

RADIO

constructeur & dépanneur

REVUE MENSUELLE PRATIQUE
DE RADIO ET DE TÉLÉVISION

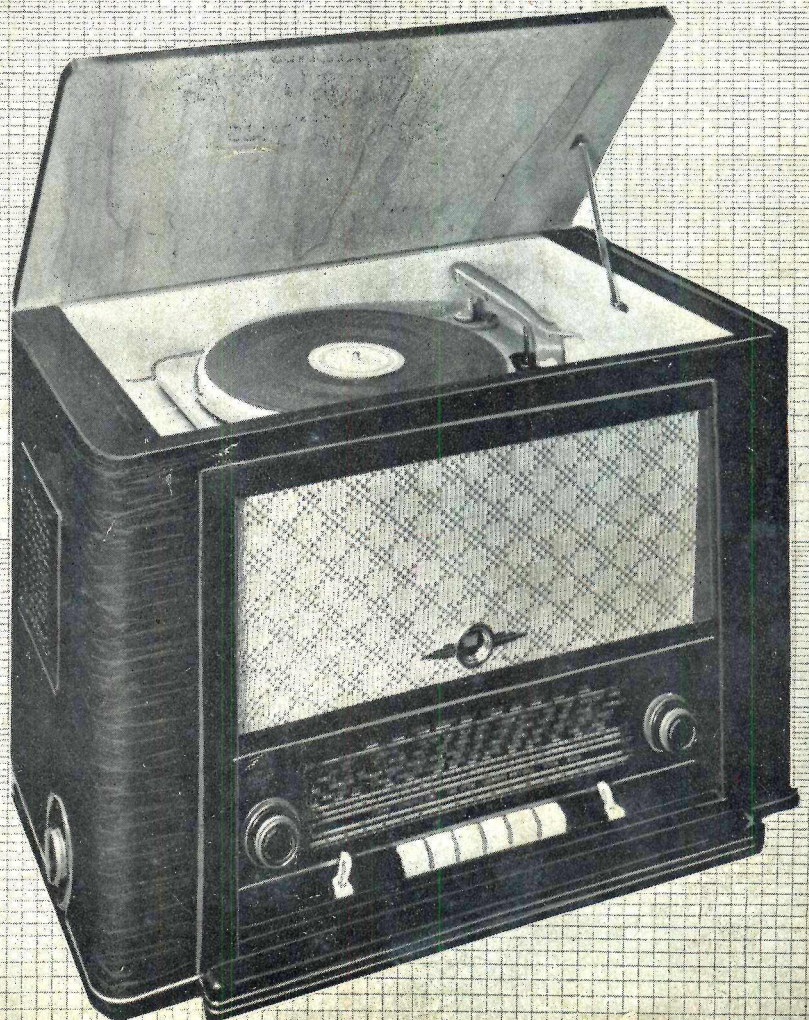
SOMMAIRE

- Versailles H.F., récepteur avec étage H.F. accordé et cadre anti-parasites.
- Un voltmètre électronique simple alimenté sur piles.
- Bases du dépannage. Différents montages changeurs de fréquence et leurs particularités.
- Générateurs H.F. à quartz pour fréquences élevées.
- Météor 14 - AM/FM, combiné radio-phono de luxe à 14 lampes et 5 haut-parleurs.
- Comment utiliser les caractéristiques et les courbes des lampes.
- Dépanneur en panne: description du générateur H.F. « Métrix » type 915.
- Soyons au courant.

TV

- Bases de la TV. Amplificateurs M.F. à circuits décalés. Cas de deux ou de quatre circuits.
- ABC du dépannage TV. Position correcte et réglage de l'aimant du piège à ions. Défauts des circuits d'alimentation du tube.
- Adaptation d'un châssis H.F. « Longue Distance » au téléviseur « Télé-Reporter ».

Ci-contre: Aspect extérieur du combiné radio-phono « METEOR » 14 - AM/FM » à 5 H.P. décrit dans ce N°.



Quel que soit votre magnétophone
Utilisez le ruban magnétique

KODAVOX

fabriqué en France par KODAK-PATHÉ

le ruban magnétique KODAVOX

sur support triacétate de cellulose de
32 MICRONS est facile à vendre parce qu'il est :

- * de sécurité
- * de haute fidélité
- * incontestablement le moins cher

parce que la publicité KODAK vous aide
sans relâche par :

- * ses annonces dans la presse
- * ses nombreux dépliants
- * ses affiches
- * ses semaines magnétiques
- * ses expositions

parce que **Kodak**

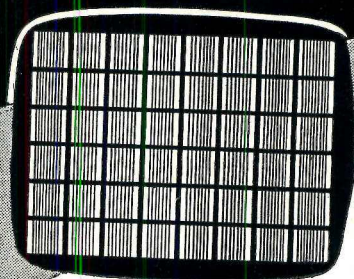
ne signe que des produits de
haute qualité



KODAK PATHÉ
organise toute l'année des
"SEMAINES MAGNÉTIQUES"
chez les revendeurs
KODAVOX

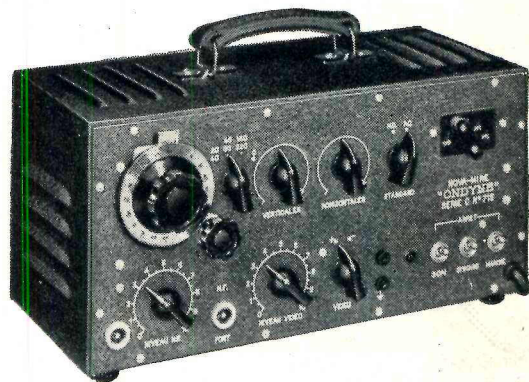
CREATION PUBLICITE KODAK

*Etude,
mise au point,
dépannage*
en **TÉLÉVISION**



NOVA-MIRE

Modèle mixte 819 - 625 lignes



GAMME H.F. - 20 à 200 Mc/s

GAMME ETALÉE - 160 à 220 Mc/s

- Porteuse SON stabilisée par Quartz.
- Quadrillage variable à haute définition.
- Signaux de Synchronisation comprenant : sécurité, top, effacement.
- Sortie H.F. modulée en positif ou négatif.
- Sorties VIDEO positive ou négative avec contrôle de niveau.
- Possibilités : tous contrôles H.F., M.F. VIDEO.
LINEARITE - SYNCHRONISATION - SEPARATION
CADRAGE

DOCUMENTATION SUR DEMANDE DE TOUTS NOS MODÈLES

SIDER-ONDYNE

SOCIÉTÉ INDUSTRIELLE D'ÉLECTROTECHNIQUE
ET DE RADIOÉLECTRICITÉ

75 ter, rue des Plantes, Paris (14^e) - Tél.: LEC. 82-30

AGENTS : LILLE: Ets COLLETTE, 8, rue du Barbier-Maës — STRASBOURG : M. BISMUTH, 15, place
des Halles — LYON : M. G. RIGOUDY, 38, quai Gaillon — MARSEILLE : Ets MUSSETTA, 3, rue Nau
RABAT : M. FOUILLOT, 9, rue Louis-Genli

BELGIQUE : ELECTROLABOR, 40, avenue Hamoir, UCCLE BRUXELLES

PUBL. RAPHY

PARINOR

PIÈCES

Des **RÉALISATIONS** de classe

Très nombreux modèles **RADIO** et **TÉLÉVISION**

CATALOGUE SUR SIMPLE DEMANDE

GRAND SPÉCIALISTE

de la PIÈCE DÉTACHÉE

HAUT-PARLEURS : ROLA CELESTION Ltd – HP Professionnel Haute
fidélité STENTORIAN – GE-GO – VEGA

TRANSFOS : MANOURY

PLATINES MICROSILLON : DUCRETET – GARRARD

ENREGISTREMENT : TRUVOX

APPAREILS DE MESURE :

RADIO-CONTROLE – CENTRAD – E.N.B.

Documentation gratuite
sur demande

PARINOR-PIÈCES

104, Rue de Maubeuge, PARIS-X^e - TRU. 65-55
Entre les métros **BARBÈS** et **GARE du NORD**

PUBL. ROPY

A VINGT MÈTRES DU BOULEVARD MAGENTA

RADIO COMMERCIAL

27, rue de Rome. PARIS-8°

LAB. 14-13 - C.C.P. Paris 2096-44

vous présente une réalisation hors classe

TÉLÉ-REPORTER

Description dans ce numéro

- Châssis, platine pré-câblée et réglée, THT image, blocking lignes, alimentation filtrage, condensateurs, résistances, potentiomètres, supports et matériels divers **32.428 -**
 - Lampes (15) **6.846 -**
 - Tube 43 cm Philips à grain fin **19.000 -**
- PRIX NET** sans HP ni ébénisterie **58.274 -**



LE PLUS GRAND STOCK de PIÈCES DÉTACHÉES

LAMPES EUROPÉENNES ET AMÉRICAINES, PLATINES P.U., etc...
MATÉRIEL NEUF GARANTI D'ORIGINE

Pas de Surprises
DÉSAGRÉABLES
en construisant vos
TÉLÉVISEURS
AVEC DES PIÈCES DÉTACHÉES
...

H.F.
M.F.
VIDEO
BALAYAGE
T.H.T.
ALIMENTATION
ATTENUATEURS
FICHES COAXIALES

... PATHE-MARCONI

PRODUCTION GARANTIE

251, 253 F. ST-MARTIN
PARIS. X° - BOT. 36-00



FURNISSEUR DEPUIS 1932 DE LA RADIO TÉLÉVISION FRANÇAISE, DES MINISTÈRES DE LA FRANCE D'OUTRE-MER, DE LA DÉFENSE NATIONALE, DE L'ÉDUCATION NATIONALE DES MISSIONS COLONIALES ET MÉTÉOROLOGIQUES, S.N.A.C.S.O., GRANDES ÉCOLES OFFICIELLES, PRÉFECTURES, CONSULATS, ÉVÊCHÉS, MUNICIPALITÉS, MESS, EXPLOITATIONS, EXPÉDITION FRANÇAISE HIMALAYA 54-55

Les meilleurs montages du marché en modulation de fréquence

MÉTÉOR 10 FM

Décrit dans Radio Constructeur, n° de septembre 1954

— 10 tubes, 13 circuits HF accordée, F.M., Contacteur à Clavier, Grand Cadre incorporé, B.F. haute fidélité, commandes séparée, graves et aiguës. 3 H.P. spéciaux dont un statique à feuille d'or.

Châssis nu en pièces détachées 21.960 Fr.
Châssis nu câblé-réglé .. 27.560 Fr.
Le jeu de 10 lampes 4.750 Fr.



Ces deux modèles existent en radio-phonos

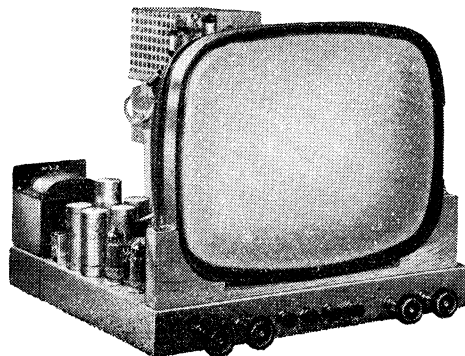
MÉTÉOR 14 FM

Description dans ce numéro

14 tubes, 13 circuits, HF accordée, Chaînes FM et AM séparées, Sélectivité variable, BF haute fidélité, Push-pull, indicateur d'accord balance magique 6 AL 7, Contacteur à clavier, Grand cadre incorporé, Commandes des graves et des aiguës séparées, Transfo de sortie à enroulement symétrique, 5 haut-parleurs spéciaux dont un statique à feuille d'or.

Châssis nu en pièces détachées 25.930 Fr.
Châssis nu câblé-réglé .. 34.780 Fr.
Le jeu de 14 lampes 7.521 Fr.

TÉLÉ-MÉTÉOR MULTICANAUX



LUXE

Bande passante 10 Mcs 2 — Sensibilité 65 μ V
LONGUE DISTANCE

à comparateur de phases

Bande passante 10 Mcs 2 — Sensibilité 15 μ V

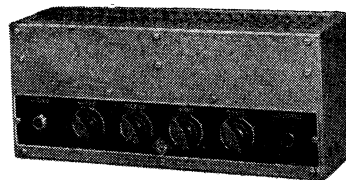
Pour tubes 43 et 54 cm ALUMINISÉS

NOMBREUSES RÉFÉRENCES DE RÉCEPTION
A LONGUE DISTANCE

Nos récepteurs sont livrables : en pièces détachées avec platine HF-MF câblée, réglée ; en châssis complet en ordre de marche ou en coffret.

LA HAUTE FIDÉLITÉ
à des prix abordables

AMPLI MÉTÉOR 12 watts



5 étages, transfo de sortie de très haute qualité, bruit de fond sur entrée micro, souffle + ronflement inférieur à moins de 60 DB, Distorsion : 0,3 % jusqu'à 7 watts, 0,5 % jusqu'à 8 watts, Commandes des graves et des aiguës séparées : relèvement possible 18 dB, affaiblissement possible 20 dB à 10 et 20.000 périodes.

En pièces détachées 15.570 Fr.
Le jeu de 6 lampes 2.580 Fr.

MICRO-SELECT

Electrophone 6 watts, 4 réglages : micro, P.U., grave aigu. Casier à disques. Haute fidélité. Couvercle amovible.



DOCUMENTATION GÉNÉRALE CONTRE 50 FR. EN TIMBRES

ETS GAILLARD

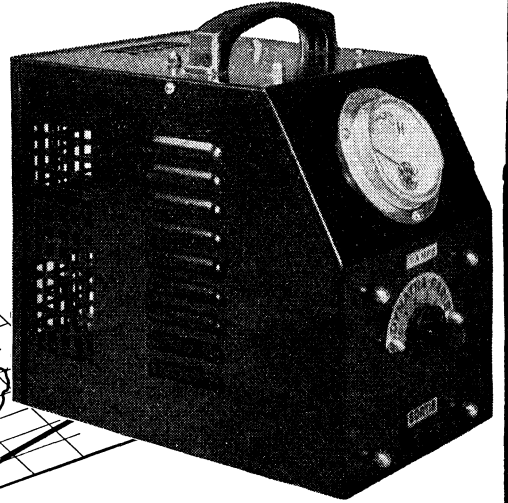
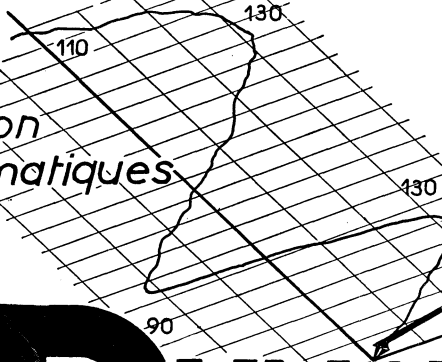
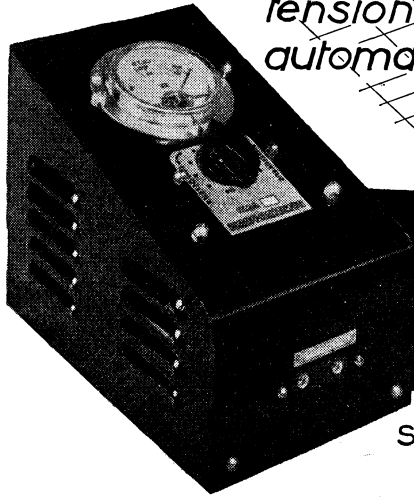
5, Rue Charles-Lecocq — PARIS-XV^e — Tél. : LECourbe 87-25
Adresse Télégraphique : GAILLARADIO-PARIS — C.C.P. 181.835

PUBL. RAPPY

Ouvert tous les jours sauf dimanche et fêtes de 8 h. à 19 h.

La "fièvre" du secteur est mortelle
pour vos installations
PROTEGEZ-LES

avec des
régulateurs de
tension
automatiques



DYNATRA

41, RUE DES BOIS, 41 PARIS 19^e
Télé: NORD 32-48

SURVOLTEURS-DEVOLTEURS, AUTOTRANSFORMATEURS
LAMPETRES - ANALYSEURS

Agent pour NORD et PAS-DE-CALAIS. R. CERUTTI, 23, rue Ch. St. Venant. LILLE. Tél. 537-55

Agent pour LYON et la Région. J. LOBRE, 10, rue de Sèze - LYON

Agent pour MARSEILLE et la Région. AU DIAPASON des ONDES - 32, rue Jean-Roque - MARSEILLE

Agent pour la BELGIQUE: Ets VAN DER HEYDEN, 20, rue des Bogards - BRUXELLES

CENTRAL-RADIO

En nos magasins les plus grandes marques de pièces détachées

- BOBINAGES** : ALVAR - OPTALIX - ORÉGA - SFB - SUPERSONIC
CONDENSATEURS : L.C.C. - MICRO - NOVEA - RADIOHM - REGUL - SAFCO - CAPA
HAUT-PARLEURS : AUDAX - MUSICALPHA - PRINCEPS - VEGA
RÉSISTANCES : DACO - LANGLADE - OHMIC
PLATINES P. U. : PAILLARD - STAR - SUPERTONE
TRANSFORMATEURS : DÉRI - MCB - VEDOVELLI
MATÉRIEL TÉLÉVISION : OPTEX - ORÉGA
LAMPES : DARIO - MAZDA - NEOTRON - PHILIPS - RADIO-BELVU

APPAREILS DE MESURE

Les plus grandes Marques :

METRIX - CENTRAD - RADIOS
GUERPILLON - CHAUVIN - ENB

BABY-CAMPING

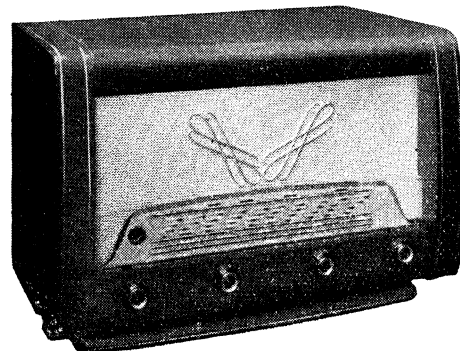
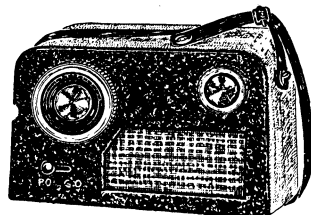
le portable idéal

Récepteur fonctionnant sur piles.
4 lampes. Dim. 25x17x9 cm.
Complet en pièces détachées, net :

11.900

PLUSIEURS COLORIS

Boîte d'alimentation fonctionnant
sur secteur - Sur demande



DÉCRIT
EN FÉVRIER 1955

RCR 55 PP

Récepteur de luxe,
8 lampes noval
alternatif, sortie
push-pull, H.P. ti-
cinal 24 cm haute
fédélité, 4 gammes
(OC-PO-GO-BE).
C o n t r e-réaction
poussée.

L'ensemble complet
en pièces détachées
avec lampes :

sans ébénisterie :
18.300
avec ébénisterie :
23.450

REMISE AUX REVENDEURS, ARTISANS, DÉPANNÉURS - CATALOGUE GÉNÉRAL 1955 contre 100 francs

Conditions aux Employés des Industries Radio-Électriques et aux Membres d'Associations - Expédition Province et Union Française à lettre lue

35, RUE DE ROME - PARIS (8^e) - LAB. 12-00 et 12-01 - C. C. P. PARIS 728-45

Ouvert tous les jours sauf le Dimanche et le Lundi matin de 9 h. à 12 h. 15 et de 13 h. 30 à 19 h.

MODÈLES 55-56 — LA PLUS BELLE COLLECTION D'ENSEMBLES PRÊTS A CABLER

Une organisation éprouvée dans la distribution des pièces détachées de 60 ENSEMBLES de 5 A 11 LAMPES, avec et sans H.F., avec et sans cadre incorporé, avec un ou plusieurs haut-parleurs. Vous trouverez ces appareils à construire dans notre CATALOGUE D'ENSEMBLES, réf. SC 54 contre Frs 150 en timbres. Accompagnant ce magnifique album illustré de 60 gravures, vous aurez à votre disposition des listes de matériels aux prix de vente en gros et en regard le prix de vente détail de chaque récepteur. Pour compléter cette généreuse documentation, nous tenons à votre disposition notre CATALOGUE GENERAL DE PIÈCES DETACHEES contre Frs 150 en timbres où se trouvent réunies toutes les pièces détachées pour la radio, l'électronique, la télévision.

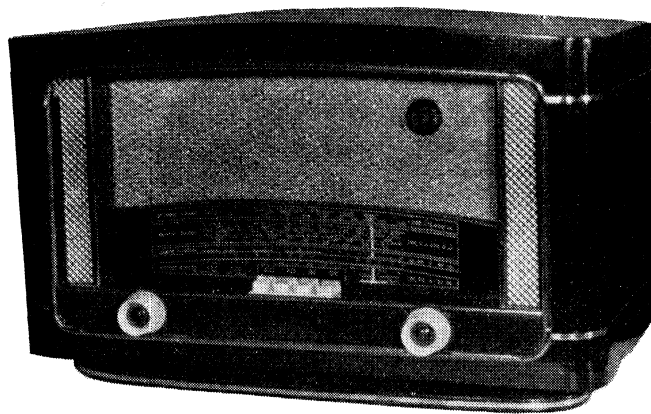
VERSAILLES-HF

Ebénisterie noyer foncé, filets cuivre
Dimensions L. 54, P. 23, H. 35

*Voir réalisation
dans ce numéro*

Absolument complet en pièces détachées :

21.750 fr.



ASTRAL 56

Dimensions : L. 58, H. 47, P. 51 - Platine HF de l'antenne au tube câblée et réglée. A câbler : Base de temps et alimentation. Absolument complet en pièces détachées sans ébénisterie :

En 43 cm **60.957 fr.**

En 54 cm **69.846 fr.**

Pour réalisation, schéma théorique, plan pratique, consulter la revue TELEVISION PRATIQUE de septembre 1955.

ETHERLUX-RADIO

9, Bd Rochechouart, PARIS-9^e - Tél. TRU. 91-23 - C.C.P. Paris 1299-62

Métro : Anvers ou Barbès-Rochechouart - A 5 minutes des Gares de l'Est et du Nord

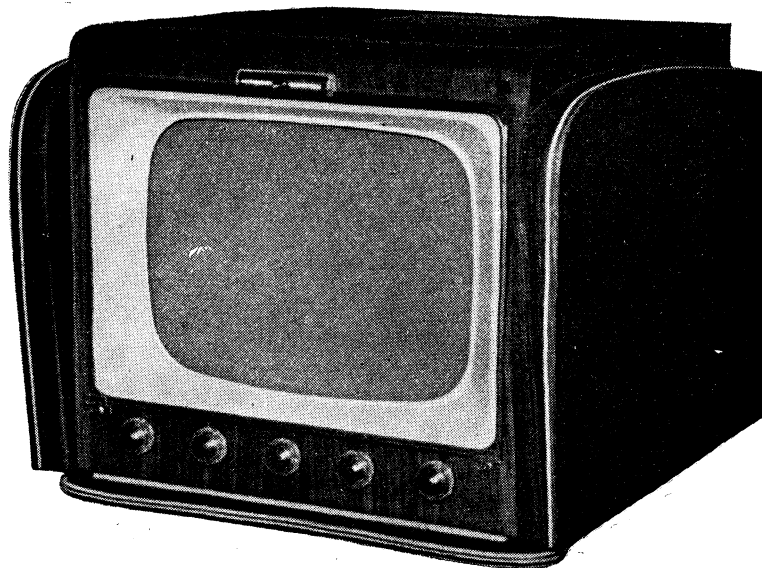
Autobus : 54 - 85 - 30 - 56

GRAND TRIANON

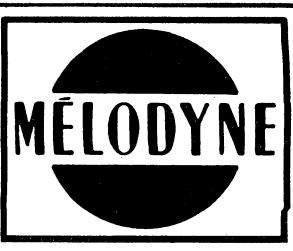
Ebénisterie noyer foncé ornée d'un très beau décor cuivre. Dim. L. 36, P. 18, H. 22. Caractéristiques : 6 lampes alternatif, 4 gammes commandées par clavier 5 touches, cadre antiparasites de type Ferroxcube, haut-parleur 12 cm Princes à fort champ.

Prix absolument complet en pièces détachées :

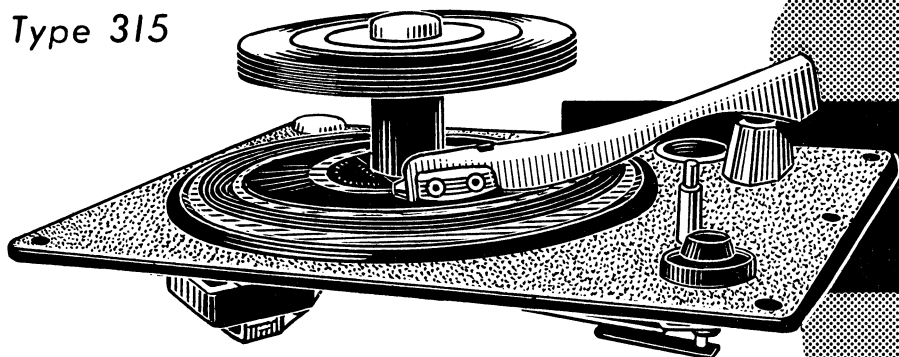
14.345 fr.



Vous recherchez la qualité?
Équipez vos fabrications avec

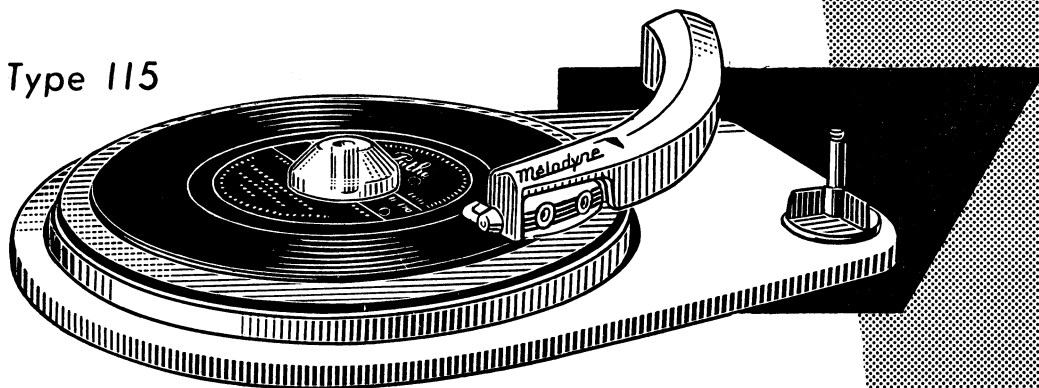


Type 315



PLATINE TOURNE-DISQUES
universelle
à CHANGEUR (45 tours)

Type 115



PLATINE RÉDUITE
3 vitesses 33, 45, 78 tours



La meilleure platine
...est signée

Melodyne

Production garantie

PATHÉ-MARCONI

251 - 253, R. du Fg. SAINT-MARTIN - PARIS-X^e - Tél. : BOT. 36-00

PUBL. RAPPY

Distributeurs régionaux : PARIS, MATERIEL SIMPLEX, 4, rue de la Bourse (2^e) - SOPRADIO, 55, rue Louis-Blanc (10^e) - LILLE, ETS COLETTE LAMOOT, 8, rue Barbier-Maes - LYON O.I.R.E., 56, rue Franklin - MARSEILLE MU SSETTA, 3, rue Nau - BORDEAUX, D.R.E.S.O., 43, rue de Turenne - STRASBOURG, SCHWARTZ, 3, rue du Travail



ORGANE MENSUEL
DES ARTISANS
DÉPANNERS
CONSTRUCTEURS
ET AMATEURS

RÉDACTEUR EN CHEF :
W. SOROKINE

==== FONDÉ EN 1936 ====

PRIX DU NUMÉRO .. 120 fr.

ABONNEMENT D'UN AN
(10 NUMÉROS)

France et Colonies .. 1.000 fr.

Etranger 1.200 fr.

Changement d'adresse. 30 fr.

● ANCIENS NUMEROS ●

On peut encore obtenir les anciens numéros, aux conditions suivantes, port compris :

N ^{os} 49, 50, 51, 52, 53 et 54	60 fr.
N ^{os} 62 et 66	85 fr.
N ^{os} 67, 68, 69, 70, 71 et 72	100 fr.
N ^{os} 73, 74, 75, 76, 77, 78, 79, 80, 81, 82, 83, 84, 85, 86, 87, 88, 89, 90, 91, 92, 93, 94, 96, 97, 98, 99, 100, 102, 103, 104, 105, 106, 108, 109 et 110	130 fr.



**SOCIÉTÉ DES
ÉDITIONS RADIO**
ABONNEMENTS ET VENTE :

9, Rue Jacob, PARIS (6^e)
ODE. 13-65 C.C.P. PARIS 1164-34

RÉDACTION :

42, Rue Jacob, PARIS (6^e)
LIT. 43-83 et 43-84

PUBLICITÉ :

J. RODET (Publicité Rapy)
143, Avenue Emile-Zola, PARIS
TÉL. : SEG. 37-52



On dit, à tort ou à raison, qu'une autruche se cache la tête à l'approche d'un danger et s'imagine ainsi être à l'abri.

En ce qui nous concerne, il ne s'agit pas d'un danger, Dieu merci, mais d'une réalité : l'avènement de la télévision et, en général, des V.H.F., U.H.F. et autres fréquences de plus en plus « very high ». Se dire, dans ces conditions, que l'on a bien le temps de se familiariser avec ces nouvelles techniques, et qu'il y a encore tellement de choses à dire sur les grandes et les petites ondes et sur le super-hétérodyne à quatre lampes plus valve, équivaut à imiter le volatile susnommé. Le jour où l'on se trouvera obligé d'ouvrir les yeux, on aura accumulé un tel retard technique que tout effort pour essayer de le combler se révélerait vain.

Cette situation nous fait penser à l'époque (1930-1931) où les tout premiers postes alimentés sur secteur on fait leur apparition. D'une technique pourtant rudimentaire, qui ferait sourire un débutant d'aujourd'hui, ils comportaient des « nouveautés » qui ont suffi pour décourager une multitude d'amateurs confortablement installés dans la routine du poste avec batterie et chargeur. Bien entendu, tous se sont dit qu'on avait le temps de voir ces fameuses lampes à chauffage indirect, et que, en attendant, la technique éprouvée des bigrilles, des A 409 et autres B 443 était encore parfaitement valable pour quelques années. Malheureusement, lorsqu'ils ont voulu, enfin, « voir » les lampes à chauffage indirect, on en était déjà à la monocommande, aux H.P. dynamiques, à la M.F. sur 460 kHz, aux octodes et aux lampes tout-métal. Rideau !

Beaucoup de personnes confondent, à tort, nouveauté avec difficulté nouvelle. Or, presque toujours, une nouveauté est une simplification de la technique, du

moins lorsqu'elle se trouve débarrassée d'un certain mystère des premières informations et qu'elle reçoit une application pratique. Il suffit souvent d'un tout petit effort pour vaincre la première appréhension et l'on découvre avec stupéfaction une merveille de simplicité.

Entendons-nous bien. La technique des ondes ultra-courtes, des impulsions, des antennes spéciales, des circuits à large bande etc., est très compliquée, mais des laboratoires puissamment outillés et des centaines de savants et d'ingénieurs ont mis à notre portée, sous une forme pratique, les résultats de leurs recherches et de leurs travaux.

Il en résulte, par exemple, que la construction d'un téléviseur est de nos jours, aussi simple que celle d'un récepteur radio classique, avec cette seule différence qu'il faut y consacrer un peu plus de temps, car il y a beaucoup plus de lampes. Nous irons même plus loin et dirons qu'il est beaucoup plus difficile de construire entièrement un récepteur classique à trois gammes, y compris les bobinages, qu'un téléviseur dont on aura, également, à réaliser les différentes bobines H.F. et M.F.

La Télévision, à laquelle nous consacrons maintenant une large place dans notre revue, doit être considérée, en somme, comme une introduction à la technique des ondes très courtes, c'est-à-dire à la technique de demain. Ce n'est pas un but en soi, mais simplement un moyen qui nous permet, en nous amusant (on voit des images !), de faire connaissance avec des aspects un peu particuliers des phénomènes que nous connaissons depuis toujours : oscillateurs de toute sorte, changement de fréquence, circuits oscillants, liaison H.F. et M.F., détection diode, etc.

W. S.

SOYONS AU COURANT

Ils ont édité pour vous...

LIBRAIRIE DUNOD, 92, rue Bonaparte, Paris (6^e).

Dictionnaire de Télévision, Radar et Antennes (en six langues), par W.E. Clason. La richesse de la littérature technique mondiale, à l'heure actuelle, est telle, dans tous les domaines et dans celui de l'électronique en particulier, qu'aucune revue spécialisée ne serait même pas en mesure de donner simplement la liste des ouvrages ou des articles qui paraissent en toutes langues. Il est donc vital, pour tout ingénieur ou technicien soucieux d'élargir son horizon professionnel, de pouvoir lire toute cette documentation en langue d'origine pour en tirer l'essentiel.

Nombreux sont ceux qui, bien que possédant de bonnes notions scolaires d'une langue, sont rebutés par la lecture des ouvrages techniques à cause d'une terminologie très spéciale et souvent « argotique », dont ils ne trouvent aucune traduction dans les dictionnaires ordinaires. C'est pourquoi nous pensons qu'il convient de féliciter vivement M. W.E. Clason d'avoir mis sur pied ce dictionnaire spécialisé en six langues (anglais/américain, allemand, espagnol, français, hollandais, italien), avec un système de classification ingénieux, permettant de l'utiliser dans n'importe quel sens.

Signalons encore que ce dictionnaire est le premier d'une collection « Dictionnaires Polyglottes Elsevier », qui comprendra plusieurs volumes consacrés à des branches très variées de la science et de la technique.

Le volume, relié toile, sous jaquette, comprend 760 pages de format 160x250 mm. Son prix est de 5 800 F.

Vers les ondes millimétriques

On peut penser que les fréquences utilisées actuellement en Télévision (200 MHz) feront bientôt figure de fréquences « basses », puisqu'on fabrique déjà des magnétrons générateurs d'impulsions travaillant sur des fréquences de l'ordre de 35 000 MHz, ce qui correspond à une longueur d'onde de 8,6 mm.

Pas de Salon TV cette année

A la suite d'une récente réunion au S.N.I.R. on nous communique que le Salon de la Télévision n'aura pas lieu cette année au Musée des Travaux Publics, mais qu'une quinzaine de la Radio et de la Télévision est actuellement à l'étude pour le mois d'octobre.

Comment l'Etat favorise l'Industrie Radioélectrique

La brève information précédente : l'annulation du Salon de la Télévision, cache, en réalité un véritable scandale dont voici l'essentiel :

Les locaux du Musée des Travaux Publics ont été retenus par suite d'une convention passée le 8 juin 1954, entre le S.N.I.R. et le ministre des Travaux Publics, pour les années 1954 et 1955, et les redevances pour l'année 1955 ont été payées d'avance.

Entre temps, les bavards inutiles de l'Assemblée de l'Union française, « fromage » bien connu (et très couteux), se sont avisés que le Palais de Versailles était vraiment trop miteux pour eux, et que de leur présence au cœur de Paris dépendaient les destinées de la France.

Étant donné l'urgence de ce déménagement et son importance sur le plan national, le ministre responsable n'hésita pas un seul instant : les locaux du Musée des Travaux Publics furent attribués à l'Assemblée susnommée

et l'on ne prit même pas la peine d'un arrangement honorable avec le S.N.I.R., dont trois lettres recommandées avec accusé de réception (du 17 mai au 23 juin 1955) sont restées sans réponse.

Ainsi donc, faisant fi des conventions passées et de l'argent encaissé, l'Etat met le S.N.I.R. devant le fait accompli, sans aucun préavis et au dernier moment, où le manque de temps empêche les organisateurs de trouver un local de remplacement. Un particulier qui se conduirait de la sorte se ferait traiter d'escroc.

