tensions de l'ordre de 100 volts sans surcharge. Il permet la détection de signaux de fréquences allant de quelques périodes par seconde à plus de 200 MHz.

Un câble à un conducteur blindé à faible capacité, relie le probe à l'analyseur. La figure 2 donne les détails de montage du probe.

Entre les bornes d'entrée de l'analyseur, on rencontre un condensateur de 100 μμF de haute qualité, si possible un condensateur isolé à la céramique H.F. et un potentiomètre de 500.000 Ω au graphite et parfaitement linéaire.

Un commutateur S_1 marqué « Indicateur cathodique » relie la grille du tube 6E5 :

— soit à l'entrée, au travers du condensateur de 0.1 μμF. C'est la position « entrée » du commutateur S_1 . Elle permet la mesure des tensions alternatives importantes,

— soit directement au curseur du potentiomètre. C'est la position « gain » du commutateur S_1 . Elle permet la mesure des tensions continues. Ces tensions peuvent être faibles ou élevées, la mesure est effectuée grâce au potentiomètre P. Cette position permet également la mesure des tensions alternatives de valeurs élevées non superposées à une tension continue,

— soit, enfin, à la grille du tube de puissance. C'est la position « sortie » du commutateur S_1 . Elle permet la mesure des tensions alternatives modulées, de très faible valeur. En effet, ces tensions ont été amplifiées après détection par les deux triodes 6C4, avant d'être appliquées sur la grille de l'indicateur cathodique.

L'analyseur proprement dit est constitué par un amplificateur B.F. à trois étages. Les deux premiers sont assurés par des triodes miniatures 6C4 montées à résistance-capacité. Le dernier étage est une penthode 6AK6 miniature qui délivre 1 watt modulé avec 10 0/0 de distorsion dans une résistance de 10.000 Ω.

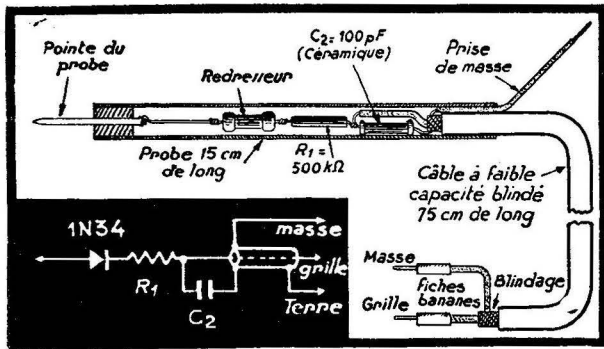


Fig. 2. — Cette figure montre le schéma de principe du probe et son montage pratique. On observera la disposition en ligne des éléments qui permet d'obtenir des dimensions très réduites et des capacités parasites faibles.

L'alimentation classique est assurée par une valve biplaque 5Y3. Le filtrage comprend deux résistances et deux capacités de $8 \mu\text{F}$, étant donné le faible débit H. T. de l'ensemble.

La penthode de puissance peut être reliée, grâce au commutateur S_2 :

— soit au haut-parleur à aimant permanent de 9 ou de 12 cm de diamètre, sur la position « intérieur » de S_2 .

— soit à n'importe quel haut-parleur extérieur d'impédance convenable, branché aux deux bornes inférieures à droite de la face avant de l'appareil. Le commutateur S_2 est mis sur la position « extérieur ».

L'analyseur permet ainsi la vérification du haut-parleur du récepteur à dépanner.

— Sur la troisième position « Haut-Parleur », le commutateur S_2 relie le H.P. intérieur de l'analyseur, aux bornes inférieures droites de la face avant. Le haut-parleur intérieur peut ainsi remplacer momentanément le haut-parleur du récepteur en essais.

La photo de gauche (p. 48) montre la construction intérieure de l'analyseur. On voit que les organes sont disposés de façon à raccourcir au maximum les connexions, diminuer les capacités parasites et permettre un gain élevé sans risque d'accrochage. Le gain total de l'amplificateur est de 65 db, soit, en tension 1.778 fois.

Fonctionnement de l'appareil

1° En « Signal Tracer ». — Le récepteur à dépanner est branché sur le secteur et mis sous tension. Il est réglé sur une station locale et puissante, l'antenne étant reliée au récepteur.

Le « Signal Tracer » est mis sous tension. Le probe est relié aux bornes d'entrée de l'analyseur. Le commutateur S_1 est placé sur la position « sortie » et le potentiomètre gradué de gain est placé au maximum. La masse de l'analyseur est reliée à la masse du récepteur et la pointe du probe est posée sur la borne d'antenne.

Le haut-parleur de l'analyseur fait entendre la modulation de la station locale, tandis que l'indicateur cathodique se ferme légèrement. En effet, les quelques millivolts H.F. recueillis par l'antenne, sont détectés par le cristal 1N34. La modulation est amplifiée par l'analyseur et actionne le haut-parleur. Le 6E5 se ferme complètement pour une tension de 3.5 volts appliquée sur sa grille. Il est relié par le commutateur S_1 à la grille du tube 6AK6. Le signal a déjà été amplifié par les deux étages 6C4. En supposant, qu'après détection, la tension à l'entrée de l'analyseur soit de 1 mV et la tension sur

la grille du 6E5 sera de 0.4 V, puisque le gain des deux étages 6C4 est de 400 environ. Une telle tension (1 mV) ferme très légèrement l'œil 6E5. Il faut remarquer que le champ produit par une station locale est largement suffisant pour induire dans une antenne de quelques mètres une tension de 1 mV.

Le probe est ensuite placé sur la grille du tube changeur de fréquence ; le 6E5 doit se fermer un peu plus, par suite du coefficient de surtension du bobinage d'entrée.

Sur la plaque du tube changeur de fréquence, on ne recueille plus de la H.F., mais de la M.F. qui est détectée de la même manière. L'indicateur se ferme à peu près complètement faisant ressortir le gain de conversion de l'étage.

Sur la grille du tube M.F., il faut déjà réduire le gain pour mesurer le coefficient de surtension du premier transformateur M.F. L'audition donnée par le haut-parleur est de plus en plus puissante.

Et ainsi de suite... ; il arrive un moment où le 6E5 est surchargé. Il suffit de manœuvrer S_1 pour relier la grille à l'« entrée » de l'analyseur. Si la tension détectée est voisine de 0.5 V, la déviation est suffisante.

Il est ainsi facile d'isoler l'étage déficient et de découvrir l'organe à remplacer. Le réglage des transformateurs M.F. et de la commande unique est facilement suivi sur l'écran du tube 6E5.

2° En voltmètre à lampe pour tensions alternatives. — Il faut tout d'abord commencer par étalonner par comparaison l'analyseur.

Prendre un voltmètre alternatif précis et une source de tension variable à 50 p/s (transformateur abaisseur à plusieurs prises, branché sur le secteur). L'analyseur est mis sous tension; le probe est branché aux bornes d'entrée et le commutateur S_1 est mis sur la position « gain ». Le point commun de la source alternative est relié à la masse de l'analyseur et la pointe du probe à la source de tension. Le potentiomètre « gain » est placé au maximum.

Appliquer une tension alternative croissante jusqu'à la fermeture de l'indicateur cathodique, sans surcharger, et noter la tension appliquée. Tourner le bouton du potentiomètre « gain » qui est gradué de 1 à 20 par exemple, et noter la

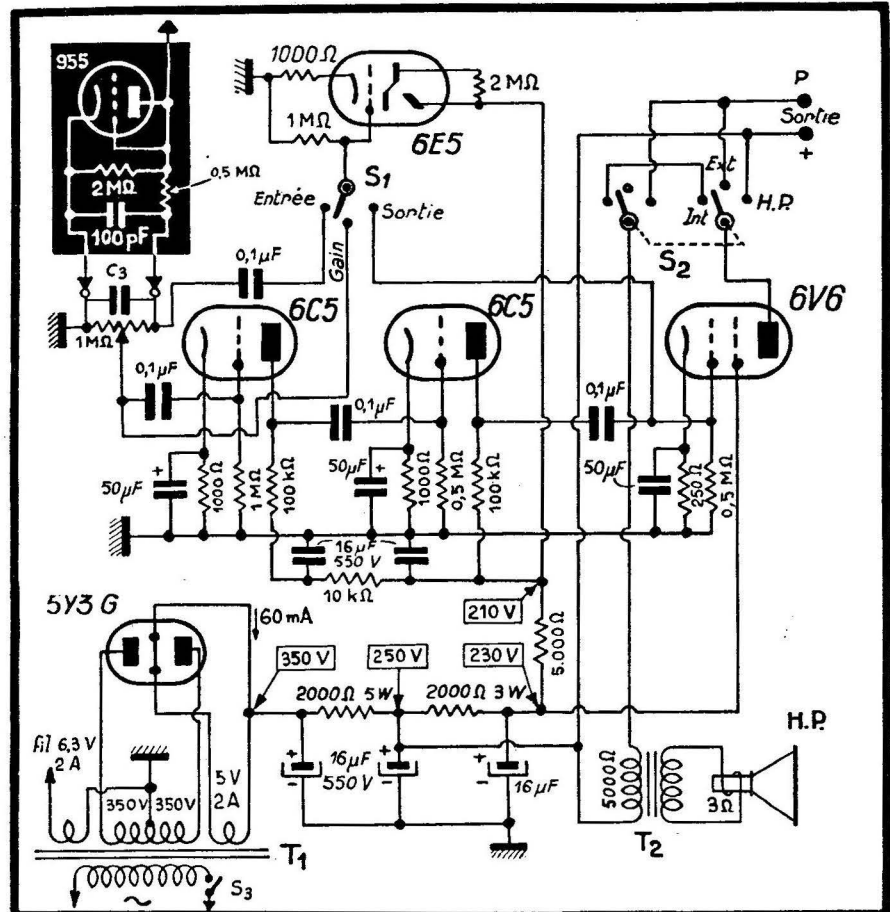


Fig. 3. — Schéma général de l'analyseur.

tension alternative à appliquer pour fermer le 6E5 et pour chaque chiffre du potentiomètre. Il est facile de dresser une courbe d'étalonnage du voltmètre en fonction de la position du bouton du potentiomètre. L'indicateur doit être toujours fermé. L'étalonnage est exact quelle que soit la fréquence de la tension alternative appliquée.

Il faut remarquer que le chiffre zéro du cadran du potentiomètre « gain » correspond à la position haute du curseur de la figure 1, c'est-à-dire que le maximum de tension est appliqué à la grille. Le chiffre le plus élevé (20 par exemple) correspond à la position basse du curseur où il est relié à la masse.

Ainsi étalonné, avec sa courbe, l'analyseur peut servir de voltmètre à lampe couvrant la plage de 1 à 100 volts environ. Sa résistance interne est de l'ordre de 500.000 Ω .

3° En voltmètre à lampe pour tensions continues. — Le probe détecteur est débranché de l'appareil. Dans les bornes d'entrée, on place deux conducteurs souples que l'on relie à une source de tension continue réglable et contrôlée par un voltmètre précis. Le commutateur S_1 est mis sur la position « gain ».

Pour tracer la courbe d'étalonnage, il faut opérer comme précédemment avec les tensions alternatives. On obtient une courbe donnant la tension continue appliquée en fonction de la position du potentiomètre de « gain » toujours, bien entendu, lorsque le 6E5 est fermé, sans être surchargé. La plage couverte s'étend de 1 volt à 100 volts environ. La résistance interne du voltmètre est d'environ 500.000 Ω . Il est possible de mesurer avec une bonne précision les tensions d'écran, d'antifading, de polarisation, etc...

4° En amplificateur d'essai pour microphones et pick-up. — En débranchant le probe détecteur, l'analyseur devient un petit amplificateur B.F. très sensible. Il est donc facile de brancher à l'entrée un microphone ou un pick-up et d'apprécier leurs qualités.

Réalisation

Nous avons publié le schéma de ce « Signal Tracer » tel qu'il est réalisé aux U.S.A. et vendu à des milliers d'exemplaires par une maison renommée.

Nos lecteurs sont ainsi certains de réaliser un appareil longuement étudié, bien mis au point et d'un fonctionnement éprouvé. Hélas ! le détecteur à cristal 1N34 et les tubes miniatures sont très difficiles à se procurer actuellement en France et peu de lecteurs pourront réaliser cet analyseur. Pour remédier à ce grave inconvénient nous avons étudié (figure 5), un schéma dérivé employant exclusivement des organes fabriqués en France. Le gain de l'ensemble est du même ordre de grandeur, seule la plage couverte par le détecteur est un peu moins étendue. Notre analyseur ne monte pas jusqu'à 200 MHz, mais atteint facilement 50 MHz. C'est plus qu'il n'en faut pour les récepteurs de télévision actuels (42 et 46 MHz).

Le probe est un peu plus volumineux et contient à la place du cristal un tube gland miniature 955 bien connu en France. Ce tube peut être remplacé à la rigueur par un tube 6H6 ou un tube EB4. Le câble de jonction du probe contient un conducteur supplémentaire pour l'alimentation du filament du tube utilisé.

Les tubes 6C4 sont remplacés par des tubes 6C5 de caractéristiques très voisines.

Par contre, il n'existe pas en France d'équivalent du tube 6AK6. Il a fallu le remplacer par le tube 6V6 de caractéristiques plus poussées et donnant une puissance supérieure, ce qui n'est pas un inconvénient. Le gain de l'ensemble est un peu supérieur et il faut faire très attention aux accrochages. Le câblage doit être soigné et les conducteurs les plus courts possibles.

Le tube 6E5 bien que rare peut être trouvé. A la rigueur le tube 6AF7 peut être utilisé en ne tenant compte que de l'élément qui se ferme le premier pour une tension de grille de 6 volts. Le tube 6E5 se fermant pour 3,5 volts, l'analyseur perd ainsi de la sensibilité.

La valeur de certaines résistances a été modifiée en conséquence. La capacité des condensateurs de filtre a été augmentée pour réduire au minimum le ronflement du secteur. Tout le reste est sans changement.

Conclusion

Nous espérons que nos lecteurs apprécieront l'analyseur dynamique que nous venons de leur présenter. Avec cet appareil, de réalisation simple et peu coûteuse, il est possible de dépanner complètement un récepteur défaillant. Toutes les pannes, mêmes les plus difficiles à découvrir ne résistent pas à la méthode dynamique. Celle que nous venons de décrire est la plus simple et c'est elle qui nécessite le moins d'appareils de mesure.

R. BESSON.

BIBLIOGRAPHIE

LA PIEZO-ELECTRICITA, par Ing. M. Della Rocca. — Un volume de 317 pages, 21,6 x 16 cm, 220 figures. Deuxième édition, Editions Il Rostro, Milan (Italie).

L'éditeur ayant pris connaissance de la bibliographie que nous avons consacrée au magnifique ouvrage du professeur Ed. Palmans : *Piézo-électricité*, écrit par F.-H. Brans, à Anvers, que nous présentons comme le premier traité en cette matière publié en Europe, nous demandons une rectification.

En effet, la première édition du livre de M. Della Rocca est sortie des presses en 1943. Nous nous excusons de cette erreur, mais tout comme le Pr Palmans et son éditeur, nous ignorions l'existence de cet ouvrage (et pour cause...).

Il sera d'un précieux concours à l'ingénieur, car l'auteur développe la question piézoélectrique tant en ce qui concerne la théorie, que ses applications scientifiques et industrielles.

C'est un volume très complet, bien présenté : de nombreuses photographies illustrent le texte, qui fait honneur à son auteur tout comme à son éditeur. A notre connaissance, cet excellent ouvrage n'est pas vendu en France. — Ch. D.-P.

CARACTERISTIQUES OFFICIELLES DES LAMPES RADIO. — Album de 32 pages 215 x 270 mm, sous couverture en couleurs, 125 figures. Editions Radio. Prix : 120 fr.

