

# R

# radio

## constructeur & dépanneur

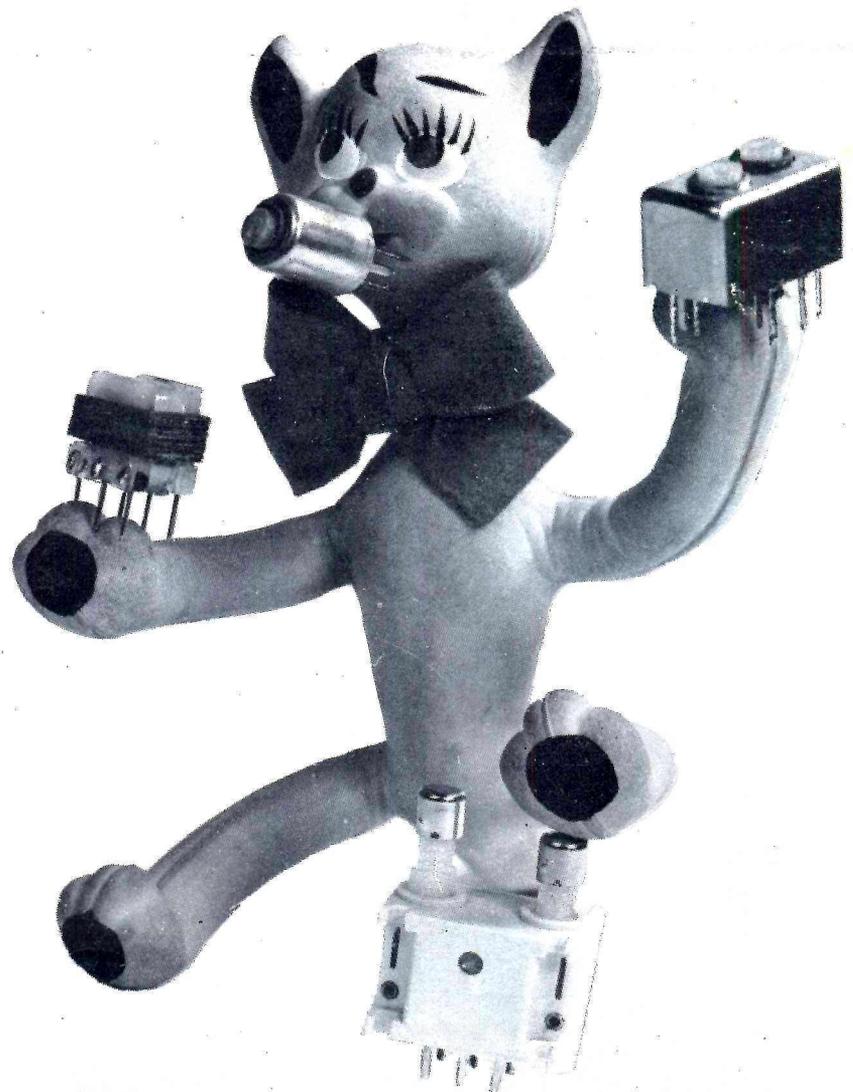
TV

REVUE MENSUELLE PRATIQUE  
DE RADIO ET DE TÉLÉVISION

### SOMMAIRE

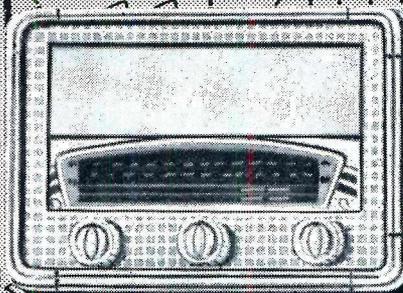
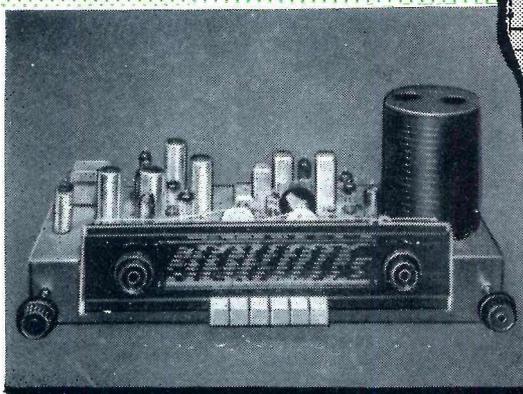
- Le bourrage de crânes..... 229
- Radio-TV Actualités ..... 230
- Les bases de la technique des transistors. Polarisation et compensation thermique ..... 232
- Appareil pour vérifier et mesurer les électrochimiques ..... 238
- Relais temporisés à transistors.. 239
- Un oscillateur à quartz, à transistor, pour 1,5 à 14 MHz ..... 240
- Pannes de certains téléviseurs PHILIPS et RADIOLA. Les bases de temps ..... 241
- Tuner FM GAILLARD, type FM-61 244
- Un amplificateur Hi-Fi à transistors (5 W) ..... 248
- Un convertisseur statique 12 W à transistors ..... 250
- Un adaptateur-selfmètre ..... 251
- Réalisation d'un téléviseur moderne avec le matériel CICOR .. 252
- Calcul simplifié des bobinages H.F. .... 256
- Amplificateur cascode en B.F. .. 257
- Améliorez la détection de votre récepteur AM ..... 258
- Système de tonalité variable du radio-électrophone DUCRETET type RP-12 ..... 259