Ainsi donc, les faveurs de l'Etat vont aux budgétivores à l'état pur, et sont refusées aux représentants d'une industrie qui rapporte au dit Etat plusieurs milliards par an, avec cette circonstance aggravante qu'en l'occurrence il ne s'agit pas d'une faveur mais d'un dû.

Ainsi donc, toujours par suite de cette mesure inique, l'Industrie Radioélectrique française se trouve privée d'une manifestation dont les conséquences commerciales s'étalent sur toute la saison et qui attire toujours de très nombreux visiteurs étrangers, amenant d'importantes transactions à l'exportation.

Pendant ce temps...

...l'Exposition allemande de la Radio, de la Télévision et du Phono

...ouvre ses portes, du 26 août au 4 septembre, à Dusseldorf, et dépasse, par son ampleur, toutes les expositions antérieures qui ont eu lieu dans cette ville. Préparée et soutenue par une publicité à jet continu depuis plusieurs mois (notices, dépliants, statistiques, etc...), elle attirera vers elle à peu près tout ce que les pays proches et lointains comptent comme clients sérieux (en 1954 : 867.000 récepteur de radio et T.V. exportés).

La question des locaux ne se pose pas à Dusseldorf : s'il le faut, on en construira de plus vastes, car le Commerce et l'Industrie font vivre le pays et ont, de ce fait, la priorité.

Mais il vaut mieux ne pas comparer : il y a de quoi grincer des dents.

Télévisso

Saluons avec sympathie la nouvelle branche de l'activité des Ets J. Visseaux S.A. : récepteurs radio et téléviseurs présentés sur le marché sous la marque **Télévisso**. Cinq modèles de récepteurs (dont un combiné radio-phono) et deux modèles de téléviseurs existent actuellement, sur lesquels nous ne manquerons pas de documenter nos lecteurs lorsque nous serons en possession de renseignements plus détaillés.

Nouvelle adresse

En vue d'intensifier son activité, la Société **Belge des Éditions Radio** est transférée dans un nouveau local, plus vaste, situé 184, rue de l'Hôtel des Monnaies, à Bruxelles. Notons que ce nouveau local se trouve à une vingtaine de mètres seulement de l'ancien.

Institut Supérieur d'Électronique

Un Institut Supérieur d'Électronique a été fondé dans le cadre de l'Institut Catholique de Paris. Sa première session s'ouvrira en octobre 1955. Pour tous renseignements et inscriptions, on peut s'adresser, à partir du 1^{er} septembre, tous les jours, sauf samedi et dimanche, de 9 h. à 12 h. et de 14 h. 30 à 18 h., 21, rue d'Assas, Paris (6^e). Téléphone : BABYlone 33-16.

TV en U.H.F.

Un émetteur expérimental de télévision en U.H.F. (bande IV) a été mis en service en Allemagne, à la station de Bielstein, afin d'obtenir des informations précises sur la propagation des ondes centimétriques en Europe et d'aider l'industrie allemande à mettre au point la technique des récepteurs et des antennes de télévision appropriés à la bande IV.

Les fréquences utilisées sont de 490,75 MHz et 485,25 MHz.

A signaler qu'il existe actuellement aux U.S.A. une centaine d'émetteurs T.V. travaillant dans les bandes U.H.F. (IV et V) mais que leur exploitation se heurte à quelques difficultés sur le plan commercial, difficultés qui n'ont rien à voir avec la qualité ou la technique.

Téléviseurs "insaisissables"

Dans l'Etat de Californie (U.S.A.), la loi interdit la saisie d'un téléviseur au même titre que celle d'un lit, des vêtements, etc...

Statistiques

A l'heure où nous écrivons ces lignes, le nombre de téléviseurs déclarés en France est sur le point d'atteindre et de dépasser 200.000 appareils.

En Allemagne, les progrès de la télévision se sont traduits par l'installation de 130.000 nouveaux récepteurs pendant la période comprise entre le 1^{er} juillet 1954 et le 1^{er} juillet 1955.

La production de récepteurs de radiodiffusion en U.R.S.S. a été de près de 2.900.000 appareils pour l'année 1954. La production de l'année 1955 atteindra, en se basant sur les chiffres obtenus au cours des deux premiers trimestres, un total voisin de 3.800.000 appareils.

En ce qui concerne la télévision, 250.000 appareils ont été fabriqués en U.R.S.S. pendant l'année 1954, mais une production totale de 500.000 téléviseurs est prévue pour l'année 1955. Le modèle « standard » semble être un téléviseur à écran de 36 cm.

Télé-Nancy

Un émetteur de télévision de petite puissance a été mis en service, à titre temporaire et expérimental, à Nancy, le 14 mai dernier. Cette station, diffusant le programme national, fonctionnera sur les porteuces suivantes :

Vision 177,15 MHz
Son 188,30 MHz

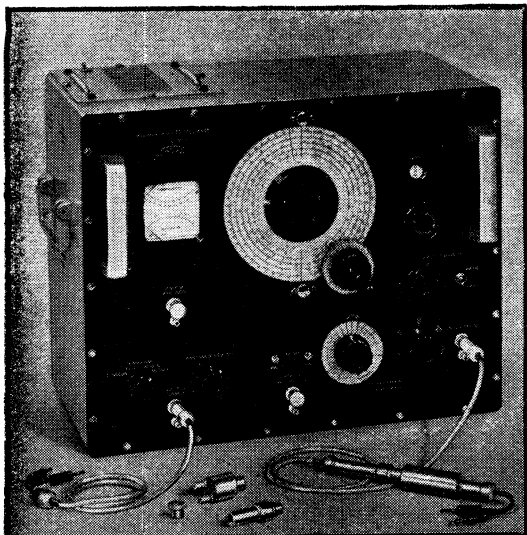
La polarisation des porteuces est verticale.

Cours et Ecoles

L'ouverture de Cours de l'École Centrale de T.S.F. et d'Électronique est fixée au 6 octobre 1955. Rappelons que cette École assure aussi bien l'enseignement sur place (cours du jour ou du soir) que par correspondance. Pour tous renseignements écrire : 12, rue de la Lune, Paris (12^e).

Des cours du soir de radioélectricité, entièrement gratuits, sont organisés à partir du mois d'octobre 1955, à l'intention de jeunes gens âgés de plus de 18 ans, au Lycée Paul Langevin, 1, rue Claude Burgot, à Suresnes (Seine).

L'École Nationale de Radiotechnique et d'Électricité appliquée, 37, rue Klock, à Clichy (Seine), organise également des cours du soir gratuits.



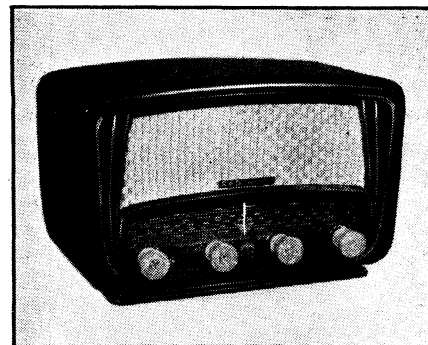
Générateur H.F. type L 208

Ce générateur, fabriqué par Férisol peut être considéré comme un appareil-type nécessaire pour relever les caractéristiques H.F. d'un récepteur radio : sensibilité H.F. et M.F., sélectivité, action de la C.A.V. etc.

Il couvre en 10 gammes, la bande de 50 kHz, à 50 MHz, l'onde H.F. émise pouvant être modulée en amplitude par un signal B.F. de 400 ou de 1 000 Hz, avec une profondeur variable entre 0 et 100 %, indiquée par un appareil de mesure.

La précision de l'étalonnage en fréquence est de $\pm 0,3$ % tandis que la tension de sortie H.F. est réglable entre 0,5 μ V et 0,1 V à l'aide d'un atténuateur double, un voltmètre électronique permettant de connaître, à chaque instant, la tension H.F. de sortie, avec une précision de ± 10 %.

L'appareil comporte 11 lampes, valves et tubes stabilisateurs.



Le « Super As 55 »

Faisant partie de la série Radialva 1955, ce récepteur, de dimensions assez réduites (290 \times 160 \times 190 mm), existe en deux versions : « Standard » et « Colonial-Maritime », cette dernière étant à 5 gammes, dont 3 O.C. : 12 à 46 m ; 43 à 100 m ; 88 à 200 m.

La réception en F.O. et G.O. se fait sur cadre orientable incorporé et l'alimentation est du type « tous courants ».

Le haut-parleur est un elliptique de 10 \times 14 cm, les lampes étant au nombre de cinq, dont la changeuse de fréquence 12AJ8. La consommation de l'appareil est de l'ordre de 20 watts sous 110-130 volts.

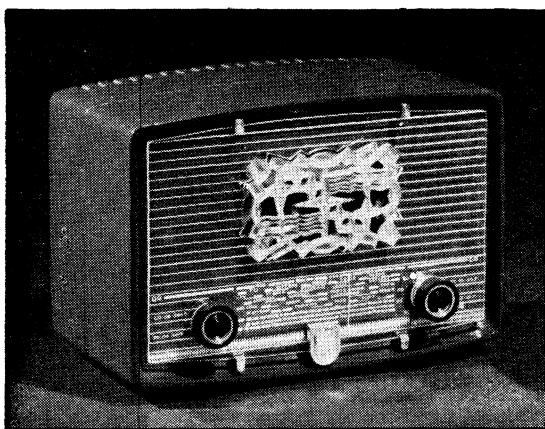
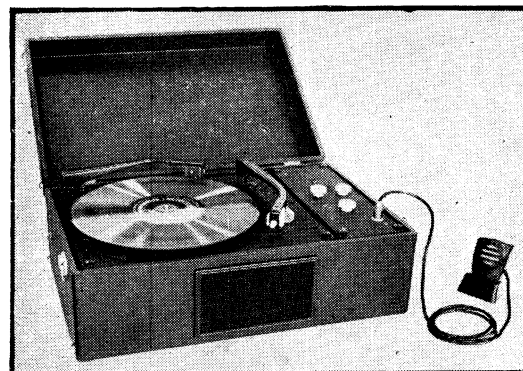
Electrophone enregistreur « Phonomag »

Réalisé par la Société de Matériel Electro-Acoustique cet ensemble comprend une platine Pathé-Marconi 3 vitesses, un système enregistreur-reproducteur autonome, un amplificateur et un haut-parleur.

L'enregistrement s'effectue sur disques souples (grand ou petit format), utilisables sur les deux faces et réutilisables indéfiniment, grâce à l'effaceur magnétique.

En ce qui concerne les caractéristiques électriques de l'appareil, indiquons que la puissance de sortie est de 2 watts ; que la bande passante de l'électrophone va, à 33 tr/mn, de 60 à 12 000 Hz à $\pm 2,5$ dB ; que la bande passante de l'enregistreur s'étend de 100 à 6 000 Hz à ± 2 dB.

Ajoutons que cet appareil peut être complété par un capteur téléphonique permettant d'enregistrer les conversations téléphoniques, et que l'encombrement de l'ensemble est de 530 \times 340 \times 215 mm.



Nouveau téléviseur « Télé-Ariane »

Voici le nouveau châssis (équipé d'un tube de 54 cm) étudié et réalisé par « Télé-Ariane » pour la saison 1955/56, et muni d'un « rotacteur » à six positions permettant, éventuellement, la réception de six émetteurs TV différents. Les grandes lignes « techniques » de cet appareil sont les suivantes :

Amplificateur H.F. cascode par 6 BQ 7 et changement de fréquence par double triode E CC 81 :

Amplificateur M.F. image à trois étages (EF 80) et liaison par transformateurs surcouplés. Détection vidéo par diode EB 91 et amplification vidéo par PL 83.

Canal son comprenant deux étages d'amplification M.F. (EF 80 et partie penthode d'une EBF 80), la détection (diode de la EBF 80) et les deux étages B.F. réunis en une ECL 80 ;

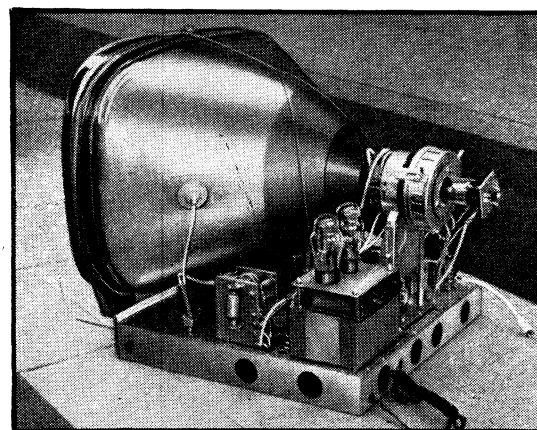
La séparatrice est une EF 80, tandis que les bases de temps comprennent, respectivement, une ECL 80 et une PL 82 (images) et une ECL 80 avec une PL 81 (lignes), le tout complété, bien entendu, par une diode de récupération PY 81 et une diode T.H.T.

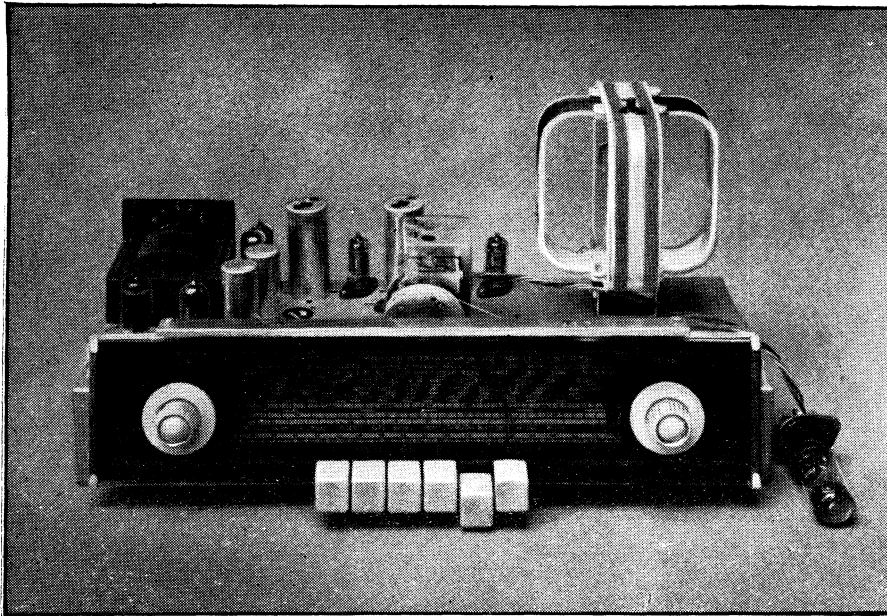
Nouveau récepteur Philips

Il s'agit du récepteur BF 151 U, appareil portatif (240 \times 170 \times 130 mm) de présentation luxueuse. Il comporte cinq lampes (UCH 42, UF 41, UBC 41, UL 41, UY 41) et fonctionne sur quatre gammes, dont une O.C. normale et une bande étalée (49 m). Le collecteur d'ondes est constitué par un cadre ferrocapteur de 20 cm.

Ce récepteur fonctionne sur courant continu ou alternatif, 25 ou 50 p/s, sous 110 à 127 V. Un emplacement pour résistance additionnelle est prévue lorsque la tension du secteur dépasse 127 V.

Le haut-parleur est un elliptique de 10 \times 14 cm, dont la bobine mobile a une impédance de 5 ohms, tandis que le coffret existe en trois teintes : bordeaux, ivoire et vert.

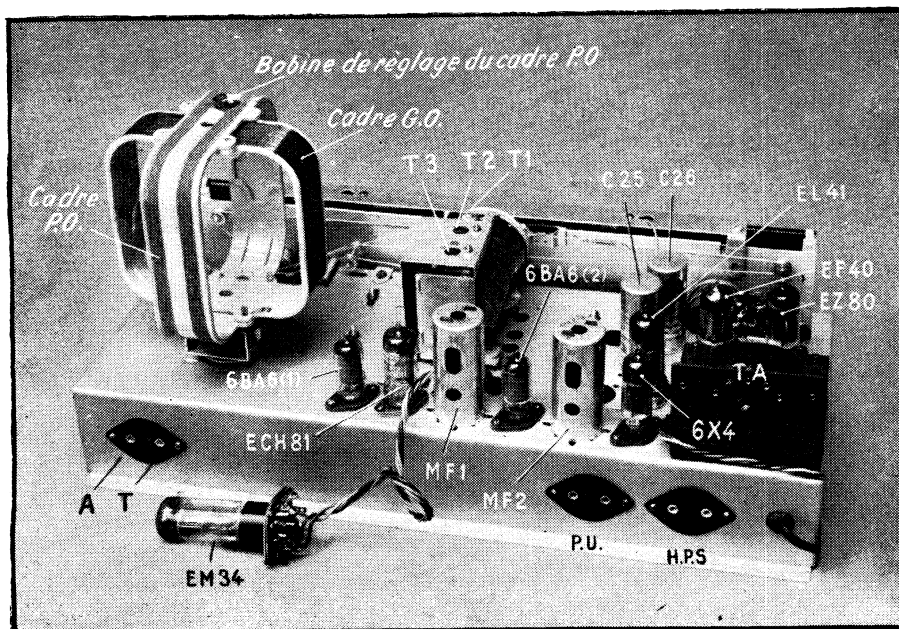




VERSAILLES H.F.

8 LAMPES — ÉTAGE H.F. ACCORDÉ
CADRE ANTIPARASITE INCORPORÉ

Réalisation **ETHERLUX**



Il y a plus d'un an déjà, en mai 1954, nous avons décrit dans « Radio Constructeur » un récepteur (« Cadrex 745 ») qui a eu un succès considérable auprès de nos lecteurs. Estimant qu'il est inutile de bouleverser un montage qui a fait ses preuves, nous en décrivons aujourd'hui une version « modernisée » : bloc de bobinages à commutation par clavier et cadre antiparasite différent, moins encombrant, mais aussi efficace. Bien entendu, la disposition des pièces sur le châssis (et à l'intérieur) s'est trouvée profondément modifiée dans la nouvelle réalisation, dont le schéma, par contre, n'a subi que quelques changements minimes.

Passons donc rapidement en revue les grandes lignes de ce récepteur, comme nous l'avons fait pour son « aîné ».

1. — Rien de changé pour le collecteur d'ondes, qui reste normalement constitué, en P.O. et G.O., par le cadre incorporé. En O.C. et B.E. l'adjonction d'une antenne extérieure est nécessaire, qu'un commutateur, actionné par le cadre en fin de course, permet de mettre en circuit.

2. — Les modifications apportées à l'étage amplificateur H.F. ont été insignifiantes, justifiées uniquement par l'utilisation d'un bloc de bobinages différent. Elles se réduisent à l'adoption de valeurs légèrement différentes pour les résistances R_1 , R_2 et R_4 .

3. — Aucune modification à l'étage changeur de fréquence, qui reste classique, en dehors d'une petite retouche à quelques valeurs de résistances et de condensateurs. Les valeurs adoptées pour C_7 et C_8 l'ont été en tenant compte des caractéristiques du nouveau bloc de bobinages. Quant aux résistances, le fait de porter à 27 000 ohms la résistance R_8 contribue à rendre l'oscillation locale un peu plus énergique. Pour le diviseur de tension R_9 - R_{10} , la nouvelle valeur de ses résistances ne change pratiquement rien à la tension que l'on obtient à l'écran.

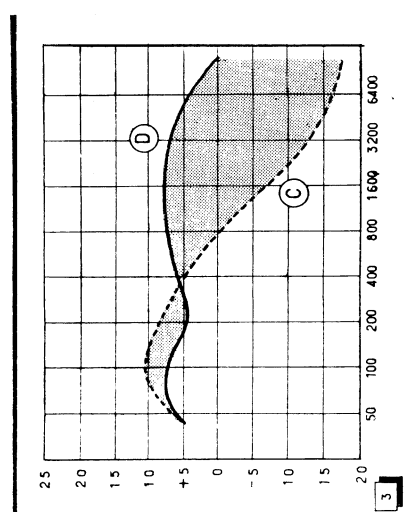
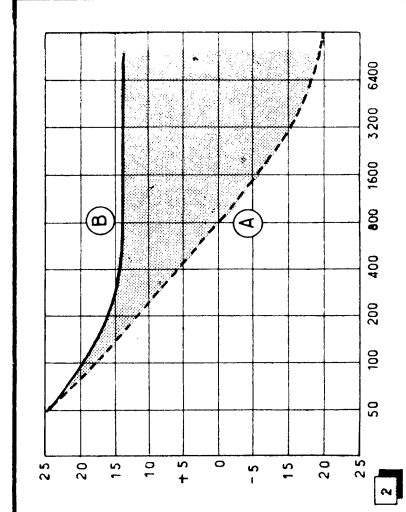
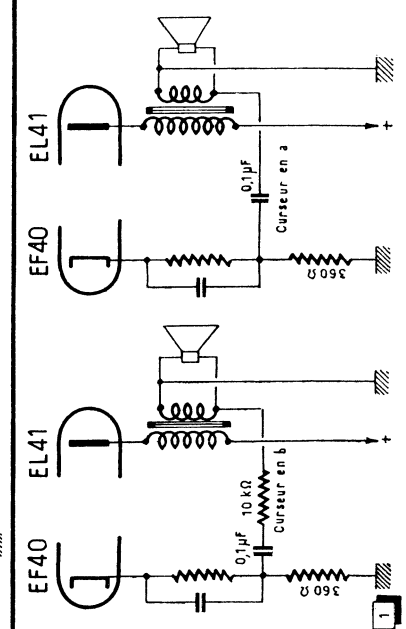
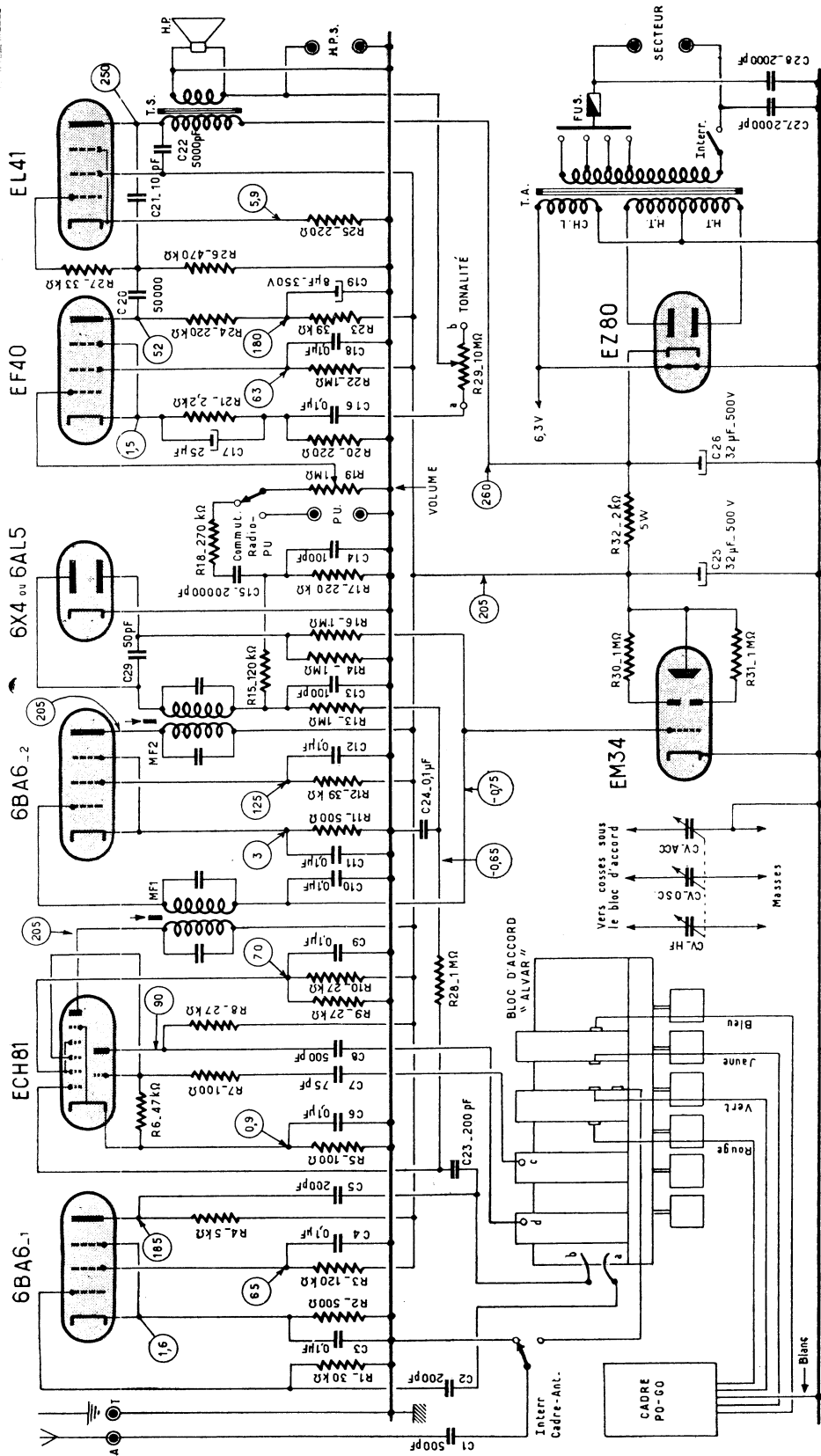
4. — L'utilisation des transformateurs M.F. plus « poussés » a obligé de surpolariser légèrement l'amplificatrice correspondante : R_{11} de 500 ohms au lieu de 68 ohms précédemment.

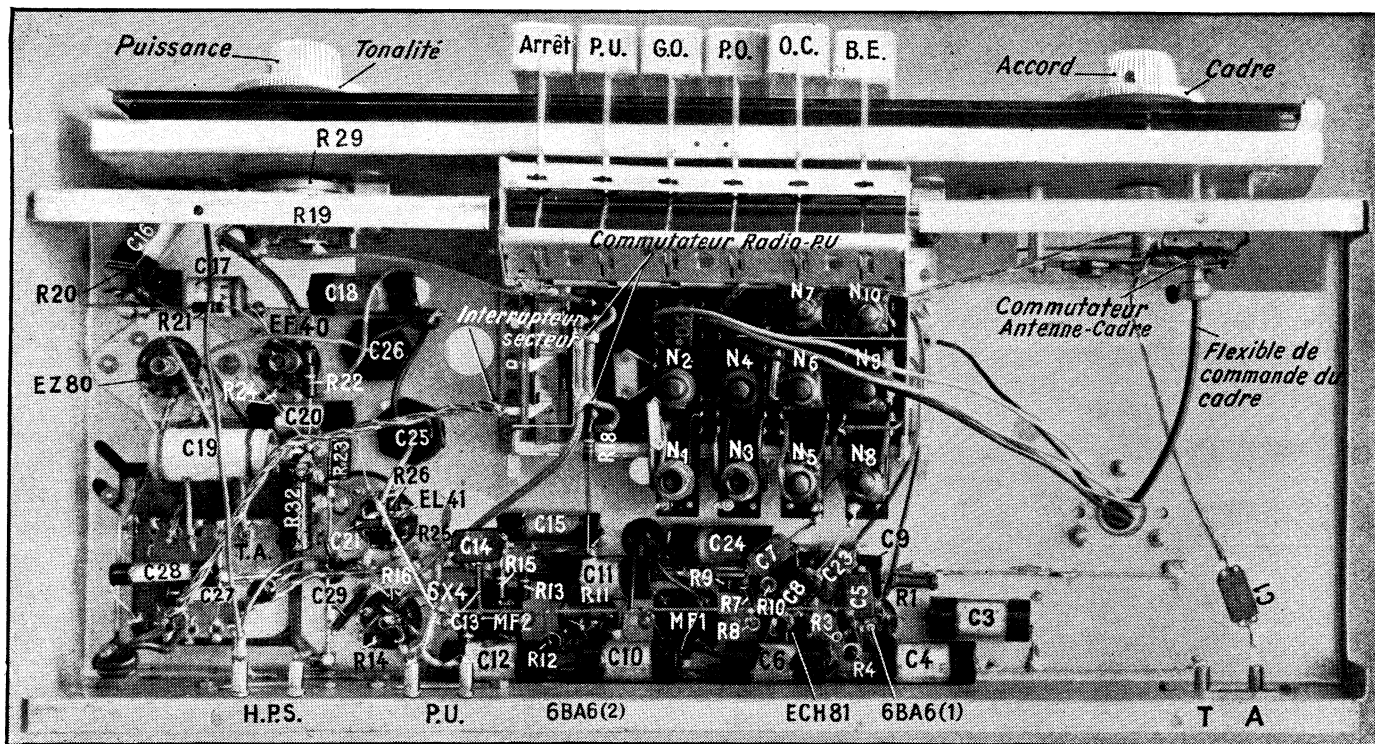
5. — La détection signal et C.A.V. est assurée toujours par une double diode, qui peut être une 6AL5 ou, plus simplement, une valve 6X4. La C.A.V. appliquée à l'amplificatrice M.F. est retardée, tandis que celle appliquée à la changeuse de fréquence ne l'est pas.

6. — En ce qui concerne la préamplificatrice B.F. (EF40), les modifications apportées touchent les points suivants :

a. — L'alimentation de l'écran se fait après la cellule de filtrage R_{23} - C_{19} , et à travers une résistance de 1 M Ω (R_{25}) au lieu de 470 000 ohms précédemment ;

b. — La résistance R_{26} du circuit de cathode aux bornes de laquelle se trouve appliquée la tension de contre-réaction a





On voit ici la disposition des principales pièces à l'intérieur du châssis, ainsi que celle des ajustables.

été ramenée à 220 ohms (au lieu de 360 ohms précédemment). Cette diminution entraîne celle du taux de contre-réaction, mais l'action du potentiomètre R_{20} reste pratiquement sans changement.

A propos de ce potentiomètre, qui agit comme correcteur de tonalité, puisqu'il modifie, suivant sa position, le taux de contre-réaction aux fréquences élevées, nous croyons utile, pour ceux de nos lecteurs qui n'auraient pas le n° 98 de R.C. sous la main, de donner quelques précisions sur son fonctionnement.

En effet, la présence d'un condensateur en série (C_{10}) nous fait prévoir un taux de contre-réaction plus important aux fréquences élevées, c'est-à-dire une atténuation de ces dernières. Cette atténuation sera plus ou moins importante suivant la position du potentiomètre de tonalité : lorsque le curseur de ce dernier est à l'extrémité *a*, l'atténuation des aiguës est maximum et la tonalité devient grave ; lorsque le curseur est en *b*, l'atténuation des aiguës ne se fait pas sentir et la tonalité reste normale.

Les deux positions extrêmes du potentiomètre R_{20} se résument par les deux schémas de la figure 1 (sur lesquels d'ailleurs la résistance R_{20} a été marquée, par erreur, à l'ancienne valeur : 360 ohms). Le taux de contre-réaction qui en résulte peut être facilement calculé, car le circuit est très simple, et nous pouvons, également, en déduire le gain, que l'on peut toujours, pour simplifier, supposer égal à l'inverse du taux. Ce calcul nous donnera

les courbes A et B de la figure 2, correspondant, respectivement, aux positions *a* et *b* du potentiomètre. Nous voyons qu'à 3 200 Hz, par exemple, l'atténuation des aiguës serait de près de 25 dB.

Les courbes de la figure 3 ont été relevées sur le récepteur en fonctionnement, pour les deux positions extrêmes (*a* et *b*) du potentiomètre. On constatera que l'atténuation des aiguës, à 3 200 Hz, est du même ordre de grandeur que celle prévue par le calcul. Notons qu'il existe encore deux dispositifs de contre-réaction, en plus de celui à taux variable par potentiomètre R_{20} :

a. — Contre-réaction en tension entre la plaque et la grille de la EL 41, par condensateur C_{21} . Etant donné la valeur très faible de ce condensateur, cette contre-réaction ne s'exerce qu'à l'extrême aigu ;

b. — Contre-réaction en intensité obtenue en supprimant le condensateur électrochimique shuntant la résistance de polarisation R_{25} .

Les différentes photographies nous montrent d'une façon suffisamment claire la façon de disposer les pièces sur le châssis, ainsi que les résistances et les condensateurs à l'intérieur de ce dernier. Le schéma étant très simple, aucune difficulté ne peut se présenter dans le câblage.

Avant de procéder à son alignement on s'assurera, à l'aide d'un contrôleur universel, que les différentes tensions sont normales, en remarquant que les tensions indiquées sur le schéma correspondent au

fonctionnement sur secteur de 115 volts, le transformateur d'alimentation étant commuté sur 130 volts. Par conséquent, si les conditions de fonctionnement sont différentes, toutes les tensions peuvent être proportionnellement plus élevées ou plus faibles.

L'alignement commencera par le réglage des transformateurs M.F. sur 455 kHz et on passera ensuite au réglage des circuits d'entrée (cadre ou circuits d'antenne), des circuits de liaison H.F. et des circuits d'oscillateur. Les opérations se feront dans l'ordre suivant :

1. — En P.O., régler le noyau de la bobine de réglage de la section P.O. du cadre, ainsi que les noyaux N_3 et N_4 du bloc sur 574 kHz ;
2. — Toujours en P.O., régler les trois trimmers du bloc des C.V. (T_1 , T_2 et T_3) sur 1 400 kHz ;
3. — Passer en G.O. et régler les noyaux N_1 et N_2 sur 205 kHz ;
4. — Passer en O.C. et régler les noyaux N_5 , N_6 et N_7 sur 6,5 MHz ;
5. — Passer en B.E. et régler les noyaux N_8 , N_9 et N_{10} sur 6,1 MHz. Vérifier ensuite, sur toutes les gammes, qu'au milieu du cadran les graduations correspondent à la fréquence du signal injecté.

En P.O. et G.O. les opérations 1, 2 et 3 doivent être répétées autant de fois qu'il le faut pour obtenir, à la fois, la concordance aux extrémités et au milieu de la gamme.

R. L.

VOLTMÈTRE ÉLECTRONIQUE

ALIMENTÉ SUR BATTERIES

Cet appareil n'est prévu que pour la mesure des tensions continues jusqu'à 500 volts, en cinq sensibilités : 5, 10, 50, 100 et 500 volts. Sa résistance d'entrée, sur toutes les sensibilités, est de 15 M Ω .

Son alimentation est assurée à l'aide d'une pile de 45 volts et de deux éléments de 1,5 V montés en série, pour le chauffage des filaments. La consommation est de l'ordre de 4,5 mA en « haute tension » et de 100 mA pour le chauffage.

Le schéma de principe de ce voltmètre peut être ramené à un montage en pont, représenté par le schéma de la figure 1 et qui fonctionne de la façon suivante.

Lorsqu'aucune tension n'existe aux bornes d'entrée de l'appareil, les deux grilles sont polarisées d'une façon identique, puisque cette polarisation est déterminée par la chute de tension produite aux bornes de R₁₁ par le courant cathodique total des deux tubes. Le pont se trouve donc en équilibre et le milliampèremètre M ne dévie pas. Quant à la valeur de cette polarisation initiale, elle est choisie de façon que le point de fonctionnement se trouve à peu près au milieu de la portion rectiligne de la caractéristique.

Le réglage du zéro (remise à zéro) se fait à l'aide du potentiomètre R₁₅, qui permet d'équilibrer les potentiels des points a et b.

Si maintenant nous appliquons à l'entrée du voltmètre une tension à mesurer U_e, chaque grille recevra une tension égale à U_e/2, avec la polarité indiquée par le schéma de la figure 1. S'additionnant algébriquement avec la tension de polarisation, la tension appliquée provoquera la diminution de la polarisation de la lampe

V₁, tandis que la polarisation de la lampe V₂ augmentera (en valeur absolue). Les deux variations, de sens contraire, seront égales U_e/2.