Les caractéristiques de service des tubes radio sont contenues dans le décalogue officiel « Lexique Officiel », de Gaudillat, dont tout atelier, tout laboratoire, tout technicien possède au moins un exemplaire. De par sa conception même (maximum de renseignements dans un minimum de place), le Lexique ne pouvait

contenir que les **Caractéristiques de service** des tubes mentionnés. Suffisantes pour un travail de dépannage, elles ne sont pas assez complètes pour des études plus poussées.

Quand il s'agit de déterminer l'impédance optimum de charge, le taux de distorsion, la puissance utilisable ou établir un antifading correct, il est indispensable d'avoir les courbes caractéristiques. Aussi, pour répondre à de nombreuses demandes, avons-nous entrepris la publication d'une série d'albums contenant les caractéristiques complètes, graphiques et numériques de tous les tubes utilisés.

Le premier album, qui vient de paraître, est consacré aux lampes européennes, série standard. Il contient les tubes suivants : EB4, EBG3, EBF2, EBL1, ECH3, EFG, EFB, EFD, EM4, EL2, EL3N, EL5, EL6, 1882, 1883.

Pour chaque tube, sont donnés le culot, les capacités interélectrodes, les caractéristiques détaillées de service, les caractéristiques limites, les données pour divers régimes d'utilisation, le schéma type d'emploi et jusqu'à 12 clichés de courbes, selon le cas. Au total, l'album comprend 125 figures. C'est dire le souci d'offrir une documentation complète qui a présidé à sa conception. La présentation est claire, homogène et pratique.

ALIGNEMENT DES RECEPTEURS, par W. Sorokine. — Brochure de 135 x 215 mm., 41 fig. — Editions Radio. Prix : 60 fr.

Le sujet a fait l'objet de gros ouvrages et de minces plaquettes. Mais nul n'a su l'exposer avec autant de clarté que Sorokine. Peut-être parce que cet auteur est à la fois un praticien expérimenté et un théoricien avisé. De la théorie du réglage unique, il n'expose que le strict nécessaire. Mais la pratique est traitée avec un soin minutieux des détails.

Quand on sait dans quelle mesure les performances d'un récepteur dépendent de son alignement, on ne saurait trop conseiller le livre de Sorokine à tous les techniciens de la réception. Ils y trouveront les conseils précieux non seulement pour les cas où tout va normalement « comme dans un livre », mais aussi pour ceux où des anomalies viennent causer des embarras.

LEXIQUE TECHNIQUE ANGLAIS-FRANÇAIS DU CINEMA, par H. Piraux. — Une brochure de 312 p 135 x 205. Editions Film et Technique. Prix : 90 fr.

Noter ami Piraux connaît également bien le français, l'anglais et la technique du cinéma. C'est ce qui explique la parfaite tenue de cette petite brochure procurant la traduction de 1.500 termes. Elle facilitera la lecture des ouvrages anglais et américains.

Tenant plus que ne promet le titre, l'auteur a également fait figurer un lexique français-anglais ainsi que des tableaux de conversion des unités anglaises.

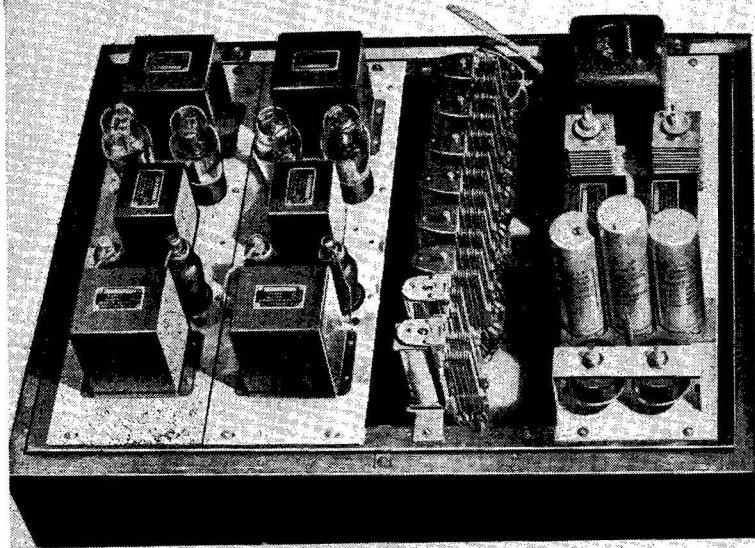
ENCYCLOPEE DE L'ELECTRICITE ET DE LA T.S.F., tome 1, par H. Lanoy. — Un vol. de 160 pages, 28 x 19 cm, 157 figures. Editions Desforges (Paris). Prix : 290 francs.

Cet ouvrage est destiné essentiellement aux radios de l'aéronautique.

Le chapitre premier traite de la T.S.F. à bord des avions modernes et des différents procédés de guidage.

Le chapitre II décrit l'appareillage électrique spécial des avions tels que dégivrateurs, projecteurs d'atterrissage, hélice à pas variable, frein électromagnétique, etc... — C. C.

L'Interphone sans commutation



Amplificateurs pour la réalisation de l'interphone.

Coup d'œil rétrospectif

Nul n'ignore plus, aujourd'hui, ce qu'est un « Interphone ». Il n'est pas d'entreprise, grande ou petite, qui n'ait adopté, en complément au téléphone privé, une installation téléphonique à haut-parleurs.

Les services rendus sont considérables, tant par les gains de temps obtenus que par la fatigue évitée. En Amérique, ces appareils ont, depuis longtemps, dépassé les domaines de l'industrie et du commerce pour se répandre largement dans la vie privée. Nombre de familles l'utilisent journellement pour surveiller le sommeil de bébé, la chambre d'un malade, la cuisine; pour assurer une liaison rapide avec le concierge, le garage, le magasin, etc... Mais, si l'Amérique fait un usage intensif de l'interphone, il n'est peut-être pas exact de dire que ce pays en est la patrie. En effet, dès 1934, en France, un spécialiste du téléphone étudiait et mettait sur le marché des installations bilatérales en haut-parleur qui fonctionnent encore aujourd'hui sans défaillance.

Ces appareils utilisaient un microphone à charbon pour la transmission et un haut-parleur d'excitation pour la réception (l'aimant permanent de petit diamètre n'était pas encore né en France).

L'interphone classique, vulgarisé outre-Atlantique, emploie le haut-parleur en guise de microphone; cette solution, presque uniquement employée de nos jours, est élégante et peut paraître économique comparée à la précédente; cependant, il n'est pas inutile de signaler un avantage non négligeable du microphone à charbon: en raison de l'importante tension de modulation qu'il délivre, on peut se contenter d'une faible amplification pour attaquer un haut-parleur (une EL3 suffit généralement sans préamplificatrice); il en résulte une audition remarquablement calme, exempte de bruit de fond et de parasites; cette qualité est appréciable dans certains cas où les locaux à sonoriser sont très parasités par des moteurs; les lignes qui alimentent les différents haut-parleurs forment, en effet, antenne et amènent tout à l'entrée de l'amplificateur.

Cette remarque faite, nous ne nous étendrons pas davantage sur la technique de l'interphone classique qui est familière aux lecteurs de « Toute la Radio ».

Le problème est posé... par le client

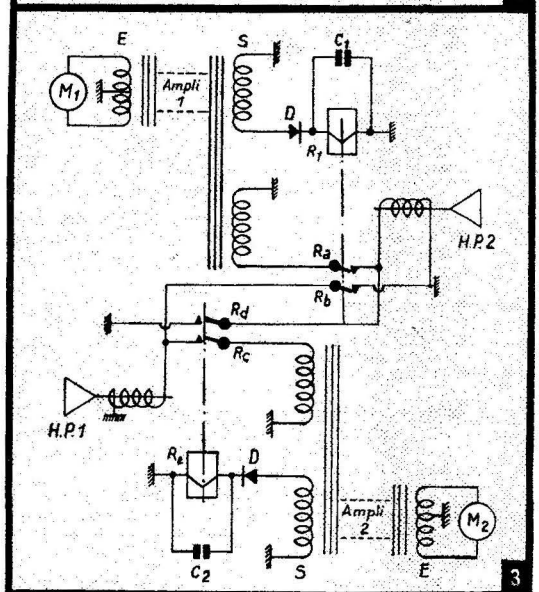
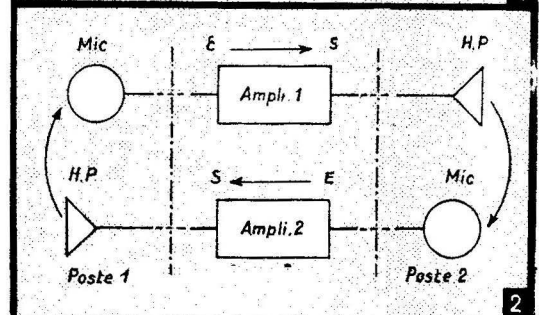
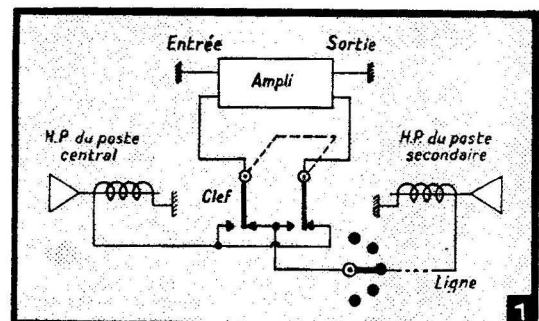
Nous désignons généralement par le terme « clef » (on dit aussi « pédale ») la manette « écoute-parole » qui commande le commutateur d'inversion du sens de conversation (fig. 1). C'est l'âme du système. C'est aussi la bête noire de l'utilisateur dans les premiers jours qu'il utilise son appareil; tant que l'habitude n'est pas prise, manœuvres à contre-sens, prématurées ou tardives, sont fréquentes; aussi la réflexion suivante est-elle faite neuf fois sur dix à l'installateur: « C'est très bien votre engin, mais ne peut-on supprimer cet accessoire embêtant? »

Les réponses varient suivant la compétence de l'interlocuteur: « C'est impossible, le haut-parleur servant de microphone, il est indispensable d'effectuer une commutation, suivant que vous parlez ou que vous écoutez. »

Ou bien: « Ça n'est pas possible, puisqu'il n'y a qu'un ampli; il est nécessaire de le mettre alternativement à la disposition de l'un et de l'autre correspondant. » Sur ce, nouvelle réflexion classique du client: « Dans ce cas mettez deux amplis, la question sera réglée; j'aime mieux payer plus cher et avoir les mains libres quand je parle. » Preuve de l'exigence croissante de la clientèle moderne, qui veut toujours plus de confort.

En réalité, l'utilisation de deux amplificateurs ne résout pas la question; tout technicien prévoit aisément ce qui se passe si on « lâche » en liberté deux amplificateurs dont les entrées et sorties alimentent deux mêmes pièces; la réaction des haut-parleurs sur les microphones amorce un sifflement ou hurlement permanent qui rend impossible l'utilisation bilatérale. On a réalisé un véritable multivibrateur, dans lequel la liaison électrique entre sortie et entrée est remplacée par une liaison acoustique toute aussi efficace (fig. 2).

Cependant, le problème n'est pas insoluble, et divers systèmes furent imaginés dès 1935. C'est à cette date que furent installés les premiers appareils à Paris, et les brevets, demeurés sans opposition, pris tant en France qu'à l'étranger, montrent qu'à l'époque, notre pays était, sinon le seul à s'intéresser à la question, du moins le premier à l'avoir résolue pratiquement.



Aucune manœuvre Parole-Ecoute



Une belle réalisation industrielle.

A la recherche d'une solution

Nous allons passer en revue les divers circuits imaginés pour éliminer l'effet « Larsen » dans les interphones à liaison bilatérale sans commutation.

Citons immédiatement un système proposé, vers 1938, simultanément par une maison française et une maison allemande, et réalisé à quelques exemplaires.

Les deux amplificateurs de la figure 2 alimentent chacun, par leur sortie, un relais téléphonique sensible venant au travail à l'apparition de la modulation. Le relais qui « colle » le premier, met hors de service l'autre amplificateur et branche son H.P. De cette façon, un seul amplificateur fonctionnant à la fois, il ne peut y avoir réaction de l'un sur l'autre (fig. 3).

Le système est théoriquement parfait, mais pratiquement, les résultats sont décevants, en raison de l'inertie mécanique des relais; cette inertie provoque des retards de fonctionnement, donnant un effet désagréable, par coupures des premières syllabes de chaque mot. Cet inconvénient paraît catastrophique quand l'appareil est utilisé dans des services de comptabilité, où la transmission d'un nombre tel que 780, par exemple, sera tronquée, pour ne plus donner à l'arrivée, que 180. Cela nous montre la nécessité de recourir uniquement à des procédés électroniques.

D'Amérique nous est venu le circuit en pont (1), déjà utilisé en téléphonie normale (stations de répéteurs).

Ce circuit (fig. 4) fonctionne correctement tant qu'on n'exige pas un niveau trop élevé et si l'on se contente d'une liaison bilatérale entre deux postes bien déterminés et toujours les mêmes; il faut, en effet, un équilibre rigoureux des circuits et des organes; on ne peut se permettre de prévoir des commutations qui troubleraient cet équilibre. D'après nos propres expériences, le principe séduisant pour des études d'amateurs ne nous paraît pas avoir d'intérêt commercial.

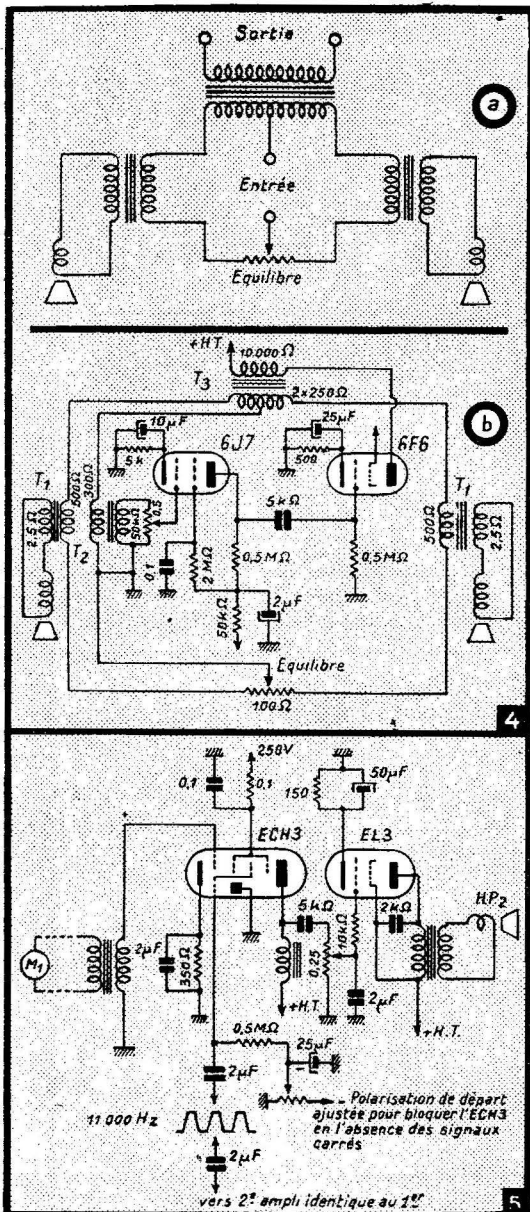
Signalons un système proposé par A.-H. Langlois (fig. 5) et faisant usage d'un commutateur électronique, libérant alter-

nativement chaque amplificateur pendant une fraction de seconde. On peut utiliser un multivibrateur comme dans les commutateurs d'antennes (trafic O.C.). Nous avons fait les essais en partant d'un oscillateur sinusoïdal à 11.00 p/s. La sinusoïde étant transformée en signal trapézoïdal par le jeu des lampes saturées, et le dit signal, appliqué au retour de grilles de deux amplificateurs normalement bloqués par surpolarisation au « cut-off ».