Ci-contre : Un chat qui fait preuve de beaucoup de discernement. N'a-t-il pas choisi des composants miniaturisés d'OREGA ?



# Devenez **RADIO-TECHNICIEN**

EN SUIVANT LES COURS PAR CORRESPONDANCE



...et dans **6 MOIS** vous aurez  
*une brillante*  
**SITUATION**

**SANS AUCUN PAIEMENT D'AVANCE**  
*apprenez*

**LA RADIO ET LA TÉLÉVISION**

AVEC UNE DÉPENSE MINIME DE NF 27 PAYABLE PAR  
MENSUALITES ET SANS SIGNER AUCUN ENGAGEMENT,  
VOUS VOUS FEREZ UNE BRILLANTE SITUATION.

**VOUS RECEVREZ PLUS DE 120 LEÇONS,  
PLUS DE 400 PIÈCES DE MATÉRIEL,  
PLUS DE 500 PAGES DE COURS**

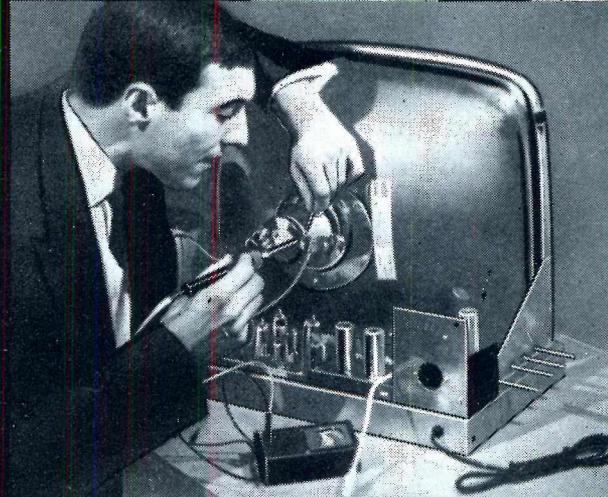
VOUS CONSTRUIREZ PLUSIEURS POSTES ET APPAREILS  
DE MESURE. VOUS APPRENDREZ PAR CORRESPONDANCE  
LE MONTAGE, LA CONSTRUCTION ET LE DÉPANNAGE DE  
TOUS LES POSTES MODERNES.

Certificat de fin d'études délivrés conformément à la loi.

Demandez aujourd'hui même et sans engagement pour vous  
LA DOCUMENTATION et la PREMIÈRE LEÇON GRATUITE d'Électronique

Notre préparation complète à la carrière de  
**MONTEUR-DÉPANNEUR**  
en **RADIO-TÉLÉVISION**

comporte  
**25 ENVOIS DE COURS ET DE MATÉRIEL**  
C'est une organisation unique au Monde



## **INSTITUT SUPÉRIEUR DE RADIO-ÉLECTRICITÉ**

**164, RUE DE L'UNIVERSITÉ - PARIS (VII<sup>e</sup>)**

# jeu "Flat"

## 1 Flat

- Bloc à poussoirs de forme plate
- Câblage imprimé
- Touches en matière plastique ou en métal
- Contacts accessibles
- Touche Antenne-Cadre : verrouillage à double effet

## 2 Cofidis

- Transformateur FI à condensateur incorporé
- Broches pour câblage imprimé, grille normale 2,54 mm
- Surtension : 150-160