Il en résulte que le courant anodique de V₁ va augmenter, tandis que celui de V₂ diminuera, ce qui entraînera la modification de la chute de tension le long des résistances R₁₂ et R₁₄ et provoquera le déséquilibre du pont, qui se traduira par le passage d'un courant à travers le milliampèremètre. Le cadran de ce dernier pourra être, par conséquent, gradué directement en volts.

La figure 2 représente le schéma complet de l'appareil, où nous voyons le diviseur de tension d'entrée (résistances R₁ à R₆), commuté à l'aide de S₁ qui permet de choisir la sensibilité désirée. Les résistances R₇ et R₈ protègent les deux grilles dans le cas où une tension trop élevée se trouve appliquée, par erreur, sur une sensibilité intérieure.

Les résistances R₁₃ à R₁₉, commutées en même temps que le diviseur de tension d'entrée, se placent en shunt sur le milliampèremètre et servent pour obtenir la concordance à l'extrémité supérieure de l'échelle. Leur valeur peut varier un peu par rapport à celle indiquée sur le schéma, en fonction de la résistance propre du milliampèremètre utilisé, qui doit dévier à fond pour 1 mA et avoir une résistance propre de l'ordre de 150 ohms.

En ce qui concerne la réalisation, il est important d'utiliser des supports de lampe de haute qualité, car le moindre défaut d'isolement (par l'humidité, par exemple) se répercutera sur l'étalonnage initial de l'appareil.

Il est également souhaitable que la tolérance des résistances constituant le di-

viseur de tension R₁-R₆ soit de ± 1 à 2 %. Les résistances de valeur élevée (R₁, R₂ et R₃) pourraient être constituées par la mise en série de résistances plus faibles (1 à 2 M Ω) que l'on trouve plus facilement à la tolérance demandée.

Etant donné la simplicité du montage, il est possible de le réaliser sous forme d'un coffret de dimensions réduites (200 \times 100 \times 50 mm environ), même en utilisant un milliampèremètre de 80 mm de diamètre et en y logeant les piles.

La résistance de polarisation R₁₁ doit être choisie avec soin de façon que le point de fonctionnement des lampes se trouve à peu près au milieu de la portion rectiligne de la caractéristique, condition nécessaire pour avoir une échelle pratiquement linéaire. Il est possible de remplacer la résistance R₁₁ fixe par un petit potentiomètre (type « Loto »).

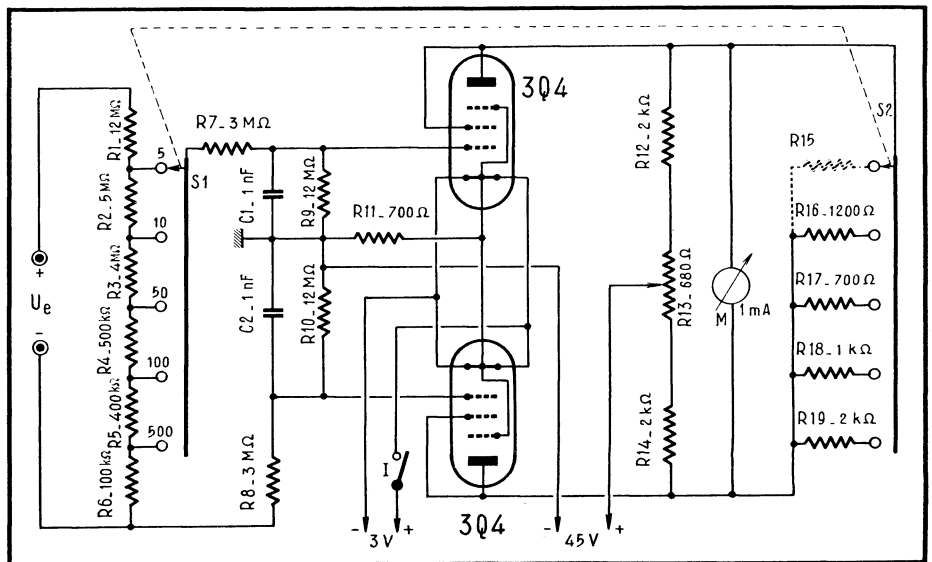
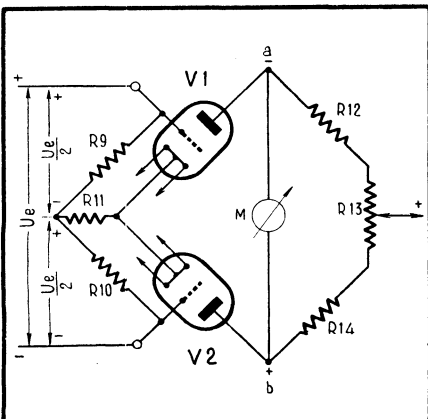
L'étalonnage se fera par comparaison avec un contrôleur universel précis et commencera par la sensibilité 5 volts. On ajustera alors la résistance R₁₅ (ordre de grandeur 1 000 à 2 000 ohms) de manière que pour 5 volts l'aiguille se trouve exactement à l'extrémité de l'échelle. On procédera ensuite de la même façon pour les autres sensibilités.

Si les résistances utilisées sont suffisamment précises, et si le régime des lampes a été correctement choisi (par R₁₁), toutes les échelles doivent se recouvrir, de sorte que l'on peut ne porter sur le cadran que deux graduations : 0 à 5 et 0 à 10.

Si on a à remplacer une lampe, il est nécessaire de couper le chauffage, sinon le pont se trouve complètement déséquilibré et le milliampèremètre sera traversé par un courant qui peut le détériorer.

Fig. 1 (ci-dessous). — Schéma de principe du voltmètre électronique.

Fig. 2 (ci-contre). — Schéma pratique du même appareil.



BASES DU DÉPANNAGE

DIFFÉRENTS MONTAGES CHANGEURS DE FRÉQUENCE

Montages utilisés hier et aujourd'hui

L'évolution de la technique des tubes électroniques nous a conduit aux systèmes changeurs de fréquence actuels, utilisant presque exclusivement des tubes spéciaux tels que des pentagrides (6 BE 6, etc.), des triodes-hexodes (ECH 42, etc.) ou des triodes-heptodes (ECH 81, etc.). Cependant, il n'en a pas toujours été ainsi et tout dépanneur doit connaître les principaux montages anciens qu'il peut avoir l'occasion de rencontrer au cours de son travail. Pensons simplement, pour comprendre tout ce qui va suivre, que le problème demeure toujours le même : production d'une oscillation locale de fréquence f_0 et son mélange avec l'onde reçue de fréquence f_s , afin d'obtenir, par battement supérieur ou inférieur, la fréquence intermédiaire f_i , dite moyenne fréquence.

Changement de fréquence par penthode

Complètement abandonné depuis une vingtaine d'années en ce qui concerne les récepteurs normaux de radiodiffusion, ce système est cependant remonté à la surface dans les téléviseurs où, sous une forme un peu particulière (voir R.C. n° 108, p. 120), il donne d'excellents résultats.

Quant aux schémas des figures 282 à 286, ils résument, à peu près complètement les montages utilisés vers 1933-1935, avec des résultats plus ou moins heureux.

Nous y voyons, tout d'abord, un système où l'oscillation locale est obtenue par couplage entre la grille de suppression et l'anode (fig. 282). Afin de donner une po-

larisation très différente à la grille de commande et à la grille de suppression, la résistance totale du circuit de cathode est constituée par deux résistances, R_1 et R_2 , le retour du circuit de la grille de commande étant ramené au point commun A. Le rapport des résistances R_1 et R_2 dépend de la lampe utilisée, mais d'une façon générale R_1 est beaucoup plus élevée que R_2 . Ainsi, avec les penthodes américaines 57 ou 6C6 on trouvait $R_1 = 3000$ ohms et $R_2 = 300$ à 400 ohms. La résistance d'écran R_3 est à déterminer, suivant la haute tension disponible, de façon à donner à l'écran une tension comprise entre 50 et 100 volts.

Le montage de la figure 283 est analogue au précédent, avec cette différence que la polarisation de la troisième grille est obtenue ici à l'aide d'une résistance de fuite R_1 de valeur assez élevée (250.000 à 500.000 ohms) qui, parcourue par le courant d'oscillation, détermine une chute de tension telle que la grille devient négative de quelques volts par rapport à la masse. La valeur du condensateur de liaison C_2 dépend des caractéristiques de l'oscillateur, mais se situe entre 100 et 250 pF.

La résistance de cathode (R_2) est ici, évidemment, unique et sa valeur dépend de la lampe utilisée (300 à 500 ohms le plus souvent). Le choix de la résistance R_3 est guidé par les mêmes considérations que pour le montage précédent.

Il faut noter que les bobinages oscillateurs des figures 282 et 283 comportent généralement un enroulement de réaction (côté plaque) à faible nombre de spires et que, de ce fait, ils peuvent ne pas convenir à toutes les lampes changeuses de fréquence dans le cas d'un remplacement. Dans le schéma de la figure 284 l'oscillation locale est obtenue par couplage entre l'écran et

l'anode. La valeur de la résistance de polarisation R_2 se situe, comme précédemment, entre 300 et 500 ohms le plus souvent, tandis que le condensateur de liaison C_2 a une valeur de 200 à 1000 pF. La tension écran, obtenue par R_3 , doit être de 50 à 75 volts lorsque la haute tension est de l'ordre de 250 volts.

Le schéma de la figure 285 utilise pour obtenir l'oscillation locale, un couplage entre la cathode et l'anode, et tout ce que nous avons dit plus haut sur la valeur des éléments tels que R_2 , C_2 et R_3 reste valable.

Enfin, on peut encore signaler le schéma de la figure 286, qui n'est qu'une variante de celui de la figure 285 : le circuit accordé de l'oscillateur est intercalé ici en série dans le circuit anodique. Il n'y a rien de changé pour la valeur des éléments R_2 et R_3 , la résistance R_1 et le condensateur C_1 constituant, simplement, une cellule de découplage.

A noter également que l'on rencontre parfois le montage de la figure 284 réalisé comme celui de la figure 286, c'est-à-dire avec le circuit accordé de l'oscillateur placé en série dans le circuit anodique.

Lampes utilisées. Dépannage. Remplacement

On a utilisé, presque exclusivement, pour le changement de fréquence, des penthodes à pente fixe : 57, 6C6, E446, etc., de sorte que si l'on trouve sur un récepteur, présentant certaines anomalies, une penthode à pente variable comme changeuse de fréquence, il convient de s'en méfier *a priori*.

Quant aux pannes propres à ces montages, dont le fonctionnement était, il faut le dire, loin de valoir celui des changeuses

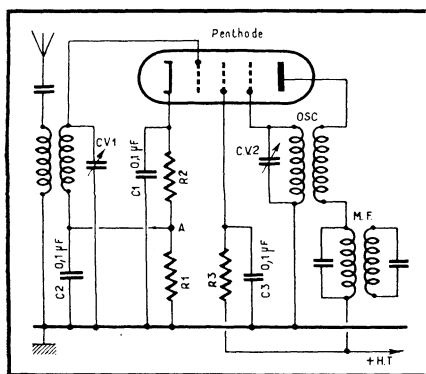


Fig. 282. — Changement de fréquence par penthode, avec couplage anode-suppresseur pour l'oscillation locale.

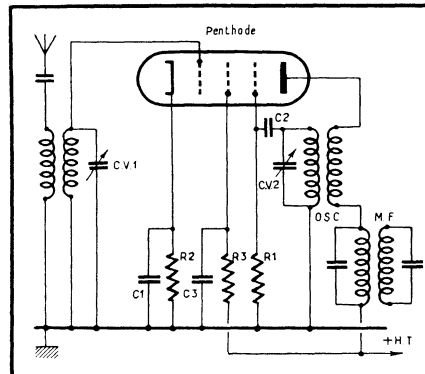


Fig. 283. — Variante de montage précédant avec modification du système de polarisation

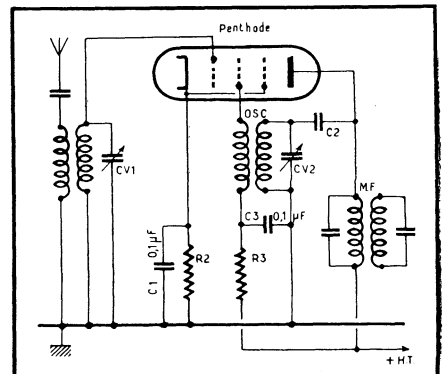


Fig. 284. — Changement de fréquence par penthode, avec couplage anode-grille écran pour l'oscillation locale.

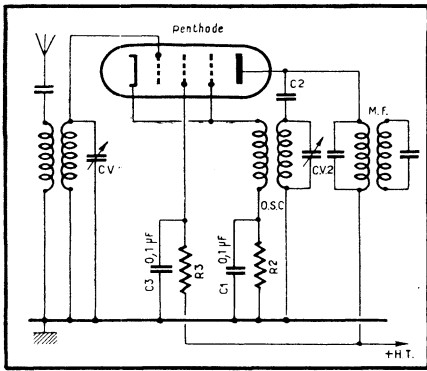


Fig. 285. — Changement de fréquence par penthode, avec couplage anode-cathode pour l'oscillation locale.

de fréquence modernes, on peut les résumer de la façon suivante :

a. — Manque de sensibilité sur toutes les gammes (P.O. et G.O.) ou sur l'une des gammes seulement ;

b. — Absence de toute réception (décrochage, absence d'oscillation) sur une portion d'une gamme, ou même sur la totalité d'une gamme.

En dehors du cas où le vieillissement du tube est à incriminer, les points à voir en premier lieu sont, dans ce cas, la polarisation et la tension d'écran, assez critiques toutes les deux et qui peuvent avoir varié, par rapport aux valeurs d'origine, par suite de la variation des résistances correspondantes ou de la haute tension.

Ce sont des cas que nous avons rencontrés plus d'une fois et, très souvent, une simple retouche de la polarisation et de la tension d'écran nous a permis de redonner de la vigueur à un récepteur totalement anémique.

Si maintenant nous voulons absolument « moderniser » le montage, rien ne nous empêche de remplacer la changeuse de fréquence penthode par un tube plus moderne (dont nous assurerons le chauffage par tel ou tel moyen), mais il n'est pas dit, *a priori*, que le bobinage oscillateur existant conviendra à la nouvelle lampe.

S'il est « surcouplé » cela n'a pas grande importance, puisque nous pouvons toujours, en amortissant convenablement le bobinage de réaction, à l'aide d'une résistance série ou parallèle, arriver à donner au courant d'oscillation une valeur normale.

Par contre, si nous avons affaire à un oscillateur insuffisamment couplé, certaines lampes (6A8, AK1, AK2 ou EK2) pourraient ne pas s'en accommoder et nous risquons d'avoir un manque de sensibilité ou même un décrochage sur certaines portions d'une gamme.

Changement de fréquence par hexode

L'existence de ce tube, en tant que changeur de fréquence, a été assez éphémère (en 1934, à peu près) puisqu'il a été rapidement remplacé par des changeuses de fréquence beaucoup plus perfectionnées.

Les schémas des figures 287, 288 et 289 nous indiquent quelques montages utilisés à cette époque et nous remarquerons, en les regardant, qu'il existait deux variantes d'hexode changeuse de fréquence : hexode « Valvo » type X 4122, dans laquelle le signal incident était appliqué à la troisième grille, l'oscillation locale se faisant entre les grilles 1 et 2 ; hexode « Philips » type E 448, dans laquelle le signal incident était appliqué à la première grille, l'oscillation locale se faisant entre les grilles 3 et 4.

L'aspect extérieur était pratiquement le même pour les deux variantes, la grille recevant le signal incident étant, pour les deux, connectée à un téton placé au sommet de l'ampoule.

Le schéma de la figure 287 correspond à l'hexode « Valvo », la valeur indiquée pour les éléments R_1 , R_2 et C_2 constituant une moyenne. Par ailleurs, le diviseur de tension R_3 , R_4 , R_5 doit être établi de telle sorte que la tension en A soit de 125 à 150 volts, et celle en B de 60 à 80 volts.

Le schéma de la figure 288 correspond à l'hexode E 448. La résistance de cathode est ici fractionnée (R_1 et R_2) afin d'assurer une polarisation différente des grilles 1 et 4. Avec une haute tension de 250 volts, on doit avoir $R_1 = R_2 = 150$ ohms environ, et aussi les tensions suivantes, par rapport à la masse :

En A 3 volts ;

En B 1,5 volt.

La grille 3 est réunie directement à la haute tension à travers l'enroulement de réaction de l'oscillateur, tandis que la tension de la grille 2, obtenue par le diviseur de tension R_3 - R_4 , doit être de l'ordre de 150 volts.

L'une des particularités de l'oscillateur de la figure 288 est que les tensions alternatives sur les grilles 3 et 4 sont en phase ce qui influe d'une part sur le sens de branchement des bobines (on sait que dans un oscillateur normal le sens des enroulements est inversé) et, d'autre part, nous permet de concevoir un oscillateur à couplage direct, par capacité, comme dans le cas de la figure 289, dans laquelle d'ailleurs la résistance R_5 peut être remplacée par une bobine d'arrêt appropriée.

Pour le schéma de la figure 289 les résistances R_1 , R_2 , R_3 et R_4 ont la même valeur que dans le cas de la figure 288, la résistance R_5 étant de 50.000 ohms et le condensateur de liaison C_4 de 150 pF. Ces deux valeurs (R_5 et C_4) sont d'ailleurs étroitement liées l'une à l'autre et la mise au point de l'oscillateur consiste à les combiner de façon à avoir un accrochage tout le long des gammes couvertes.

Dépannage. Remplacement

Les hexodes changeuses de fréquence ont été beaucoup critiquées à l'époque de leur brève existence et non sans raison. En effet, ces tubes manquaient de souplesse et réagissaient à la moindre variation des tensions de polarisation ou d'écran. De plus, pour fonctionner correctement, elles demandaient un bobinage oscillateur très soigneusement établi, à couplage très serré,

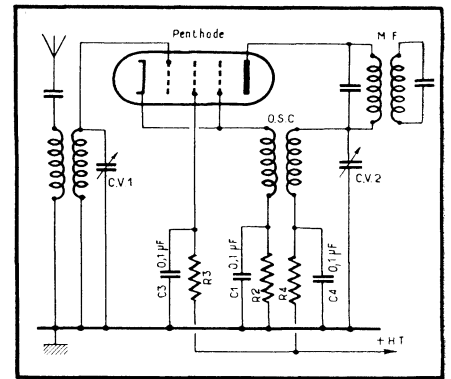
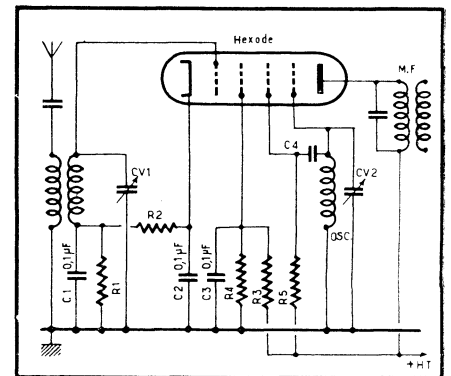
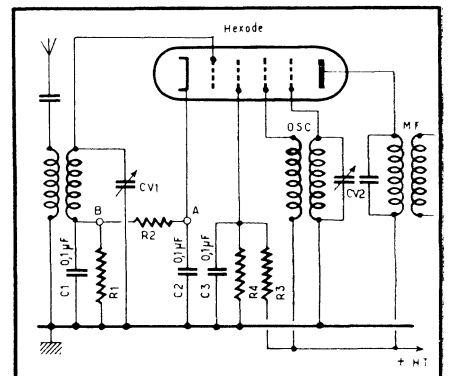
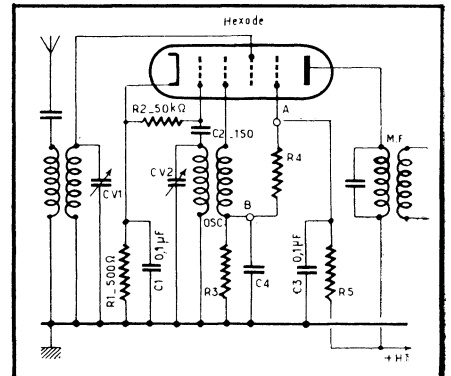


Fig. 286. — Variante de montage précédant avec branchement en série du circuit accordé de l'oscillateur.



Figures 287, 288 et 289 (de haut en bas). — Différents montages changeurs de fréquence utilisant une hexode.

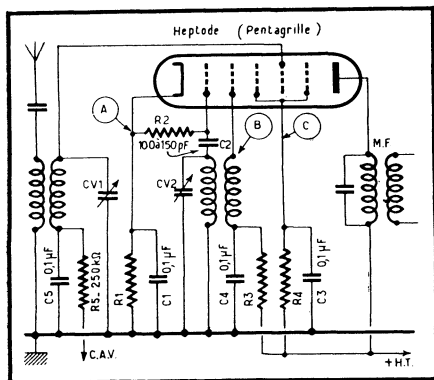


Fig. 290. — Changement de fréquence par heptode du type 6 A 8.

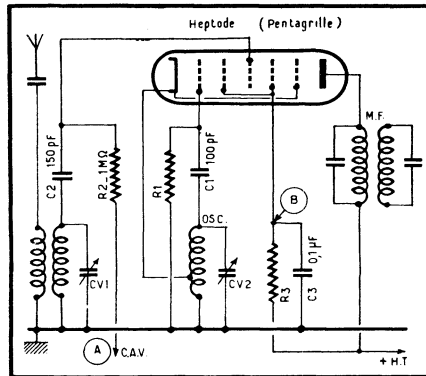


Fig. 291. — Changement de fréquence par heptode du type 6 BE 6.

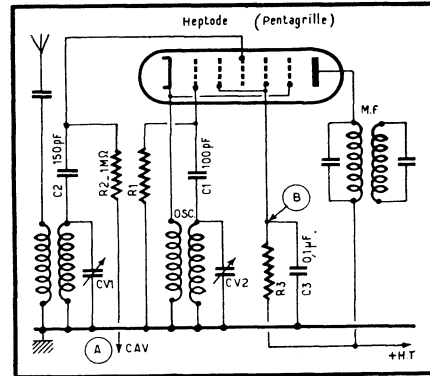


Fig. 292. — Une heptode du type 6 BE 6 peut être également montée de cette façon.

mais à nombre de spires assez réduit à l'enroulement de réaction.

Autrement dit l'enroulement de réaction devait être bobiné par dessus l'enroulement du circuit accordé, et l'ensemble devait être mis au point de façon à maintenir l'oscillation juste à la limite d'accrochage.

Il est évident que, dans ces conditions, le remplacement de la lampe, le vieillissement (avec variation de la valeur) d'une résistance, la diminution de la haute tension par suite de l'usure de la valve, etc., constituaient autant de causes d'instabilité, de décrochage, de manque de sensibilité, etc.

Cependant, si l'on se donnait la peine de mettre sérieusement au point un tel étage changeur de fréquence, le résultat pouvait être excellent et tout dépanneur doit y penser lorsqu'il rencontre un changement de fréquence à hexode dont le fonctionnement laisse à désirer : décrochages ou, au contraire, oscillation trop énergique déterminant l'apparition de nombreuses harmoniques ; manque de sensibilité ; souffle trop prononcé, etc.

À condition que le tube soit en bon état, tout cela peut s'arranger par un ajustement

patient et soigné des tensions de polarisation et d'écran et, éventuellement, par l'amortissement de l'oscillateur.

Le culot des hexodes (« Philips » ou « Valvo ») étant celui de l'octode AK1, lampe beaucoup plus souple, on peut être tenté de remplacer une E 448, par exemple, par une AK1. Malheureusement, le bobinage oscillateur se révèle le plus souvent un peu « juste » pour une AK1 et l'accrochage ne se fait pas ou se fait mal, même en augmentant la tension de la grille 2 et de l'écran de l'octode.

La meilleure solution consiste encore à remplacer une hexode par une changeuse de fréquence triode-hexode ou triode-heptode, en alimentant son filament à l'aide d'un petit auto-transformateur, car toutes les hexodes ci-dessus sont prévues pour une tension de chauffage de 4 volts.

Changement de fréquence par heptode

Avec les heptodes, que l'on appelle encore pentagrides, nous sommes déjà, pour

certains types du moins, dans le domaine des changeuses de fréquence modernes. Il existe, en effet, deux types très différents d'heptodes :

a. — Heptode à deux grilles d'oscillation (la deuxième étant pratiquement une anode) et une grille de commande (grille 4) entourée de deux grilles-écrans (grilles 3 et 5). À cette catégorie appartiennent les changeuses de fréquence bien connues telles que 2A7, 6A7 et 6A8, le montage se faisant suivant le schéma de la figure 290 ;

b. — Heptode à une seule grille d'oscillation (grille 1), une grille de commande (grille 3) entourée de deux grilles-écrans (grilles 2 et 4) et une grille de « suppression » (grille 5), souvent réunie intérieurement à la cathode. Cette catégorie comprend les tubes modernes tels que 6BE6, 12BE6, 6SA7, 1R5, etc. Les montages pratiques, du moins lorsqu'il s'agit de tubes à chauffage indirect, sont résumés par les schémas des figures 291 et 292.

Les heptodes appartenant à la première catégorie (à deux grilles d'oscillation) ont loyalement servi pendant plusieurs années (de 1934 à 1940 à peu près), mais sont pratiquement abandonnées de nos jours. Cependant, les récepteurs qu'elles équipent sont encore très nombreux, de sorte que tout dépanneur s'y heurte constamment et que nous croyons utile de rappeler leurs caractéristiques dans le tableau ci-contre.

Conditions de fonctionnement des heptodes du type 6 A 8.

Tube	Haute tension (volts)	Résistances (en ohms)				Tensions (en volts)		
		R ₁	R ₂	R ₃	R ₄	A	B	C
2A7-6A7 ou 6A8-7B8	100	300	50.000	Supprim.	35.000	1,5	100	50
	250	250	50.000	20.000	50.000	3	180	100

Conditions de fonctionnement des heptodes du type 6 BE 6.

Tubes	Haute tension (volts)	Résistances (en ohms)		Tensions (en volts)	
		R ₁	R ₃	A	B
6BA7-12BA7	100	20.000	Supprimée	— 1	100
	250	20.000	15.000	— 1	100
6BE6-12BE6	100	20.000	Supprimée	— 1,5	100
	250	20.000	22.000	— 1,5	100
6SA7-12SA7	100	20.000	Supprimée	Nulle	100
	250	20.000	18.000	Nulle	100
7Q7-14Q7 6SB7		Analogue aux tubes 6BA7-12BA7 Analogues aux tubes 6SA7-12SA7.			

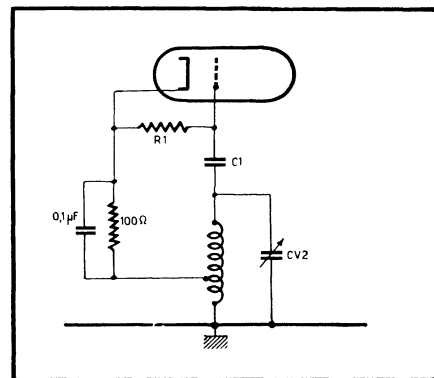


Fig. 293. — Parfois une résistance de polarisation est introduite dans le circuit de cathode.

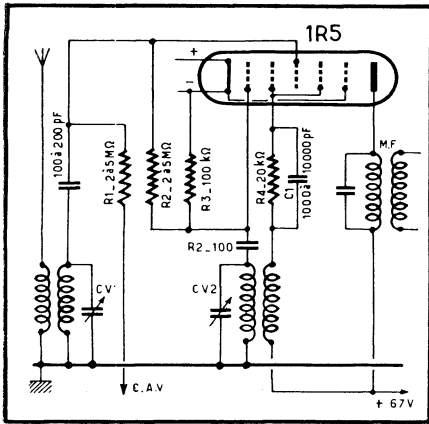


Fig. 294. — Montage d'une heptode à chauffage direct changeuse de fréquence, dans un récepteur mixte.

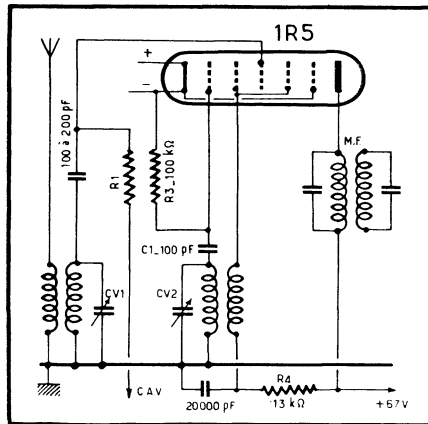


Fig. 295. — Autre schéma d'un étage changeur de fréquence utilisant une heptode à chauffage direct.

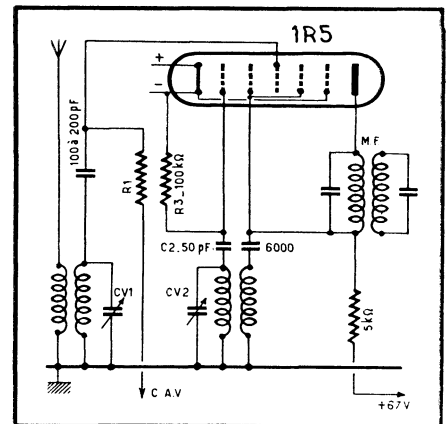


Fig. 296. — Variante du montage précédent, avec branchement « en parallèle » du bobinage de réaction.

se rapportant aux valeurs des éléments de la figure 290.

Le courant d'oscillation, c'est-à-dire le courant qui traverse la résistance de fuite R_1 , est de $250 \mu\text{A}$ ($0,25 \text{ mA}$) en moyenne lorsque la haute tension est de 100 volts, et de $400 \mu\text{A}$ ($0,4 \text{ mA}$) lorsque cette tension est de 250 volts.

Les heptodes modernes (6BE6 et analogues) sont le plus souvent montées suivant le schéma de la figure 291 (oscillateur « Eco », c'est-à-dire « electron coupled »), mais on rencontre également les montages conformes au schéma de la figure 292, avec enroulement de cathode séparé. La polarisation de la lampe doit être, dans les deux cas, amenée par la ligne de la C.A.V., sinon il est nécessaire de polariser la cathode en intercalant dans le circuit correspondant une résistance de 100 ohms environ shuntée par un condensateur de $0,1 \mu\text{F}$ (fig. 293).

Lorsque la cathode n'est pas polarisée (cas des figures 291 et 292) il importe peu de ramener la résistance de fuite R_1 à la cathode ou à la masse. Par contre, dans le cas de la figure 293 cette résistance sera ramenée obligatoirement à la cathode.

Le tableau ci-contre nous indique les

conditions d'utilisation des différentes heptodes employées conformément aux schémas des figures 291 et 292.

Le courant d'oscillation, traversant la résistance de fuite R_1 , est de l'ordre de $350 \mu\text{A}$ pour les tubes 6BA7-12BA7, et de $500 \mu\text{A}$ pour les 6BE6, 6SA7 et analogues.

En ce qui concerne les heptodes à chauffage direct utilisées dans les récepteurs alimentés sur batteries, les trois schémas des figures 294, 295 et 296 résument les montages couramment adoptés. On remarquera que l'oscillation locale se fait par couplage entre la première grille et les grilles-écrans. solution que rien ne nous empêche d'utiliser d'ailleurs avec les lampes telles que 6BE6 et autres. Le courant d'oscillation, traversant la résistance de fuite R_1 , est généralement de l'ordre de 150 à $250 \mu\text{A}$ et dépend de la tension d'écran, tension qui peut varier, suivant la conception du récepteur, de 45 à 67 volts.

Changement de fréquence par octode

L'octode changeuse de fréquence, qui a

succédé, dans les séries « européennes », à l'hexode, est une lampe excellente, souple et facile à utiliser. Durant sa carrière relativement longue (de 1934 à 1940 à peu près) elle a subi plusieurs modifications et perfectionnements de détail, et a donné naissance à plusieurs types dont nous verrons ci-après les caractéristiques essentielles. Cependant, tandis que l'heptode s'est modernisée par simple permutation de ses grilles et a su se maintenir jusqu'à nos jours, l'octode n'a pas résisté devant l'offensive des tubes changeurs de fréquence combinés, tels que triodes-hexodes, et a complètement disparu de la scène.

Les montages pratiques de ce tube se réduisent à trois variantes, représentées par les schémas des figures 297, 298 et 299, tandis que le tableau ci-après nous indique la valeur des différents éléments et celle de quelques tensions que l'on doit normalement trouver aux différents points du montage.

A noter, à propos de ce tableau que :

a. — La résistance de fuite R_2 de la EK2 utilisée avec une haute tension de 100 volts sera, de préférence, de 16 000 ohms au lieu

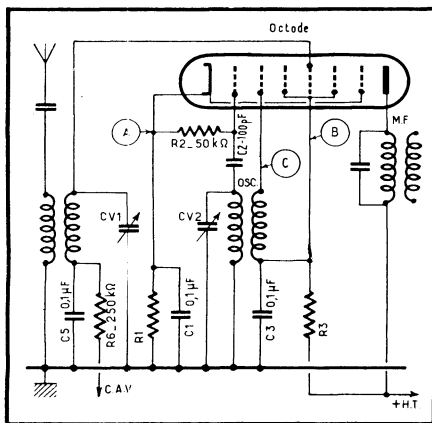


Fig. 297. — Schéma classique d'utilisation des octodes AK 1, CK 3 ou EK 3.

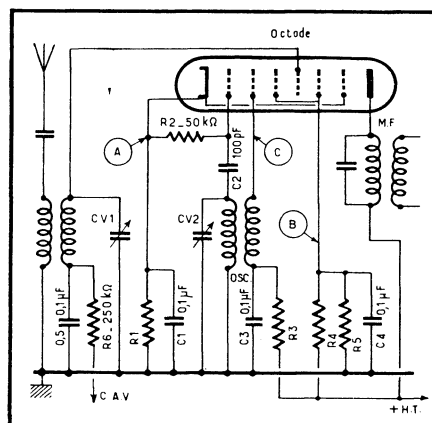


Fig. 298. — Schéma d'utilisation général s'appliquant à toutes les octodes.

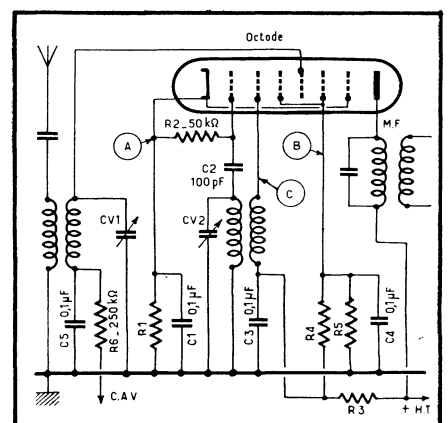


Fig. 299. — Variante du schéma précédent, avec la tension en B plus faible qu'en C.

de 50 000 ohms, valeur normale pour tous les autres cas.

b. — L'octode 7A8 (culot loctal) est la seule qui existe dans les séries « américaines ». Pratiquement, elle s'utilise comme une 6A8.

En ce qui concerne le courant d'oscillation des différentes octodes, il a, en moyenne, la valeur suivante :

150 μ A pour une EK2 utilisée avec une haute tension de 250 volts ;

200 μ A pour les octodes AK1, AK2 et CK1 ;

300 μ A pour les octodes EK3 et CK3, ainsi que pour l'octode EK2 utilisée avec $R_1 = 16\ 000$ ohms ;

400 μ A pour l'octode 7A8.

Dépannage. Remplacement

Il n'y a pas de pannes propres aux octodes, dont le fonctionnement ressemble à celui des triodes-hexodes ou triodes-heptodes modernes. Autrement dit, ces lampes sont relativement peu sensibles à la modification des conditions de fonctionnement et à la variation des différentes résistances, jusqu'à une certaine limite, bien entendu.