Les amplificateurs sont obligatoirement du type symétrique (push-pull) pour éliminer la composante de découpage, et le signal doit conserver une forme trapézoïdale pour maintenir un léger temps mort entre le déblocage d'un amplificateur et le blocage de l'autre; en outre, la période d'utilisation de chaque amplificateur étant réduite à 1/25.000 seconde environ, durant chaque 1/11.000 seconde, il faut augmenter la puissance des amplificateurs dans le même rapport pour conserver une puissance acceptable.

En principe, ce système est donc viable et il résoud radicalement le problème de la liaison électrique; mais en pratique, on aboutit encore à un échec. En effet, la constante de temps de la liaison acoustique H.P. - microphone est supérieure au temps de coupure; autrement dit, on ne peut éviter que les vibrations émises par le H.P. ne viennent impressionner le microphone pendant la période de liberté de celui-ci (1/25.000 seconde) puisque ces vibrations peuvent mettre 5 à 6 fois plus de temps pour parvenir au microphone (suivant la distance entre H.P. et micro). Si l'on rapproche trop ces deux organes, le problème se complique du fait de l'inertie de la membrane du H.P. Nous n'avons pas poursuivi plus avant ces essais. Il est évident que si nous remplaçons les H.P. par des casques, le fonctionnement est parfait.

Une importante société de construction téléphonique a, paraît-il, fait des essais sur un autre principe; les fréquences vocales étant filtrées et transposées, à chaque amplificateur est affectée une bande déterminée n'empiétant pas sur l'autre. Nous ne possédons pas d'autres détails sur ce système; il n'est pas impossible que la liaison bilatérale s'effectue correctement sans amorçage, mais il est probable que la parole est reproduite avec de profondes altérations.



(1) Ce circuit a été décrit dans le n° 65 (juin 1939) de *Toute la Radio* (actuellement épuisé).

La solution

Nous abordons maintenant des circuits qui ont fait leurs preuves.

Le premier en date, construit en série, rappelle, dans ses grandes lignes, le système à relais.

Nous voyons (fig. 6) deux amplificateurs classiques avec microphone et H.P. En l'absence de conversation, les gains de ces amplificateurs sont maintenus à un niveau assez bas pour ne pas amorcer les oscillations indésirables; étant bien entendu que microphones et H.P. sont suffisamment écartés l'un de l'autre et les H.P. suffisamment directifs pour situer les microphones dans un « angle mort ». En pratique, ces conditions ne sont jamais réalisées, et un tel ensemble abandonné à lui-même restera stable tant que régnera le silence, mais le moindre bruit suffira à déclencher l'accrochage.

Disposons alors, en sortie de chaque amplificateur, un redresseur R, dans le sens voulu pour obtenir, par redressement de la modulation amplifiée, une tension négative.

Cette tension sera appliquée au retour grille de la lampe de sortie de l'autre voie. On conçoit donc que, si cette lampe a une caractéristique I_p/V_g abrupte et un coude brusque pour l'amener au « cut-off », l'apparition de la tension négative due à la modulation, si elle a une valeur suffisante, peut annuler le courant plaque de la lampe et, par conséquent, bloquer le H.P. correspondant. Les circuits étant identiques dans les deux amplificateurs, le fonctionnement est le suivant : la personne qui parle en premier provoque le blocage de l'autre voie, mais la constante de temps du circuit R-C est telle qu'après chaque syllabe, l'amplificateur bloqué se libère et peut être pris à son tour par l'interlocuteur, pour une réponse ou une interruption.

Tel quel, ce système fonctionne parfaitement, mais on est limité en puissance du fait qu'au repos le gain est réduit en dessous de la limite d'accrochage. Un premier perfectionnement a consisté à se servir de la disparition du courant plaque des lampes bloquées, pour augmenter le gain de l'amplificateur au travail; à cet effet, les deux amplificateurs sont alimentés par deux valves indépendantes, et les lampes d'entrée, choisies à pente variable ou caractéristiques « basculantes », sont polarisées par les retours H.T. de la voie opposée. Le courant plaque des lampes de sortie non bloquées maintient une polarisation élevée sur les lampes d'entrée : K réduit; la lampe bloquée fait disparaître partiellement la polarisation : K élevé. La sécurité de fonctionnement est assurée du fait que c'est le verrouillage même d'une voie qui provoque la suramplification sur l'autre (fig. 7).

Quelques perfectionnements possibles

Les résultats obtenus sont déjà très satisfaisants; de nombreuses installations connues sous le nom de « Téléampliphone » fonctionnent sur ce principe depuis une dizaine d'années. D'autres perfectionnements sont venus depuis s'ajouter au premier.

Une marge plus importante entre les K au repos et au travail a pu être obtenue de la façon suivante : L'amplification microphonique module une oscillation H.F. travaillant sur une fréquence de l'ordre de 100 kHz. Une penthode, à circuit plaque accordé, amplifie fortement la H.F. modulée qui est ensuite redressée par la

méthode classique des diodes. On obtient ainsi une tension négative élevée utilisée pour polariser l'élément penthode H.F. de la voie opposée. On a conservé d'autre part, en sortie de chaque amplificateur le redresseur travaillant en B.F. Cette deuxième tension négative, procurée par la modulation, n'est plus employée à bloquer la B.F. de l'autre voie, mais l'oscillatrice H.F. elle-même. L'arrêt des oscillations signifie la disparition de la tension de polarisation élevée de l'amplificateur au travail; celui-ci prend instantanément son gain maximum. Des variations de gain considérables sont ainsi obtenues (fig. 8). Ce système qui donne des résultats excellents a contre lui d'être un peu complexe.

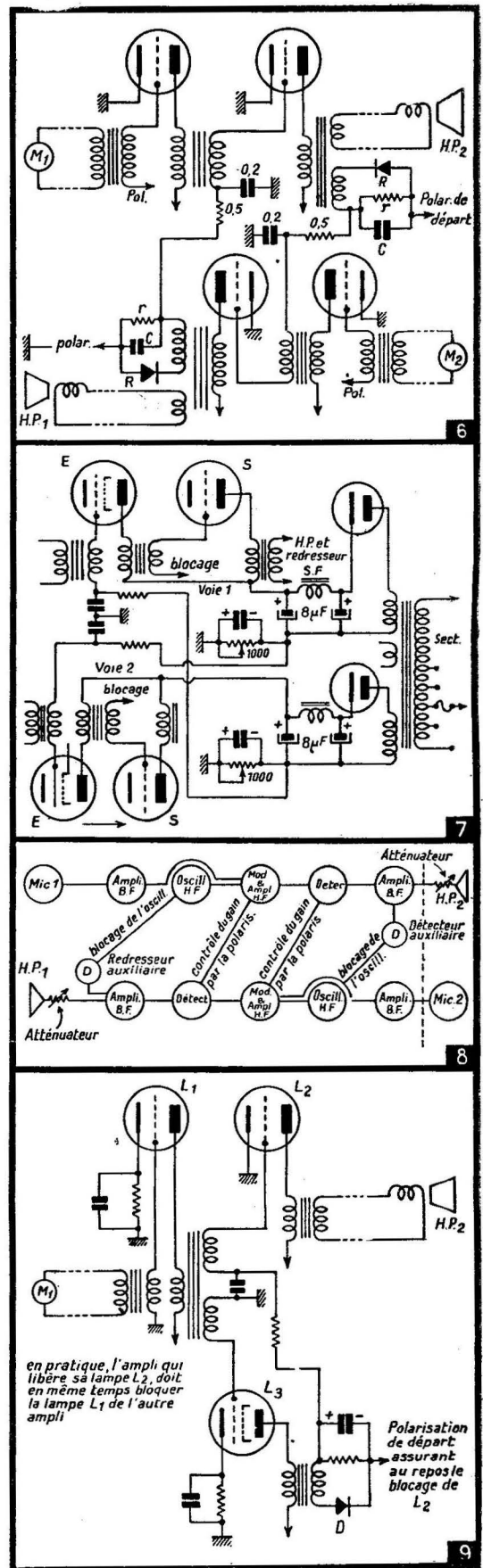
Dans le circuit suivant, plus simple nous partons au repos, de deux amplificateurs bloqués par surpolarisation (fig. 9). Des amplificateurs auxiliaires alimentant uniquement des redresseurs D, procurent les tensions nécessaires aux déblocages voulus. On conçoit que les amplificateurs étant bloqués entre mots et syllabes, aucune réaction ne peut avoir lieu; dans ces conditions, si l'on s'arrange pour qu'un seul amplificateur puisse être déblocé en un instant donné, la puissance nominale de cet amplificateur pourra être aussi grande que l'on veut, sans avoir besoin de recourir à des artifices de variations de pente. La partie délicate réside dans la constante de temps du redresseur qui doit être assez faible pour ne pas écorner les mots, comme avec les relais, et assez élevée pour ne pas reproduire intégralement la modulation.

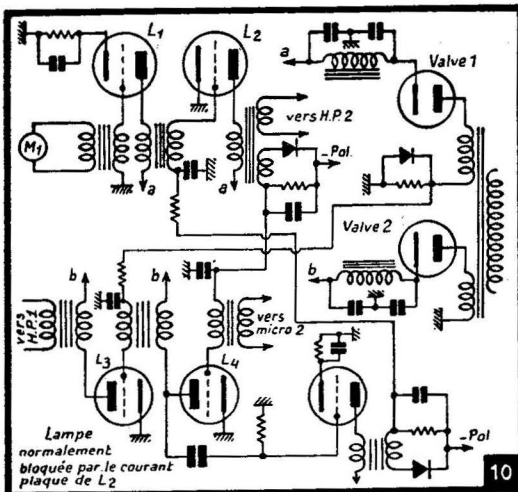
Pratiquement, nous avons adopté la disposition de la figure 10. Nous voyons qu'un seul amplificateur est bloqué au repos, l'autre étant absolument libre. Le fonctionnement est le suivant : la personne dont le microphone attaque l'amplificateur libre, est entendue instantanément et sans limitation de puissance, qualité remarquable que ne possèdent pas les circuits précédents; nous retrouvons en sortie de cet amplificateur le classique redresseur qui fournit une tension négative utilisée pour verrouiller la lampe d'entrée de l'autre amplificateur. La lampe de sortie de l'amplificateur ainsi bloqué est elle-même maintenue hors jeu par polarisation du « cut-off », et cette polarisation du « cut-off » est encore obtenue par le courant plaque de l'amplificateur au travail. Nous avons donc un double verrouillage de sécurité.

Naturellement la constante de temps du circuit redresseur est telle, qu'entre chaque syllabe, le deuxième verrouillage disparaît. Si, à ce moment, l'interlocuteur prend la parole, il déclenche les phénomènes suivants : la lampe d'entrée attaque à la fois la lampe surpolarisée, qui ne laisse rien passer, et un étage d'amplification auxiliaire qui débite sur un redresseur analogue au précédent; ce redresseur assure le blocage de la voie qui était libre jusqu'alors; ce blocage entraîne la disparition du courant plaque et, par conséquent, déblocage la sortie du deuxième amplificateur.

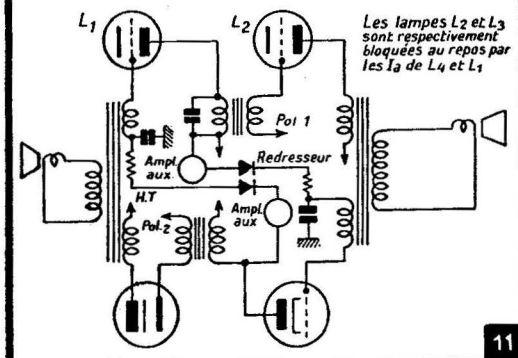
Le processus est pratiquement instantané et la sécurité absolue puisqu'un déverrouillage est presque toujours précédé d'un verrouillage, et provoqué par le verrouillage lui-même.

Citons pour mémoire un système dérivé du précédent et dans lequel, au lieu d'agir sur les polarisations des lampes, nous commandons, par l'intermédiaire du débit plaque de lampe de puissance, les excitations des H.P. Un défaut réside dans l'importance des courants à commander. On peut aussi envisager d'utiliser un mi-

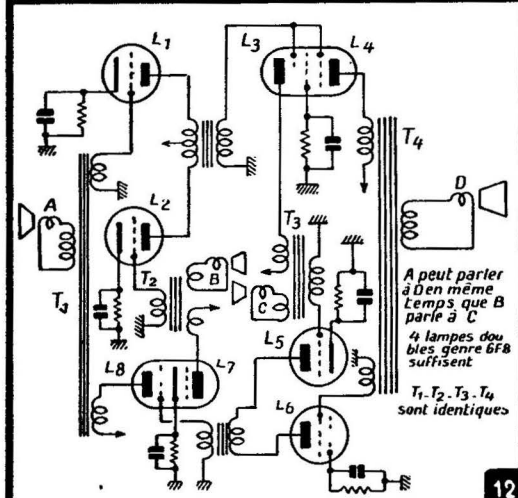




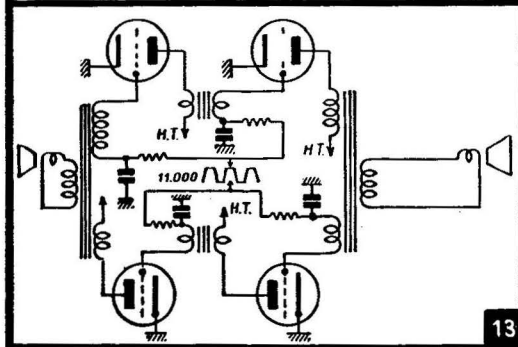
10



11



12



13

crophone statique dont on ferait apparaître ou disparaître la tension d'excitation.

Avant de passer au paragraphe suivant, nous signalerons un défaut commun à tous les circuits fonctionnant par blocage ou par déblocage : un bruit étranger à la conversation, s'il y a un niveau sonore supérieur à celui de la conversation, risque de bloquer la voie opposée pendant toute sa durée ; c'est ainsi qu'un claquement de porte ou un klaxon d'auto peut provoquer des interruptions momentanées de la conversation. Pratiquement, le défaut n'est pas très grave, mais interdit jusqu'à présent l'utilisation de ces appareils dans les locaux bruyants, tels qu'usines, imprimeries, garages, etc...

On a pu pallier partiellement à ce défaut en prévoyant dans les liaisons entre lampes, des circuits filtres ne laissant subsister que les fréquences strictement nécessaires à la compréhension de la parole ; ce procédé est efficace, et il peut être complété par un système détecteur-écréteur, imité de l'antiparasite utilisé dans certains postes radio américains.

Recherches en cours

Nous remarquerons que tous les systèmes précédents fonctionnent sur 4 fils et utilisent 2 organes spécialisés en micro et H.P.

Il nous reste à parler des circuits à 2 fils, dans lesquels, par conséquent, le même appareil, un H.P. à aimant permanent, sert de microphone et de H.P.

Le circuit en pont de la figure 4 appartient à cette catégorie ; nous avons vu pourquoi il est difficilement utilisable sur le plan commercial.

Pour tous les circuits étudiés, le problème se complique du fait qu'à la liaison acoustique nuisible, se substitue ou s'ajoute une liaison électrique encore plus dangereuse ; nous retrouvons tous les couplages parasites entrée-sortie qui tendent à rendre l'ensemble instable.