## 3 Isocadre

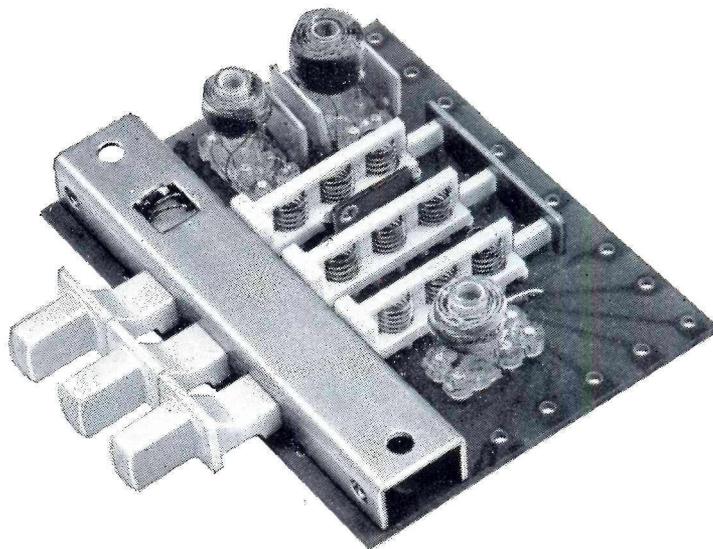
- Cadre à ferrite, longueurs normales : 100, 140, 175, 200, 260 mm.

### Autres composants

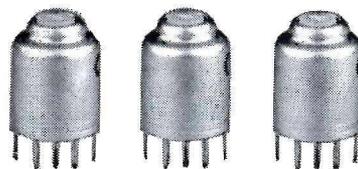
- Arès, Hélios, blocs à touches
- Transfidis, transfo FI pour câblage conventionnel
- Modulation de fréquence
- Modules HF, FI, BF

petit jeu, grandes réussites!

1



2

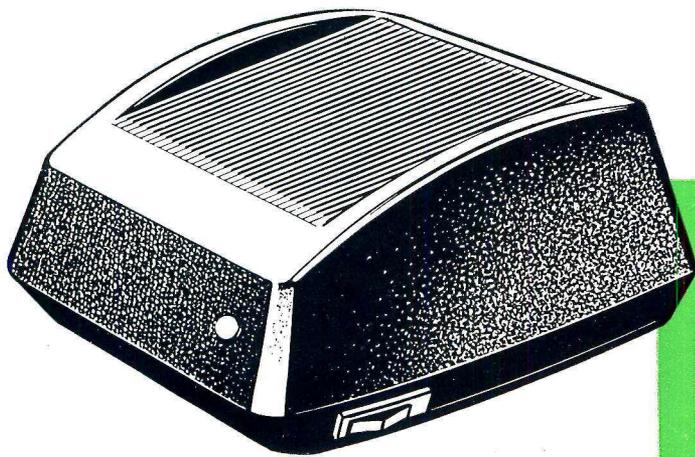


3



# OREGA

ÉLECTRONIQUE ET MÉCANIQUE  
106, rue de la Jarry, VINCENNES (Seine)  
Téléphone : DAumesnil 43-20 +  
Adresse télégraphique : SOREGA - PARIS  
Télex : 20.936 - Tesafi - Paris



beauté de l'image

protection des tubes

RAPY

RÉGULATEUR AUTOMATIQUE  
DE TENSION *compensé*

dérimatic 62



179, BD LEFEBVRE, PARIS 15<sup>e</sup> - MIC. 64.40

La meilleure référence: 85.000 appareils en service!

VIENT DE PARAÎTRE

## LE DEPANNAGE TV ?..

## RIEN DE PLUS SIMPLE !

Par A. SIX

132 pages format 18 X 23, avec 93 figures et des dessins marginaux. Prix : 12 NF. (+ t.l.); par poste : 13,20 NF

La Télévision?... Mais c'est très simple! Ce titre d'un ouvrage célèbre pouvait-il être paraphrasé pour un traité de dépannage des téléviseurs?

A. Six n'a pas hésité à le faire. Et il avait mille fois raison. En effet, de la façon la plus rationnelle qui soit, il y analyse toutes les parties constitutives d'un téléviseur, en expliquant les pannes possibles, leurs causes et surtout leurs effets dans le son et sur l'image. L'enchaînement des explications ressortant de la logique (et aussi de l'expérience!) tout devient clair et, effec-

tivement, le dépannage d'un récepteur de télévision apparaîtra très simple même au néophyte.