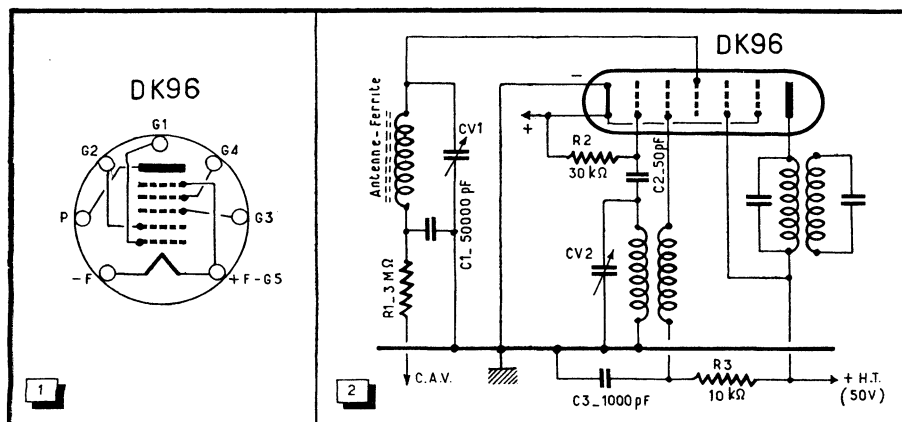
Cependant, l'octode AK1 est un peu plus délicate dans ce sens, car la sensibilité d'un récepteur diminue très fortement lorsque la tension en B et C de la figure 297 descend à 50 volts, par exemple.

Le remplacement d'une octode par une changeuse de fréquence plus récente, une ECH3, par exemple, est souvent très facile,

UTILISATION DE LA LAMPE DK96

Le pentagride DK96 est une changeuse de fréquence chauffée sous 1,4 volt, 0,025 A (25 mA), dont les performances sont sensiblement les mêmes que celles d'une 1R5, mais dont la consommation en courant de haute tension, est très nettement moindre. C'est une lampe « miniature », dont la distribution des broches au culot se fait suivant le croquis de la figure 1, qui nous montre que la constitution interne de ce tube est la même que celle de la DK92/1 AC 6. Autrement dit, le tube possède deux grilles d'oscillation (grilles 1 et 2), au

lieu d'une seule pour la 1R5. Le schéma de la figure 2 montre le montage pratique de cette lampe avec une haute tension de l'ordre de 50 volts. Dans ces conditions, le courant total consommé par les différentes électrodes (G_2 , G_1 et P) est de 2,5 mA environ (contre 4 à 4,5 mA en moyenne pour une 1R5). A noter que le montage de la figure 2 reste valable avec une haute tension de 67 volts, en augmentant légèrement la valeur de la résistance R_n , de façon que la tension sur la grille G_2 soit de 35 volts environ.



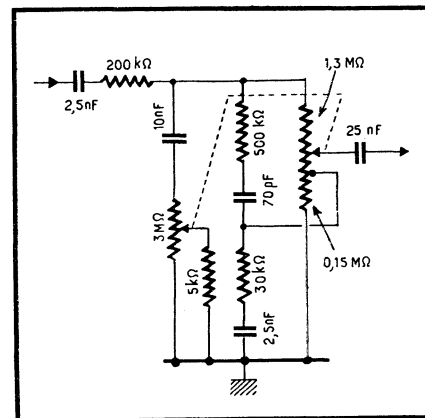
Conditions de fonctionnement des octodes.

Tubes	Schéma (n°)	Haute tension (volts)	Résistances (en ohms)				Tensions (en volts)		
			R_1	R_3	R_4	R_5	A	B	C
AK1	297	250	200	30.000			1,5	70	70
AK1-AK2	298	250	200	80.000	20.000	14.000	1,5	70	90
	299	250	200	15.000	2.300	14.000	1,5	70	90
CK1	298	100	200	5.000	3.500	14.000	1,5	70	90
	299	100	200	1.000	2.300	14.000	1,5	70	90
CK3	297	100	190	Supprim.			2,5	100	100
EK2	298	100	400	Supprim.	2.500	16.000	3	80	100
	298	100	400	Supprim.	7.000	Supprim.	3	80	100
	298	250	500	12.500	26.000	16.000	4	80	200
	299	250	500	4.700	18.000	16.000	4	80	200
EK3	298	250	190	30.000	14.000	20.000	2,5	100	100
	299	250	190	10.000	Supprim.	20.000	2,5	100	100
	297	250	190	14.000			2,5	100	100
7A8	298	250	250	20.000	15.000	20.000	3	100	165
	299	250	250	6.000	6.500	20.000	3	100	165

ne demandant pratiquement aucune modification du montage. Cela est surtout vrai dans le cas des octodes munies d'un culot « transcontinental » (toutes, sauf la AK1 et la 7A8) et chauffées sous 6,3 volts (EK2 et EK3). On a alors exactement la même disposition des contacts sur le culot, la même tension de chauffage et sensiblement les mêmes valeurs pour les tensions d'écran, et d'anode d'oscillation. Seule la résistance de cathode pourrait être un peu trop élevée lorsqu'on passe d'une EK2 à une ECH3, mais c'est un détail facile à modifier.

W. SOROKINE

RÉGLAGE DE PUISSANCE PAR POTENTIOMÈTRE DOUBLE AVEC RELÈVEMENT DES BASSES AU MINIMUM



Utilisé par Siemens sur son récepteur « Spitzensuper 54 » ce dispositif comprend deux potentiomètres jumelés (commandés par un même axe) et montés suivant le schéma ci-dessus. Le relèvement des fréquences basses, à 60 Hz, par rapport au médium (500 Hz) est de 18 dB à puissance maximum, de 25 dB à puissance moyenne et de 32 dB à faible puissance (écoute dans un petit appartement).

GÉNÉRATEURS H.F. A QUARTZ

La nécessité de disposer d'une source H.F. dont la fréquence est connue avec précision se fait sentir de plus en plus souvent, soit pour l'accord des transformateurs M.F. des récepteurs FM (10,7 MHz), soit pour ceux des amplificateurs M.F. image des téléviseurs, où l'utilisation des circuits découplés exige couramment l'utilisation simultanée de 3, 4 ou 5 fréquences différentes. Or les générateurs H.F. dont on dispose n'ont qu'une précision très relative à ces fréquences (au-dessus de 6 MHz, par exemple) et des écarts de l'ordre de ± 2 à 3 % sont, dans ce domaine, monnaie courante. Il n'est pas difficile de voir qu'à 35 MHz cela peut faire déjà plus de 1 MHz d'erreur.

Par contre, des générateurs H.F. pilotés par quartz peuvent nous garantir une précision pratiquement aussi grande que nous voulons, puisqu'elle dépend de la qualité du quartz employé. Disons, pour fixer les idées, qu'une précision de l'ordre de $\pm 0,1$ % est considérée comme un minimum avec un quartz de qualité courante.

Nous allons indiquer ici quelques schémas dont chacun pourra s'inspirer pour réaliser des générateurs à quartz pour n'importe quelle fréquence et n'importe quelle utilisation.

Générateur à quartz pour des fréquences de l'ordre de 10 MHz.

Son schéma nous est donné dans la figure 1 et ne demande que peu d'explications. Le circuit oscillant placé dans la cathode de la lampe doit être accordé sur une fréquence légèrement supérieure à la fréquence nominale du quartz (5 à 10 % de plus). Autrement dit, si nous avons un quartz de 10,7 MHz, par exemple, fréquence que nous désirons avoir, le circuit L_1-C_1 sera accordé sur 11,2 à 12 MHz.

Par contre le circuit de sortie L_2-C_2 est accordé, lui, sur la fréquence du quartz, et constitue le primaire d'un transformateur abaisseur, dont le secondaire peut alimenter un câble coaxial de sortie.

Voici quelques indications pratiques sur les bobines à réaliser pour un quartz de 10,7 MHz, indications que l'on transposera facilement pour une autre fréquence quelconque :

L_1 . — Bobine réalisée sur un support de 10 mm de diamètre, et comportant 32 spires jointives en fil émail-soie de 18/100, bobinées sur une longueur de 8 mm. Si la bobine comporte un noyau magnétique, le nombre de spires est à diminuer : enlever 4 à 6 spire :

L_2 . — Bobine réalisée sur un support en carton bakélisé ou en stéatite de 22 mm de diamètre, et comportant 29,3 spires en fil

émaillé de 72/100, bobinées sur une longueur de 22 mm (spires jointives) :

L_3 . — Bobine réalisée sur le même support que L_2 et comportant 3 spires espacées, en fil émaillé de 64/100, bobinées sur une longueur de 4 mm. La distance entre les bobines L_2 et L_3 est de 3 mm. Le fonctionnement du générateur, c'est-à-dire « l'accrochage », se manifeste par un courant grille assez important qui traverse la résistance de fuite R_1 . C'est en mesurant ce courant d'oscillation que l'on arrive à régler convenablement la fréquence de résonance du circuit L_1-C_1 . En effet, si l'on diminue cette fréquence, en la rapprochant de celle du quartz, on observera, à un moment donné, le décrochage de ce dernier. Il faut se rappeler que si on laisse l'accord du circuit L_1-C_1 trop près de la limite d'accrochage, l'oscillation sera très énergétique, mais la stabilité moins bonne et l'oscillateur risque de décrocher si la tension d'alimentation varie, par exemple. La stabilité est nettement meilleure si le désaccord entre la fréquence nominale du quartz et celle du circuit L_1-C_1 est assez important.

On peut, bien entendu, réaliser le même montage avec des lampes différentes : 6AQ5, EL41, etc. Si l'oscillation ne se fait pas, il suffit, le plus souvent, d'ajouter une petite capacité entre l'anode et la grille de commande de la lampe : 2 à 10 pF.

Le schéma de la figure 1 permet d'obtenir à la sortie une tension H.F. de l'ordre de 3 volts.

Signalons enfin que le même générateur peut être réalisé à partir d'un quartz de fréquence moitié, c'est-à-dire, dans notre cas, 10,7/2 = 5,35 MHz. Dans ce cas, le circuit L_1-C_1 sera prévu pour une fréquence de 6 MHz environ, tandis que le circuit

$L_2-C_2-L_3$ reste sans changement et se trouve, par conséquent, accordé sur la deuxième harmonique du quartz, soit 10,7 MHz.

Générateur V.H.F. à quartz pour 3 fréquences simultanément.

Un générateur de ce genre peut servir, par exemple, au réglage d'un amplificateur M.F. image d'un téléviseur, sur 3 fréquences différentes, ou à l'étalonnage d'un récepteur FM, pour lequel il donnera 3 fréquences de la gamme couverte. Il est d'ailleurs facile de s'inspirer du schéma de la figure 2 pour réaliser un appareil différent, prévu pour 2, 4 ou même 5 fréquences.

Nous voyons qu'il s'agit ici de trois oscillateurs à quartz séparés couplés inductivement à un étage de sortie. Les trois oscillateurs sont identiques, à fréquence près, et ont ceci de particulier que le circuit accordé de sortie de chacun (L_1 , L_2 et L_3) est accordé sur l'harmonique 10 du quartz utilisé. Les enroulements BA1, BA2 et BA3 sont des bobines d'arrêt dont nous indiquerons les caractéristiques plus loin.

Le milliampèremètre et son commutateur S servent uniquement pour contrôler le fonctionnement de chaque étage par mesure du courant cathodique (anode + écran) de chaque lampe. Les résistances R_{11} à R_{13} sont branchées en permanence en série dans les circuits correspondants, tandis que le commutateur S permet de brancher le milliampèremètre successivement en parallèle sur chaque résistance, dont la valeur est déterminée de façon que la déviation, en fonctionnement normal soit bien nette. Par conséquent, la valeur de ces résistances est fonction des lampes utilisées et de la résistance propre du milliampèremètre, et les chiffres indiqués sur le schéma ne constituent qu'un ordre de grandeur.

A noter que le courant cathodique des oscillateurs varie suivant que ces derniers fonctionnent ou non.

Les lampes utilisées sur le schéma sont des pentodes 6AH6, à culot miniature 7 broches, dont les caractéristiques sont très proches de celles de la 6AC7 bien connue (pente : 9 mA/V ; courant cathodique 12 mA env.). Mais il est évident que l'appareil peut être réalisé avec des tubes différents, dont la pente a une valeur suffisante, par exemple EF 42, EF 80, etc.

A noter également que le circuit de sortie L_1-L_3 doit présenter une largeur de bande suffisante pour « passer » toutes les fréquences produites à peu près au même niveau. Ce dernier, avec les lampes utilisées sur le schéma, est supérieur à 100 μ V aux bornes du circuit L_3-C_3 .

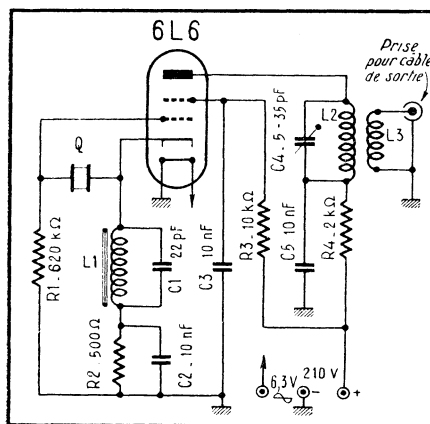


Fig. 1. — Schéma d'un générateur à quartz pour des fréquences de l'ordre de 10 MHz.

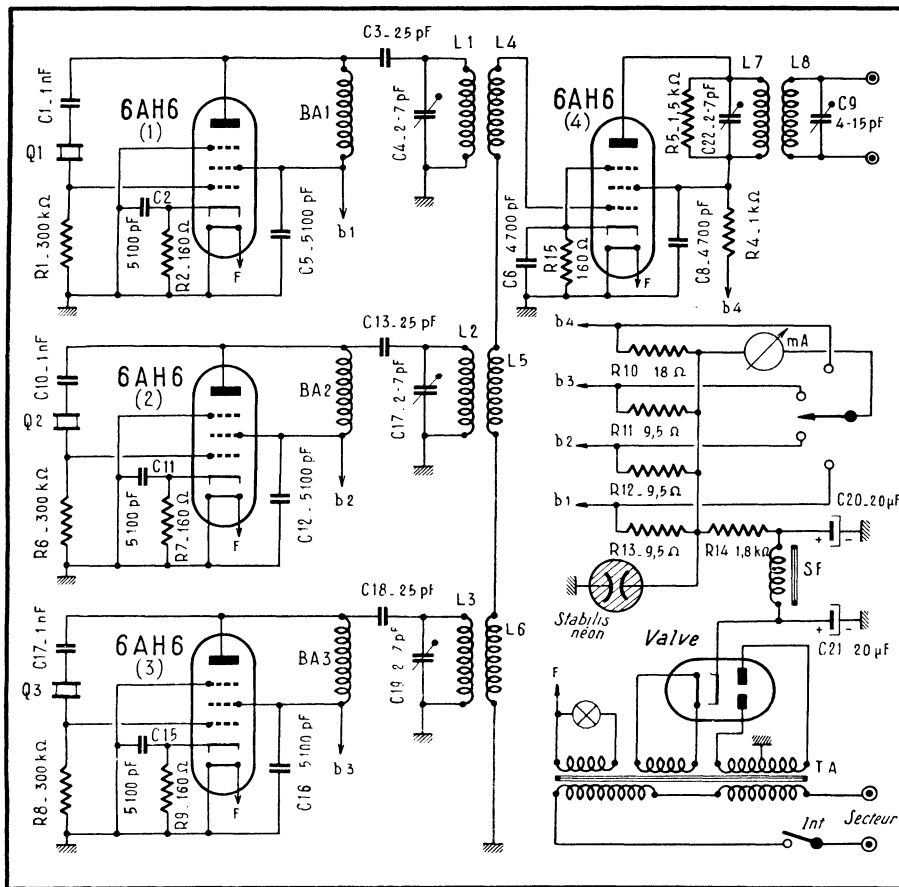
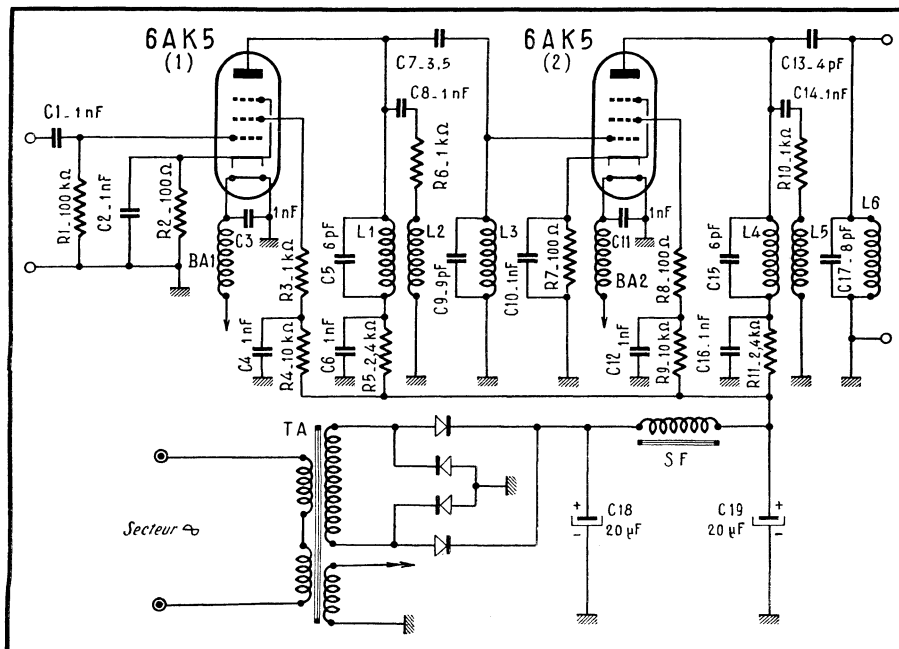


Fig. 2 (ci-dessus). — Schéma d'un générateur à quartz donnant, simultanément, 3 fréquences différentes et utilisant l'harmonique 10 du quartz.

Fig. 3 (ci-dessous). — Schéma d'un amplificateur à large bande (12 MHz) destiné à relever le niveau de sortie d'un générateur, si le besoin s'en fait sentir.



Voici maintenant quelques données pratiques sur les différents bobinages utilisés.

Les bobines d'arrêt BA1, BA2 et BA3 sont identiques et constituées, chacune, par trois galettes « nids d'abeilles » en fil de 10/10 émail-soie, bobinées sur un tube de 6 mm de diamètre. La self-induction de chaque bobine d'arrêt doit être de l'ordre de 1 200 μ H, ce qui se traduit, à peu près, par 100 spires par galette.

Pour le calcul des circuits tels que L₁, L₂ et L₃ on se fixera, d'une part, la capacité totale aux bornes du circuit et la fréquence sur laquelle il doit être accordé. Pour avoir un ordre de grandeur de la capacité totale, on prendra la valeur moyenne de l'ajustable correspondant et on y ajoutera quatre fois la capacité de sortie de la lampe. Cela nous donne, pour le schéma de la figure 2, par exemple, une capacité de 12 à 15 pF environ.

La fréquence f, pour chaque circuit, est égale, avons-nous dit, à dix fois la fréquence nominale du quartz correspondant. En d'autres termes, si nous avons besoin d'une fréquence de 38 MHz, par exemple, le circuit L₁-C₄ sera accordé sur cette fréquence, tandis que nous utiliserons un quartz Q₁ prévu pour 38/10 = 3,8 MHz.

En reprenant la valeur de la capacité définie plus haut, cela nous donne pour L₁ :

$$L = \frac{25.300}{(38)^2 \cdot 15} = 1,17 \mu\text{H}.$$

Le calcul du nombre de spires se fera en supposant, pour simplifier, que la longueur de la bobine est égale à son diamètre, auquel cas nous avons, en désignant par d le diamètre en centimètres et par n le nombre de spires :

$$n^2 = \frac{1441}{d}.$$

Dans notre cas (L = 1,17 μ H) et en admettant d = 1,2 cm, nous aurons :

$$n^2 = \frac{168,5}{1,2} = 140,5$$

d'où :

$$n = 11,9 \text{ environ.}$$

On réalisera le bobinage en spires légèrement espacées, ce qui conduit à un diamètre de fil (émail) de 60/100 à 80/100.

Les enroulements de couplage (L₁, L₂, et L₃) seront disposés sur le même tube que l'enroulement accordé et à 4 mm environ de ce dernier. Chaque bobine du couplage comportera à peu près autant de spires que la bobine accordée, mais en fil plus fin (12/100) émail-soie, enroulé à spires jointives.

Le circuit de sortie L₇-L₈ constitue en réalité un transformateur H.F. surcouplé, dont les deux circuits sont accordés sur le milieu de la bande à transmettre, c'est-à-dire sur la moyenne géométrique des deux fréquences extrêmes données par les oscillateurs à quartz. Par exemple, si les deux fréquences extrêmes sont 30 et 38 MHz, le filtre de sortie sera accordé sur 33,8 MHz, sa bande passante étant de 8 MHz, ce qui nous donne son amortissement :

$$d = \frac{8}{33,8} = 0,237,$$

chiffre à partir duquel nous calculerons la valeur exacte de la résistance shunt R_s, en

Fig. 4. — Schéma d'un calibre-tateur à quartz utilisant les harmoniques élevées d'un quartz (20° à 80°) et pouvant servir à un grand nombre d'étalonnages divers.

tenant compte de l'amortissement propre du circuit, comme nous l'avons fait pour les amplificateurs M.F. en télévision (voir R.C. n° 110 p. 168 et 169). Les enroulements L_2 et L_3 seront exécutés en fil relativement fin (30/100 à 40/100, émail-soie), bobiné à spires jointives sur un support de faible diamètre (5 à 10 mm). La distance entre les deux enroulements sera très faible : 0,6 à 1 mm.

Il faut faire très attention pour ne pas accorder l'un des circuits de sortie L_1 , L_2 ou L_3 sur une harmonique différente de celle qui est nécessaire, car une variation relativement faible de la capacité ajustable peut faire glisser l'accord sur telle ou telle harmonique.

Amplificateur V.H.F. à large bande.

Pour relever le niveau de sortie de certains générateurs à quartz on peut avoir besoin d'un amplificateur qui, évidemment, devra pouvoir « passer » toute la bande occupée par les différentes fréquences lorsqu'il s'agit d'un générateur à plusieurs fréquences. Le schéma de la figure 3 donne un exemple de réalisation d'un amplificateur dont la bande passante est de 12 MHz et dont le gain est de 14. Il fait appel à des filtres de bande spéciaux (L_1 - L_2 - L_3 et L_4 - L_5 - L_6) accordés, chacun, sur 3 fréquences différentes : L_2 et L_5 sur une fréquence légèrement supérieure à la limite inférieure de la bande ; L_1 et L_4 sur la fréquence milieu de cette dernière ; L_3 et L_6 sur une fréquence légèrement inférieure à la limite supérieure de la bande.

Il est évident que l'on peut concevoir, pour le même usage, un amplificateur à large bande de structure différente.

Calibrateur V.H.F. à quartz.

Le fonctionnement de cet appareil, dont le schéma de la figure 4 nous donne le principe, est le suivant :

Le tube 6AK5 (ou toute autre penthode à pente suffisamment élevée) fonctionne en tant qu'oscillateur à quartz, la fréquence nominale de ce dernier étant de 1 MHz. Le condensateur C_2 de 24 pF, placé entre l'écran de la lampe et la masse, est intro-

duit pour augmenter la stabilité de la fréquence émise et doit être de haute qualité.

Pour obtenir les oscillations à 10 MHz, on introduit dans le circuit anodique de la lampe un circuit oscillant L_3 - C_4 accordé sur 10 MHz (dixième harmonique), tandis que la résistance R_3 constitue une charge pour la fréquence de 1 MHz.

Le circuit L_1 - C_1 dans le circuit de cathode de la lampe, est accordé sur 1 MHz et a pour but d'affaiblir les oscillations sur cette fréquence. La bobine L_2 est utilisée pour créer une réaction à taux assez faible sur 10 MHz, afin d'augmenter la tension de sortie sur cette fréquence.

A partir de l'anode de la lampe 6AK5 les oscillations de 1 MHz et de 10 MHz sont dirigées sur la grille de la triode 6C4, fonctionnant en régime d'amplificateur non-linéaire et favorisant, de ce fait, les harmoniques des fréquences appliquées à sa grille. De plus, afin d'obtenir des oscillations H.F. modulées en amplitude, une tension B.F. est appliquée sur la grille de la triode 6C4, à partir d'un secondaire du transformateur T_1 .

La self-induction de la bobine L_4 du circuit anodique de la 6C4 est déterminée en fonction de l'harmonique que l'on désire mettre en évidence, c'est-à-dire en fonction du multiple de 10 MHz que l'on désire obtenir. Ensuite, de la plaque de la 6C4 les signaux sont envoyés d'une part vers la borne de sortie et, d'autre part, vers la grille de l'une des triodes d'une 12AU7 qui fonctionne en détecteur de battements (par courbure de caractéristique de grille). Le résultat de la détection est dirigé vers la deuxième triode de la 12AU7, fonctionnant en amplificatrice B.F., lorsque le commutateur S_1 - S_2 est dans la position 1, et alimentant une prise pour casque à travers un

transformateur (T_1). De cette façon on peut procéder à des étalonnages en reliant la borne de sortie à une oscillation inconnue et en observant les battements au casque.

Lorsque le commutateur S_1 - S_2 se trouve dans la position 2, la deuxième triode de la 12AU7 se transforme en oscillatrice B.F. et le transformateur T_1 en bobinage oscillateur, produisant une fréquence de l'ordre de 800 à 1000 Hz, appliquée à la grille de la 6C4. Voici maintenant quelques indications sur la constitution des différentes bobines :

L_1 . — Self-induction de 25 μ H, ce qui représente 35 spires en fil de 10/100 émail-soie, bobinées sur une longueur de 8 mm et sur un tube de 10 mm de diamètre muni d'un noyau magnétique réglable ;

L_3 . — Self-induction de 13 μ H, ce qui représente 18 spires environ en fil de 50/100 émail-soie, bobinées sur une longueur de 20 mm et sur un tube de 10 mm de diamètre muni d'un noyau magnétique réglable ;

L_2 . — Bobine de 3 spires en fil de 15/100 émail-soie, bobinées sur le même support que L_3 et à 3 mm de cette bobine.

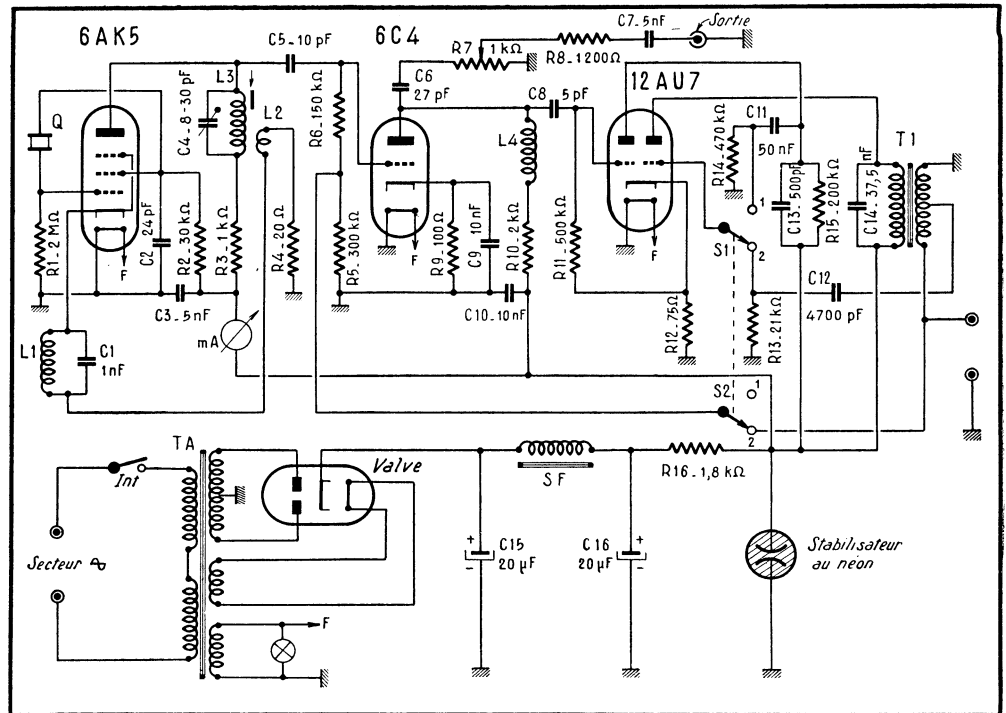
L_4 . — Suivant la fréquence à obtenir.

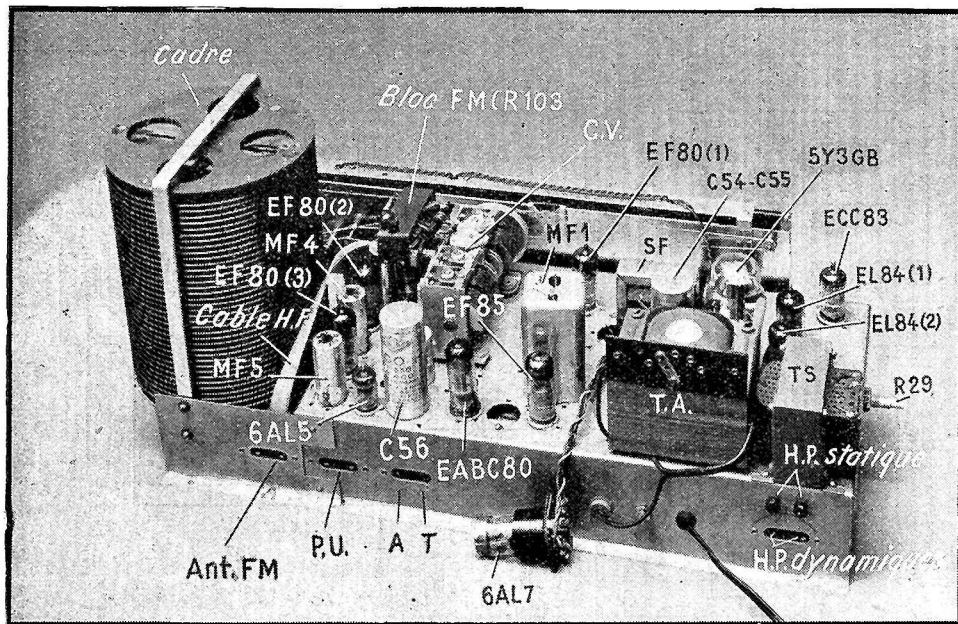
Le transformateur T_1 comporte un circuit magnétique en tôles 48 X 40 mm (largeur de la branche centrale : 16 mm), empilées sur 20 mm d'épaisseur. Le primaire et le secondaire ont 2000 spires, en fil émaillé de 10/100, chacun, une prise au milieu de l'enroulement étant prévue au secondaire.

Le condensateur C_{14} doit être déterminé, expérimentalement, de façon que la fréquence de l'oscillateur B.F. soit de l'ordre de 800 à 1000 Hz.

Le milliampèremètre sert uniquement pour contrôler le fonctionnement de l'oscillateur à quartz.

R. LAPIE





UN RÉCEPTEUR SENSATIONNEL !

Constitution générale

L'ensemble que nous décrivons ci-dessous est remarquable à plusieurs points de vue, tant par les moyens mis en œuvre que par les résultats obtenus.

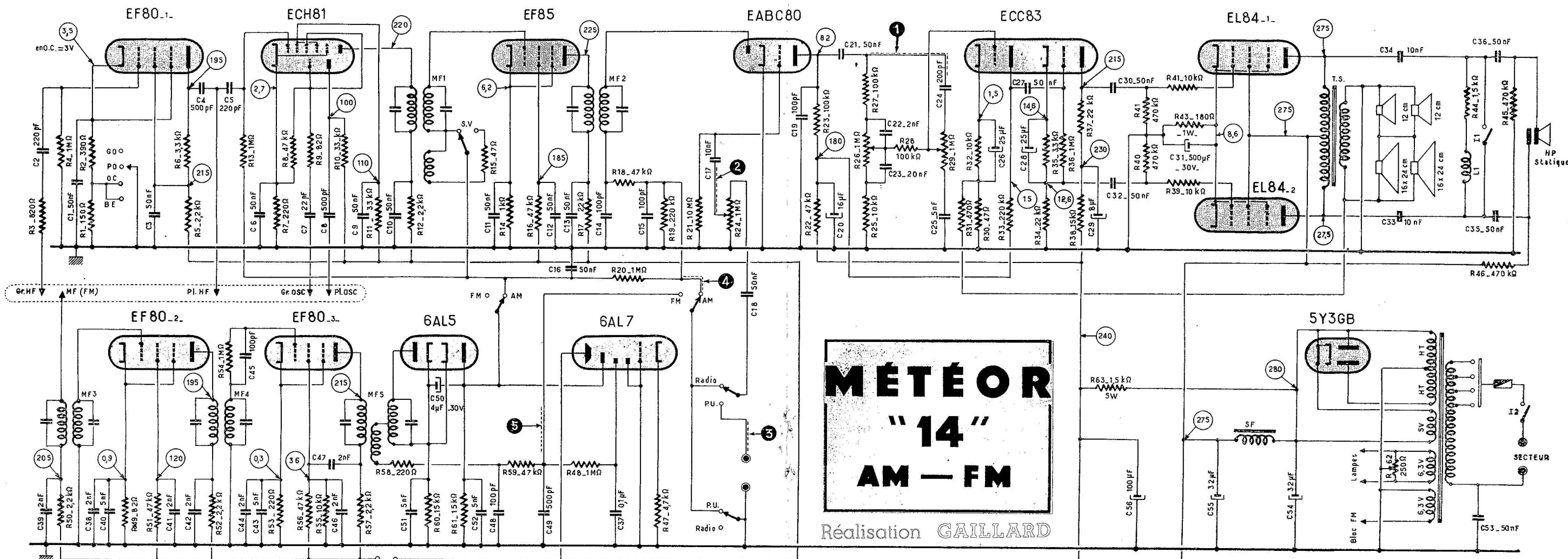
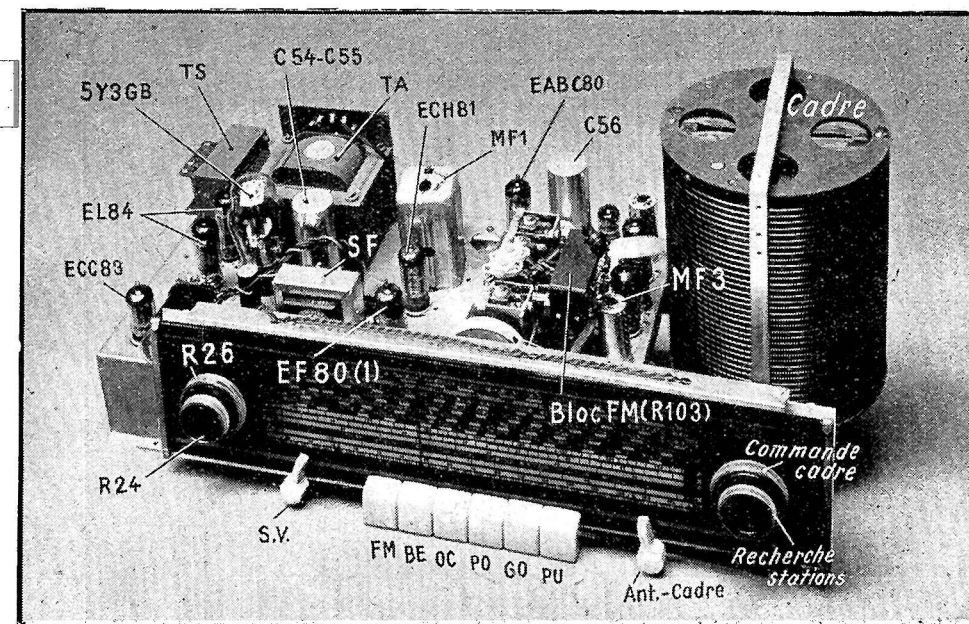
Il s'agit, en effet, d'un combiné radio-phon, comportant un châssis à 14 lampes et muni de 5 haut-parleurs. En réalité, on se trouve en présence de deux récepteurs distincts, ne possédant en commun que la partie B.F. et l'alimentation : un récepteur pour AM et un récepteur pour FM. Cette solution est un peu plus onéreuse, mais tout compte fait on y gagne en simplification de la commutation.