Le premier circuit étudié (fig. 11) est dérivé du système à déblocage de la figure 9. Pour conserver une stabilité suffisante, on a dû partir au repos avec les deux voies bloquées et les débloquent par des redresseurs à amplificateurs auxiliaires. On s'est heurté dans la mise au point à des difficultés de détail telles que les capacités internes des lampes ; les dites capacités assuraient un couplage suffisant pour permettre, au premier choc électrique, le fonctionnement en multivibrateur. Après avoir remplacé les triodes par des pentodes, il a fallu lutter contre les capacités de câblage, introduire des contre-réactions et divers artifices, dont le résultat final a été une réduction de sensibilité ne permettant pas encore de commercialiser ce circuit. Il sera certainement possible de faire mieux après une étude plus poussée.

Le circuit suivant (fig. 12) est basé sur un autre principe : il consiste à opposer, en certains points de chaque amplificateur, deux tensions identiques, mais en opposition de phases, de façon à annuler dans la deuxième voie toute tension en provenance de la première, et à ne laisser passer que la modulation originale du H.P.-Micro. On voit qu'un tel ensemble permettrait à quatre personnes de parler deux à deux simultanément. Pratiquement, les résultats ne sont pas encore encourageants ; comme dans le circuit du pont, il faut des organes de qualité, rigoureusement équilibrés, et nous n'avons obtenu jusqu'à présent qu'une puissance insuffisante pour des applications pratiques.

Le principe de commutateur électronique de la figure 5 semblait devoir procurer une solution radicale du problème (fig. 13). En réalité on se heurte encore à l'inertie mécano-acoustique du reproducteur de son ; la membrane, sollicitée pendant sa période de fonctionnement en H.P., continue à se déplacer pendant son fonctionnement en micro, et le tout hurle à souhait.

En guise de conclusion

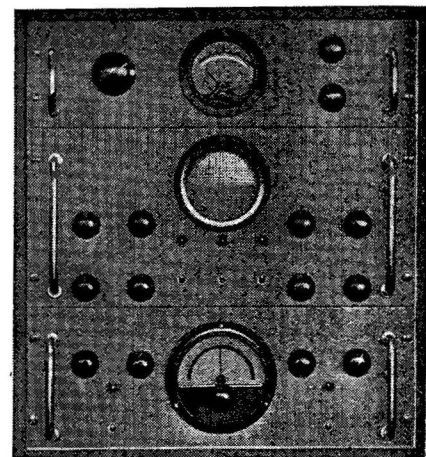
Arrivés à la fin de cette étude, nous ne pensons pas avoir épuisé toute la matière du sujet ; d'autres systèmes ont certainement été étudiés ou sont à l'étude. Nous n'avons voulu parler ici que de ceux sur lesquels nous avons personnellement travaillé et qui donnent ou ont donné des résultats pratiques ou simplement encourageants.

Nous indiquerons, pour mémoire et en guise de conclusion, un moyen radical de faire du bilatéral en H.P. puissant : il consiste à utiliser, comme microphones, des modèles dénommés « laryngophones » ou microphones de gorge. On sait que ces appareils ne sont sensibles qu'aux vibrations directes par contact ; en conséquence, les H.P. sont sans action sur eux.

Evidemment, la médaille a son revers : l'obligation de porter le collier de maintien du laryngophone, ce qui limite les mouvements possible des interlocuteurs ; d'autre part, les possibilités de conversation se réduisent aux seuls porteurs des microphones de gorge. Cette solution rencontre, toutefois, quelques applications dans des locaux particulièrement bruyants où des ordres doivent être donnés par une personne à poste fixe (assise à son bureau, par exemple) ou encore quand différents ordres doivent émaner simultanément de plusieurs personnes occupant un même local.

Pierre JEANLIN.

HYPERFRÉQUENCES



La partie essentielle du traceur de courbes C.F.T.H. qui fut présentée à l'Exposition des Radiotechniciens au Palais de la Découverte.

Cet appareil permet d'voir les courbes des amplificateurs à large bande (F.M., télévision, radar) jusqu'à une largeur de 30 MHz et, à l'exemple imité, 40 MHz.

La fréquence variable est obtenue par le battement dans un guide en T différentiel de deux ondes de l'ordre de 3 cm dont une est modulée en fréquence.

CALCUL PRATIQUE DES TRANSFORMATEURS

Calcul du nombre de volts par tour

Nous partons de la formule :

$$N_{VT} = \frac{1}{\sqrt{2}} \omega \varphi 10^{-8} \quad (1)$$

dans laquelle N_{VT} est le nombre de volts par tours, ω la pulsation ($\omega = 2 \pi f$ où f est la fréquence du secteur), φ est le flux ($\varphi = BS$ où l'induction B peut varier de 7.10^8 à 12.10^8 gauss et S est la section du « fer » en centimètres carrés).

Dans les calculs suivant, on adopte une induction moyenne de 10^8 gauss.

Appliquons la formule 1 au cas du secteur à 50 Hz.

$$N_{VT} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} 2 \times 50 \times 10^{-8} \times S \times 10^8$$

$$= 2,22 \times 10^{-2} \times S$$

$$N_{VT} = 0,0222 \text{ S}$$

Dans le cas du secteur à 25 Hz, on a :

$$N_{VT} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} 2 \times 25 \times 10^{-8} \times S \times 10^8$$

$$= 11,1 \times 10^{-3} \times S$$

$$N_{VT} = 0,0111 \text{ S}$$

Calcul du nombre de tours de chaque enroulement

Enroulement secondaire devant délivrer x volts :

a) Secteur 50 Hz nombre de tours

$$N_s = \frac{x}{0,0222 \text{ s}}$$

b) Secteur 25 Hz, nombre de tours

$$N_s = \frac{x}{0,0111 \text{ s}}$$

Enroulements primaire soumis à un secteur de y volts :

a) Secteur 50 Hz, nombre de tours

$$N_p = \frac{y}{0,0222 \text{ s}}$$

b) Secteur 25 Hz nombre de tours

$$N_p = \frac{y}{0,0111 \text{ s}}$$

On majore, en général de 5 0/0 le nombre N_s du secondaire, afin d'augmenter l'induction.

On diminue de 5 0/0 le nombre N_p du primaire pour augmenter le flux magnétique.

Calcul de la section des fils

La section est donnée par :
courant devant passer dans le fil

$$\Sigma = \frac{\text{courant devant passer dans le fil}}{\text{Densité}} \quad (2)$$

La densité est le maximum de courant admissible par millimètre carré de section du métal choisi (cuivre ou aluminium). Nous conseillons au lecteur de se reporter au tableau ci-après, avant de considérer les tables donnant le diamètre du fil à utiliser pour une intensité donnée.

Puissance	Densité
0 à 50 V/A	3,5 A/mm ²
50 à 100	3
100 à 200	2,5
200 à 500	2

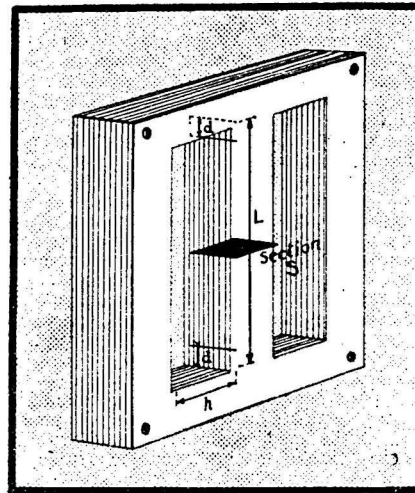
Remarque sur l'enroulement primaire

Un transformateur est calculé pour une utilisation donnée correspondant à une puissance secondaire w à fournir. La puissance du primaire est W ($W > w$, rendement toujours inférieur à 100 0/0).

Si V est la tension du secteur et I_1 l'intensité dans le primaire, on a :

$$W = VI_1 \cos \varphi \quad (3)$$

Si l'on a à faire une prise pour le branchement éventuel sur un secteur 2V (par exemple $V = 110 \text{ V}$ et $2V = 220 \text{ V}$), on devra bobiner 2 fois plus de tours, mais



à partir de la prise prévue pour V , on peut diminuer le diamètre du fil. En effet, on aura la même puissance W mais cette fois avec une tension 2V et une intensité I_2 telle que :

$$W = 2 VI_2 \cos \varphi$$

$$\text{d'où } 2 VI_2 = VI_1 \text{ donc } I_2 = \frac{I_1}{2}$$

L'intensité dans la section primaire comprise entre la prise V et l'extrémité 2V, sera donc 2 fois moindre. On peut diminuer le diamètre du fil, pour cette section, d'où économie sur le prix et réduction de l'encombrement et du poids.

Considération sur l'encombrement

Avant de se lancer dans la construction du transformateur, il faut calculer l'encombrement et voir si les bobinages pourront entrer dans les ouvertures $h \times L$ des tôles.

Pour ce, il faut considérer la surface $h \times L$ et la comparer avec l'encombrement total E des enroulements (figure).

Plus exactement il faut considérer une surface $h \times (L - 2d)$, d étant un espace libre à chaque extrémité de L ; espace à respecter, afin que les spires extrêmes ne sautent pas du mandrin de carton. (Pratiquement d est de 3 à 4 mm).

Il est aisé de calculer l'encombrement E puisque nous avons les nombres de tours de chaque enroulement et la section de chaque fil employé.

S_1 est la section du fil du primaire à N_y tours,

S_{21} est la section du fil du 1^{er} secondaire à N_{s1} tours,

S_{22} est la section du fil du 2^e secondaire à N_{s2} tours,

S_{23} est la section du fil du 3^e secondaire à N_{s3} tours, on a :

$$E = (S_1 \times N_y) + (S_{21} \times N_{s1}) + (S_{22} \times N_{s2}) + (S_{23} \times N_{s3})$$

et on doit avoir : $E < h \times (L - 2d)$, afin de réserver le logement des couches d'isolement, de l'écran magnétique, du frétagage et des sorties de fil.

Application pratique

Soit à construire un transformateur ayant :

1^o Un primaire prévu pour 110 et 220 volts, 50 Hz ;

2^o Un secondaire composé de 3 enroulements :

S_1 de 2×250 volts — 80 mA.

S_2 de 4 volts — 2 A.

S_3 de 6,3 volts — 1,5 A.

La carcasse à utiliser a un noyau dont les dimensions sont 25×30 mm, soit $S = 2,5 \times 3 = 7,5 \text{ cm}^2$.

Les logements de carcasses $h \times L$ ont les cotes suivantes : $L = 55$ mm, $h = 20$ mm.

Calcul du nombre de volts par tour.

$$N_{VT} = 0,022 \text{ S} = 0,022 \times 7,5 = 0,165.$$

Nombre de tours primaire N_p .

1 Enroulement 220 V = $N_{p2} = 2 N_{p1}$:

2^o Enroulement 110

$$V = N_{p1} = \frac{110}{0,165} \times 0,95 = 632 \text{ tours.}$$

L'enroulement total comprendra donc $N_p = 1264$ tours.

Calcul du nombre de tours secondaires N_{s1} .

$$N_{s1} = \frac{2 \times 250}{0,165} \times 1,05 = 3180 \text{ tours environ.}$$

On sortira une prise (retour de masse) à la 1590^e spire ($\frac{3180}{2} = 1590$).

Nombre de tours secondaires N_{s2} :

$$N_{s2} = \frac{6,3}{0,165} \times 1,05 = 26 \text{ tours.}$$

Nombre de tours secondaire N_{s3} :

$$N_{s3} = \frac{4}{0,165} \times 1,05 = 40 \text{ tours.}$$

Calcul de la puissance.

En vue du choix de la densité pour chaque enroulement, il est nécessaire de calculer le nombre de V/A par enroulement :

Secondaire S_1 : $250 \times 0,08 = 20 \text{ V/A}$.

Secondaire S_2 : $4 \times 2 = 8 \text{ V/A}$.

Secondaire S_3 : $6,3 \times 1,5 = 9,45 \text{ V/A}$.

(Suite page 58)

L'INTERPHONE

T
R
1
1
2

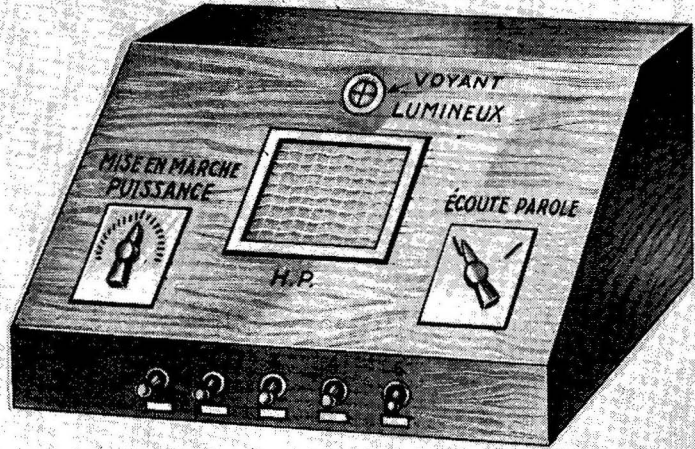
La tendance vers une organisation plus rationnelle du travail dans les entreprises industrielles et commerciales met l'interphone à l'ordre du jour. L'établissement et l'installation de ce dispositif de communications intérieures à haut-parleur offre aux radio-électriciens des débouchés lucratifs. C'est pour répondre à de nombreuses demandes qui nous parviennent à ce sujet que nous décrivons ci-dessous un modèle d'interphone simple et sûr.

L'installation se compose d'un poste central placé sur le bureau du chef d'entreprise et d'un nombre plus ou moins élevé de postes secondaires situés dans divers services.

Le poste central se compose d'un amplificateur, d'un haut-parleur servant en même temps de microphone, d'un commutateur « écoute-parole » et d'un répartiteur permettant de brancher les divers postes secondaires. Un câble sert, en outre, à établir la liaison entre le poste principal et les postes secondaires. Examinons successivement les diverses parties de cet ensemble.

AMPLIFICATEUR. — Le schéma nous montre qu'il s'agit d'un classique amplificateur à deux lampes alimenté par secteur à courant alternatif. Avec la 6F6 en sortie, la puissance modulée atteint 3 W. On peut obtenir 4,5 W en montant à sa place une 6V6; en ce cas, la résistance de polarisation doit être ramenée à 250 ohms. Des précautions ont été prises pour éviter des oscillations spontanées et pour remonter les graves.

HAUT-PARLEURS. — Les haut-parleurs utilisés doivent obligatoirement être des électrodynamiques à aimant permanent. En effet, chacun des H.P., tant celui du poste central que ceux des postes secondaires, sert alternativement de haut-parleur et de microphone. Si l'on adopte un modèle à excitation par courant redressé, le ronflement dû à l'imperfection du filtrage, peu gênant en position « écoute » serait prohibitif lorsque, utilisé comme microphone, le H.P. attaquerait l'entrée l'amplificateur; grossi par le gain de ce dernier, le ronflement couvrirait totalement la parole.



On choisira un modèle de 12 ou de 18 cm. Le poste principal peut même être équipé d'un H.P. de 21 cm. La résistance de la bobine mobile sera de l'ordre de 4 ohms.

TRANSFORMATEURS. — A l'entrée et à la sortie de l'amplificateur, on trouve des transformateurs des rapports 1/150 et 150/1 respectivement, l'impédance du petit enroulement étant égale à la résistance de la bobine mobile des H.P. En fait, les bons transformateurs de H.P. du type « penthode » répondent aux caractéristiques ci-dessus. A la sortie de l'amplificateur, le transformateur est branché normalement. A l'entrée, c'est le primaire (enroulement en fil fin à grand nombre de spires, normalement branché à l'anode de la lampe de sortie) qui sert de secondaire.

Il faut remarquer que les haut-parleurs doivent être dépourvus des transformateurs, les connexions se faisant directe-

ment aux bornes de l'enroulement de la bobine mobile.

COMMUTATEUR « Parole-Ecoute ». — Le commutateur bi-polaire à deux directions servant à cet effet a pour fonction d'effectuer les branchements suivants :

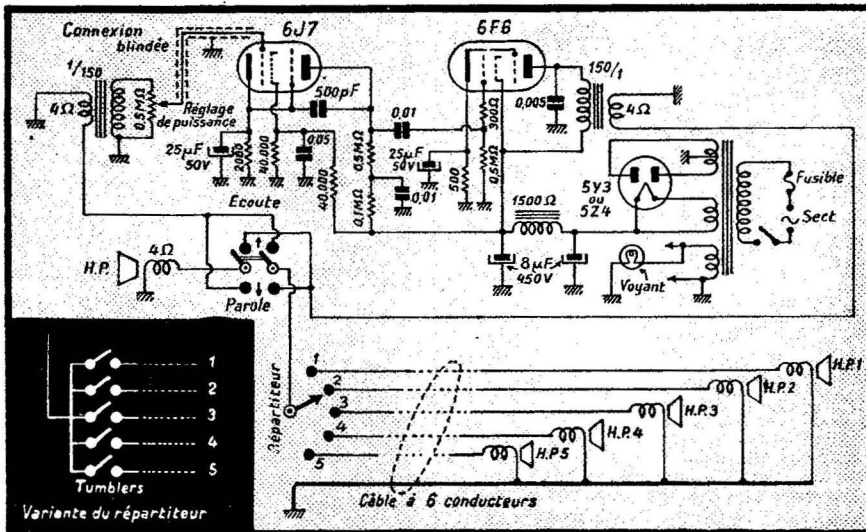
Position « parole ». — Le H.P. du poste central, servant de microphone, est connecté à l'entrée de l'amplificateur. La sortie de ce dernier est reliée au répartiteur d'où le courant amplifié s'élançera vers les H.P. des postes secondaires.

Position « écoute ». — Le H.P. du poste central est branché à la sortie de l'amplificateur et sert à reproduire la parole. L'entrée de l'amplificateur est branchée au répartiteur qui lui apporte les courants microphoniques émanant d'un des postes secondaires dont le H.P. sert alors de microphone.

On peut réaliser ce commutateur de diverses manières : contacteur rotatif à une galette, deux pôles, deux positions ; bouton poussoir ; clé téléphonique, etc... Nous laissons à l'ingéniosité des techniciens le soin de trouver la solution s'adaptant au mieux à chaque cas d'espèce. Il peut, dans bien des cas, être utile de prévoir un retour automatique de la position « parole » à la position « écoute » ; un ressort judicieusement disposé sera chargé du rappel nécessaire.

Il est, toutefois, prudent d'assurer, dans ce cas, la possibilité de bloquer à volonté sur la position « parole ».

REPARTITEUR. — Le rôle de ce contacteur est de brancher le poste secondaire désiré. Il se composera donc d'un commutateur monopolaire à autant de directions qu'il y a de postes secondaires. Un commutateur rotatif fera l'affaire dans le cas où l'on peut se contenter de communications avec un seul poste secondaire à la fois. Mais si l'on veut avoir la possibilité de s'adresser à plusieurs postes simultanément (ordres concernant divers services, conférences, etc...), il est préférable d'adopter la variante représentée dans le coin du schéma. Là on fait



emploi d'interrupteurs pouvant être manœuvrés indépendamment l'un de l'autre. Le type « tumbler » est particulièrement indiqué.

POSTES SECONDAIRES. — Un poste secondaire se compose tout bonnement d'un H.P. (sans transformateur !) monté dans un petit coffret ou sur planche à ouverture circulaire du diamètre de la membrane.

LIAISON. — La liaison sera établie par câble comprenant autant de conducteurs qu'il y a de postes secondaires avec, en plus, un conducteur servant de masse commune. Le diamètre des conducteurs doit être assez fort, puisque nous sommes en présence de lignes à basse impédance (ce qui assure une bonne reproduction des aiguës) où circule un courant d'intensité relativement élevée. Pour éviter une chute de tension trop importante, on utilisera des conducteurs de 8/10 ou mieux 10/10 mm. Si le câble est sous plomb, le revêtement métallique servira avantageusement de masse commune.

On peut prévoir le raccordement du câble au poste principal à l'aide d'un bouchon. Si le nombre des postes secondaires ne dépasse pas 7, un support et un culot du type « octal » serviront à assurer le raccordement.

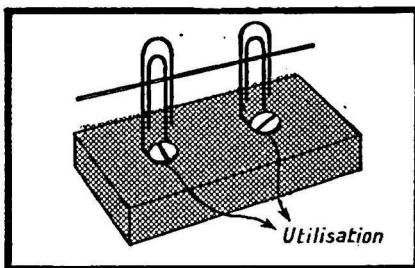
REALISATION. — Notre croquis offre une suggestion pour la réalisation du poste principal en coffret de forme pupitre. L'expérience montre qu'un voyant lumineux est fort utile pour signaler que l'appareil est en marche. Sous chacun des tumbler du répartiteur, une plaque est fixée portant le nom du service correspondant. Veiller à la bonne aération du châssis.

Quelques Suggestions



PORTE-FUSIBLE

Au cours de montages d'essais, les amateurs éprouvent parfois la nécessité de protéger des circuits par des fusibles. Or, dans l'état actuel des approvisionnements, il est parfois difficile de se procurer le matériel nécessaire. D'autre part,



les organes de protection existant normalement dans le commerce sont généralement beaucoup trop importants comme volume. Nous avons utilisé fréquemment les petites pinces métalliques servant à relier plusieurs feuilles entre elles, que les employés de bureaux appellent « trombones ».

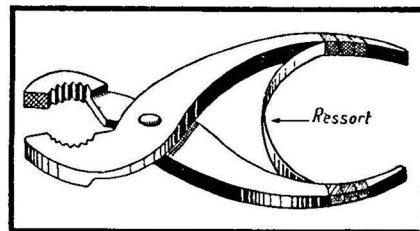
L'une des extrémités est repliée à 90° ce qui permet de la fixer verticalement

sur un socle isolant à l'aide d'une vis. Grâce à leur forme, les trombones se prêtent très facilement à la fixation entre leurs branches de fusibles pouvant aller de sections des plus grosses à celles des plus ténues.

PINCE A SERRAGE AUTOMATIQUE

Il arrive fréquemment qu'au cours de travaux, nos lecteurs aient constaté l'utilité d'avoir une pince dont les mâchoires se resserrent automatiquement. Ce serait-ce que pour tenir en permanence un écrou, alors qu'à l'aide du tournevis, on tourne le boulon sans rien serrer.

La figure illustre comment avec un vieux morceau de ressort de réveil ou de pendule fixé entre les deux branches



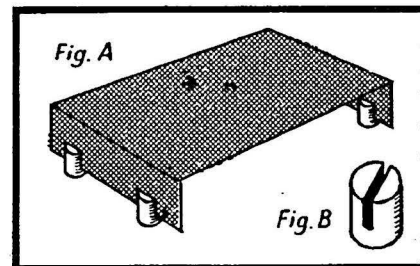
d'une pince, celle-ci, sans aucune gêne ni fatigue pour l'utilisateur, se refermera automatiquement par le jeu du ressort fixé très simplement sur ses branches à l'aide de quelques spires de chatterton.

Pour que le chatterton ne colle pas sur les mains pendant l'usage, il suffit de le saupoudrer de talc.

ISOLEMENT DU CHASSIS

Lorsqu'on a réalisé un châssis métallique en forme de U comme le représente la figure A. Il arrive qu'il soit nécessaire d'isoler le châssis du support sur lequel il doit reposer.

Il est encore très difficile actuellement de se procurer ce que l'on appelle « pieds de chat », sorte d'hémisphère en caoutchouc percé d'un trou central permettant



de le fixer à l'aide d'une vis, la tête de celle-ci étant noyée dans la masse du caoutchouc.

Nous proposons beaucoup plus simplement de se procurer des pastilles en caoutchouc utilisées dans les robinets pour joindre le siège et le piston formant ouverture et fermeture dudit robinet ; ce joint, d'un caoutchouc habituellement très dur, est fendu sur une génératrice fig. B jusqu'à mi-hauteur et introduit comme l'indique la figure A. J. D.

CALCUL DES TRANSFORMATEURS

(Suite de la page 56)

Soit au total, pour le secondaire 37,45 V/A. En se basant sur un rendement de 10 0/0 pour le transformateur on a, pour le primaire :

$$\frac{37,45 \times 100}{70} = 53,5$$

Prenons pour le calcul 60 V/A.

Calculons le courant primaire :

$$\text{Sur 110 volts : } I_{p1} = \frac{60 \text{ V/A}}{110} = 0,55 \text{ A}$$

$$\text{Sur 220 volts : } I_{p2} = \frac{60 \text{ V/A}}{220} = 0,28 \text{ A}$$

Choix des densités

Tout le secondaire se trouve entre 0 et 50 V/A, la densité sera de 3,5 A/mm². Quant au primaire qui a 60 V/A, la densité sera de 3 A/mm².

Calcul des sections de fils

Pour cela, il suffit de se reporter au tableau ci-avant. On trouve le diamètre ϕ

Secondaire (Densité = 3,5 A/mm²) :

Pour S₁, avec 80 mA

$$S = 0,02545 \text{ mm}^2 \phi = \frac{18}{100} \text{ mm.}$$

Pour S₂, avec 2 A

$$S = 0,63617 \text{ mm}^2 \phi = \frac{20}{100} \text{ mm.}$$

Pour S₃, avec 1,5 A

$$S = 0,44179 \text{ mm}^2 \phi = \frac{75}{100} \text{ mm.}$$

Primaire (Densité = 3 A/mm²) :

Pour prise 110 V avec 0,55 A,

$$S = 0,19635 \phi = 50/100 \text{ mm.}$$

Pour prise 220 V avec 0,28 A,

$$S = 0,09621 \phi = 35/100 \text{ mm.}$$

Calcul de l'encombrement

Encombrement E_p du primaire :

Prise 110 V, E_{p1} = 0,19635 × 632 = 124,1.

Prise 220 V, E_{p2} = 0,09621 × 632 = 60,8.

$$E_p = E_{p1} + E_{p2} = 184,9, \text{ soit } 185 \text{ mm}^2.$$

Encombrement du secondaire S₁ :

$$E_{s1} = 0,025 \times 3180 = 80,93 = 81 \text{ mm}^2.$$

Encombrement du secondaire S₂ :

$$E_{s2} = 0,63617 \times 26 = 15,55 \text{ mm}^2.$$

Encombrement du secondaire S₃ :

$$E_{s3} = 0,44179 \times 40 = 17,67 = 18 \text{ mm}^2.$$

D'où l'on tire l'encombrement total :

$$E = E_p + E_{s1} + E_{s2} + E_{s3} = 299,55, \text{ soit } 300 \text{ mm}^2.$$

La surface de logement h × (L - 2d) est, en prenant d = 4,

$$20 \times (55 - [2 \times 4]) = 950 \text{ mm}^2.$$

Nous voyons que nous avons largement la place et que, par conséquent, nous pouvons réaliser très soigneusement l'isolement entre chaque couche.

MURAU.

LAMPOMETRE

PORTATIF DE PRÉCISION

Que faut-il mesurer ?

Dans aucun autre appareil de mesure, la différence entre le modèle le plus primitif et le plus étudié n'est aussi grande que dans les lampomètres.

Sans vouloir insister sur certains appareils existant avant la guerre et ne permettant de vérifier d'une lampe que la continuité du filament, on trouve une gamme de mesures de plus en plus étendue, lorsqu'on va de la petite valise du dépanneur à l'analyseur de laboratoire (1).

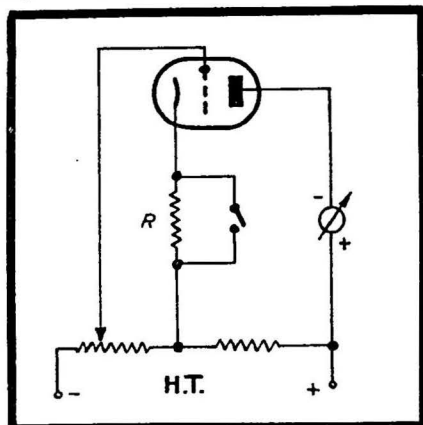


Fig. 1. — Méthode de mesure de la pente en courant continu.

Ce dernier, qui permet d'examiner complètement n'importe quelle lampe, est évidemment lourd, encombrant, compliqué et coûteux, mais nullement indispensable pour le travail de dépannage. Au contraire, il est même trop complet pour cela, et la manœuvre est trop longue.

Le rêve du dépanneur, c'est un lampomètre facile à utiliser et d'un fonctionnement rapide, mais donnant des résultats aussi complets que possible. Comme fréquemment un dépannage ou, tout simplement, un diagnostic rapide doit être fait chez le client, ce lampomètre doit donc être portable et d'un poids relativement faible.

Le montage que nous proposons permet la mesure de deux caractéristiques essentielles : le débit et la pente. Comme nous verrons par la suite, la pente mesurée n'est ni la pente statique, ni la dynamique, mais quelque chose qui n'a de valeur que par comparaison. Comme le but de cet appareil n'est pas d'étudier des prototypes, mais plutôt de vérifier la conformité d'un échantillon à un étalon, cette mesure est très intéressante.

En dehors de cela, le lampomètre permet l'essai du filament, l'isolement entre électrodes, l'isolement cathode et l'essai des diodes et valves.

(1) Voir, à ce sujet, « Les Lampomètres », par M. Jamain et F. Haas, Editions Radio.

Principe du pentemètre

Considérons le montage de la figure 1, qui représente la mesure de la pente d'une triode par variation de résistance dans le circuit cathodique.

Supposons que la tension plaque et la polarisation soient celles du fonctionnement normal. Une première mesure avec la résistance de cathode R court-circuitée nous donne le courant I_1 ; en décourt-circuitant R, nous lisons I_2 . La pente est alors donnée par la formule :

$$S = \frac{I_1 - I_2}{I_2 R} - \frac{1}{\rho}$$

ρ étant la résistance interne de la lampe. Lorsqu'elle n'est pas trop petite, le deuxième terme peut être négligé, et il reste :

$$S = \frac{I_1 - I_2}{I_2 R}$$

Spécifions bien qu'il s'agit de la pente statique.

Ce circuit pourra être employé avec succès dans un analyseur de laboratoire ; mais, comme le système d'alimentation en tensions redressées demande un gros transformateur, une ou plusieurs valves, un système de filtrage et des diviseurs de tension à gros débit, il est impossible de l'appliquer à un appareil qui a la prétention d'être portable.

Nous avons donc simplement alimenté les lampes en alternatif brut, ce qui permet d'obtenir des tensions beaucoup plus stables avec un minimum de matériel.

Un autre pas dans la voie de la simplification a été fait en essayant toutes les lampes en triodes. En effet, l'essai d'une penthode ou hexode, comme telle, n'a de sens qu'à condition que les tensions d'écran soient correctes, ce qui n'aurait pas été sans compliquer considérablement la réalisation de l'appareil.

Toutes ces simplifications successives vont évidemment modifier la mesure, de sorte que, finalement, ce que l'on mesure, n'est plus la pente à proprement parler. Toutefois, le tableau donné à titre d'exemple, montre que dans l'ensemble, ces valeurs n'ont rien d'anormal. Il suffira de compléter ce tableau pour d'autres types de lampes pour avoir toutes les données permettant d'effectuer des mesures par comparaison.

La figure 2 montre le schéma de principe de l'appareil. On voit qu'un côté de l'enroulement H.T. est relié à la grille et, après la résistance de polarisation, au filament et à la cathode ; l'autre extrémité de l'enroulement alimente écran et plaque ensemble, à travers l'instrument de mesure ; ce dernier circuit nécessite quelques explications.