Il est évident que la partie B.F. a

été prévue pour faire face à la richesse de la reproduction musicale que nous permet la FM, et aussi pour assurer dans les meilleures conditions l'écoute des disques microsillon.

Récepteur AM

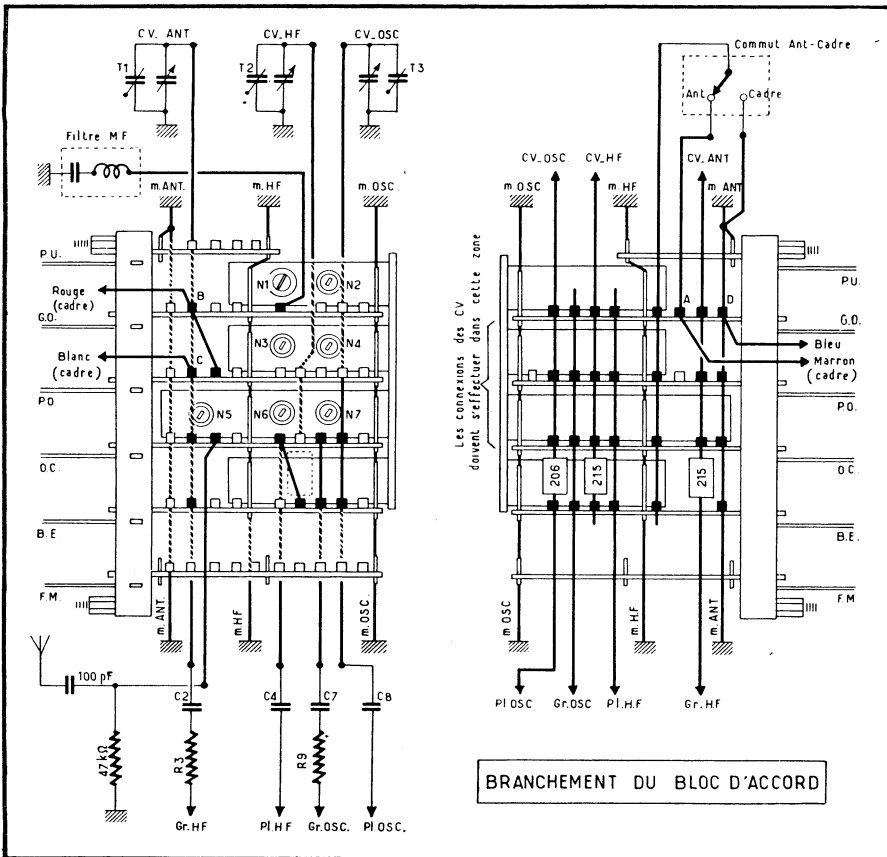
Ce récepteur couvre les quatre gammes classiques (G.O., P.O., O.C. et B.E.) et comporte, en tant que collecteur d'ondes en P.O. et G.O., un cadre antiparasites orientable à l'aide d'un bouton situé sur le devant. En O.C. et B.E. l'adjonction d'une antenne extérieure est nécessaire, un commutateur permettant de déconnecter cette dernière pour les gammes où le cadre intérieur s'avère suffisant.



MÉTÉOR
"14"
AM - FM

Réalisation GAILLARD

TENSIONS MESURÉES AVEC :
SECTEUR = 115V_TRANSF.SUR 125V



Un étage amplificateur H.F. (accordé) précède l'étage changeur de fréquence. Le tube utilisé est une penthode à pente élevée (EF 80-1), dont la liaison avec la lampe suivante est du type mixte : résistance de charge (R_c), capacité de liaison (C_L), circuit accordé et une autre capacité de liaison (C_p). A remarquer la faible valeur de la résistance R_c , choisie d'une part pour ne pas dépasser le gain critique au-delà duquel l'amplificateur risque d'accrocher, et d'autre part pour égaliser le gain sur toutes les gammes. Il est d'ailleurs possible d'augmenter un peu cette résistance, et partant de là le gain de l'étage, mais il n'est guère indiqué de dépasser 10 000 ohms.

Un commutateur permet de modifier un peu la polarisation de la lampe H.F. (donc le gain) suivant les gammes : la polarisation est plus élevée en P.O. et G.O., donc gain moindre.

Il n'y a rien à dire sur l'étage changeur de fréquence, de conception classique et utilisant une triode-heptode ECH 81. La polarisation de cette lampe est obtenue par une résistance de cathode (R_c) et la grille de commande de l'élément heptode est soumise à l'action de la C.A.V.

La liaison entre la ECH 81 et l'amplificatrice M.F. (EF 85) se fait par un transformateur à sélectivité variable. Autrement dit, un commutateur

(S.V.) permet d'introduire un enroulement de couplage supplémentaire, ce qui élargit très sensiblement la bande passante et améliore la qualité musicale des réceptions lorsque l'absence d'interférences voisines autorise la diminution de la sélectivité.

L'emploi d'une EF 85 en amplificatrice M.F. semble n'être justifié que par le désir d'utiliser une penthode noval, car la polarisation trop élevée (6,2 volts au lieu de 2 volts environ) fait perdre, pratiquement, tout le bénéfice de la pente élevée (6 mA/V). Il est évident que pour utiliser une EF 85 au maximum de ses possibilités il est nécessaire de disposer d'un transformateur M.F. à impédance nettement plus faible que celle prévue généralement pour des tubes tels que EF 41 ou EBF 80. Nous pensons donc que la maquette a été réalisée avec des transformateurs M.F. normaux, ce qui a obligé le constructeur à surpolariser la lampe pour éviter les accrochages.

Récepteur FM

L'élément essentiel de ce récepteur est le bloc R 103 (Visodion), fixé directement sur le bloc des C.V. et comprenant un étage amplificateur H.F. (cascade), utilisant une ECC 81, et un étage changeur de fréquence, équipé

également d'une ECC 81. L'accord, dans les limites de la bande FM (87,5 à 100 MHz), s'effectue à l'aide des sections spéciales, à très faible capacité (environ 12 pF), du bloc des C.V..

Le collecteur d'ondes, pour la réception dans le voisinage (quelques kilomètres) d'un émetteur, est constitué par un « trombone » réalisé en câble-ruban plat et fixé sur la face interne des parois de l'ébénisterie, à l'arrière. Nous avons déjà indiqué (R.C. n° 108, p. 109, fig. 19) la réalisation d'une telle antenne, mais il est évident que les dimensions sont tout à fait différentes de celles nécessaires en TV. Précisons que la longueur totale du ruban doit être de l'ordre de $143/96,1 = 1,50$ m.

Bien entendu, dans le cas d'une plus grande distance de l'émetteur, il convient d'utiliser une antenne spéciale pour FM, extérieure autant que possible.

L'étage changeur de fréquence, en FM, est suivi de deux étages amplificateurs M.F. utilisant des penthodes à pente élevée (EF 80-2 et EF 80-3) d'où une sensibilité remarquable sur cette bande. A remarquer que la deuxième EF 80 est montée en limiteuse, avec une tension d'écran faible (36 volts).

La détection FM utilise le système dit « détecteur de rapport » (double diode 6 AL 5).

Commutation AM-FM

Du fait de la séparation complète, jusqu'à l'amplification B.F., des canaux AM et FM, la commutation se réduit à trois inversions :

1. — Haute tension, soit sur la partie AM, soit sur la partie FM ;
2. — Entrée de l'amplificateur B.F., sur l'une ou l'autre détection ;
3. — Branchement de l'indicateur visuel 6 AL 7 sur la ligne C.A.V. en AM.

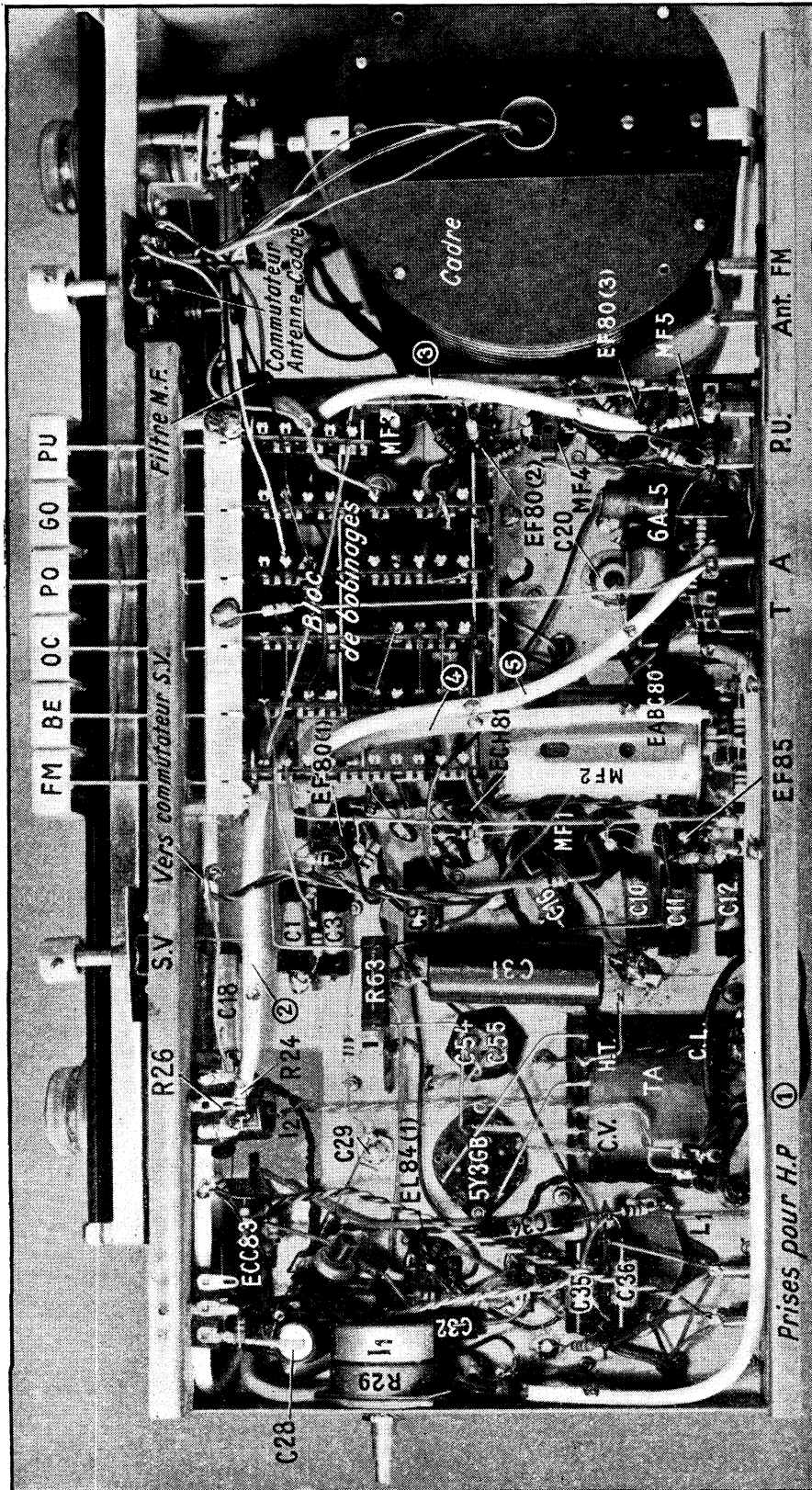
Ces trois inversions s'effectuent automatiquement lorsqu'on appuie les touches correspondantes du clavier commutateur de gammes.

Amplificateur B. F.

Il comprend d'abord l'élément triode de la EABC 80, suivi du dispositif correcteur de tonalité à deux potentiomètres séparés : R_{20} pour les graves et R_{21} pour les aiguës. La triode EABC 80 est polarisée par le procédé dit à courant inverse de grille (résistance de fuite de valeur élevée, $R_{21} = 10 M\Omega$).

L'introduction d'un système correcteur de tonalité diminuant le gain du premier étage B.F., il a été jugé nécessaire d'adjoindre un deuxième étage de préamplification, constitué par l'une des triodes d'une ECC 83, sur la cathode de laquelle (aux bornes de la

Comme on le voit, l'intérieur du châssis est passablement rempli.



résistance R_{30}) on applique la tension de contre-réaction en provenance de la bobine mobile. Le taux de cette contre-réaction dépend, pratiquement, du rapport R_{30}/R_{31} et aussi, bien entendu, du rapport du transformateur de sortie, mais on peut dire, d'une façon tout à fait approximative que ce taux est de l'ordre de 0,2 0/0.

Il faut noter qu'une erreur s'est glissée dans le schéma général et que la tension à l'anode de la première triode ECC 83 est en réalité de 135 volts et non de 15 volts.

La lampe suivante (deuxième triode de la ECC 83) est montée en déphaseuse cathodyne, avec des résistances de charge identiques dans la plaque (R_{37}) et dans la cathode (R_{34}).

Quant au push-pull final, il est parfaitement classique, en dehors du fait qu'il attaque 5 haut-parleurs dont 4 dynamiques et un électrostatique. Les quatre dynamiques (2 elliptiques de 16×24 cm et deux circulaires de 13 cm) sont montés, en série-parallèle, aux bornes du secondaire du transformateur de sortie. Si, pour ce montage, on choisit des haut-parleurs dont l'impédance de la bobine mobile est la même, l'impédance résultante sera égale, évidemment, à l'impédance d'un seul H.P.

Le H.P. électrostatique (Princes, type TE 10), associé à un filtre coupant au-dessous de 7 000 Hz environ, n'intervient que pour la reproduction des fréquences supérieures à cette limite et jusqu'au-delà de 16 000 Hz. Un interrupteur (I_1) permet d'ailleurs de le court-circuiter.

Les cinq haut-parleurs sont répartis sur les trois faces de l'ébénisterie (les deux 16×24 et l'électrostatique sur la face avant ; un 13 cm sur chaque face latérale) de façon à donner « l'ambiance sonore ».

Alimentation

Le redressement de la haute tension s'effectue à l'aide d'une valve 5 Y 3 GB (ou GZ 32) et le filtrage se fait en deux chaînes séparées : inductance (S.F.) et condensateur (C_{55}) pour l'étage final ; résistance (R_{53}) et condensateur (C_{58}) pour tout le reste du montage. A noter que toutes les anodes des préamplificatrices B.F. et de la déphaseuse sont alimentées à travers des cellules de filtrage supplémentaires : $R_{52}-C_{29}$, d'une part et $R_{58}-C_{29}$, d'autre part.

Le circuit de chauffage de toutes les lampes autres que celles du bloc R 103 est réalisé en deux conducteurs, avec point milieu ajustable à l'aide d'un potentiomètre (R_{62}).

Réglage

Les transformateurs M.F. de la partie AM doivent être accordés sur

(Voir la fin page 219)

COMMENT UTILISER LES CARACTÉRISTIQUES

ET LES COURBES DES LAMPES

Voir aussi R.C. N° 109 et 110

Exemple

Nous avons indiqué, dans notre dernier numéro, que la formule donnant le gain d'un étage conduit à des résultats incorrects, car elle ne tient pas compte de la résistance interne qui augmente. L'exemple suivant va le montrer.

Il s'agit, par exemple, d'une 6 SF 5, dont la résistance interne et le coefficient d'amplification statique sont, respectivement :

$$\mu = 100$$

$$R_i = 66\,000 \text{ ohms,}$$

et la formule indiquée dans notre dernier numéro nous donne, dans ces conditions, et en supposant $R_a = 200\,000 \text{ ohms,}$

$$\text{gain} = 75.$$

Mais lorsqu'une résistance de $200\,000 \text{ ohms}$ est introduite dans le circuit anodique d'une 6 SF 5, la haute tension étant de 250 volts , le courant anodique est sensiblement de $0,5 \text{ mA}$, et la résistance interne passe à $80\,000 \text{ ohms}$, tandis que le coefficient d'amplification n'est plus que de 94 .

Si nous refaisons le calcul, nous nous rendons compte que le gain n'est plus que de 67 . En réalité le gain est encore moindre, car on doit également tenir compte de la résistance R_g (résistance de fuite de la lampe suivante). Disons, pour fixer les idées et sans faire le calcul, que le gain réel sera de 60 environ si $R_g = 0,5 \text{ M}\Omega$ et de 55 environ si $R_g = 0,25 \text{ M}\Omega$.

Enfin, il est évident que les courbes de la figure 12 permettent de vérifier la relation fondamentale

$$\mu = S \times R_i$$

quelle que soit la valeur du courant anodique. Par exemple, pour une 12AU7 et le courant anodique d'une part de $3,75 \text{ mA}$ et d'autre part de $12,5 \text{ mA}$ nous avons bien, à une erreur de dessin près

$$14 (a_1) = 0,00121 (a_2) \times 12\,000 (a_3)$$

et

$$19 (b_1) = 0,00245 (b_2) \times 7500 (b_3)$$

Courbes « Tension grille/ Tension écran/ Courant plaque »

Il s'agit d'un réseau de courbes conformes à la figure 14 et qui accompagne actuel-

lement les caractéristiques de toutes les penthodes H.F. à pente variable, simples ou combinées avec diodes, ainsi que celles des hexodes ou heptodes changeuses de fréquence.

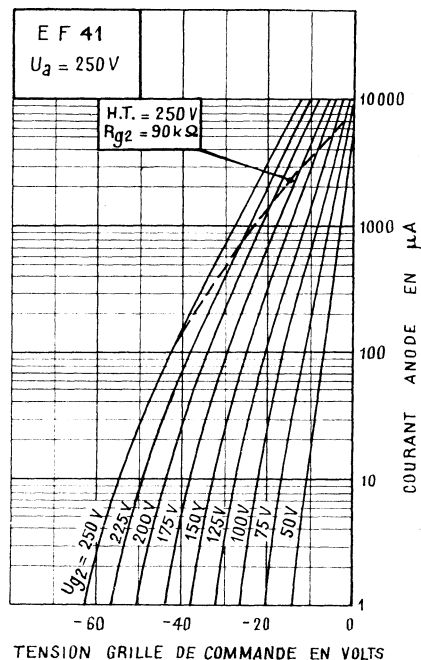


Fig. 14. — Exemple d'un réseau de courbes « Tension grille - Tension écran - Courant plaque » d'une penthode H.F.

Chaque courbe d'un tel réseau traduit la variation du courant anodique de la lampe en fonction de la tension de polarisation appliquée à la grille de commande (G_1). L'échelle des courants (verticale) est logarithmique pour faciliter l'appréciation des faibles courants.

L'interprétation de ces courbes ne demande que peu d'explications. Nous voyons, par exemple, que le courant anodique est de $1000 \mu\text{A}$ (1 mA) lorsque la tension écran U_{g2} est de 50 volts , de $2500 \mu\text{A}$ ($2,5 \text{ mA}$) lorsque cette tension est de 75 volts , et de 5 mA pour $U_{g2} = 100 \text{ volts}$, la polarisation étant de -3 volts .

La courbe en pointillé traduit les variations du courant anodique lorsqu'une résistance R_{g2} de $90\,000 \text{ ohms}$ est insérée dans le circuit d'écran (fig. 15). Nous voyons que la tension d'écran varie, dans ces conditions, suivant la tension de polarisation, c'est-à-dire suivant la tension amenée par le système CAV.

Autrement dit, si la tension écran est $U_{g2} = 75 \text{ volts}$ au repos, cette même tension monte facilement à 150 et même 175 volts lorsqu'un signal puissant est reçu et que la tension CAV atteint -10 à -15 volts .

Courbes « Tension grille/ Tension écran/Pente »

Ressemblant beaucoup au précédent en tant qu'allure générale (fig. 16), qu'il complète, ce réseau nous renseigne sur les variations de la pente d'une penthode, d'une hexode ou d'une heptode, en fonction de la polarisation, et pour un certain nombre de valeurs de la tension d'écran (U_{g2}).

L'échelle verticale est logarithmique pour les mêmes raisons que plus haut, graduée le plus souvent en micromhos ou $\mu\text{A}/\text{V}$. Pour avoir la pente en mA/V il suffit de diviser par 1000 le chiffre indiqué.

La courbe en pointillé traduit ici les variations de la pente lorsqu'une résistance R_{g2} de $90\,000 \text{ ohms}$ est insérée dans le circuit d'écran (fig. 15). Nous voyons que la pente, c'est-à-dire l'amplification de l'étage, varie dans ces conditions suivant la tension de polarisation, c'est-à-dire suivant la tension amenée par le système CAV.

Fig. 15. — Montage normal d'une penthode à pente variable en amplificatrice M.F.

Autrement dit, si la pente est de 2,5 mA/V environ au repos, elle n'est plus que de 0,6 mA/V lorsque la polarisation atteint -12 volts, par suite de la réception d'un signal puissant. On se rend compte, d'après ces courbes, de l'influence de la tension écran sur la pente d'une penthode, en général.

Courbes donnant le courant anodique, le courant écran, la pente, la résistance interne et la résistance équivalente de souffle en fonction de la tension de polarisation

L'ensemble de ces courbes (fig. 17) représente, en partie, le résumé des courbes des figures 14 et 16 pour le cas particulier de la résistance d'écran $R_{g2} = 90\ 000$ ohms : I_a (courant anodique), I_{g2} (courant écran) et S (pente).

Mais en plus de cela nous y voyons la courbe R_i , traduisant, dans les mêmes conditions, les variations de la résistance interne. Comme pour les triodes, cette résistance croît lorsque le courant anodique diminue, mais sa variation est beaucoup plus rapide.

On voit de plus que cette résistance est très élevée, même au maximum de la pente : 1 M Ω pour $S = 2000$ μ A/V.

Lorsqu'il s'agit d'une penthode H.F., le gain d'un étage est pratiquement proportionnel à la pente S et la connaissance du

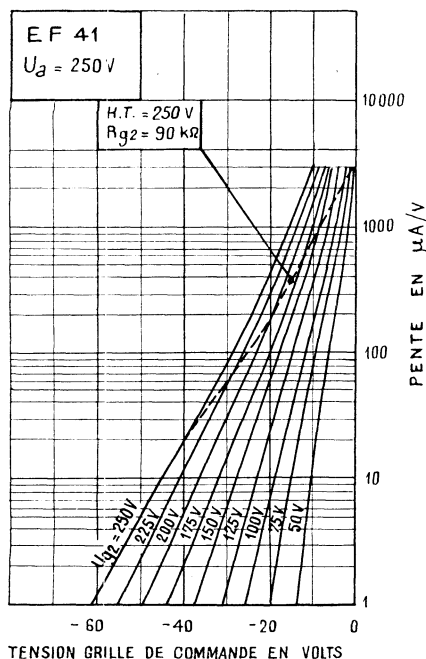


Fig. 16. — Exemple d'un réseau de courbes « Tension grille - Tension écran - Pente » d'une penthode H.F.

coefficient d'amplification μ ne présente aucun intérêt. On peut vérifier, cependant, sur les courbes de la figure 17, que ce coefficient est très élevé (valeur maximum de l'ordre de 2000) et qu'il diminue légèrement lorsque le courant anodique diminue.

Enfin, la dernière courbe de la figure 17 représente les variations de ce qu'on appelle la résistance équivalente de souffle (R_e). Sans entrer dans les détails théoriques disons que le bruit de fond d'un tube peut être assimilé à une certaine tension alternative parasite prenant naissance entre la grille de commande et la cathode. On peut également admettre qu'il existe une certaine résistance R_e aux bornes de laquelle on trouve une tension due aux fluctuations thermiques, égale à la tension de bruit de fond.

La connaissance de la tension de bruit est utile dans ce sens qu'elle nous permet de prévoir l'ordre de grandeur de la tension à amplifier que l'on doit appliquer à la grille de commande sans que le bruit de fond devienne gênant. La tension à amplifier devra être cinq à dix fois supérieure à la tension de bruit.

Cette dernière est, à son tour, proportionnelle à la résistance équivalente R_e . Si nous désignons par V_b la tension de bruit, nous avons la relation suivante, indiquée par **Barkhausen**,

$$V_b = 1,26 \cdot 10^{-8} \sqrt{R_e}$$

Par exemple, nous voyons sur la figure 17 que R_e est égale, lorsque la pente S est maximum, à 7000 ohms environ. Par conséquent, la tension de bruit sera

$V_b = 1,26 \cdot 10^{-8} \times 83,5 = 1,05 \cdot 10^{-6}$ volt et la tension à amplifier minimum de l'ordre de $1,05 \cdot 10^{-5}$ volt (10 fois plus élevée), soit 10,5 microvolts.

Lorsque la pente diminue, la résistance R_e croît rapidement ce qui veut dire que V_b augmente et que si l'on ne veut pas être gêné par le bruit de fond il faut augmenter la tension appliquée à la grille de commande.

Par exemple, lorsque la pente n'est plus que de 0,8 mA/V, la résistance R_e est déjà de 35 000 ohms, et la tension V_b devient de $2,36 \cdot 10^{-6}$ volt, ce qui entraîne la tension minimum à amplifier de l'ordre de 25 μ V.

D'ailleurs, c'est un phénomène que l'on observe constamment dans la pratique : un récepteur dont la sensibilité laisse à désirer « souffle » sur les émissions peu puissantes.

Courbes du courant écran en fonction de la tension écran, pour différentes valeurs de la tension de la grille de commande

Ces courbes (fig. 18) traduisent les variations du courant d'écran en fonction de la tension appliquée à cette électrode et de la

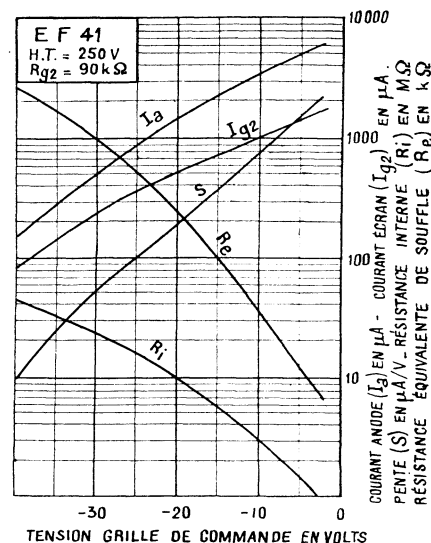


Fig. 17. — Courbes donnant le courant anodique, le courant écran, la pente, la résistance interne et la résistance équivalente de souffle en fonction de la polarisation.

polarisation appliquée à la grille de commande.

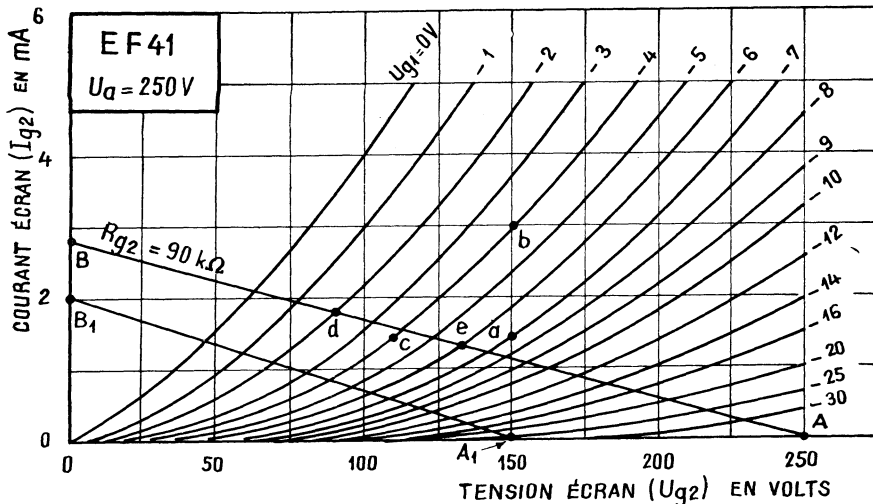
On peut constater facilement que ces courbes ont une allure tout à fait analogue à celles de la figure 9 et en conclure que l'écran d'une penthode peut être assimilé à l'anode d'une triode. Il devient donc possible, dans certains cas particuliers, d'utiliser l'ensemble grille de commande-écran d'une penthode comme une triode, suivant le schéma de la figure 19, par exemple.

Il est dès lors normal que l'élément pseudo-triode ainsi constitué ait sa résistance interne, sa pente et son coefficient d'amplification, que nous pouvons déduire graphiquement, comme cela a été fait dans le cas de la figure 9.

Autrement dit, on choisit sur l'une des courbes un point a , correspondant à une certaine valeur de la tension d'écran U_{g2} (dans notre cas $U_{g2} = 150$ volts) et on trace d'une part une verticale jusqu'à l'intersection b avec la courbe correspondant à $U_g = -4$ V, et d'autre part une horizontale jusqu'à l'intersection c avec la même courbe.

Nous pouvons dire alors qu'une variation de la tension de grille $\Delta U_g = 3$ volts (de -7 à -4 volts) provoque un accroissement ΔI_{g2} du courant d'écran égal à ab , soit, dans notre cas, de 1,6 mA environ. La pente sera donc de $1,6/3 = 0,53$ mA/V.

Pour déterminer la résistance interne, nous remarquerons que le point c correspond à une tension $U_{g2} = 110$ volts environ. Donc, lorsque la polarisation demeure constante et de -4 V, le point de fonctionnement « glisse », en quelque sorte, le long de la courbe, de c à b lorsque la tension d'écran passe de 110 à 150 volts. Le courant écran augmente, en même temps, de 1,6 mA. La résistance interne



nous sera donnée donc par le rapport $40/0,0016 = 25\ 000$ ohms.

Enfin, pour le coefficient d'amplification, nous voyons qu'une variation de 3 volts de la tension de grille, fait passer le point **b** en **a**, et correspond à une variation du courant écran de 1,6 mA. On obtient une même variation du courant écran en faisant glisser le point **b** en **c**, c'est-à-dire en diminuant la tension d'écran de 150 à 110 volts, soit de 40 V. Le coefficient d'amplification est donc donné par le rapport $40/3 = 13$ environ.

Le réseau de courbes de la figure 18 nous montre également une droite AB qui définit le comportement de la lampe lorsqu'une résistance de 90 000 ohms est intercalée dans le circuit de l'écran, ce qui est le cas normal de la plupart des penthodes H.F. fonctionnant en amplificatrice H.F. ou M.F.

N'importe quel point de cette droite donne la tension écran et le courant écran pour une certaine valeur de la polarisation U_{g1} . Par exemple, si la polarisation est de -2 volts (point **d**) la tension écran est de 90 volts et le courant correspondant est de 1,8 mA environ. Si la grille est soumise à l'action de la CAV, sa polarisation augmente lorsqu'un signal est reçu, et passe par exemple, à -6 volts (point **e**), qui correspond à une tension de 132 volts environ et un courant de 1,3 mA.

Nous pouvons, sur un réseau de courbes, tel que celui de la figure 18, tracer facilement toute droite correspondant à n'importe quelle valeur de la résistance d'écran R_{g2} . Le raisonnement, pour le faire, est très simple :

Etant donné une certaine valeur de la haute tension (U_b) et une certaine valeur de la résistance d'écran (R_{g2}), il est évident que la tension d'écran sera théoriquement nulle si la totalité de la haute tension est perdue dans la résistance R_{g2} , c'est-à-dire si la chute de tension aux bornes de cette résistance est égale à U_b . Cela nous donne, par le rapport

$$\frac{U_b}{R_{g2}} = I_{g2}$$

le point tel que B de l'axe vertical.

De même, la tension écran sera théoriquement égale à la haute tension U_b , si le courant I_{g2} est nul, ce qui nous donne le deuxième point, tel que A, de la droite cherchée.

Par exemple, si la haute tension U_b est de 150 volts, et la résistance R_{g2} de 75 000 ohms, nous avons

$$\frac{U_b}{R_{g2}} = \frac{150}{75\ 000} = 0,002 = 2 \text{ mA}$$

ce qui nous donne le point B_1 . Par ailleurs, le point 150 volts de l'axe horizontal nous donne le point A_1 et nous permet de tracer la droite $A_1 B_1$, correspondant à $R_{g2} = 75\ 000$ ohms.

Courbes du courant d'anode, du courant d'écran, de la tension d'oscillation, de la pente de conversion, de la résistance interne et de la résistance équivalente de souffle en fonction du courant d'oscillation

Un tel ensemble de courbes (fig. 20) accompagne généralement les caractéristiques des lampes changeuses de fréquence ou type triode-hexode ou triode-heptode : ECH3, ECH42, UCH42, 6E8, ECH81, etc.

Pour mieux nous rendre compte de la portée et de la signification de ces différentes courbes, nous allons représenter le schéma d'une ECH42 montée en changeuse de fréquence (fig. 21) suivant les données de la figure 20.

Nous devons introduire ici la notion de la pente de conversion S_c qui caractérise le mieux le fonctionnement d'une lampe ou d'un étage changeur de fréquence. La pente de conversion s'exprime, comme la pente

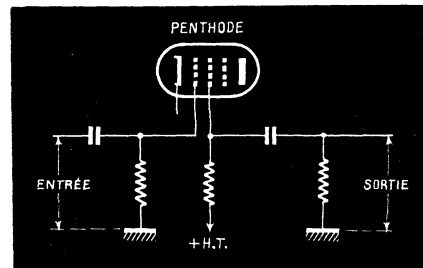


Fig. 18 (ci-contre). — Courbes du courant écran en fonction de la tension écran et pour différentes valeurs de la polarisation.

Fig. 19 (ci-dessus). — Dans une penthode, l'écran peut être utilisé comme élément de sortie.

normale, en milliampères par volt (mA/V) ou en microampères par volt ($\mu\text{A/V}$) et il est toujours recommandé d'avoir « S. » aussi élevée que possible.

Les courbes de la figure 20 résument les variations des différentes grandeurs que nous allons passer en revue en fonction du courant d'oscillation, c'est-à-dire du courant qui traverse, en fonctionnement, la résistance de fuite R_3 de la grille triode (I_{gt} de la figure 21).

Tout d'abord nous avons la courbe S_c montrant les variations de la pente de conversion. On voit que si le courant d'oscillation devient inférieur à 200 μA cette pente diminue très vite et peut prendre des valeurs ridiculement faibles. La courbe S_c présente un maximum vers $I_{gt} = 350 \mu\text{A}$ et ne diminue que faiblement lorsque le courant I_{gt} augmente.

Nous avons ensuite une courbe U_{osc} (qui est une droite) et qui traduit les variations de la tension d'oscillation (alternative), ex-

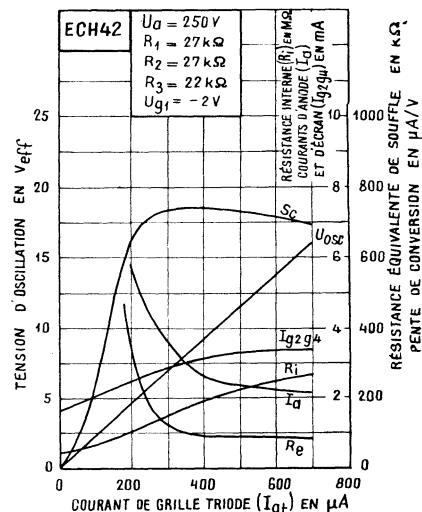


Fig. 20. — Courbes du courant anodique, du courant écran, de la tension d'oscillation, de la pente de conversion, de la résistance interne et de la résistance équivalente de souffle en fonction du courant d'oscillation.

primée en volts efficaces. Pratiquement, cette tension alternative est égale à la tension continue que l'on peut mesurer sur la grille triode de la lampe (U_{osc} de la figure 20) et qui est la chute de tension produite dans R_3 par le courant I_{gt} . La valeur optimum de la pente S_c correspond à une certaine valeur de U_{osc} (environ 8 volts dans le cas de la figure 20) qui doit rester sensiblement la même pour une lampe donnée, quelle que soit la valeur de la résistance R_3 . Par conséquent, si R_3 est de 50 000 ohms, le courant I_{gt} devra être de

$$\frac{8}{50\,000} = 0,00016 \text{ mA} = 160 \mu\text{A}.$$

Ce sont là, évidemment, des chiffres approximatifs, car le courant d'oscillation varie suivant la gamme et suivant la position du C.V. Ce qu'il faut retenir c'est que la pente de conversion devient faible lorsque le courant d'oscillation est inférieur à une certaine valeur.