Le galvanomètre utilisé G est un instrument de 1 mA de déviation totale. Nous avons vu que la pente ressort de la différence des deux lectures I_1 et I_2 .

Si donc, nous pouvons annuler dans l'instrument le courant de la première mesure (le plus faible des deux) par un circuit extérieur, la deuxième sera une mesure directe de la pente, et l'instrument pourra être étalonné directement en mA/V. Le contre-courant nécessaire à cette opération, est fourni par un élément de pile de 1,5 V, en série avec une résistance fixe de 1.000 Ω et un potentiomètre de 20.000 Ω . On pourrait trouver bizarre la présence de cette pile, mais elle nous évite un redresseur et son filtre. Au moyen du potentiomètre R, il est possible d'équilibrer complètement le courant de la première mesure et, quand ce ne sera plus possible, c'est qu'il faudra changer la pile. Mais comme le courant qu'elle débite est inférieur à 1 mA, elle mourra plutôt de vieillesse.

Nous avons besoin de trois sensibilités : 1, 10 et 100 mA. Le branchement du shunt

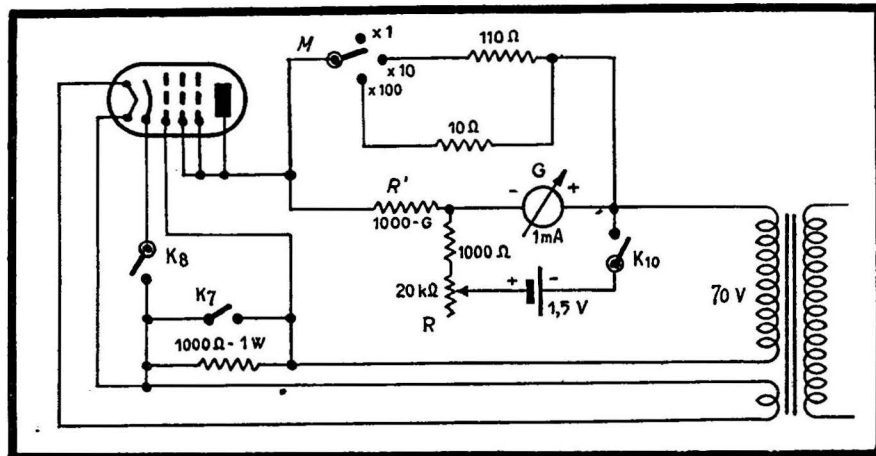


Fig. 2. — Montage utilisé pour le pentemètre en alternatif.

directement aux bornes de G, modifierait complètement le système d'équilibrage. Nous avons donc mis en série avec G une résistance $R' = 1.000 - R_x$ (R_x étant la résistance interne de G). Les shunts seront montés en dérivation sur l'ensemble, qui fait 1.000Ω . Ainsi, le shunt 10 mA sera de 110Ω , et celui de 100 mA de 10Ω .

Essais de court-circuits et de continuité

La même petite « sonnette » est utilisée pour la vérification du filament et l'essai d'isolement des électrodes. C'est une petite ampoule du type « feu arrière » de vélo, ne consommant que 50 mA sous 4 à 6 volts. Cette ampoule est branchée en série avec une résistance de $1.000 \Omega - 3 \text{ W}$ sur la prise 45 V du transformateur de chauffage (fig. 3). Pour essayer l'isolement des électrodes, celles-ci sont groupées en trois positions différentes et branchées entre le point 0 V et l'extrémité libre de la sonnette.

Ainsi, en seulement trois essais, on vérifie l'isolement mutuel et par rapport à la cathode et au filament, de cinq électrodes. La sonnette ainsi constituée est assez sensible, elle permet de détecter des résistances jusqu'à 5.000Ω . Cette grande sensibilité est particulièrement nécessaire pour l'essai des tubes nouveaux dont le filament consomme très peu.

Combinateur pour essais automatiques

Ne vous « emballez » pas trop sur ce titre, il ne signifie pas que le lampemètre fonctionne tout seul. Néanmoins, nous

avons essayé de le rendre aussi automatique que possible par le fonctionnement du combinateur K, dont on verra le détail sur la figure 4, qui donne le schéma complet.

Ce contacteur K commute dix circuits numérotés de 1 à 10. Comme il a huit positions, il faudra prendre l'un des nouveaux modèles à seize positions que l'on

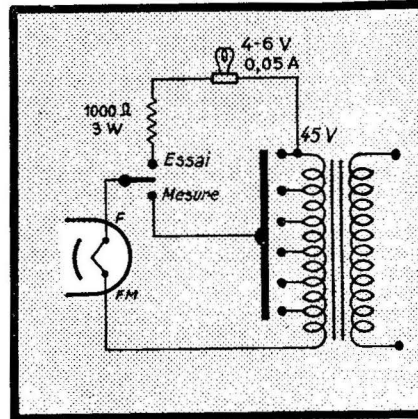


Fig. 3. — La « sonnette » pour les filaments et les électrodes.

trouve maintenant, en choisissant cinq galettes à deux rails, huit positions. Voici comment il fonctionne : en première position, tout est coupé, même le secteur. En position 2, le filament est « sonné ». En 3, 4 et 5, on essaie les électrodes. Ce n'est qu'en 6, après tous les essais préliminaires, que la lampe est branchée selon la figure 2, avec sa polarisation.

La déviation ainsi obtenue donne une mesure du débit de la lampe. Au moyen du potentiomètre R, on réduit à zéro cette déviation et on passe en position 7, ce qui court-circuite la résistance de polarisation. La nouvelle déviation indique directement la pente. Enfin, en neuvième et dernière position, on coupe la cathode, ce qui doit faire retomber à zéro la déviation de l'instrument, à moins que l'isolement de la cathode ne soit défectueux ou que, tout simplement, le tube soit à chauffage direct.

Le commutateur coupe également le circuit pile, de façon que toute usure soit évitée lorsque l'appareil est hors circuit.

Les diodes sont essayées séparément avec une résistance série de 50.000Ω et doivent débiter environ 0,5 mA. Pour les valves, cette résistance est de $1.000 \Omega - 1 \text{ W}$ et le courant est de 30 mA (fig. 5).

En somme, l'essai d'une lampe se réduit à la manipulation de ce contacteur K ; en le tournant d'un bout à l'autre, toutes les mesures s'effectuent pour ainsi dire automatiquement.

Les sélections d'électrodes

Dans les trois dernières positions du combinateur K, les électrodes sont reliées aux points correspondants de l'alimentation, au moyen des sélecteurs S_1 à S_4 . Pour ne pas trop compliquer la réalisation et l'utilisation de l'appareil, nous n'avons prévu que quatre électrodes commutables, le filament, la grille sur le capuchon et, quelquefois, la cathode, restant fixes.

De ce fait, nous aurons évidemment besoin d'adaptateurs pour mesurer quelques lampes rares à brochages spéciaux, mais,

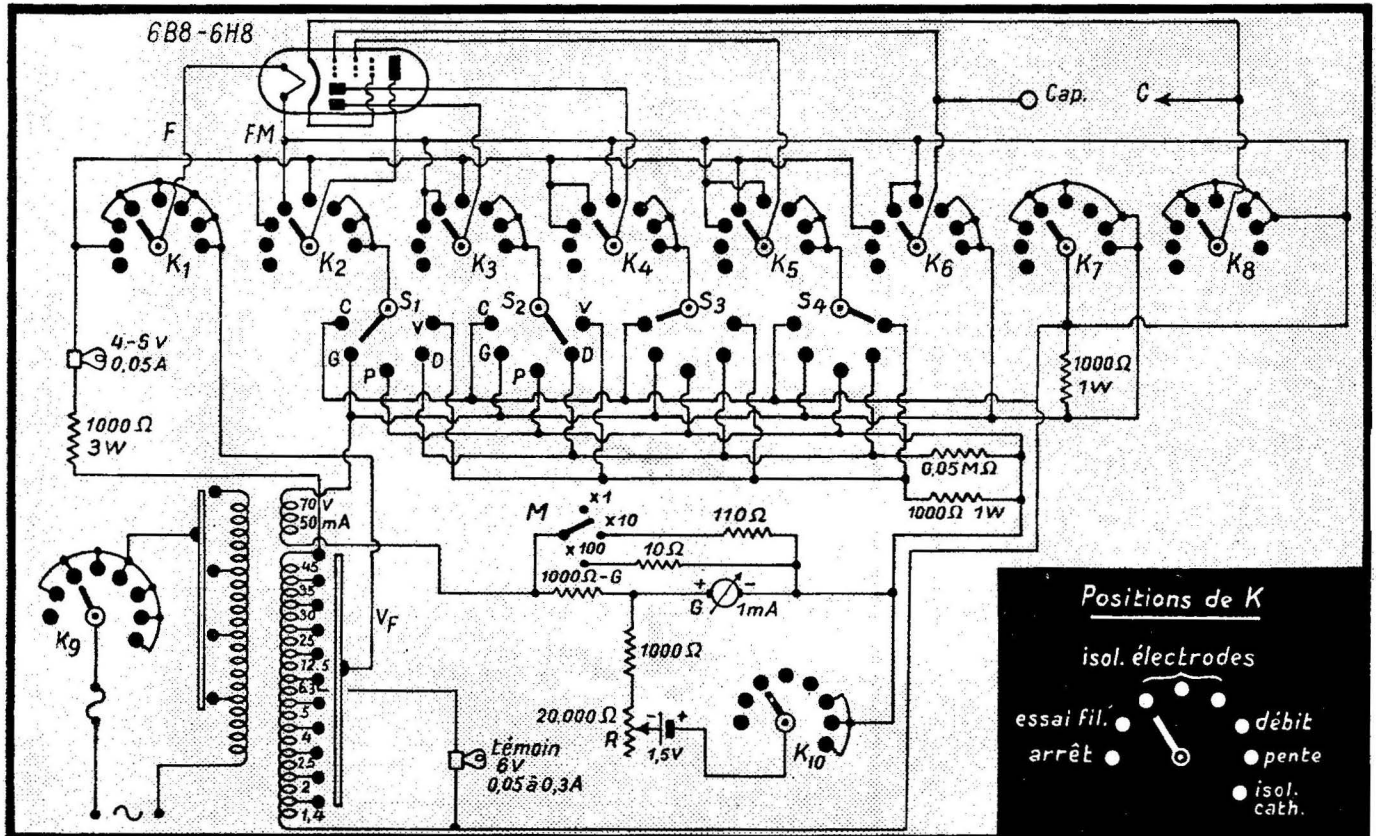


Fig. 4. — Schéma de principe complet du lampemètre.

à notre avis, cette solution est préférable à celle qui consiste à prévoir 8 à 9 sélecteurs pour le seul plaisir de pouvoir vérifier un type de tubes que l'on rencontre une fois tous les deux ans.

Ces sélecteurs S ont cinq positions repérées par les lettres C, G, P, D et V, indiquant que l'électrode correspondante est branchée comme cathode, grille, plaque, diode ou valve. Les écrans sont également considérés comme plaques tandis que la plaque des tubes à deux électrodes sera branchée en D ou en V, selon qu'il s'agit d'une diode ou d'une valve. Ce système de repérage par lettres est assez simple et permet, en connaissant le brochage de la lampe à essayer de placer les sélecteurs en bonne position sans avoir recours à un tableau de branchement.

L'électrode du capuchon sera reliée au moyen d'un câble souple à l'une des douilles placées sur la platine entre les supports; ainsi, elle sera branchée comme grille; ainsi, elle sera branchée comme grille. Dans le cas des anciennes lampes européennes avec la plaque en haut, le capuchon pourra être relié à une fiche placée dans la douille 4 du support américain six broches marquée X sur la figure 6, qui indique, en même temps que la disposition générale, le numérotage des pieds. Mais attention! Le numérotage correspond aux supports vus d'en dessous, afin de faciliter le câblage. Il faudra donc relier les pieds désignés par 1, 2, 3 et 4 aux distributeurs K₂, K₃, K₁ et K₄, les prises Cap. à K₅, F à K₁, C à K₂ et FM au point zéro volt du transformateur.

Les essais

Soit à mesurer un tube 6K7. Les boutons K et R seront au zéro (c'est-à-dire

tout à fait à gauche, le potentiomètre étant à son maximum). Il est bon de toujours régler les sélecteurs, ainsi que le contacteur V_F, avant toute manipulation. Pour la 6K7, il faudra régler V_F sur 6,3 V, S₁, S₂ et S₃ sur P, S₄ est indifférent. Tournons maintenant le bouton K. En deuxième position (essai filament), l'ampoule « essais » doit s'allumer; par

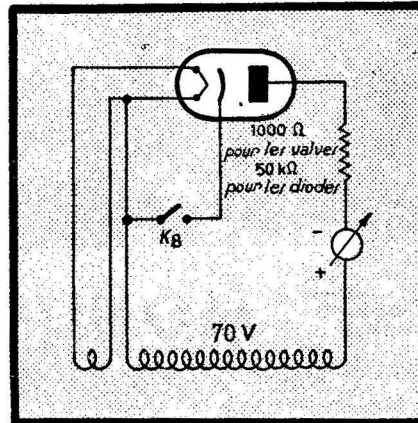


Fig. 5. — Circuit d'essai pour diodes et valves.

contre, elle doit rester éteinte pendant les trois positions suivantes. Puis, en passant en « débit », le galvanomètre dévierra pour indiquer 1,6 mA (M étant sur « multiplier par » 10). Au moyen de R, on ramène l'aiguille au zéro et on passe sur « pente ». On lira alors 2,7 mA. Enfin, en dernière position, « isolement ca-

thode », cette déviation doit tomber à zéro. C'est tout, la lampe est essayée sur toutes les coutures.

Il sera facile à l'usager de dresser lui-même les tableaux des valeurs pour toutes les lampes qui l'intéressent, d'après des échantillons en bon état. A titre d'exemple, voici quelques valeurs relevées pour les types les plus courants :

Type	Débit (mA)	Pente (mA)	Observations
6C5	1,1	2,1	triode-hexode
6K7	1,6	2,7	
6J7	1,0	1,9	
6E8	1,15	3	
6J5	1,2	2,7	
6M6	1,15	6,5	
6L6	3,2	15	triode diodes pour chaque plaque.
6Q7	0,4	0,4	
—	—	0,5	
6F5	0,3	0,4	
5J4	—	30	

Construction

La figure 6 montre la disposition des supports et organes de commande sur la platine, qui pourra être réalisée avec une plaque d'aluminium ou de tôle de 250 sur 300 mm. de surface, d'épaisseur suffisante. Le transformateur sera monté derrière cette platine au moyen d'étriers. Le câblage devra être exécuté avec beaucoup de soin. Enfin, cette platine sera placée sur un coffret métallique ou une valise en bois gainé, au choix de l'usager.

F. HAAS.

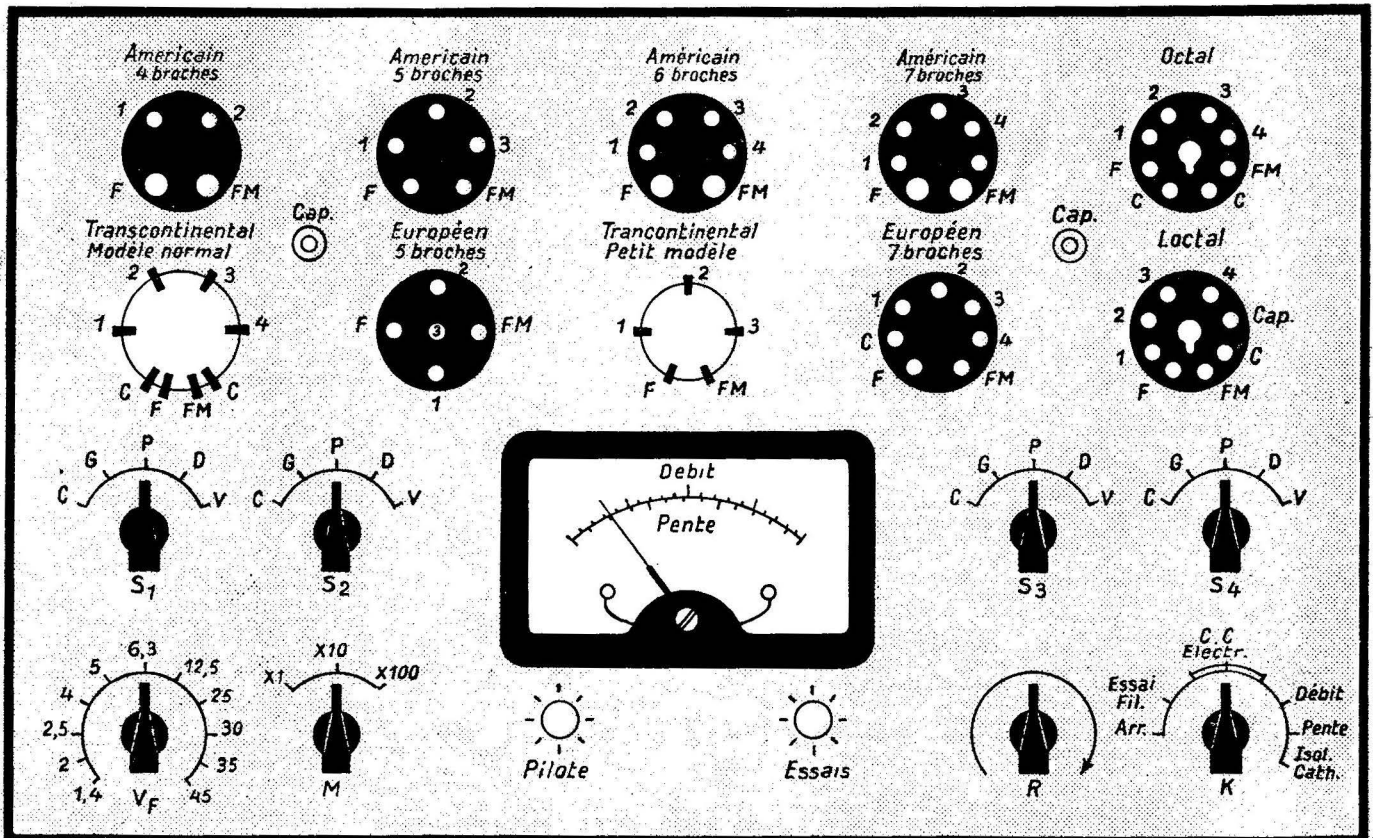


Fig. 6. — Disposition des éléments et présentation de la platine.

n'avons pas encore réussi à rétablir l'échange avec nos confrères soviétiques. Quant à l'Allemagne, aucune revue de radio n'y paraît actuellement. Juste retour des choses d'ici-bas, diront ceux qui, sous l'occupation, ont été privés de leurs revues techniques.

★ ★ ★

L'INFRA-ROUGE RENDU VISIBLE

(Journal of The Franklin Institute, Philadelphie, septembre 1946.)

Le Dr Gorton R. Fonda a trouvé que la présence d'une faible quantité de plomb dans des substances qui demeurent luminescentes après avoir été exposées à la lumière, permet de rendre visibles les rayons infra-rouges.

On sait que, grâce à des substances fluorescentes, les rayons ultraviolets, de longueur d'onde trop courte pour être visibles, sont transformés en lumière visible. C'est le principe des tubes fluorescents « lumière du jour » dont l'usage se répand rapidement. Mais la transformation inverse des rayons infra-rouges, de longueur d'onde plus longue que celles du spectre visible en ces ondes plus courtes, n'est pas réalisable.

Dans les substances phosphorescentes, le phénomène de luminescence persiste alors même que le rayonnement excitateur cesse. Ces substances continuent à émettre la lumière visible pendant un certain laps de temps, puis leur rayonnement s'atténue pour s'arrêter à son tour.

Or, le Dr. Fonda a trouvé qu'en introduisant une faible quantité de plomb dans un écran phosphorescent à base de sulfure de zinc, le phénomène de phosphorescence est intensifié lorsque l'écran est soumis à l'action des rayons infra-rouges. Alors même que la lumière visible cesse d'être émise, l'infra-rouge la fait reparaitre pendant un certain intervalle de temps.

Il est possible que cette découverte permette de simplifier la construction des dispositifs électroniques qui ont été développés durant la guerre.

ETALEMENT DES BANDES O.C. AVEC LECTURE DIRECTE

(Wireless World, Londres, décembre 1946.)

Dans la description du récepteur Murphy A 101, superhétérodyne classique quant au schéma du type « 4 + 1 » à trois gammes d'ondes, parmi divers autres détails intéressants de réalisation, nous relevons un ingénieux système de « band spread ».

Une armature en laiton plongeant dans le bobinage oscillateur O.C. permet d'en modifier légèrement la self-induction. De la sorte, quelle que soit la position du C.V., autour du point d'accord correspondant on peut étaler une bande de fréquences d'une largeur approximativement égale à celle des bandes de radio-diffusion sur O.C. Ce qui est remarquable, c'est la possibilité de lire directement les fréquences d'accord résultant de la manœuvre combinée du C.V. et de l'armature en laiton.

A cet effet, un cadran O.C. est photographié sur une plaque transparente semi-circulaire montée sur l'axe du C.V.

L'image agrandie d'une section de ce cadran, correspondant à l'intervalle de fréquences couvert par la variation de la self-induction, est projetée sur un écran placé sur la face du récepteur. La longueur totale de l'échelle du cadran ainsi

projeté est de 125 cm. Une aiguille placée derrière l'écran est mécaniquement couplée à l'armature plongeant dans le bobinage oscillateur. Son ombre sur l'image du cadran marque la fréquence résultante d'accord.

De cette manière, on peut accorder un récepteur sur une émission en O.C. avec la même précision et facilité qu'en P. O. — A. Z.

RADIO CONTRE SOUS-MARINS

par G. M. Bennett
(Wireless World, Londres, décembre 1946.)

Bien avant l'effondrement de l'Allemagne, l'amiral Doenitz a été forcé de reconnaître que c'est le radar qui a déterminé l'échec de toutes les offensives des sous-marins conduites en vue de couper les communications maritimes des Alliés. Aujourd'hui, un rapport officiel est publié qui conte l'histoire de la bataille de l'Atlantique.

Le manque de place ne nous permet pas d'en donner un résumé tant soit peu complet. Il contient cependant bien des détails savoureux. Les techniciens allemands ont été constamment en retard sur leurs collègues des Nations Unies d'une invention au moins. C'est ainsi qu'ils n'ont jamais pu rattraper ces derniers dans la course aux longueurs d'onde de plus en plus courtes. Le magnétron à cavités résonnantes et les tubes à modulation de vitesse les ont laissés pantouf. Et quand les radars de la R.A.F. détectaient les sous-marins allemands à l'aide des ondes de 3 cm, les techniciens allemands tentaient en vain de déceler les émissions des radars sur 10 cm...

Tout était mis en œuvre pour tenter de surprendre les méthodes de détection employées par les Anglais et les Américains. Les hypothèses les plus osées ont été formulées à ce sujet. N'a-t-on pas supposé que les avions se servaient de rayons infra-rouges pour déceler les U-boats? Ne parvenant pas à percevoir les émissions des radars alliés, on est allé se demander si elles n'étaient pas modulées à des fréquences supersoniques, et, avec cet effet obtenu de décision qui les caractérise, les Teutons se sont mis à remplacer les casques des récepteurs par des indicateurs à cône magique... Le résultat fut décevant.

Au début de 1944, un sous-marin fut spécialement équipé pour procéder à des investigations méthodiques concernant la nature des signaux radioélectriques employés par les Alliés. Il emportait à son bord une équipe d'excellents techniciens. Treize jours après son départ, il sombra corps et biens. Ce premier insuccès ne devait pas décourager le haut commandement allemand qui, quelque temps après, lança un second sous-marin du même type. Son existence fut encore plus brève...

A plusieurs reprises des appareils radio alliés sont tombés entre les mains de l'ennemi. Mais le temps de les décortiquer et d'en tirer les enseignements utiles, Anglais, Américains sortaient une nouveauté de leur inépuisable sac à malices... et de nouvelles meutes de sous-marins allemands allaient dormir leur sommeil éternel sous les flots mouvants de l'océan. — A. Z.

DETECTION DES METEORITES PAR LE RADAR

(Wireless World, London, novembre 1946.)

Le pluie des météorites du 9 octobre dernier, due à la comète de Giacobini-Zinner, a été mise à profit pour expérimenter leur « détectabilité » à l'aide du radar.

Opérant sur 70 MHz avec 150 impulsions par seconde, les radars installés à Richmond Park ont pu nettement déceler la présence des météorites passant dans les hautes couches de l'atmosphère. Il semble, d'ailleurs, que les échos ont été surtout produits par la réflexion des ondes contre les traînées des gaz incandescents que laissent derrière eux les voyageurs célestes.

[Ainsi se trouve confirmée l'idée de Hugo Gernsback exprimée dans le No 2 de Toute la Radio et concernant l'application du radar pour avions stratosphériques en vue d'éviter des collisions avec les météorites.] — A. Z.

DETECTEURS

(Brevet américain n° 2.397.961 du 1er février 1943, H. Harris, J. Sperry Gyroscope Co.)

Le détecteur a pour fonction de séparer l'enveloppe de la modulation de la fréquence porteuse, même si la fréquence de modulation et la fréquence porteuse sont relativement rapprochées. Il n'y a pas besoin de filtre. L'onde incidente A sin (2π ft) est appliquée à un changeur de phase 15, 16 (fig. A)

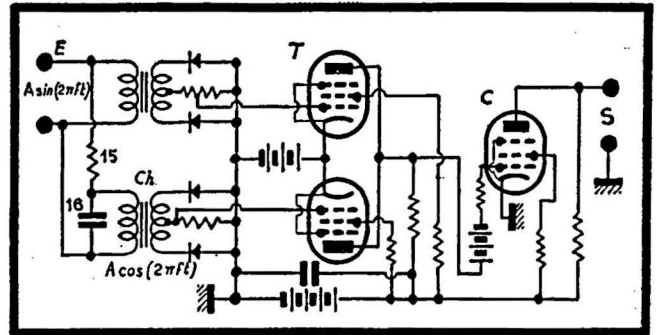


Fig. A. — Schéma de principe du détecteur.

introduisant un déphasage de 90° et produisant une onde $A \cos(2\pi ft)$. Les deux signaux passent à travers un dispositif d'élevation au carré T (détecteur sur les deux alternances et combinaison de lampes), dont les produits de sortie sont additionnés pour donner une onde de la forme : $A^2 \sin^2(2\pi ft) + A^2 \cos^2(2\pi ft) = A^2$

Un étage extracteur de racine carrée C fournit l'onde désirée. La figure A représente un circuit particulier fonctionnant conformément à la revendication du brevet. — M.J.A.

HORLOGE RADAR A MAGNETOSTRICTION

(Brevet américain n° 2.401.094, du 23 juin 1944, M. G. Nicholson, Colonial Radio Corp.)

La mesure exacte des temps très courts de l'ordre de 10 à 1.000 microsecondes, essentielle pour les ra-

dars, peut être faite avec une précision considérable grâce à un dispositif simple à magnétostriction. L'impulsion brève, marquant le début de l'intervalle de temps à mesurer, est appliquée à la bobine d'émission E (fig. B), causant l'expansion et la contraction de la barre magnétostrictive M. La bobine de réception R, formant pick-up, capte l'onde. L'impulsion reçue est amplifiée et appliquée à un oscilloscope AI.

Les deux blocs de paraffine P, e; P₂ portant la barre magnétostrictive, fonctionnent comme amortisseur absorbant l'onde de son aux deux extrémités pour éviter les réflexions. Les deux aimans permanents A maintiennent l'alimentation de la barre à une intensité suffisante pour assurer le bon fonctionnement de la magnétostriction.

Comme la vitesse de propagation de l'onde magnétostrictive est égale à celle de l'onde sonore pour la matière en question, le temps de propagation est mesuré par la distance entre les bobines d'émission et de réception. Connaissant la vitesse du son, la barre peut être étalonnée en unités de longueurs ou de temps, au choix. Les bobines

d'émission et de réception peuvent glisser le long de la barre, en sorte qu'on peut amener l'impulsion de réception à coïncider, par exemple, avec l'impulsion de retour du radar. Le double de la distance de l'objet observé par le radar est ainsi égal à la distance entre les deux bobines, multipliée par le rapport de la vitesse de l'onde radar à la vitesse de l'onde sonore. — M.J.A.

REFLEXIONS

A en croire le numéro de décembre de Electronics, un savant des Laboratoires Bell aurait, à l'aide de radars opérant sur 3 et 10 cm, constaté des réflexions se produisant d'une couche d'atmosphère terrestre située à 2 kilomètres seulement au-dessus du sol. Les corps (?) mystérieux qui réfléchissent les ondes sont invisibles. Ils se déplacent à une vitesse de l'ordre de 50 km/h tantôt dans la direction du vent,

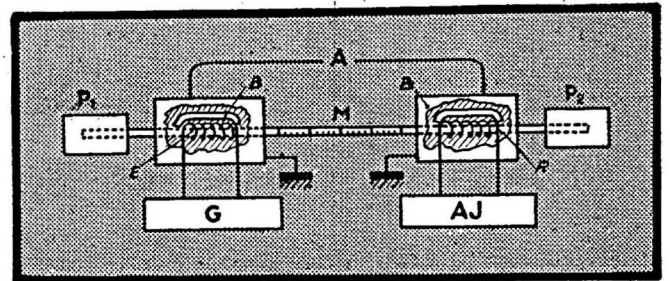


Fig. B. — Principe de l'horloge à magnétostriction.

tantôt; en sens contraire. Décidément, Shakespeare avait raison en affirmant, dans « Hamlet », qu'il y a entre le ciel et la terre plus de choses que ne le révaient les sages...

AMPLIFICATEUR A COUPLAGE DIRECT

(Brevet américain no 2.400.734 du 12 juin 1944, J. R. Beckwith, Belmont Radio Comp.)

Dans cet amplificateur à plusieurs étages à courant continu, les étages successifs ne fonctionnent pas à des tensions toujours plus élevées. L'amplification de chacun d'eux est essentiellement linéaire et sans distorsion. La plaque de chaque tube amplificateur est connectée directement à celle d'un tube

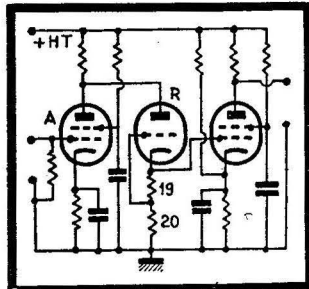


Fig. C. — Amplificateur.

répéteur monté avec couplage cathodique.

Puis que la résistance 19 (fig. C) n'est pas shuntée, le tube répéteur a une caractéristique non linéaire, sa résistance étant fonction de la tension aux bornes de la résistance 19. La non-linéarité dans la caractéristique de conductance mutuelle du tube amplificateur peut facilement être compensée par un choix convenable des valeurs des résistances 19 et 20. Il est intéressant de remarquer que la sortie du premier étage, amplificateur et répéteur, n'est pas à potentiel élevé, comme dans les amplificateurs conventionnels à courant continu. On peut monter en cascade le nombre désiré d'étages d'amplification. — M.J.A.