Nous avons ensuite la courbe I_a traduisant les variations du courant anodique de la partie hexode en fonction du courant d'oscillation. Phénomène auquel on ne pense guère : ce courant anodique peut devenir très élevé (relativement) lorsque la lampe n'oscille pas ou oscille mal.

Le courant-écran (courbe I_{g2-g1}), au contraire, diminue lorsque le courant d'oscillation diminue. Pour cette raison, afin de rendre la tension d'écran à peu près indépendante des conditions d'oscillation on a souvent recours à un diviseur de tension tel que R_1-R_2 de la figure 21, à consommation propre relativement élevée.

La résistance interne (courbe R_i) de l'élément hexode dépend également du courant d'oscillation et sa valeur passe de 450 000 ohms environ à presque 2 M Ω lorsque ce courant varie de 0 à 400 μA .

Enfin, la résistance équivalente de souffle (courbe R_e) est suffisamment faible uniquement pour des valeurs élevées de la pente de conversion S_c et croît très vite lorsque cette pente diminue.

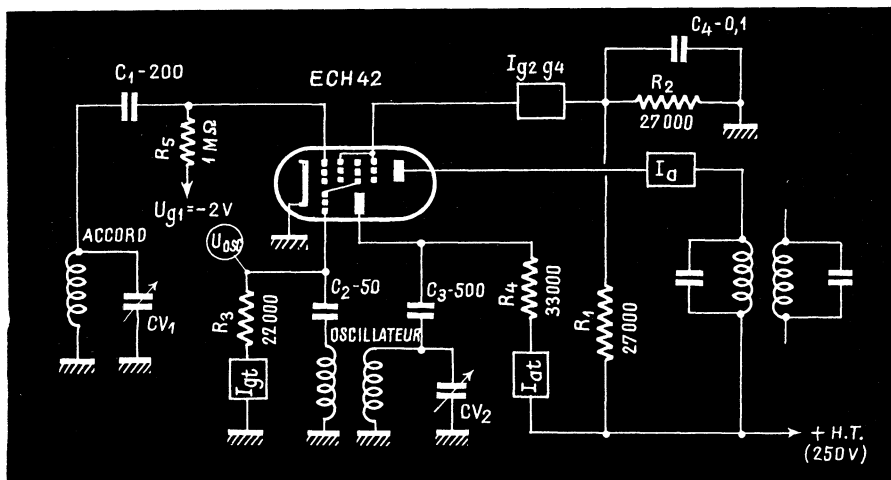


Fig. 21. — Montage normal d'une triode-hexode en changeuse de fréquence.

De toute façon, cette résistance a une valeur beaucoup plus élevée que celle des pentodes H.F. Elle est, dans le cas de la figure 20, de 80 000 environ au point de fonctionnement, ce qui nous conduit, d'après la formule donnée plus haut, à une tension de bruit

$$V_g = 1,26 \cdot 10^{-8} \times 280 = 3,5 \cdot 10^{-6} \text{ volt}$$

soit 3,5 μV .

Courbes du courant d'anode, du courant d'écran, de la pente de conversion, de la résistance interne et de la résistance équivalente de souffle en fonction de la tension de la grille de commande

Ces courbes (fig. 22) traduisent les variations des mêmes grandeurs que celles de la figure 20, mais cette fois en fonction de la polarisation négative appliquée à la grille de commande. En somme, ces courbes nous montrent comment se comporte une lampe changeuse de fréquence, montée suivant le schéma de la figure 21, lorsque la CAV agit sur sa grille.

Les courbes restent les mêmes pour les deux valeurs différentes de la résistance R_3 : 47 000 et 22 000 ohms.

Courbes de la pente de conversion en fonction de la tension de la grille de commande

Ces courbes (fig. 23) constituent un développement de la courbe S_c de la figure 22, puisque nous avons ici la même

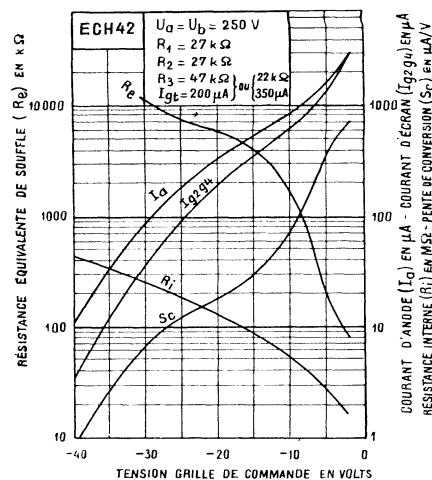


Fig. 22. — Courbes du courant anodique, du courant écran, de la pente de conversion, de la résistance interne et de la résistance équivalente de souffle en fonction de la polarisation de la grille de commande.

courbe, mais tracée pour plusieurs valeurs de la tension d'écran. Nous pouvons en déduire l'influence de cette tension sur les performances d'une changeuse de fréquence.

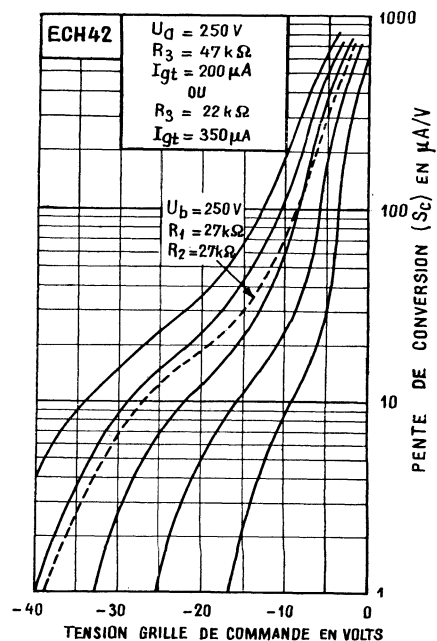


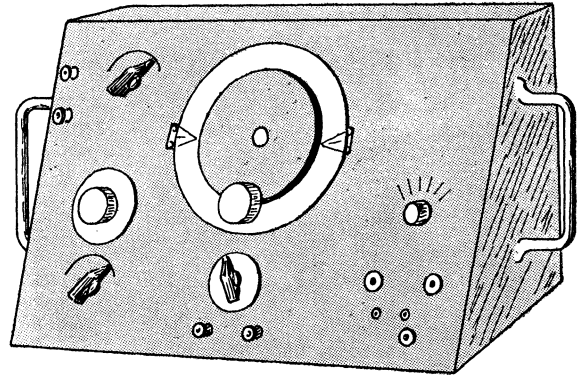
Fig. 23. — Courbes donnant la pente de conversion en fonction de la polarisation de la grille de commande.

En somme, les courbes des figures 20, 22 et 23 nous permettent de choisir le meilleur régime pour une lampe changeuse de fréquence, en nous rappelant qu'il faut toujours rechercher la pente de conversion S_c maximum.

W. SOROKINE

GENERATEUR H. F.

TYPE 915



Ce générateur, que beaucoup de dépanneurs possèdent, couvre sans trou en six gammes, les fréquences de 50 kHz à 50 MHz, et possède, en plus, une gamme M.F. étalée de 420 à 500 kHz. Les différentes gammes se répartissent de la façon suivante :

- A. - 15 à 50 MHz (20 à 6 m) ;
- B. - 5 à 15 MHz (60 à 20 m) ;
- C. - 1,5 à 5 MHz (200 à 60 m) ;
- D. - 500 à 1500 kHz (600 à 200 m) ;
- E. - 420 à 500 kHz (gamme M.F. étalée) ;
- F. - 150 à 500 kHz (2 000 à 600 m) ;
- G. - 50 à 150 kHz (6 000 à 2 000 m).

L'oscillation H.F. est obtenue par l'élément triode d'une ECF 1 avec alimentation parallèle de l'anode (sauf sur la gamme G) et accord du circuit d'anode.

L'oscillation B.F. est obtenue par l'élément penthode de la même lampe, à l'aide d'un transformateur à trois enroulements et couplage mixte (capacitif et inductif) entre les circuits de grille et d'anode. Le troisième enroulement (5-6) de ce transformateur fournit la tension B.F. nécessaire à la modulation de l'onde H.F. émise, tension qui peut être également utilisée en tant que signal B.F. extérieur.

A propos de l'oscillateur H.F. on remarquera les points suivants :

1. — Tous les enroulements accordés (rangée du haut) non utilisés dans une position donnée sont court-circuités à l'aide du commutateur correspondant (section du haut). On évite de cette façon des absorptions qui risquent de se produire sur le bobinage en circuit par le bobinage de la gamme immédiatement inférieure (en fréquence) résonnant sur sa fréquence propre.

2. — Les bobines de réaction (rangée inférieure) sont couplées inductivement aux bobines des circuits accordés (couplage indiqué par des flèches en pointillé), mais la structure des circuits de réaction des gammes A, B, C et D est un peu particulière, chacun de ces circuits comportant une bobine de compensation (5-6) assurant une oscillation plus régulière le long de la gamme couverte. Ces bobines de compensation ne sont pas couplées inductivement aux bobines de réaction correspondantes et sont calculées de façon que le circuit série constitué par la capacité allant vers la bo-

bine de réaction et la bobine de compensation ait sa fréquence de résonance située un peu au-dessous de la limite inférieure (en fréquence) de la gamme couverte.

Ainsi, pour la gamme A ce circuit devra être prévu pour 13 MHz environ ; pour la gamme B-4 à 4,5 MHz ; pour la gamme C-1,8 MHz et pour la gamme D-450 kHz.

3. — Le prélèvement de la tension H.F. qui doit être envoyée vers la lampe où s'effectue la modulation se fait d'une façon différente suivant la gamme. C'est ainsi que pour la gamme A cette tension est prélevée à l'aide d'une prise sur la bobine de compensation (5-6), tandis que pour les gammes B et C la prise est effectuée sur le bobinage accordé lui-même. Pour les gammes D, E, et F, la H.F. est prélevée à l'aide d'enroulements (7-8) couplés aux bobinages accordés. Enfin, pour la gamme G, la prise est faite sur le bobinage accordé lui-même.

La haute fréquence venant de l'oscillateur est appliquée, à travers une capacité de 200 pF, à la grille de commande de la modulatrice (6 J 7), tandis que la résistance de fuite de cette grille est constituée par un diviseur de tension (0,1 et 0,4 M Ω) sur lequel est appliqué le signal B.F., mais uniquement sur la position « H.F. Mod. » du commutateur de fonctions à quatre positions. Le générateur utilise donc le procédé de modulation dit par la grille.

La haute fréquence modulée où non est recueillie à la sortie de la 6 J 7, dont la charge anodique est constituée par une bobine d'arrêt du type « universel », c'est-à-dire efficace à toutes les fréquences couvertes par le générateur. Viennent ensuite, dans l'ordre, un condensateur de liaison (2 500 pF), un premier atténuateur (progressif) constitué par un potentiomètre de 210 ohms et, enfin, un atténuateur décimal à cinq positions.

Le commutateur de fonctions, à quatre positions, permet les possibilités suivantes.

1. — **H.F. modulée**, où le signal B.F. est appliqué, comme indiqué ci-dessus, à la grille de la 6 J 7 ;

2. — **H.F. modulée par une source extérieure**, où l'oscillation B.F. intérieure est supprimée par coupure du circuit H.T. ali-

mentant l'anode de l'élément penthode ECF 1, et où la borne d'entrée pour modulation extérieure se trouve connectée à la grille de la 6 J 7. La source de modulation extérieure peut être constituée par un générateur B.F. ou par un pick-up ;

3. — **H.F. pure**. Dans cette position, l'oscillation B.F. intérieure est toujours supprimée et, de plus, la prise pour modulation extérieure est déconnectée de la grille 6 J 7. Le générateur délivre une onde H.F. non modulée, ce qui est utile pour certaines mesures ;

4. — **B.F. pure**. Les deux atténuateurs se trouvent connectés directement au secondaire (5-6) du transformateur B.F., la liaison avec la plaque de la 6 J 7 étant coupée. C'est donc un signal B.F. que nous pouvons recueillir à la sortie, atténué à volonté.

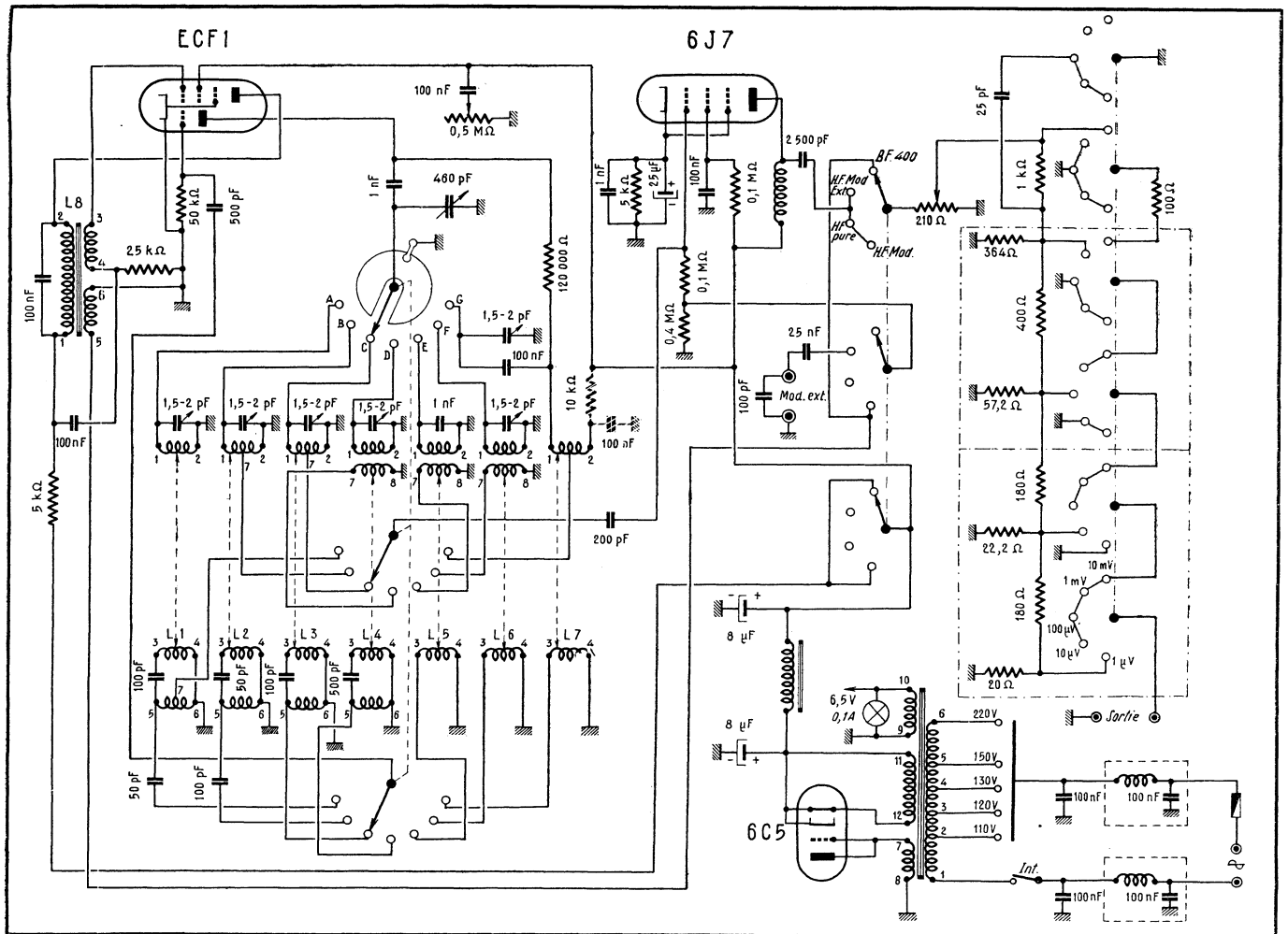
Voici maintenant quelques caractéristiques « chiffrées » de ce générateur :

1. — **Tension de sortie H.F., pure ou modulée**. Elle peut varier, pratiquement, de 1 μ V à 100 mV (0,1 V) et son ordre de grandeur à la sortie (à ± 30 % près) est obtenu en multipliant les indications des deux atténuateurs. Par exemple, si l'atténuateur progressif est sur 5 et l'atténuateur décimal sur 10 μ V, la tension de sortie est de l'ordre de $10 \times 5 = 50$ μ V ;

2. — **Tension de sortie B.F.** Elle peut varier, pratiquement, de 10 μ V à 1 volt. Autrement dit, son ordre de grandeur s'obtient en faisant le produit des indications des deux atténuateurs, comme ci-dessus, et en multipliant le résultat par 10. Par exemple, si l'atténuateur progressif est sur 2,5 et l'atténuateur décimal sur 1 mV, la tension de sortie B.F. est de $2,5 \times 1 \times 10 = 25$ mV environ, soit 0,025 V ;

3. — **Fréquence B.F. et profondeur de modulation**. La fréquence délivrée par l'oscillateur B.F. intérieur est de l'ordre de 400 Hz (± 5 %) et la profondeur de modulation est de 30 % ;

4. — **Tension B.F. nécessaire pour la modulation extérieure**. Pour obtenir la modulation de la porteuse H.F. à l'aide d'une source extérieure et avec un taux de l'ordre de 30 %, il est nécessaire d'appliquer aux bornes correspondantes une tension de 1 volt sur une impédance de 0,1 M Ω ;



5. — **Précision de l'étalonnage.** La précision moyenne de l'étalonnage est de l'ordre de $\pm 1\%$ jusqu'à 15 MHz et de $\pm 2\%$ au-dessus.

6. — **Impédance de sortie.** Cette impédance est fonction de la position de l'atténuateur décimal et son ordre de grandeur est le suivant :

- Positions 1 et 10 μV .. 20 ohms ;
- Position 100 μV 40 ohms ;
- Positions 1 et 10 mV .. 300 ohms.

L'alimentation de l'appareil est parfaitement classique, avec redressement par triode 6C5 montée en diode et filtrage par

inductance et capacités. Un double filtre H.F. est prévu dans les fils d'arrivée du secteur.

A la lumière de ces différentes explications, le dépannage éventuel de l'appareil ne doit présenter aucune difficulté sérieuse. Dans le cas où l'un des tubes serait défectueux, nous estimons qu'il est plus indiqué de le remplacer par un tube du même type, car toute « modernisation » entraîne obligatoirement une modification du câblage, qui peut se répercuter, surtout s'il s'agit de la ECF1, sur l'étalonnage de l'appareil, sur la forme de l'oscillation B.F., sur la pro-

fondeur de modulation, sur le niveau de la tension de sortie H.F., etc...

Si l'on est outillé pour contrôler les résultats obtenus et pour réparer, éventuellement, l'étalonnage H.F., les possibilités de remplacement des lampes sont pratiquement infinies : la ECF1 peut être remplacée par une ECH81 ou même par une double triode quelconque, tandis qu'à la place de la 6J7 on peut monter n'importe quelle penthode à pente fixe : EF 40, 6A U6, etc.

Evidemment, la 6C5 redresseuse peut être remplacée par n'importe quelle valve à chauffage 6,3 V.

MÉTÉOR 14 AM-FM

(Fin de la page 213)

480 kHz, et ceux de la partie FM sur 10,7 MHz. Pour la partie AM, l'opération doit être effectuée avec le commutateur S.V. (sélectivité variable) placé sur « Sélectif » (bande étroite).

Quant aux opérations d'alignement des circuits d'entrée de liaison H.F. et d'oscillation, elles se feront dans l'ordre suivant :

1. — Régler le cadre P.O. (par rapprochement ou éloignement des deux sections), le noyau N_3 (liaison H.F.) et le noyau N_1 (oscillateur) sur 550 kHz ;
2. — Toujours en P.O., régler le trimmer T_1 (C.V. d'accord) sur 1300 kHz et le trimmer T_3 (oscillateur) sur 1400 kHz ;
3. — Passer en B.E. et régler les noyaux N_5 , N_6 et N_7 sur 6,1 MHz ;
4. — En O.C., régler le trimmer T_2 (liaison H.F.) sur 16 MHz ;

5. — Revenir en P.O. et régler le trimmer N_1 (liaison H.F.) sur 1500 kHz ;

6. — Passer en G.O. et régler la section correspondante du cadre sur 180 kHz, ainsi que le noyau N_2 (oscillateur) sur la même fréquence.

Pour la partie FM, le réglage des ajustables (deux trimmers fixés sur le bloc des C.V.) se fera sur 100 MHz et celui des noyaux sur 88 MHz.

J.-B. CLÉMENT.

LES BASES de la TV

AMPLIFICATION M.F. VISION – DEUX ET QUATRE CIRCUITS DÉCALÉS
AMORTISSEMENT ET BANDE PASSANTE – EXEMPLES PRATIQUES

Voir aussi les nos
106, 107, 108, 109 et 110

Deux circuits décalés

Ce cas, évidemment, n'existe pratiquement jamais à l'état isolé, puisqu'il n'est guère possible de concevoir un amplificateur M.F. vision à un seul étage. Nous pouvons donc avoir affaire à deux groupes de

deux circuits chacun (3 étages d'amplification), ou encore à une combinaison d'un groupe de deux circuits et d'un autre groupe de trois circuits (4 étages d'amplification).

Bien entendu, quelle que soit la valeur du décalage adoptée, les deux circuits sont

toujours accordés sur des fréquences symétriques par rapport à la fréquence milieu de la bande (f_0). Comme nous l'avons déjà indiqué à propos de trois circuits décalés, si f_a et f_b sont les deux fréquences-limites de la bande prévue, le milieu f_0 est défini par la relation

$$f_0 = \sqrt{f_a f_b}$$

Si nous désignons par f_1 et f_2 les deux fréquences sur lesquelles sont accordées les deux circuits décalés, nous pouvons, comme précédemment, dire que ces deux fréquences s'expriment en fonction de f_0 et de B (largeur de bande imposée), à l'aide d'expressions de la forme

$$\begin{aligned} f_1 &= f_0 - A.B \\ f_2 &= f_0 + A.B \end{aligned}$$

où A est un coefficient à déterminer et qui dépend de plusieurs considérations. Nous allons essayer de faire comprendre, en quelque sorte intuitivement, l'influence des différents facteurs sur la forme de la courbe résultante.

Prenons d'abord deux circuits identiques peu amortis (assez sélectifs) et proposons-nous de les décaler afin d'obtenir une bande résultante B . Les trois croquis de la figure 66 illustrent ce que nous obtenons en décalant nos circuits, successivement, de $0,5 B$, de B et de $1,5 B$. En haut de ce dessin et à droite, les segments a , b et c représentent, respectivement, la largeur de la courbe résultante pour les trois cas, que l'on compare facilement au segment B représentant la largeur imposée. On voit immédiatement que la solution se trouve entre les désaccords $0,5 B$ et B .

Prenons maintenant deux autres circuits, également identiques, mais un peu plus amortis que les précédents et refaisons la même suite de décalages, dont les résultats sont résumés par les trois croquis de la figure 67. Nous voyons, encore une fois, que la solution se trouve entre les décalages $0,5 B$ et B , mais que la forme des courbes résultantes est nettement différente.

Enfin, prenons encore une fois deux circuits, mais cette fois-ci assez amortis, et refaisons, dans la figure 68, les trois constructions correspondant aux décalages $0,5 B$, B et $1,5 B$. Il en résulte que la solution se trouve ici dans un décalage inférieur à $0,5 B$.

Si maintenant nous considérons l'ensemble des trois figures, nous pouvons faire un certain nombre de constatations intéressantes :

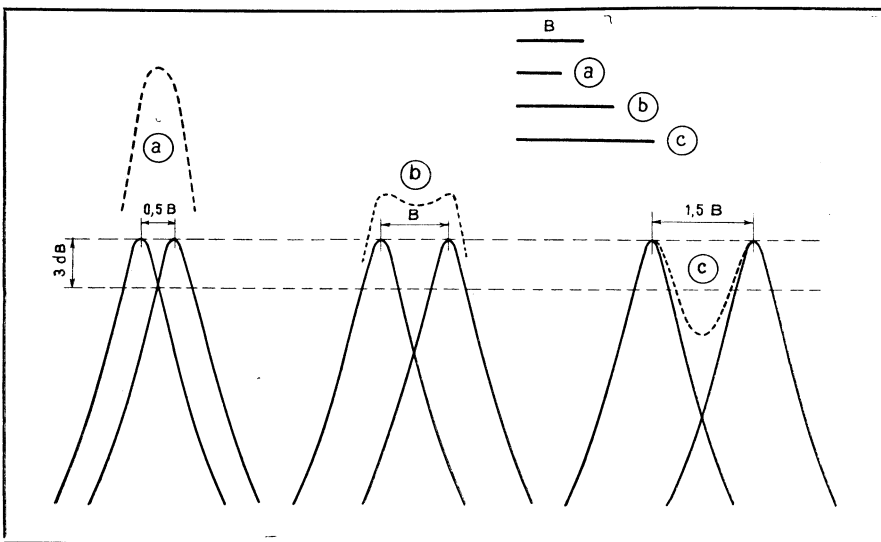


Fig. 66. — Deux circuits à bande passante relativement étroite devront avoir un décalage compris entre $0,5 B$ et B .

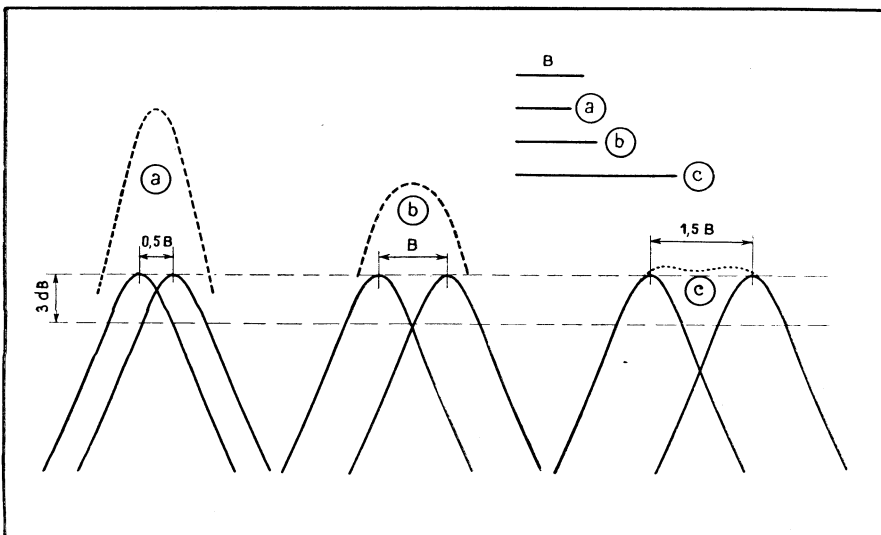


Fig. 67. — Le décalage optimum n'est plus tout à fait le même et la forme de la courbe résultante change.

1. — On peut agir sur la largeur de la bande globale uniquement en modifiant l'amortissement des deux circuits. Par exemple, en partant de la figure 66 a et en augmentant l'amortissement pour obtenir d'abord 67 a, puis 68 a, nous élargissons de plus en plus la bande passante. L'opération est, bien entendu, réversible, et en diminuant l'amortissement on réduit la bande passante sans toucher au décalage ;

2. — On peut agir sur la largeur de la bande globale en modifiant le décalage, cela va de soi, et on peut trouver, pour n'importe quelle valeur de l'amortissement (dans certaines limites, bien entendu), un décalage correspondant à la bande passante imposée.

3. — Néanmoins, si l'on recherche, simultanément, une certaine valeur de la bande passante et une forme favorable de la courbe globale, à sommet aussi plat que possible ou, tout au plus, présentant deux bosses peu accentuées, la solution n'est possible qu'en respectant un rapport bien défini entre l'amortissement des circuits et la bande passante imposée.

On peut encore préciser ces considérations générales en introduisant la notion de désaccord relatif p , défini par le rapport

$$p = \frac{y_1}{d}$$

où y_1 désigne l'écart de f_1 ou f_2 par rapport à f_0 , et d — l'amortissement des circuits en présence (on admet que cet amortissement est le même pour les deux) (fig. 69). Nous remarquerons que y_1 est un rapport qui est très sensiblement égal à

$$\frac{f_2 - f_1}{f_0}$$

Cela posé nous dirons qu'à chaque valeur du désaccord relatif p correspond une certaine combinaison du coefficient A et de l'amortissement d , mais que nous aurons toutes les données pratiques nécessaires en considérant trois cas :

$p = 0,5$. — Autrement dit le désaccord relatif a une valeur faible, ce qui nous fait immédiatement prévoir que ce cas correspond à une valeur de d assez élevée, c'est-à-dire, très approximativement, aux croquis de la figure 68. En ce qui concerne le gain d'un amplificateur à deux étages, comportant une paire de circuits décalés L_1 et L_2 (fig. 70), la situation n'est pas très brillante, et le rapport U_2/U_1 est inférieur au produit des gains des deux étages.

Cela veut dire que si l'on s'impose une certaine bande passante globale B et si on exprime, en fonction de B , le gain de chaque étage, à l'aide de la relation bien connue

$$G = \frac{159 S}{C.B},$$

où S est la pente de la lampe utilisée en mA/V et C — la capacité totale aux bornes du circuit en pF, le gain total de deux étages identiques ne sera pas $G \times G = G^2$, mais aura une valeur moindre qui, pour $p = 0,5$, sera

$$G^2/1,77.$$

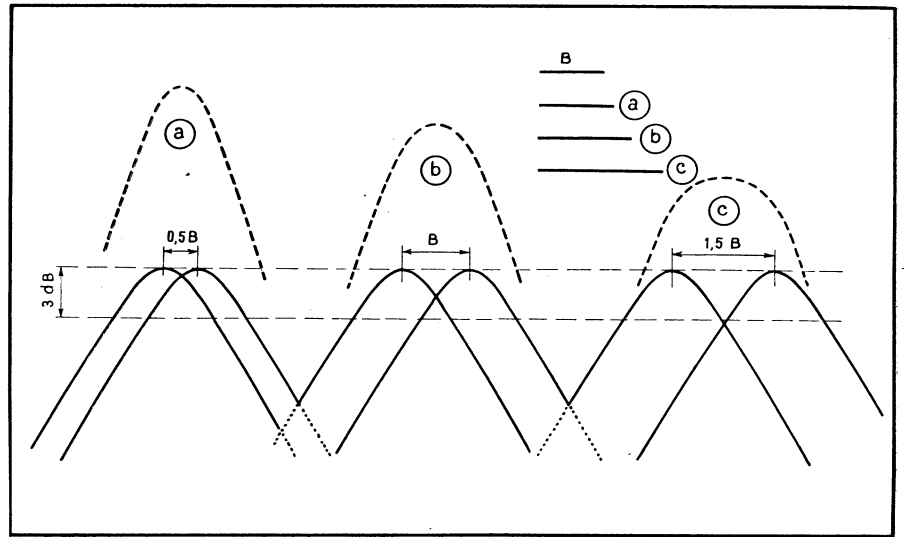


Fig. 68. — Lorsque les deux circuits sont très amortis, le décalage optimum doit être très faible.

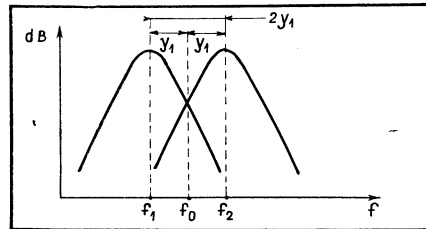


Fig. 69. — Le désaccord relatif est défini par le rapport du désaccord y_1 à l'amortissement du circuit.

Par ailleurs, le coefficient A sera ici, très sensiblement,

$$A = 0,297$$

ce qui entraîne, pour les fréquences f_1 et f_2 , les valeurs suivantes :

$$\begin{aligned} f_1 &= f_0 - 0,297 B \\ f_2 &= f_0 + 0,297 B. \end{aligned}$$

En ce qui concerne l'amortissement d , supposé identique pour les deux circuits, il sera

$$d = \frac{1,19 B}{f_0},$$

la largeur de la bande B et la fréquence milieu f_0 étant exprimées en mêmes unités, bien entendu.

On remarquera que le schéma de la figure 70 est incomplet et qu'il lui manque le circuit de liaison avec la lampe changeuse de fréquence. Or, l'adjonction d'un troisième circuit nous ramène au cas, déjà examiné, de trois circuits décalés. C'est pourquoi, le comportement d'un ensemble tel que celui de la figure 70 ne présente qu'un intérêt théorique, mais nous en aurons besoin lorsqu'il s'agira de combiner des ensembles plus compliqués ;

$p = 1$. — Le désaccord relatif est donc égal à 1, ce qui entraîne un amortissement moindre et correspondant, toujours approximativement, aux croquis de la figure 67. En ce qui concerne le gain, la situation est un peu meilleure que dans le

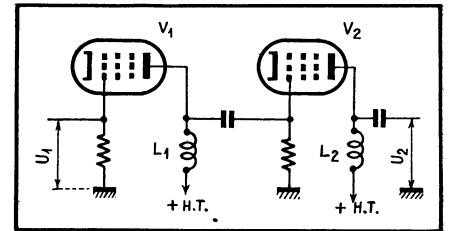


Fig. 70. — Structure générale d'un amplificateur M.F. image à deux circuits, le gain étant le rapport U_2/U_1 .

cas précédent, de sorte que si G est le gain de chaque étage, le gain de deux étages sera $G \times G = G^2$.

Le coefficient A est ici égal à 0,355 et les deux fréquences décalées sont, par conséquent,

$$f_1 = f_0 - 0,355 B$$

et

$$f_2 = f_0 + 0,355 B.$$

L'amortissement d devient, dans ces conditions,

$$d = \frac{0,71 B}{f_0}.$$

Il est à noter que les deux solutions ci-dessus ($p = 0,5$ et $p = 1$) donnent des courbes résultantes à un seul sommet, situé sur la fréquence f_0 , mais que l'allure générale de la courbe est plus plate dans le cas où $p = 1$.

$p = 2,4$. — Cette valeur correspond à ce que l'on appelle le désaccord relatif maximum admissible, caractérisé par une courbe résultante à deux bosses, situées sur les fréquences f_1 et f_2 , et un creux placé sur la fréquence f_0 . La différence de niveaux entre les deux bosses et le creux est égale à 3 dB et la valeur de p est appelée maximum admissible dans ce sens qui si on l'augmente, la différence de niveaux ci-dessus devient supérieure à 3 dB.

Vue sous l'angle du gain, la solution du désaccord relatif maximum est très favora-

ble, car le gain total de deux étages sera (fig. 70)

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{G^2}{0,505}$$

si l'on admet que G est le gain de chaque étage, défini plus haut.

Le coefficient A est égal ici à 0,385, de sorte que les deux fréquences « décalées » sont :

$$f_1 = f_0 - 0,385 B$$

$$f_2 = f_0 + 0,385 B$$

Enfin, l'amortissement, nettement plus faible que dans les deux cas précédents, sera

$$d = \frac{0,32 B}{f_0}$$

Les trois croquis de la figure 66 illustrent, approximativement, le cas ci-dessus.

Lorsqu'il s'agit de deux circuits décalés et que l'on cherche à faire la construction graphique sommaire de la courbe résultante, on admet, pour simplifier, que les deux courbes composantes sont identiques, ce qui n'est pas exact. La raison en est facile à comprendre, puisque nous avons affaire à deux circuits accordés sur des fréquences différentes, dont les amortissements sont supposés identiques. Or, nous savons qu'entre l'amortissement d , la largeur de bande B et la fréquence d'accord f existe la relation

$$d = \frac{B}{f} \text{ ou } B = df.$$

Autrement dit, dans chaque paire de circuits décalés il y aura un circuit à bande plus étroite (f plus faible) et un autre à bande plus large (f plus élevée). Il en résulte que la courbe globale réelle n'est jamais symétrique, mais on n'en tient pas compte dans les calculs pratiques qui nous intéressent.

En se basant sur les relations indiquées plus haut, il est facile de calculer la bande passante, b_1 et b_2 , des deux circuits en présence, en fonction de B et de f_0 , et pour les trois valeurs de p considérées. Nous obtenons ainsi :

p	b_1	b_2
0,5	$1,19 B - \frac{0,354 B^2}{f_0}$	$1,19 B + \frac{0,354 B^2}{f_0}$
1	$0,71 B - \frac{0,252 B^2}{f_0}$	$0,71 B + \frac{0,252 B^2}{f_0}$
2,4	$0,32 B - \frac{0,123 B^2}{f_0}$	$0,32 B + \frac{0,123 B^2}{f_0}$

Choix de la valeur du désaccord relatif

Lorsqu'on se heurte à la nécessité d'établir un projet d'un amplificateur M.F. image comportant un ou deux groupes de deux circuits décalés, on doit, avant tout, se fixer la valeur du désaccord relatif p et calculer le reste en conséquence. On est évidem-

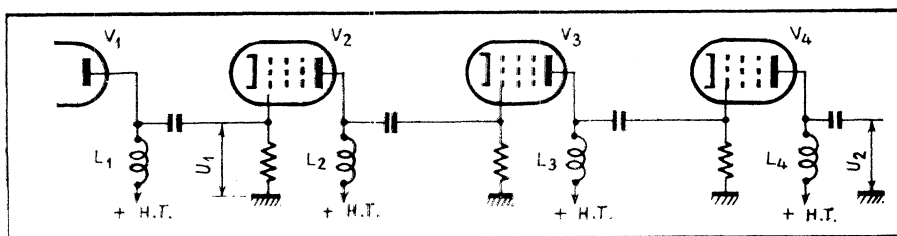


Fig. 71. — Structure générale d'un amplificateur M.F. à trois étages et quatre circuits décalés.

ment tenté de prendre $p = 2,4$, cas où nous pouvons nous attendre à un gain élevé, mais on oublie que la valeur de d correspondant à cette valeur de p se trouve souvent incompatible avec l'amortissement réel existant dans le montage. Il est évident, par exemple, que la solution $p = 2,4$ ne convient pas lorsque l'un des circuits de la paire correspondante précède un étage détecteur diode qui introduit sur ce circuit un amortissement largement supérieur à celui que nous avons calculé plus haut, pour les valeurs courantes du rapport B/f_0 , du moins.

On peut dire, en gros, que si l'un des circuits d'une paire « décalée » précède une diode, il faut prendre $p = 0,5$. Pour les autres cas, on peut, le plus souvent, adopter p compris entre 1 et 2,4.

Quatre circuits décalés

Le problème de quatre circuits décalés se présente dans un amplificateur M.F. image tel que celui de la figure 71, où V_1 est la lampe changeuse de fréquence. Comme nous l'avons indiqué plus haut, on forme alors deux groupes de deux circuits, mais le « décalage » peut s'effectuer de plusieurs façons différentes, comme nous allons le voir.

Dans le cas le plus général, nous pouvons envisager d'accorder l'ensemble sur quatre fréquences différentes, f_1, f_2, f_3, f_4 , réparties d'une façon à peu près symétrique par rapport à la fréquence milieu f_0 (fig. 72). En somme, pour chaque groupe de deux circuits on adopte une valeur de désaccord relatif p différente, ce qui entraîne une valeur du coefficient A également différente.

Cependant, on peut concevoir plusieurs combinaisons possibles, parmi lesquelles l'une consiste à grouper d'une part les circuits f_1 et f_3 , et d'autre part les circuits f_2 et f_4 . Chaque paire ainsi formée donne naissance à une courbe axée sur une certaine fréquence milieu, f_{01} et f_{02} , ce qui nous ramène au cas de deux circuits décalés (fig. 73).

Il est évident que pour obtenir une certaine bande passante B à partir des deux circuits de la figure 73 nous devons donner à chacun d'eux une largeur bien déterminée, par exemple : B_1 et B_2 . Voici comment on peut procéder pour déterminer les différentes fréquences d'accord et aussi les amortissements.

1. — Les fréquences f_{01} et f_{02} nous sont données en fonction de la bande passante imposée et de f_0 par les relations :

$$f_{01} = f_0 - A \cdot B;$$

$$f_{02} = f_0 + A \cdot B,$$

où A est le coefficient qui dépend du désaccord relatif adopté (p).

2. — Les bandes passantes B_1 et B_2 des deux circuits de la figure 73 nous sont données, toujours en fonction de B et de f_0 , par les relations indiquées dans le tableau ci-contre, mais il est à remarquer que ces relations peuvent être grandement simplifiées si l'on pense que le rapport B/f_0 est généralement compris entre 0,26 et 0,20 et que pour cet intervalle nous pouvons écrire :

Pour $p = 0,5$

$$B_1 = 1,1 B; B_2 = 1,27 B;$$

Pour $p = 1$

$$B_1 = 0,65 B; B_2 = 0,77 B;$$

Pour $p = 2,4$

$$B_1 = 0,29 B; B_2 = 0,35 B.$$

3. — Dès lors, le calcul des fréquences f_1, f_2, f_3 et f_4 est facile puisque

$$f_1 = f_{01} - A \cdot B_1;$$

$$f_2 = f_{02} + A \cdot B_2;$$

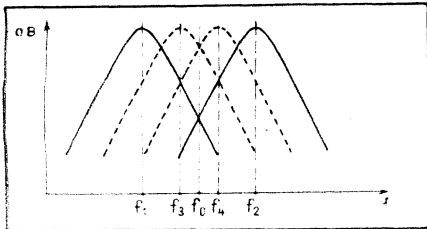
$$f_3 = f_{01} + A \cdot B_1;$$

$$f_4 = f_{02} - A \cdot B_2.$$

Encore une fois, le coefficient A dépend ici de la valeur de p choisie, qui peut être, pour simplifier, la même que pour le calcul des fréquences f_{01} et f_{02} , mais ce n'est pas obligatoire. Il ne nous est pas possible de donner ici tous les détails des calculs, mais on doit se rappeler que toutes les combinaisons ne conduisent pas à des solutions acceptables, car le désaccord des fréquences latérales f_1 et f_4 par rapport à la fréquence milieu f_0 devient supérieur à $B/2$, ce qui est souvent peu indiqué. Indiquons simplement que pour calculer les fréquences f_{01} et f_{02} on prendra $p < 1$ (coefficient A compris entre 0,355 et 0,297), tandis que pour le calcul des fréquences f_1, f_2, f_3, f_4 , etc., on adoptera la valeur de p en rapport avec l'amortissement du circuit.

On remarquera également que le décalage trouvé pour les différentes fréquences par rapport à la fréquence milieu donnée f_0 ne sera pas « symétrique », ce qui est tout à fait normal étant donné que c'est la moyenne géométrique de deux fréquences « décalées » qui doit donner la fréquence milieu.

4. — Avec les relations simplifiées ci-dessus, les amortissements se calculent im-



médiatement, puisque, d'une façon générale

$$d = \frac{B}{f}$$

En appelant donc d_1, d_2, d_3 et d_4 les amortissements correspondant, respectivement, aux circuits de fréquence f_1, f_2, f_3 et f_4 , nous avons :

$$d_1 = \frac{A \cdot B_1}{f_{01}}; \quad d_2 = \frac{A \cdot B_2}{f_{02}};$$

$$d_3 = \frac{A \cdot B_1}{f_{01}}; \quad d_4 = \frac{A \cdot B_2}{f_{02}}$$

où A est le coefficient qui dépend de la valeur de p choisie pour le calcul des quatre fréquences. On remarquera que $d_1 = d_3$ et $d_2 = d_4$.

Voici maintenant un exemple d'application. Soit à calculer les fréquences d'accord de quatre circuits pour lesquels on donne :

Bande passante résultante : $B = 8$ MHz;

Fréquence milieu : $f_0 = 32$ MHz.

Pour le calcul des fréquences f_{01} et f_{02}

Fig. 72 (à gauche). — Allure approximative des courbes de résonance de quatre circuits décalés.

Fig. 73. (à droite). — En combinant les circuits deux par deux on revient au cas de deux circuits décalés.

nous adopterons $p = 0,6$, ce qui entraîne $A = 0,324$. Par conséquent :

$$f_{01} = 32 - 2,59 = 29,41 \text{ MHz};$$

$$f_{02} = 32 + 2,59 = 34,59 \text{ MHz}.$$

Les bandes passantes des deux circuits intermédiaires seront :

$$B_1 = 0,99 B = 7,9 \text{ MHz};$$

$$B_2 = 1,17 B = 9,35 \text{ MHz}.$$

Pour le calcul des quatre fréquences nous adopterons $p = 0,3$, donc $A = 0,205$, ce qui nous donne :

$$f_1 = 29,41 - 1,62 = 27,79 \text{ MHz};$$

$$f_2 = 34,59 + 1,92 = 36,51 \text{ MHz};$$

$$f_3 = 29,41 + 1,62 = 31,03 \text{ MHz};$$

$$f_4 = 34,59 - 1,92 = 32,67 \text{ MHz}.$$

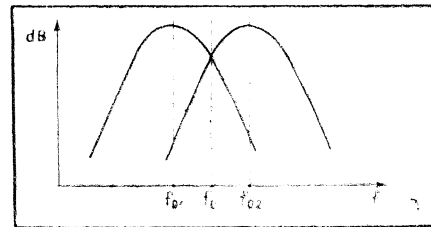
En ce qui concerne les amortissements, nous allons avoir :

$$d_1 = d_3 = \frac{1,62}{29,41} = 0,055;$$

$$d_2 = d_4 = \frac{1,92}{34,59} = 0,055.$$

On voit que les amortissements trouvés sont assez faibles et que, pour cette raison, la solution ci-dessus peut ne pas convenir à tous les cas.

Afin de faciliter le calcul des différentes combinaisons, voici un tableau donnant, en fonction du désaccord relatif p , les différents coefficients utilisés pour le calcul des



amortissements, des décalages et des bandes passantes. Le coefficient k est celui par lequel on multiplie l'amortissement du circuit résultant (B/f_0) pour obtenir l'amortissement des circuits composants.

p	k	A	B_1	B_2
0.3	1.37	0.205	1,3 B	1.44 B
0.4	1.28	0.256	1,2 B	1.36 B
0.5	1.19	0.297	1,1 B	1.27 B
0.6	1.08	0.324	0,99 B	1,17 B
0.7	0.96	0.335	0,88 B	1,04 B
0.8	0.855	0.342	0,78 B	0,93 B
0.9	0.775	0.349	0,71 B	0,84 B
1	0.71	0.355	0,65 B	0,77 B
1.5	0.486	0.365	0,44 B	0,52 B
2	0.378	0.378	0,34 B	0,41 B
2.4	0.32	0.385	0,29 B	0,35 B

D'autres combinaisons sont également possibles, dont nous parlerons la prochaine fois.

W. SOROKINE

ABC DU DEPANNAGE TV

Dans nos précédents numéros (106 à 110) nous avons examiné plusieurs cas de pannes, soit du son, soit de l'image, soit des deux. Nous continuons aujourd'hui par les pannes qui suppriment toute lumière.

4. — Son normal. Pas d'image. Aucune trace de luminosité ou de balayage sur l'écran du tube (Suite)

d. - Piège à ions mal réglé

Afin d'éviter le bombardement de l'écran du tube par des ions véhiculés par le faisceau électronique, mais n'obéissant pas à l'action des champs électromagnétiques des bobines de déflexion (contrairement aux électrons), on donne au faisceau électronique, à son départ (au voisinage de la cathode) une direction oblique par rapport à l'axe du tube. Ce trajet est ensuite soumis à l'action d'un champ magnétique (électro-aimant ou aimant permanent) qui remet les électrons dans l'axe du tube, mais reste sans action sur les ions, qui se perdent sur l'anode de post-accélération.

Il est évident que si l'aimant du piège

à ions est mal placé, le faisceau des électrons, au lieu de se diriger vers l'écran du tube, s'en ira obliquement, et pourra se trouver dévié à un point tel qu'aucune trace lumineuse ne sera visible sur l'écran.

Par lui-même, un aimant du piège à ions se présente sous la forme du croquis de la figure 33, où nous voyons :

A - petit aimant, en forme de cube ou

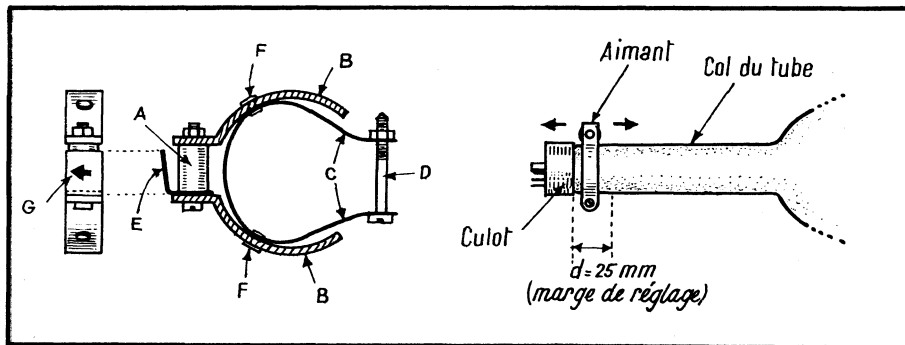


Fig. 33. — Détails d'un aimant pour piège à ions.

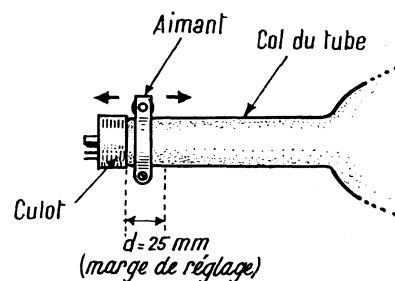


Fig. 34. — Position de l'aimant sur le col du tube.

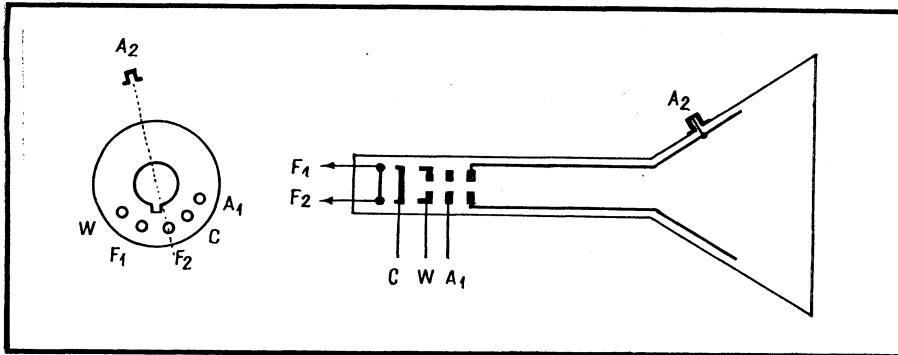
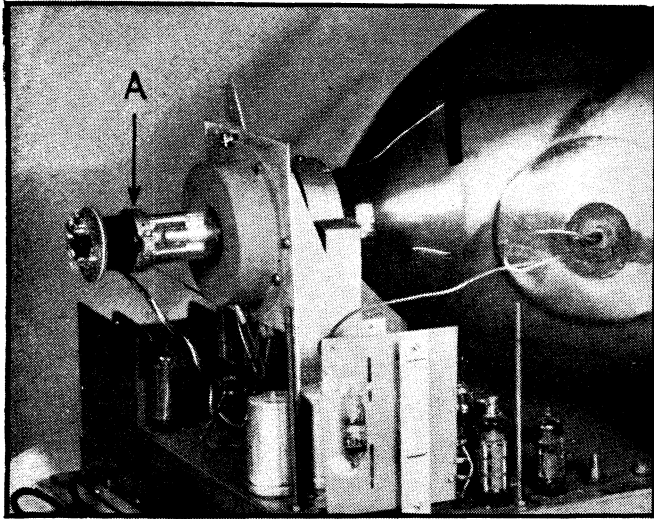
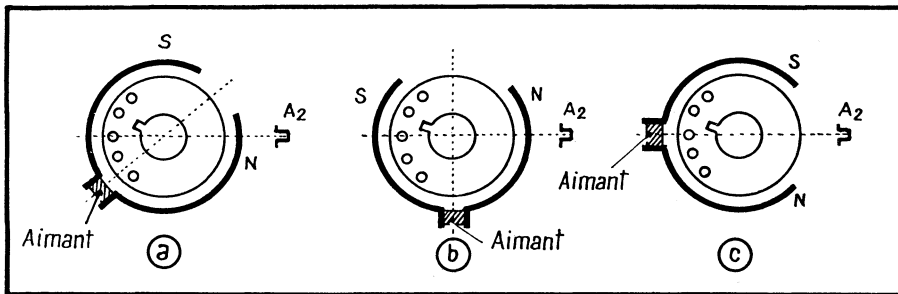


Fig. 35. — Brochage des tubes cathodiques normaux.



Vue réelle d'un aimant (A) fixé sur le col d'un tube.

Fig. 36. — Positions de l'aimant valables pour la plupart des tubes courants



- de bâtonnet cylindrique, en ferrocube ou ferroxdure ;
- B - pièces polaires ;
- C - brides de serrage en matériau non magnétique (bande de laiton mince ou de presspahn) ;
- D - vis de serrage ;
- E - shunt magnétique (petite plaquette de la largeur des pièces polaires et que l'on peut tordre plus ou moins pour l'éloigner ou la rapprocher de l'aimant) ;
- F - œillets de fixation de la bride de serrage sur les pièces polaires ;

On trouve également, sur certains modèles, un flèche (G, fig. 33) gravée sur la face externe du shunt magnétique. En principe, un aimant doit être posé de façon que cette flèche soit dirigée vers l'arrière, c'est-à-dire

vers le culot du tube, mais nous avons constaté, expérimentalement, que pratiquement rien ne changeait si on donnait à cette flèche à la direction opposée, à condition de donner à l'aimant une orientation diamétralement opposée aussi, comme nous le verrons plus loin.

Ce qui compte, pour un aimant du piège à ions, c'est sa position le long du col du tube et son orientation dans le plan vertical.

Pour la position le long du col (fig. 34), elle sera choisie, expérimentalement, dans les quelque 25 mm en avant du bord du culot. Le plus souvent, d'ailleurs, la position optimum correspond à une distance de 2 à 4 mm entre le bord « avant » du culot et le bord « arrière » de l'aimant.

Pour l'orientation approximative dans le plan vertical, on doit se repérer sur les

broches du culot et il faut noter que cette orientation peut être très différente d'un type de tube à l'autre. La disposition des broches sur le culot d'un tube cathodique est actuellement standardisée pour à peu près tous les tubes de 36, 43 ou 54 cm et nous la représentons par le croquis de la figure 35. On voit que l'anode A_2 , qui reçoit la T.H.T. se trouve toujours « en face » de la broche F_2 du filament.

Quant à l'orientation de l'aimant, elle est indiquée, pour quelques tubes courants sur le marché français, par les trois croquis de la figure 36, où nous voyons :

Fig. 36 a. — Position indiquée par Mazda (dans ses notices) pour les tubes 36MG4 et 43MG4. En réalité, pour ce dernier tube du moins, on trouve expérimentalement que la position optimum est plutôt celle de la figure 36 c.

Fig. 36 b. — Position indiquée (et d'ailleurs expérimentalement vérifiée) pour les tubes Philips (Miniwatt) MW36-24, MW36-44 et MW43-43 ;

Fig. 36 c. — Position indiquée pour le tube Philips MW43-43/02 ou vérifié expérimentalement pour les tubes Mazda 43MG4 et 43MR4.

Nous avons indiqué plus haut que la flèche G (fig. 33), lorsqu'elle existe, doit être dirigée vers l'arrière. Comme le point important est la polarité de l'aimant, il est évident qu'on peut également diriger cette flèche vers l'avant, à condition de donner à l'aimant l'orientation diamétralement opposée à celle indiquée par les trois croquis.

Par exemple, si dans le cas de la figure 36 b nous inversons la flèche, la position de l'aimant devra être celle de la figure 37.

D'ailleurs, certains aimants ne comportent aucune flèche, mais simplement l'indication de la polarité, sur les pièces polaires, par les lettres S (sud) et N (nord). Ces indications suffisent pour placer correctement l'aimant en s'inspirant toujours des trois croquis de la figure 36.

Il faut bien se rappeler qu'un aimant mal placé peut, à la longue (plusieurs minutes), provoquer la destruction par perforation de l'anode du tube, qui se trouve alors frappée, en un point réduit, par un faisceau électronique intense. Par conséquent, lorsqu'à la mise sous tension d'un téléviseur aucune lumière n'apparaît sur l'écran, il est prudent, avant de mesurer les différentes tensions, de s'assurer que l'aimant du piège à ions est correctement placé. Cela est surtout vrai dans les téléviseurs neufs, mais peut l'être également dans les appareils à dépanner et ayant déjà fonctionné, car la vis de serrage peut se dévisser à la longue et l'ensemble peut basculer, entraîné par le poids de l'aimant.

e. - Réglage du piège à ions

Le réglage d'un piège à ions se réduit à la recherche de la position optimum de l'aimant et se fait « à chaud », c'est-à-dire en faisant apparaître sur l'écran du tube soit la trame de balayage, soit une image quelconque. La luminosité sera réglée à un niveau moyen, de façon à pouvoir obser-

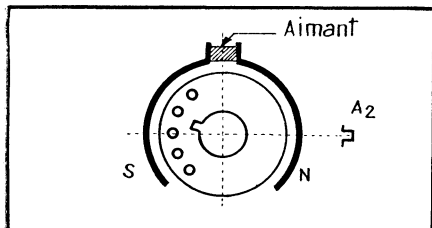


Fig. 37 (ci-dessus). — Si on inverse la flèche il faut retourner l'aimant.

Fig. 38 (ci-contre). — Etage vidéé et commande de luminosité.

ver ses variations éventuelles en plus ou en moins.

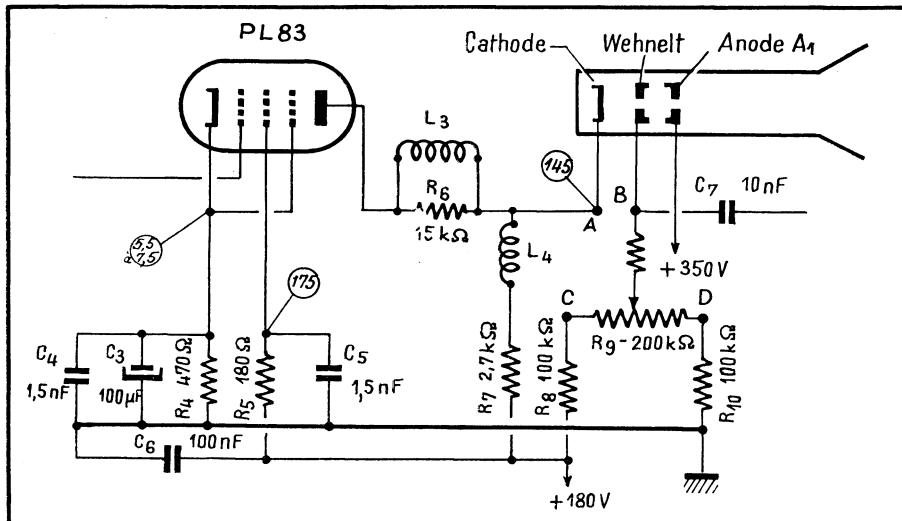
Dans ces conditions le réglage se fera en déplaçant lentement l'aimant le long du col du tube, en avant et en arrière, tout en lui imprimant un léger mouvement de rotation, de 10 à 15 degrés, à droite et à gauche. Ce faisant on doit observer l'écran et rechercher le maximum de lumière, sans aucune ombre dans les coins ou sur les bords.

A noter qu'un léger dérèglement de l'aimant provoque soit une baisse de luminosité (si la position n'est pas tout à fait correcte dans le sens horizontal), soit des ombres dans les coins de l'écran (si l'orientation n'est pas tout à fait correcte dans le plan vertical).

f. - Défauts dans les circuits d'alimentation du tube

La luminosité d'un tube cathodique de télévision, de même que l'action du potentiomètre qui permet de régler cette luminosité, sont normales lorsqu'il existe un certain rapport entre les tensions continues appliquées d'une part au wehnelt et d'autre part à la cathode.

La luminosité dépend, par ailleurs, de la « polarisation » du tube, c'est-à-dire justement, de la différence de potentiel existant entre la cathode et le wehnelt, cette dernière électrode jouant un rôle tout à fait analogue à celui de la grille de commande d'un tube électronique normal : lorsque la différence de potentiel cathode-wehnelt diminue (« polarisation » faible), le flux électronique devient plus intense et la luminosité augmente. A retenir : le wehnelt ne doit jamais devenir positif par rapport à la cathode sous peine de détériorer le tube.



Voyons maintenant comment les choses se passent dans un téléviseur classique, dont le schéma de la figure 38 représente la lampe de sortie vidéo (PL83) et les circuits d'alimentation de wehnelt. La cathode du tube, réunie directement (pour le continu) à la plaque de la PL83, se trouve au même potentiel que cette dernière, soit + 145 V dans notre cas. Il faut donc que la tension appliquée au wehnelt (B) soit inférieure (ou tout au plus égale) à + 145 V et, de plus, il faut que nous puissions faire varier cette tension de quelques dizaines de volts, c'est-à-dire entre + 145 et + 90 V, par exemple.

On dispose à cet effet, entre le + H.T. et la masse, un pont diviseur de tension R_4 - R_5 (fig. 38), l'élément R_5 étant un potentiomètre. Il n'est pas difficile de voir que nous aurons, de cette façon, + 135 V en C, et + 45 V en D, donc une plage très largement suffisante, permettant de régler la luminosité du maximum à l'extinction complète.

La « polarisation » correspondant à l'extinction (cut-off d'une lampe) peut varier dans d'assez larges limites en fonction de la tension appliquée à l'anode A_1 : plus cette tension est élevée, plus la différence de potentiel cathode-wehnelt doit être grande pour « bloquer » le tube. Indiquons, pour fixer les idées que, pour la plupart des tubes courants de 36 et 43 cm les tensions

d'extinction pour le wehnelt (par rapport à la cathode) sont

- 35 à — 40 V pour $A_1 = 200$ V
- 50 à — 60 V pour $A_1 = 300$ V
- 70 à — 80 V pour $A_1 = 400$ V

On ne pousse guère au delà de 400 V la tension appliquée à l'anode A_1 .

Il est facile de comprendre maintenant que si, pour une raison ou une autre, la tension appliquée au wehnelt devient trop faible ou nulle, le tube s'éteint et, évidemment, il ne peut plus y avoir une image quelconque. Or, il suffit pour cela que la résistance R_9 soit coupée ou, simplement, que sa valeur devienne trop élevée par suite de vieillissement, comme cela se produit parfois.

A remarquer que si c'est la résistance R_{10} , qui est coupée, le tube s'illumine violemment et la commande « Lumière » n'agit plus.

Dans tous les cas, lorsque l'on soupçonne que le tube reste éteint par suite d'une « polarisation » trop élevée, il suffit de mesurer, à l'aide d'un contrôleur universel ordinaire, les tensions en A et B et de les comparer, en se basant sur ce que nous avons indiqué plus haut.

Il est évident, par ailleurs, que d'autres solutions sont possibles pour commander la luminosité du tube, mais le principe reste toujours le même : faire varier la différence de potentiel cathode-wehnelt.

TV - SERVICEMAN.

ADAPTATION D'UN CHASSIS H.F. "LONGUE DISTANCE" AU TÉLÉVISEUR "TÉLÉ-REPORTER"

Dans notre dernier numéro nous avons décrit le téléviseur « Télé-Reporter » équipé d'un châssis H.F. prévu pour des réceptions à faible distance d'un émetteur (15 à 25 km, suivant les conditions locales). Nous avons signalé que le même téléviseur pouvait être transformé très facilement en appareil à grande sensibi-

lité, uniquement par remplacement du châssis H.F., complètement indépendant et réuni au reste du montage par une dizaine de connexions.

Nous décrivons donc aujourd'hui le châssis H.F. à gain poussé, qui, monté sur le téléviseur décrit, permettrait d'étendre son « rayon d'action » jusqu'à 60-

30 km avec antenne extérieure de développement moyen, et jusqu'à 100-110 km avec antenne extérieure à 2 fois 6 éléments et un préamplificateur d'antenne.

Si nous comparons le schéma ci-après avec celui du châssis H.F. décrit dans notre dernier numéro, nous voyons qu'il s'agit de montages totalement différents.

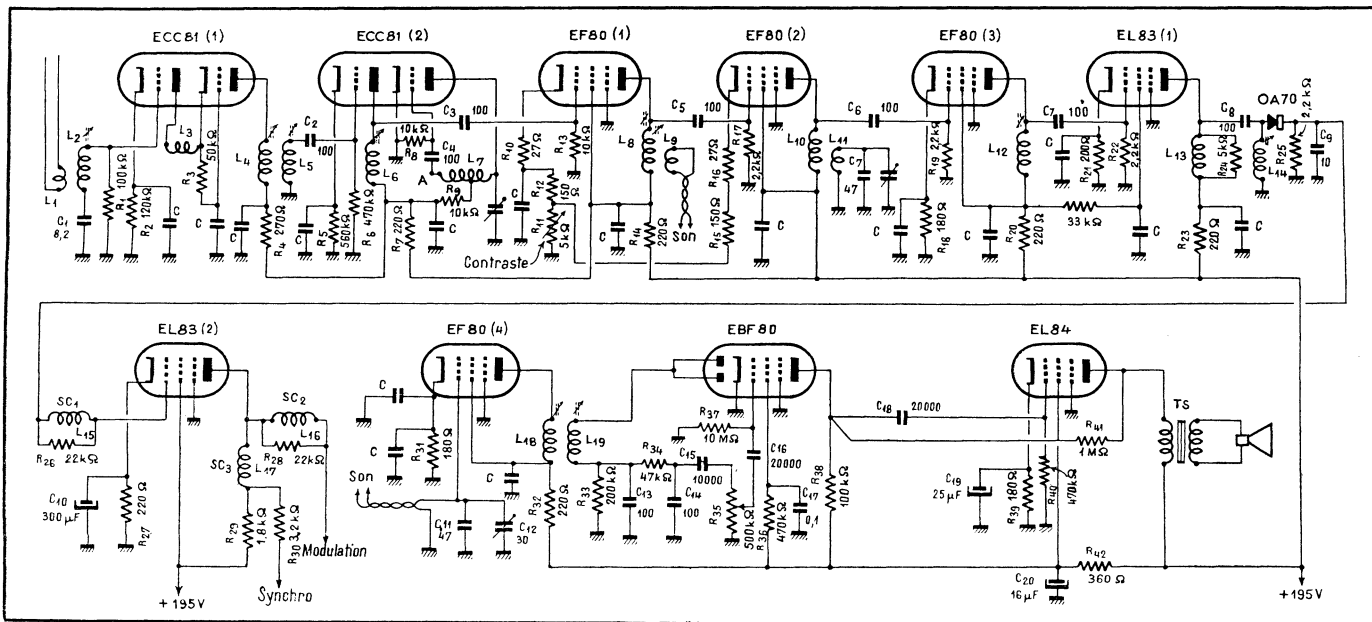


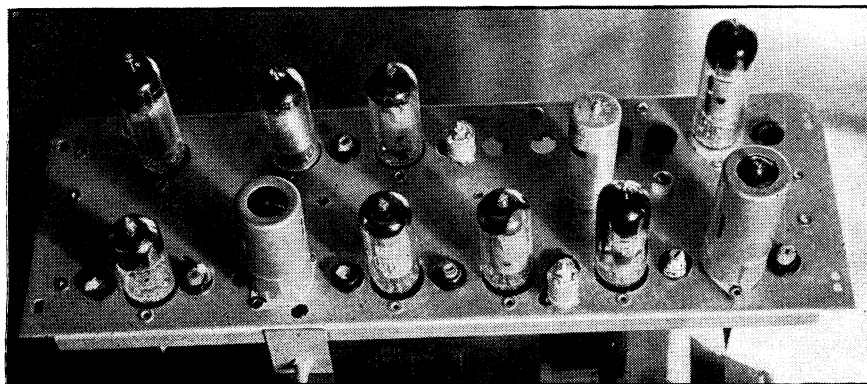
Schéma général du châssis H.F.
« Longue Distance ».

les caractéristiques essentielles du châssis H.F. « longue distance » étant :

1. — Amplificateur H.F. cascode par double triode ECC 81/12 AT7, à montage en série des deux triodes, la liaison étant réalisée par la bobine L_3 ;

2. — Etage changeur de fréquence équipé également d'une double triode ECC 81. Un faible couplage inductif, ainsi que le couplage par capacités internes entre les deux triodes, suffisent pour transmettre les oscillations locales à la grille de l'élément modulateur, sans qu'il y ait besoin de prévoir une capacité de couplage. Il faut également noter qu'en réalité il existe un condensateur fixe de 10 pF (céramique) entre le point A de l'oscillateur et la masse (oublié sur le schéma), de sorte que l'accord se fait par l'ajustable placé côté plaque en série avec 10 pF. Quant à l'ajustable c'est un mo-

Aspect extérieur du châssis « Longue Distance ».



dèle « céramique » de capacité maximum de 7 pF.

3. — Après le changement de fréquence nous avons quatre étages d'amplification M.F. avec, par conséquent, cinq circuits de liaison. Ces derniers, constitués par des circuits-bouchons montés en charges de plaque, sont traités en « circuits décalés ». La solution adoptée pour le décalage est un peu spéciale dans ce sens qu'on a fait d'abord deux groupes de deux circuits concordants et que les deux courbes résultantes ainsi obtenues ont été combinées au cinquième circuit, accordé sur la fréquence milieu. En somme, le décalage final (trois fréquences) est une application du problème de trois circuits décalés que nous connaissons et dont nous pouvons déduire que la bande passante de l'amplificateur M.F. image est :

$$f_2 - f_1 = 0,86 B$$

d'où :

$$38 - 30 = 0,86 B$$

c'est-à-dire :

$$B = 9,3 \text{ MHz environ.}$$

Afin d'éviter tout danger de saturation

du dernier étage M.F., le tube amplificateur utilisé est une EL 83, présentant un recul de grille beaucoup plus grand, et qui compense, par sa pente très élevée (10 mA/V) une capacité d'entrée plus forte que celle des EF 80 (11 pF au lieu de 7,2 pF).

Il en résulte que le gain total de l'amplificateur M.F. est considérablement plus élevé que celui du châssis H.F. déjà décrit, et cela malgré l'élargissement de la bande passante. Pour fixer les idées disons que pour l'amplificateur M.F. image à deux étages le gain est de l'ordre de 100, tandis que pour l'amplificateur décrit ici il atteint 8 000.

4. — La détection se fait ici à l'aide d'une diode-cristal OA 70 et l'étage vidéo unique (EL 83 — 2) n'a rien de spécial, étant pratiquement identique, à quelques valeurs près, à celui déjà décrit. On remarquera simplement qu'étant donné la nécessité de « passer » une bande plus large la résistance de charge de la lampe a été réduite et n'est plus que de 1 800 ohms (au lieu de 2 700). Les bobines de correction L_{10} et L_{17} ont été également un peu modifiées.