INDICATEUR DE TAUX D'ONDES STATIONNAIRES

(Brevet américain no 2.400.597 du 6 octobre 1943, D. W. Peterson, R.C.A.)

Pour mesurer le rapport d'ondes stationnaires dans la ligne de transmission, on met en série la ligne circulaire (fig. D). La sonde 9 tourne dans une fente ménagée sur le conducteur extérieur de la ligne 5. Le mouvement de la sonde est commandé par le moteur 17 qui,

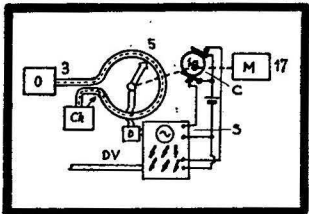


Fig. D. — Indicateur d'ondes.

par l'action de la came 19, synchronise la fréquence de balayage de l'oscilloscope 15 avec le mouvement de la sonde. Les tensions dérivées de la sonde sont détectées et appliquées à l'oscilloscope à rayons cathodiques, qui montre la forme de l'onde stationnaire. Le

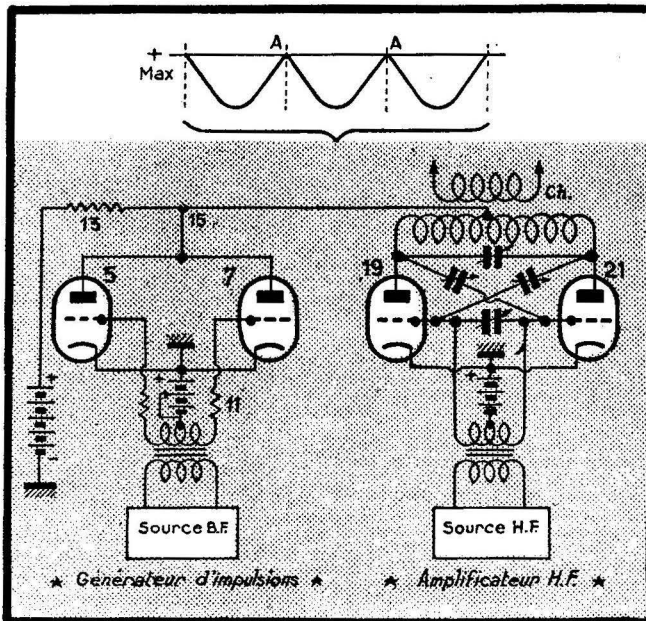


Fig. E. — Principes du générateur d'impulsion.

carrochage de l'écran du tube cathodique facilite la mesure du taux d'ondes stationnaires de la forme de la courbe de tension. — M.J.A.

GENERATEURS D'IMPULSIONS

(Brevet américain no 2.400.822 du 16 mars 1938, addition au 21 mai 1946; C. W. Hansell et O. E. Dow, R.C.A.)

On désire engendrer des impulsions, qui sont déterminées par des valeurs proches de zéro, au lieu de crêtes d'une onde sinusoïdale.

Des impulsions plus brèves et mieux définies à des intervalles de temps relativement longs peuvent être obtenues en raison de la pente plus élevée de la courbe tension-temps en ces points. Les tubes amplificateurs B.F., 5 et 7 (fig. E) sont polarisés à la coupure (cut-off). Les grilles sont alternativement polarisées positivement par la tension fournie par la source de basse fréquence et le courant passe alternativement à travers les lampes 5 et 7, sauf pendant le temps très bref — se reproduisant à intervalles

de tension sur l'impédance 13 est minimum, rendant maximum la tension de plaque des tubes à haute fréquence 19 et 21. La forme de la tension au point 15 est indiquée sur la figure E. La pointe brève observée en A apparaît au moment où s'annule la basse fréquence. Ce n'est que pendant ces pointes que l'amplificateur HF reçoit des impulsions de faible durée par rapport à leur période, c'est-à-dire de l'ordre de 1/2 0/0 de la période B.F. L'inventeur décrit également; un circuit susceptible d'engendrer des impulsions de cette forme. — M. J. A.

CORRECTEUR DE TONALITE

par J. M. Hill

(Wireless World, London, décembre 1946.)

Le dispositif décrit permet de relever progressivement et linéairement le volume des aiguës et des graves, de manière à corriger la courbe de réponse de l'amplificateur aux faibles intensités conformément aux exigences de l'oreille. L'amplificateur de la figure F,

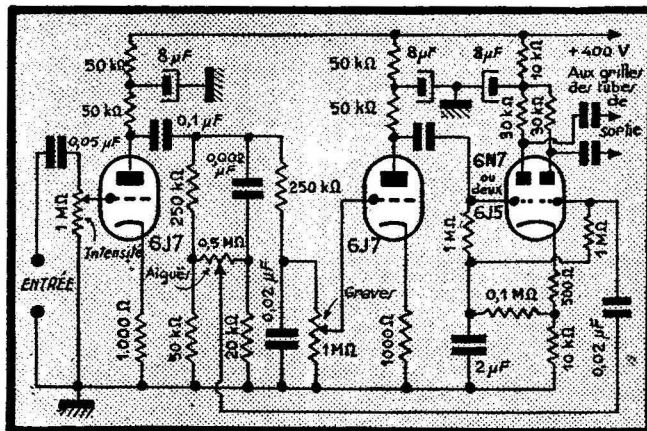


Fig. F. — Amplificateur avec correcteur de tonalité.

régulièrement espacés — où la tension B.F. s'annule. Pendant ces instants, aucun des deux tubes ne laisse passer le courant. La chute

utilisable pour pick-up ou à la suite d'une détectrice de réception, attaque deux tubes de puissance montés en push-pull et non représen-

tés dans le dessin. L'intensité du son est réglée par le potentiomètre à l'entrée du premier tube 6J7. Son circuit anodique comporte deux filtres à résistances et capacités séparant les fréquences aiguës (avec une partie du médium) des graves. Deux potentiomètres servent au dosage progressif et linéaire des unes et des autres.

Le deuxième tube sert à la fois à amplifier davantage les graves et à inverser leur phase par rapport à celle des aiguës. Le troisième tube, double-triode 6N7 (ou, à défaut, deux triodes 6J5) reçoit sur l'une de ses grilles les tensions des aiguës et sur l'autre celles des graves. Mais les deux tensions y sont mélangées, en sorte que sur chaque anode on retrouve aussi bien les fréquences faibles que les fréquences élevées.

En effet, ce dernier tube est monté en « paraphase » à couplage cathodique. Dans ce type d'autodépha-

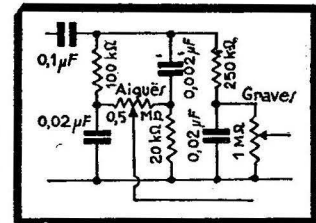


Fig. G. — Correcteur.

seur, une variation de courant dans l'une des triodes entraîne un changement de tension sur la cathode qui détermine à son tour, dans l'autre triode, une variation d'intensité du courant de valeur égale, mais de sens opposé. On notera encore que les retours de grille sont convenablement découplés dans ce dernier tube.

Si le montage décrit permet de relever à volonté les graves et les aiguës, il ne procure pas de moyen pour l'atténuation de ces dernières. Pour ceux qui désirent avoir cette possibilité, la figure G indique une variante possible de la partie correspondante du montage. — A. Z.

MODULATEUR EQUILIBRE

(Brevet américain no 2.399.586 du 11 septembre 1943, H. Toomin min., Press Wireless Inc.)

Ce modulateur double équilibré met en jeu une onde porteuse carrée, qui est appliquée alternativement aux résistances de cathode de deux tubes modulateurs, provoquant leur blocage à intervalles alternés. Le signal modulant est appliqué aux grilles d'un système « push-pull ». A la sortie du modulateur, on recueille la somme et la différence des fréquences de la porteuse et de l'onde modulante, mais ni composants ni harmoniques des ondes originales. — M.J.A.

ELECTRONIQUE

Qu'est-ce que l'électronique ? D'après la définition de l'Institut des Ingénieurs Electriciens américains, c'est « la branche de la science et de la technologie s'occupant du passage de l'électricité dans les gaz et le vide ». Plus récemment, le Dr. E. U. Condon, directeur du Bureau of Standards, a proposé une définition plus large : « Science, art et industrie traitant des phénomènes électriques qui mettent en jeu des particules chargées de l'atome se déplaçant en dehors des corps solides et liquides ».

Dans cette acception élargie, l'électronique, naguère limitée aux électrons et aux ions, annexerait les positrons, protons, deutérons, mésons et particules alpha.

LES MEILLEURS LIVRES DE RADIO

BAISSÉ DE 5 % SUR LES PRIX MARQUÉS

LA RADIO ?... MAIS C'EST TRES SIMPLE, par E. Aisberg. — Un ouvrage de vulgarisation à la portée de tous.
152 pages, format 18-23 100 fr.

PRINCIPES DE L'OSCILLOGRAPHIE CATHODIQUE, par R. Aschen et R. Gondry. — Composition du tube cathodique, balayage, synchronisation, dispositifs auxiliaires, mise en route et réglages, interprétation des images, applications à la modulation de fréquence.
88 pages, format 13-21 100 fr.

RADIO DEPANNAGE ET MISE AU POINT, par R. de Schepper. — 5^e édition revue et augmentée. Ouvrage le plus complet pour le service man, remis entièrement à jour.
216 pages, format 13-18 avec dépliant hors texte 125 fr.

MANUEL DE CONSTRUCTION RADIO, par J. Lafaye. — Etude de la construction d'un châssis et du choix des pièces détachées.
96 pages, format 16-24 60 fr.

CARACTERISTIQUES OFFICIELLES DES LAMPES RADIO. — Tubes européens série standard. Toutes les courbes.
Album format 21-27 120 fr.

ALIGNEMENT DES RECEPTEURS, par W. Sorokine.
48 pages, format 13-21 60 fr.

METHODE DYNAMIQUE DE DEPANNAGE ET DE MISE AU POINT, par Aisberg et A. et G. Nissen. — Toutes les mesures des récepteurs, relevés des courbes et leurs applications.
120 pages, format 13-21, avec dépliant hors texte en couleurs .. 120 fr.

LA MODULATION DE FREQUENCE, par E. Aisberg. — Théorie et applications de ce nouveau procédé d'émission et de réception.
144 pages, format 13-21 100 fr.

LES VOLTMETRES A LAMPES, par F. Haas. — Principes du fonctionnement, analyse des appareils industriels, montage d'un voltmètre de laboratoire et d'un voltmètre de service, applications.
48 pages, format 13-18 45 fr.

GUIDE PRATIQUE DE L'AUDITEUR RADIO, par U. Zeibstein, dessins de Polmay. — Choix, installation, réglage et entretien du poste.
48 pages, format 13-21 45 fr.

DE L'ELECTRICITE A LA RADIO, par J.-E. Lavigne. — Un cours complet destiné à la formation des radiotechniciens. Le tome premier est consacré aux notions générales et élémentaires d'électricité.
12 pages, format 13-21 50 fr.

DE L'ELECTRICITE A LA RADIO, par J.-E. Lavigne. — Tome deux, notions générales de radio.
152 pages, format 13-21 120 fr.

DEPANNAGE PROFESSIONNEL RADIO, par E. Aisberg. — Toutes les méthodes modernes de dépannage y compris le « signal-tracing ». Nouvelle édition corrigée.
88 pages, format 13-21 60 fr.

CENT PANNES, par W. Sorokine. — Etude pratique de 161 pannes types. Diagnostic et remèdes.
144 pages, format 13-18 75 fr.

MAJORATION DE 10 0/0
POUR FRAIS D'ENVOI
AVEC UN MINIMUM DE 10 FRANCS
sur demande, envoi contre remboursement

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob, Paris (6^e)

(Chèques postaux : Paris 1184-34. — Téléphone: Odé. 13-65.)

LES BOBINAGES RADIO, par H. Giloux. — Calcul, réalisation et vérification des bobinages H.F. et M.F. Nouvelle édition complétée.
128 pages, format 13-18 100 fr.

SCHEMATEQUE 40. — Documentation technique de 142 schémas de récepteurs commerciaux à l'usage des dépanneurs.
168 pages, format 17-22 200 fr.

FASCICULES SUPPLEMENTAIRES DE LA SCHEMATEQUE. — Ces brochures, actuellement au nombre de 14, complètent la documentation précédente. Chacune contient de 20 à 30 schémas.
Chaque fascicule de 32 pages .. 40 fr.

SCHEMAS DE RADIORECEPTEURS, par L. Gaudillat. — Schémas de récepteurs alternatifs et universels avec valeurs de tous les éléments.
Fascicule premier (32 p. 21-27) .. 60 fr.

LES LAMPETRES, par F. Haas et M. Jamain. — Etude théorique et pratique et réalisation des principaux appareils.
64 pages, format 13-18 30 fr.

LEXIQUE OFFICIEL DES LAMPES RADIO, par L. Gaudillat. — Sous une forme pratique et condensée, toutes les caractéristiques de service, les culottages et équivalences des lampes européennes et américaines.
64 pages, format 13-22 80 fr.

AMELIORATION ET MODERNISATION DES RECEPTEURS, par E. Aisberg.
100 pages, format 13-18 50 fr.

TOUTES LES LAMPES, par M. Jamain. — Tableau mural en couleurs donnant les culots de tous les tubes.
Format 50-65 cm 30 fr.

FORMULES ET VALEURS, par M. Jamain. — Tableau mural en couleurs résumant formules, abagues, valeurs et codes techniques.
Format 50-65 30 fr.

CAHIERS DE TOUTE LA RADIO

- N° 1. — LES RECENTS PROGRES DE LA RADIO 35 fr.
- N° 2. — METHODES MODERNES DE DEPANNAGE 35 fr.
- N° 3. — ELECTRONIQUE ET RADIO 40 fr.
- N° 4. — LE LABORATOIRE 40 fr.
- N° 5. — TELEVISION 40 fr.

BONNE ANNÉE! BONS DX!

Radio Hôtel-de-Ville vous demande de l'excuser s'il est quelquefois un peu en retard pour les livraisons.
C'est la rançon du succès.

Mais soyez tranquilles: C'est chez-nous que vous trouverez toujours **ce qui se fait de mieux pour les OC et l'émission amateur.**

Radio Hôtel-de-Ville, la Maison du DX-Man,
13, rue du Temple, PARIS-4^e • TUR 89-97

Etablissements **"A"**
Alex BAN, D'
17, rue du Dragon, PARIS-6^e

TOUTES PIÈCES DÉTACHÉES
pour Constructeurs et Dépanneurs

Vente exclusive aux professionnels

Demandez nos conditions de Gros ou, mieux encore,
venez nous rendre visite.

PUBL. RAPHY

RADIO-MARINO

POSTES - AMPLIS - MATÉRIEL

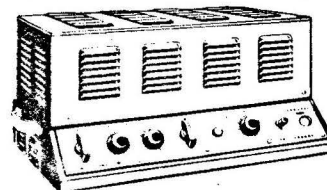
TOUT POUR LE RADIOTECHNICIEN

GROS - DÉTAIL

EXPÉDITIONS RAPIDES CONTRE REMBOURSEMENT
METROPOLE ET COLONIES

TÉL : 14, RUE BEAUGRENELLE
AUGIRARD 16-65 PARIS-XV^e

AMPLIFICATEURS



pour
**ELECTROPHONES
SONORISATION
CINEMAS - 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 RECEPTEURS 6, 8 ET 10 LAMPES - RADIOPHONES
INTERPHONES - ALIMENTATIONS STABILISEES - OSCILLOGRAPHES

Notices sur demande

SONAPHONE 15, RUE DES PLANTES
PARIS-XV^e - Suf 04-42

PUBL. RAPHY