5. — Le son est prélevé après la première amplificatrice M.F. image qui est, de ce fait, commune aux deux voies. Le prélèvement se fait à l'aide d'un réjecteur couplé à L_8 , l'accord sur la M.F. son (26,85 MHz) se faisant par un ajustable à air. Ensuite nous avons une amplificatrice M.F. son (EF 80 — 4) couplée par transformateur $L_{18} - L_{19}$ à la détectrice-préamplificatrice B.F., EBF 80. Le reste de l'amplificateur son est parfaitement classique.

6. — En dehors du réjecteur servant au prélèvement du son (L_8), il existe un deuxième réjecteur couplé au bobinage L_{10} et accordé également à l'aide d'un ajustable à air.

PETITES ANNONCES

La ligne de 44 signes ou espaces : 150 fr (demandes d'emploi : 75 fr). Domiciliation à la revue : 150 fr. **PAIEMENT D'AVANCE.** — Mettre la réponse aux annonces domiciliées sous enveloppe affranchie ne portant que le numéro de l'annonce.

OFFRES EMPLOIS

Service Neutronique Expérimentale du Commissariat à l'Energie Atomique recherche :

AGENTS TECHNIQUES ELECTRONIENS
2^e et 3^e catégories

Ecrire C.E.A., Boîte Postale n° 307, Paris-7^e.
Rappeler référence : S.N.E. 4.

Cherche dépanneur radio qualifié. Station service
Ecr. Revue n° 795.

SENEGAL : situation d'avenir à radio-dépanneur expérimenté. Références 1^{re} lettre. Ecr. Revue n° 790.

ACHATS ET VENTES

Cherche Machine à bob. fils rangés d'occasion.
E. Marx, 9, rue Graumann, Strasbourg.

VENTES DE FONDS

Vends cause santé, boutique radio 650.000. Pal-
lier, 24, Place Eglise, Montesson (S.O.).

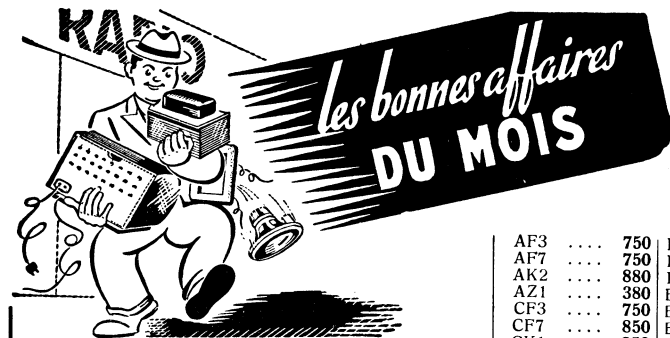
Atel. rép. app. mes. électro radio 80 m². Burx,
tél. fce. Bail nf. porte Paris. Ecr. Revue n° 796.

Si vous cherchez...

une situation...
un technicien...
du matériel à vendre
ou à acheter...
un fonds de commerce...
du travail à façon...

Utilisez nos

PETITES ANNONCES



BLOCS BOBINAGES

472 Kc 650 - 455 Kc..... 625
Avec B.E..... 750
Jeu MF 472 Kc 450
» » 455 Kc 495

RECLAME

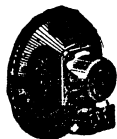
Bloc + MF moyen..... 995



HAUT-PARLEURS

Excit. AP

COMPLETS avec TRANSFO }
12 cm 775 975
17 cm 950 1.150
21 cm 1.250 1.500
24 cm 1.500 2.500



TRANSFOS CUIVRE

GARANTIE UN AN LABEL ou STAND

60 millis 2x250 - 6,3 V-5 V 650
70 millis 2x300 - 6,3 V-5 V 795
80 millis 2x350 - 6,3 V-5 V 925
85 millis 2x350 - 6,3 V-5 V 975
100 millis 2x350 - 6,3 V-5 V 1.150
120 millis 2x350 - 6,3 V-5 V 1.550
150 millis 2x350 - 6,3 V-5 V 1.750



REGLETTE FLUOR Révolution

Long. : 0 m. 60 à douille. Comp. 110/125 V 1.650

CONDENSATEURS "CHAMPION"

8 MFD, 500-600 VDC, cart. 90
8 MFD, 500-600 VDC, alu. 105
16 MFD, 500-600 VDC, alu. 145
2x 8 MFD, 500-600 VDC, alu. 160
2x12 MFD, 500-600 VDC, alu. 200
2x16 MFD, 500-600 VDC, alu. 220
50 MFD, 165 VDC, cart. 95
2x50 MFD, 165 VDC, alu. 175

ÉCHANGES STANDARD REPARATIONS

Ech. stand. transfo 80 millis..... 595
Ech. stand. HP 21 excit..... 495
Tous HP et TRANSFOS, TRANSFOS sur SCHEMA. Délai de répar. : IMMEDIAT ou 8 JOURS.

PRIX ETUDIES PAR QUANTITE

LAMPES

en boites cachetées

GARANTIE : 6 MOIS

AF3	750	EBF11	1.000	ECF1	600	EF6	525	EK2	525	EL41	450
AF7	750	EBF80	480	ECH3	570	EF9	525	EK3	1.000	EL42	550
AK2	880	EBL1	660	ECH42	450	EF41	405	EL2	750	EM4	450
AZ1	380	ECC40	660	ECH81	480	EF42	500	EL3	580	EM34	480
CF3	750	ECC81	620	ECL80	450	EF50	580	EL38	950	EY51	680
CF7	850	ECC82	630	EF5	550	EF80	420	EL39	1.350	EZ40	370
CK1	850									EZ80	325
CY2	680									GZ32	620
CBL1	740									GZ40	340
CBL6	640									GZ41	340
E406	740									PL91	800
E415	740									PL82	480
E424	740									PL83	600
E438	740									PY80	400
E442	950									PY82	360
E446	900									UAF41	450
E447	950									UAF42	440
E452	940									UBC41	440
E450	490									UCH41	440
EAF41	450									UCH42	540
EAF42	440									UF41	400
EBC3	590									UF42	475
EBC41	445									UL41	500
EBF2	475									UY41	290

BONNES AFFAIRES

CADEAUX AU CHOIX par jeu ou par 6 lampes

- Bobinage 455 ou 472 Kc ou HP 12 ou 17 cm AP sans transfo ou
- Transfo 70 mA standard.
- 6A7-6D6-75-42-80.
- 6A7-6D6-75-43-25Z5.
- 6A8-K7-SQ7-6F6-583.
- 6E8-6M7-6H8-6V6-5Y3GB.
- 6E8-6M7-6H8-25L6-25Z6.
- ECH3-EF9-EBF2-EL3-1883.
- ECH3-EF9-CBL6-CY2.
- ECH42-EF41-EAF41-EL41-GZ40.
- UCH41-UF41-UBS41-UL41-UY41.
- 6BE6-6BA6-6AT6-6AQ5-6X4.
- IR5-1T4-1S5-3S4 ou 3Q4.

LE JEU 2.800

LE JEU 2.500

AMERICAINS	5Y3G	390	6C5	500	6L6	750	24	725	AMERICAINS	57	540
1A3	600	5Y3GB	410	6B6	640	25L6	650	58	540	58	540
1L4	540	5Z3	350	6D6	640	25Z5	750	75	640	75	640
1R5	540	5Z4	450	6E8	590	25Z6	680	76	640	76	640
1S5	540	6A7	630	6F5	810	27	750	77	640	77	640
1T4	540	6A8	525	6F6	625	35	725	78	640	78	640
2A6	750	6A7F	470	6F7	900	35W4	300	80	450	80	450
2A7	680	6AK5	840	6G5	600	42	750	83	850	83	850
2X2	680	6AL5	450	6H6	400	43	650	89	740	89	740
2B7	680	6AQ5	380	6H8	525	44	650	117Z3	490	117Z3	490
3Q4	580	6AT6	450	6J5	750	45	900	506	550	506	550
3S4	625	6AU6	450	6J6	600	47	690	807	1.450	807	1.450
3V4	600	6BA6	350	6J7	550	50	1.500	1883	420	1883	420
4Y25	1.500	6BE6	380	6K6	630	50B5	480	4654	850	4654	850
5U4	840	6B7	625	6K7	550	55	750				

3 AFFAIRES !

TOURNE-DISQUES Grande marque Micro-sillons, 3 vitesses. Têtes réversibles 6.950

REGLETTE FLUORESCENTE, long. 0 m. 60 Se pose comme une simple ampoule 1.650

SUR-DEVELOPEUR 2 Ampères pour Télévision 2.850

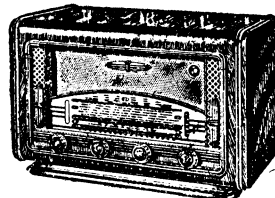
R.E.N.O.V. 14, rue Championnet

R.A.D.I.O. PARIS-18°

N° Simphon et Pte Clignancourt. Exp. Paris, Province, ctre remb. ou mandat à la commande.

Ensemble "TIGRE"

alternatif 6 lampes, 4 gammes d'ondes H.P. 19 cm.



LE CHASSIS COMPLET, prêt à câbler 6.500
Le jeu de 6 lampes 3.000
Le Haut-Parleur 1.150
L'Ébénisterie (45x30x24 cm) 1.850

RECEPTEURS EN ORDRE DE MARCHÉ

PIGMET T.C. 5 lampes 9.980
FREGATE ALTER, 6 lampes 13.900
VEDETTE Alter. 15.900
COMBINE microsillons 3 vit. 26.900
Piles secteur 55 avec antenne télescope 16.500
Poste « PILES » 11.200

TOUTE LA RADIO

BULLETIN D'ABONNEMENT

à découper et à adresser à la

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, Rue Jacob, PARIS-6^e
R. C. 111 ★

NOM.....

(Lettres d'imprimerie S.V.P. I)

ADRESSE.....

souscrit un abonnement de 1 AN (10 numéros) à servir à partir du N°..... (ou du mois de.....) au prix de 1.250 fr. (Étranger 1.500 fr.)

MODE DE RÉGLEMENT (Biffer les mentions inutiles)

● MANDAT ci-joint ● CHÈQUE ci-joint ● VIREMENT POSTAL de ce jour au C.C.P. Paris 1.164-34

ABONNEMENT | RÉABONNEMENT | DATE :

RADIO constructeur & réparateur

BULLETIN D'ABONNEMENT

à découper et à adresser à la

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, Rue Jacob, PARIS-6^e
R. C. 111 ★

NOM.....

(Lettres d'imprimerie S.V.P. I)

ADRESSE.....

souscrit un abonnement de 1 AN (10 numéros) à servir à partir du N°..... (ou du mois de.....) au prix de 1.000 fr. (Étranger 1.200 fr.)

MODE DE RÉGLEMENT (Biffer les mentions inutiles)

● MANDAT ci-joint ● CHÈQUE ci-joint ● VIREMENT POSTAL de ce jour au C.C.P. Paris 1.164-34

ABONNEMENT | RÉABONNEMENT | DATE :

TELEVISION

BULLETIN D'ABONNEMENT

à découper et à adresser à la

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, Rue Jacob, PARIS-6^e
R. C. 111 ★

NOM.....

(Lettres d'imprimerie S.V.P. I)

ADRESSE.....

souscrit un abonnement de 1 AN (10 numéros) à servir à partir du N°..... (ou du mois de.....) au prix de 980 fr. (Étranger 1.200 fr.)

MODE DE RÉGLEMENT (Biffer les mentions inutiles)

● MANDAT ci-joint ● CHÈQUE ci-joint ● VIREMENT POSTAL de ce jour au C.C.P. Paris 1.164-34

ABONNEMENT | RÉABONNEMENT | DATE :

électronique Industrielle

BULLETIN D'ABONNEMENT

à découper et à adresser à

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, Rue Jacob, PARIS-6^e

R. C. 111 ★

NOM.....

(Lettres d'imprimerie S.V.P. I)

ADRESSE.....

souscrit un abonnement de 1 AN (6 numéros) à servir à partir du N°..... (ou du mois de.....) prix de 1.500 fr. (Étranger 1.800 fr.)

MODE DE RÉGLEMENT (Biffer les mentions inutiles)

● MANDAT ci-joint ● CHÈQUE ci-joint ● VIREMENT POSTAL de ce jour au C.C.P. Paris 1.164-34

DATE :

Pour la BELGIQUE et le Congo Belge, s'adresser à la Sté BELGE DES ÉDITIONS RADIO, 184, r. de l'Hôtel des Monnaies, Bruxelles ou à votre libraire habituel

Tous les chèques bancaires, mandats, virements doivent être libellés au nom de la SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO, 9, Rue Jacob - PARIS-6^e

TOUTE LA RADIO N° 198

Prix : 150 Francs ; par poste : 160 Francs

- ★ Une nouvelle tête magnétique permettra la lecture des rubans à des vitesses très faibles et même les mesures à l'arrêt.
- ★ Les radars modernes : suite de la très intéressante étude de J.-P. GEHMICHEN.
- ★ Un impédancemètre d'antenne : suite, également, de l'étude de Ch. GUILBERT (F3LG) consacrée à l'appareil Heathkit et aux innombrables mesures qu'il permet.
- ★ Un pas vers le générateur B. F. idéal : description complète par Ph. RAMAIN d'un appareil abordable aux très vastes possibilités.
- ★ Guide des transistors : un tableau synoptique extrêmement commode permettant de comparer entre eux les différents transistors disponibles en France, d'en connaître les caractéristiques principales, les cotes et la correspondance des connexions.
- ★ Comment moduler à 100 % un émetteur ou un générateur par H. SALIOU.
- ★ La corrosion du fil de cuivre, par K. STEENHOUDT.
- ★ Revue de la Presse.

BASSE FREQUENCE

- ★ Initiation à la musique électronique : description par son créateur Georges JENNY de l'Ondioline, que vous pourrez construire à partir de pièces détachées.
- ★ Le bruit de fond dans l'enregistrement magnétique, par R. MIQUEL : une étude fouillée qui intéressera les techniciens désirant tirer la quintessence de leur magnétophone.

TÉLÉVISION N° 56

Prix : 120 Francs Par Poste : 130 Francs

- ★ Le Quator, oscilloscope TV miniature, étudié par A.V.-J. Martin et décrit avec un luxe de détails et d'illustrations mettant sa construction à la portée de tous.
- ★ Mire électronique quadristandard, analysée par son réalisateur M. Manuard et fabriquée en série par Centrad.
- ★ Récepteur simplifié pour TV en couleur, qui permet, avec un nombre de lampes raisonnable, la réception des images polychromes ; il utilise un démodulateur à triode examiné dans un autre article du même numéro.
- ★ Un récepteur simple, conçu par A. Six et que vous pourrez réaliser sans difficulté pour obtenir d'excellentes images.
- ★ Télévision service : les pannes du tube cathodique.

ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE N° 4

Prix : 300 Francs Par Poste : 310 Francs

- ★ Régulateurs automatiques de débit, par M. Le Chevallier et M. Leleu : description avec détails de réalisation de deux dispositifs à thermistances inédits pour la régulation des fluides.
- ★ Photodiodes et phototransistors au germanium, par J.P. Vasseur : présentation de ces nouvelles pièces et schémas d'utilisation.
- ★ Les tubes relais à cathode froide, par M. Le Chevallier et M. Leleu : des lampes très intéressantes, notamment pour la télécommande.
- ★ Tubes pour H.F. Industrielle, par A. Besson : progrès réalisés dans le domaine des fours diélectriques et à induction ; caractéristiques des tubes E 1300 et E 1567.
- ★ Les photorésistances au sulfure de cadmium.
- ★ Tableau des photocellules à gaz et à vide.
- ★ La photodiode au germanium Transco.
- ★ Le contrôle rapide des états de surface, par F. Lafay : définition des états de surface ; description et utilisation du rugosimètre d'atelier Philips.
- ★ Les radioéléments artificiels : II. La mesure, par B. Grinberg, du Commissariat à l'Energie Atomique.
- ★ Revue de la Presse : Trochotron, Mémotron et Typotron ; un contrôleur automatique de cotes.

Pour la publicité
dans

RADIO CONSTRUCTEUR

s'adresser à

PUBLICITÉ R A P Y

P. & J. RODET

143, Av. Emile Zola, Paris 15° - SEG. 37-52



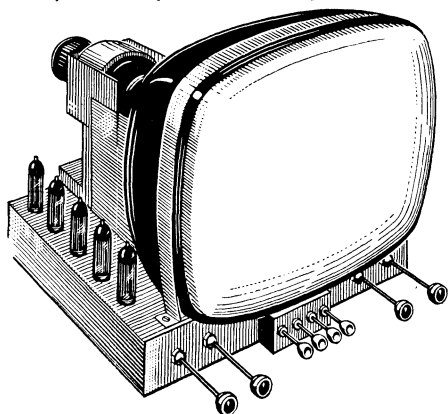
**CONDENSATEURS
FIXES
GAMMICA**
SÉRIE MINIATURE
SÉRIE NORMALE
MODÈLES ÉTANCHES

André SERF et C^{ie}
127, Fg du Temple, PARIS X° - Tél. : NOR. 10-17

RADIO-VOLTAIRE

155, av. Ledru-Rollin, PARIS-XI° — Tél. : ROQ. 98-64 — C.C.P. 5608-71 Paris

Ne perdez plus de temps à câbler un téléviseur !



La formule des

TELECLUB

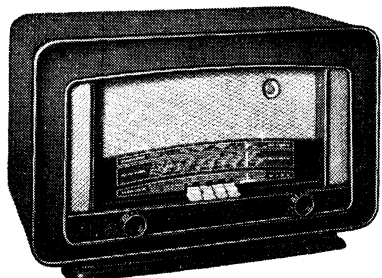
MULTICANAUX
vous en dispense

CHASSIS INDUSTRIEL EQUIPANT LES PLUS GRANDES MARQUES DU MARCHÉ.

16 lampes ; tube de 43 cm. Aliment. alternatif. Platine longue distance câblée, réglée complet en ordre de marche, en chassis avec lampes et tube.

Prix 58.000

Nos réalisations RADIO : 15 modèles



SUPERCLUB

Super 6 lampes alternatif, clavier à touches, cadre incorporé.

Ensemble compl. en pièces détachées avec HP à gros aimant et 6 lampes Noval.

Prix 11.400

Ebénisterie luxe, avec grille.
Prix 3.500

SUPERCLUB RADIO-PHONO

même présentation et caractéristiques que le Superclub. Platine trois vitesses. Complet en pièces dét. avec lampes, T.D. et ébénisterie

Prix 26.500

CLAVIER 56

Ensemble 6 lampes Noval gros clavier à 5 touches cadre orientable. incorporé. 4 gammes + P.U. présentation luxe boutons doubles. Complet en pièces détachées chassis lampes ébénisterie.

Prix 18.500

CLAVIER 56 HF

Ensemble 7 lampes, HF accordée même présentation que clavier 56 complet chassis, lampes, ébénisterie.

Prix 25.800

CADRE A LAMPES

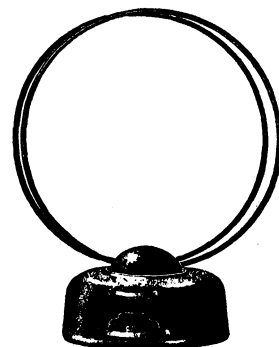
Amplificateur et Antiparasites

BI-SPIRES 54

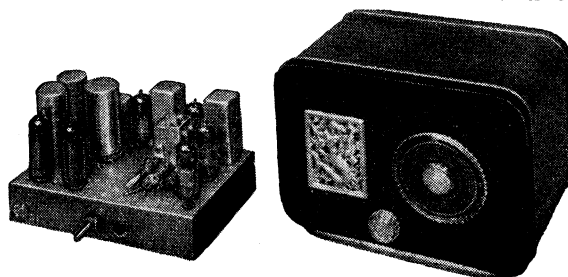
Description Radio Constructeur
Octobre 54

- bloc bobinage à noyaux Ferroxcube ;
- CV à air ;
- coffret bakélite moulée ;
- double spire ;
- encombrement réduit.

Complet, prêt à câbler 4.750



ADAPTATEUR POUR MODULATION DE FRÉQUENCE



Modèle 1. — 7 tubes, entrée cascade E C C 81 et E C C 84, transfo alternatif 110/240 V. incorporé, nouvel indicateur d'accord E M 80, bande F M normalisée. Complet en pièces détachées 9.950

Modèle 2. — Avec bloc d'alimentation séparé
Châssis complet en pièces détachées 6.950
Bloc d'alimentation en pièces détachées 2.750

AMPLI 10 watts

Ampli haute fidélité 10 Watts, 6 lampes P.P. EL. 84, 2 sorties : micro et Pick-up. Correcteur grave et aigu par Potentiomètres séparés. Secondaire : 10 sorties de 1,5 à 1.000 ohms. Complet en pièces détachées avec coffret et lampes 16.500

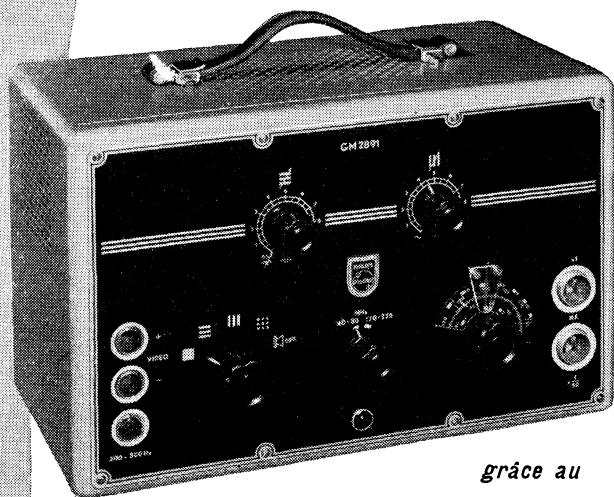
GROSSISTE OFFICIEL TRANSCO-STOCK PERMANENT

Bâtonnets, bagues, pots, noyaux ferroxcube et ferroxidure ● Condensateurs céramiques, métallisés, capatour, ajustables à air et céramiques ● Diodes au germanium ● Résistance C.T.N. et V.D.R. ● Pièces télévision, transfos déflexion, T.H.T., blockings, pièces pour télécran et protelgram.

Tarif et documentation contre 60 fr. en timbres

CONDITIONS SPÉCIALES AUX DÉPANNÉURS, REVENDEURS, ARTISANS

Un bon démarrage en télévision



grâce au

générateur de mire PHILIPS G.M. 2891

- Fréquence porteuse réglable pour tous les canaux du standard français (40 - 80 Mc:s - 160 - 220 Mc:s)
- Un réglage unique permet d'obtenir simultanément les porteuses son et image.
- Possibilité d'obtenir séparément un signal vidéo positif ou négatif.
- Nombre de barres horizontales et verticales réglable.
- Signaux standard pour la synchronisation ligne et trame.

PHILIPS-INDUSTRIE

105, R. DE PARIS, BOBIGNY (Seine) - Tél. VILLETTE 28-55 (lignes groupées)

Demandez notre Doc. N° 580

ELVINGER 10945

Offrez à votre clientèle l'heure d'écoute

au meilleur prix

avec les
PILES

MAZDA

dont la gamme complète permet d'équiper tous les postes de radio, qu'ils soient portatifs ou fixes.

N'oubliez pas

Que l'on achète une PILE mais qu'on rachète une MAZDA



CIPEL (COMPAGNIE INDUSTRIELLE DES PILES ÉLECTRIQUES)
125, Rue du Président-Wilson - Levallois-Perret (Seine)

Dépanneurs!

Vous trouverez chez

NEOTRON

tous les anciens types de tubes européens, américains, les rimlock, les miniatures,

et en particulier

les types suivants :

2 A 3	6 G 5	46	81
2 A 5	6 L 7	50	82
2 A 6	10	56	83
2 A 7	24	57	84
2 B 7	25 A 6	58	89
6 B 7	26	76	1561
6 B 8	27	77	1851
6 C 6	35	78	E 446
6 D 6	41	80 B	E 447
6 F 7	43	80 S	

S. A. DES LAMPES NEOTRON

3, RUE GESNOUIN - CLICHY (Seine)

TÉL. : PERcine 30-87

En Algérie...

vous trouverez...

- APPAREILS DE MESURE :
METRIX (Agent Exclusif)
- BLOCS : ALVAR - COREL - S.F.B.
- C.V. et CADRANS : DESPAUX
- CAPACITÉ: CAPA-SECO-NOVEA-TRANSCO
- CHASSIS : UNIVERSAL
- ÉBÉNISTERIES : SUPRABOIS
- HAUT-PARLEURS : MUSICALPHA
- RÉSISTANCES : L.P.
- TRANSFORMATEURS : SABIR
- PIÈCES RADIO : MÉTALLO - WIRELESS
NATIONAL - JEANRENAUD
- LAMPES RADIO D'IMPORTATION : R.C.A.
VALVO-TRIOTRON-SYLVANIA-TELEFUNKEN

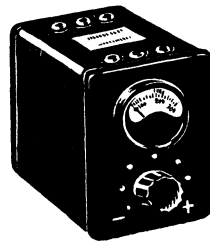
Tarif pièces détachées et catalogue
appareils de mesure
sur demande aux

E^{ts} René ROUJAS, 13, r. Rovigo, ALGER Tél. 382-92

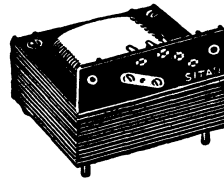
PUBL. RAPHY

en RADIO et TÉLÉVISION

nos fabrications
répondent à toutes
vos exigences.



SURVOLTEUR-DÉVOLTEUR



TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION

Documentation sur demande



Bureaux et Usines à
MOREZ (Jura) TÉL. 214

PUBL. RAPHY

UN CONDENSATEUR
ÉLECTRO-CHIMIQUE,
c'est toujours...



...un **Novea**

S^{ts} ÉLECTRO-CHIMIQUE DES CONDENSATEURS

1, Rue Edgar Poë, PARIS 19^e - Tél : BOT. 80-26

PUBL. RAPHY



JANUERS
115

le sceau de la qualité

SIÈGE SOCIAL 80-82, R. MANIN
PARIS - 19 - BOT. 31-19 - 67-86

USINE FONTENAY-s/BOIS

AGENCES

BRUXELLES * CAEN * CASABLANCA * DIJON * LE MANS * LILLE
LYON * MARSEILLE * MÉZIÈRES * NANCY * NICE * ORLÉANS
REIMS * ROUEN * SAINT-LO * SAINT-QUENTIN * STRASBOURG

APPAREILS SPÉCIALISÉS

LABOSCOPE

Oscilloscope universel Radio - Télévision - Electronique. 15 Hz à 3 MHz. Sensibilité	3 mVeff/cm.
Jeu complet de pièces détachées.....	29.700 Fr.
Supplément probe détecteur.....	1.640 Fr.
Supplément atténuateur.....	480 Fr.

En ordre de marche :

Laboscope	39.500 Fr.
Probe détecteur	2.750 Fr.
Atténuateur	950 Fr.

★

PONT A TRANSISTORS

Appareil simple permettant la mesure directe de l'amplification de courant de tout transistor à jonctions. Impossibilité absolue d'endommager le transistor essayé.

En ordre de marche

14.450 Fr.

★

CRIT-MÈTRE

L'appareil qui sait tout mesurer : de 10 mV à 1 000 V, de 10 μ A à 10 A, de 0,5 Ω à 500 M Ω , de 2 pF à 2 000 μ F. Jeu complet des pièces détachées

En ordre de marche

33.600 Fr.

★

MULTI-TRACER

Le « stéthoscope du dépanneur », permettant d'entendre directement ce qui se passe dans les différents étages d'un récepteur détaillant. Permet de connaître, jusqu'à quel étage un signal est normalement amplifié, à partir de quel circuit il paraît distordu, etc. L'outil idéal du dépanneur moderne. Jeu complet des pièces détachées

En ordre de marche

12.550 Fr.

Le livre « Le Multi-Tracer » : 360 Fr., franco.....

395 Fr.

Sonde magnétique : 350 Fr., franco.....

400 Fr.

★

FILTRES CLEANER

Circuits LC ou LCR, indispensables pour une reproduction fidèle en radio ou P.U.

Filtre A, 445 kHz, éliminant perturbation M.F.....

140 Fr.

Filtre B 9 kHz, sifflement entre stations

315 Fr.

Filtre C 9 kHz amorti, disques usagés

340 Fr.

Notice « CLEANERS » sur simple demande.

Tous nos appareils vendus en pièces détachées sont fournis avec des plans et schémas détaillés. Les tarifs et notices sont adressés sur simple demande. Pour tous les appareils, les frais d'expédition sont à prévoir en sus.

★

MAGIC-RADIO

5, Rue Mazet - PARIS (6^e)

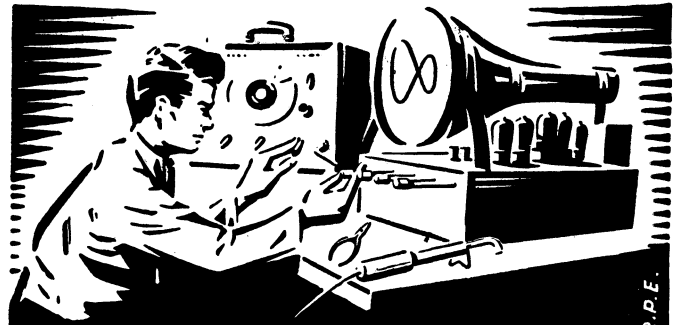
(Entre les rues Dauphine et St-André-des-Arts)

Tél. : DANton 88-50 Métro : St-Michel ou Odéon

Autobus : 63, 86, 75, 58, 96, 27, 24, 38, 21

C. C. P. : Paris 2243-38

PUBL. ROPY



R.P.E.

COURS DU JOUR COURS DU SOIR

(EXTERNAT INTERNAT)

COURS SPÉCIAUX PAR CORRESPONDANCE AVEC TRAVAUX PRATIQUES

chez soi

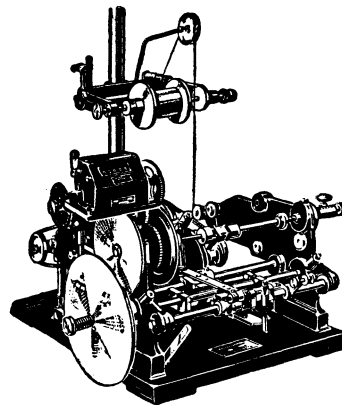
Guide des carrières gratuit N° **RC 59**

ECOLE CENTRALE DE TSF ET D'ELECTRONIQUE

12, RUE DE LA LUNE, PARIS-2^e - CEN 78-87



MACHINES A BOBINER



pour le bobinage
électrique
permettant tous
les bobinages
en

FILS RANGÉS
et
NID D'ABEILLES

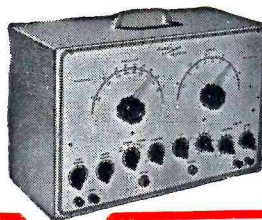
•
Deux machines
en une seule
•

SOCIÉTÉ LYONNAISE
DE PETITE MÉCANIQUE

Ets LAURENT Frères

2, rue du Sentier, LYON-4^e - Tél. : BU. 89-28

Heathkit



GÉNÉRATEUR TV

NOUVEL
OSCILSCOPE
O-10
A CIRCUITS
IMPRIMÉS



TOUS ENSEMBLES COMPLETS

en pièces détachées

42

 modèles pour les besoins du laboratoire et de la fabrication

- Voltmètre amplificateur • Wattmètre B. F. • Distorsiomètre d'intermodulation • Sources de signaux sinusoïdaux et rectangulaires • Fréquence-mètre électronique • Signal Tracer • Générateurs H. F. et T. V. • Contrôleurs, Etc...

CATALOGUE KL3 et TARIFS sur demande

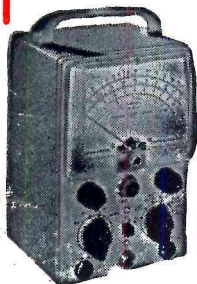
ROCKE INTERNATIONAL

Bureau de Liaison : 113, rue de l'Université, Paris-7^e - INV. 99-20 +
Pour la Belgique : ROCKE INTERNATIONAL, 5, rue du Congrès, BRUXELLES



Q-MÈTRE

VOLTMÈTRE
A
LAMPES



Décrit dans
RADIO-CONSTRUCTEUR

Numéro de
Février



PONT
D'IMPÉDANCES

PUBL. ROPY

GÉNÉRATEUR VHF

925 DE SERVICE

- couvre tous les standards TV: 5 à 230 Mc/s
- permet les mesures de sensibilité: atténuateur à piston de précision de mode H 11
- extrême simplicité d'utilisation
- oscillateur VHF de conception professionnelle
- gammes usuelles TV (20-40, 100-230 Mc/s) de développement maximum
- faible encombrement.

CARACTÉRISTIQUES

Fréquence : 5 à 230 Mc/s en 6 gammes
précision = 1 %
Tension de sortie : 10 μ V à 100 mV sur une charge de 75 Ω
Modulation : 0 et 30 % - 800 c/s
Alimentation : 110 - 130 - 160 - 220 - 250.

COMPAGNIE GÉNÉRALE DE MÉTROLOGIE

METRIX

ACCESSOIRES

- Atténuateur 20 dB - 75 Ω
- Modulateur à cristal à large bande de modulation.

ANNECY - FRANCE

AGENTS : PARIS, 16, Rue Fontaine (9^e) TRI 02-34 • CAEN, A. Liais, 66, Rue Bicoquet • LILLE, 8, Rue du Barbier-Maès, Tél. 482-88 • LYON, 8, Cours Lafayette, Tél. Mancy 57-43 • MARSEILLE, 3, Rue Nau (6^e) Tél. Garibaldi 32-54 • MONTPELLIER, M. Alonso, 32, Cité Industrielle • NANTES, Porte, 10, Allée Duquesne • NICE, Frégard, 6, Rue du Lycée • STRASBOURG, 15, Place des Halles Tél. 32-48-32 • TOULOUSE, 10, Rue Alexandre-Cabanel, Tél. CA 36-84 • ALGER, M. Roujas, 13, Rue de Rovigo • TUNIS, Timsit, 11, Rue Al-Djazira • ARGENTINE - MERYLAND Srl, BUENOS-AIRES • ANGLETERRE - Salartron, THAMES DITTON • BELGIQUE - Orua, BRUXELLES BRÉSIL - Staub, SAO-PAULO • CANADA - G. P. I. Ltd, MONTREAL • ÉGYPTE - I. D. Pinto, LE CAIRE • ESPAGNE - Geico Eléctrico, BARCELONE • FINLANDE - O. Y. Nyberg, HELSINGFORS • GRÈCE - K. Karayannis & C^o, ATHÈNES • ITALIE - U. de Lorenzo, MILAN • LIBAN - Amis E. Kehdi, BEYROUTH • MEXIQUE Y. A. Le Levier, MEXICO • NORVÈGE - F. Ulrichsen, OSLO • NOUVELLE-ZÉLANDE - Fred. Rothschild & Son, LOWER HUTT. • PORTUGAL Rualdo Lda, LISBONNE • SUÈDE - A. B. Palmblad, STOCKHOLM • SUISSE - Ed. Bleuel, ZÜRICH • TURQUIE - Radyo Servis, ISTANBUL • SYRIE - Estefane & C^o, DAMAS • U. S. A. - M. E. Gerry & C^o Inc., PHILADELPHIE

AGENCE A PARIS : 16, RUE FONTAINE - 9^e - TRI. 02-34

*Sécurité totale
par Tubes spécialisés*



A la gamme de ses tubes pour
TÉLÉVISEUR

MAZDA AJOUTE
4 TYPES
Sensationnels!

6BQ7 - A
Double triode
amplification
cascade

6BQ6 - GA
Tetode
de puissance
balayage lignes

8BQ7 - A
Double triode
amplification
cascade
haute fréquence

6CD6 - GA
Tetode
de puissance
balayage lignes
90°

DÉPARTEMENT TUBES
ELECTRONIQUES

COMPAGNIE DES LAMPES
29, RUE DE LISBONNE - PARIS VIII^e