L'ouvrage est rédigé sous forme de dialogues amusants, mettant en jeu les deux célèbres personnages Curiosus et Ignotus, dont les causeries, sous la plume de leur père, E. Aisberg, ont déjà contribué à former des centaines de milliers de techniciens.

Outre les schémas se rapportant au texte, des dessins marginaux éclairent et égayent ce livre qui est très facile et agréable à lire.

### EXTRAITS DE LA TABLE DES MATIERES

**Radio et télévision.** — Sections d'un téléviseur. Alimentation des filaments en série. Chaînes série-parallèle. Isolement des cathodes. Alimentation par transformateur, etc.

**La base de temps lignes.** — Circuit de récupération. Tension gonflée. Transformateur de sortie lignes. Amortissement. Pannes de T.H.T. Pannes de l'étage de sortie lignes. Protection de l'étage de sortie lignes. Oscillateur bloqué. Multivibrateur. Distorsion du balayage horizontal, etc.

**Le tube.** — Epuisement. Remplacement. Piège à ions. Tache ionique. Vide insuffisant. Tensions d'alimentation. Concentration, etc.

**La base de temps image.** — Arrêt du balayage vertical. Recherche des pannes. Distorsions. Réglages. Correction par contre-réaction, etc.

**La Synchronisation.** — Pannes. Influences de l'étage vidéo.

Etage séparateur. Trieuse de tops images. Montages à différenciation et à intégration. Entrelacement. Défilement, etc.

**L'amplification vidéo.** — Pannes. Différentes liaisons. Réglage de brillance, etc.

**La M.F. images.** — Alignement de l'amplificateur. Transformateurs surcouplés. Circuits décalés. Accrochages. Retours de masse. Découplage. Réglage de contraste, etc.

**Le récepteur son.** — Influence de la M.F. son sur la bande passante. Son dans l'image et image dans le son. Réjecteurs. Saturation. Moirage. C.A.S. son, etc.

**La section H.F.** — Contrôle de l'oscillateur. Vérification, etc.

**L'antenne.** — Défectuosités mécaniques et électriques. Images fantômes. Reflexions, etc.

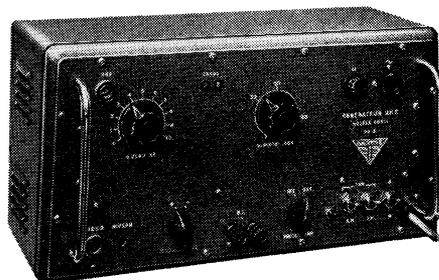
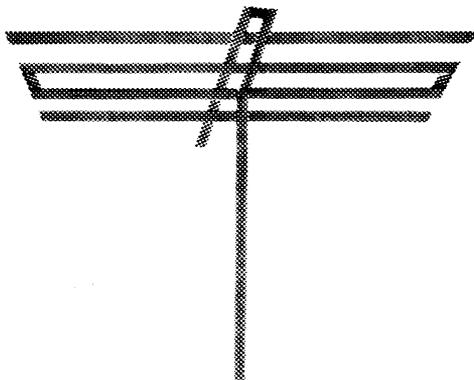
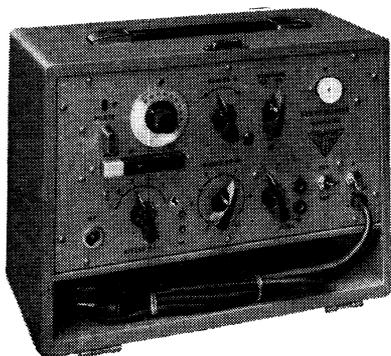
**Récapitulation,** etc.

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO - PARIS

# SERVICE et CONTROLE

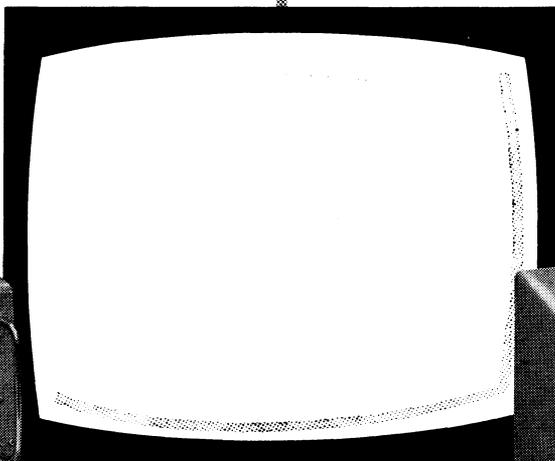
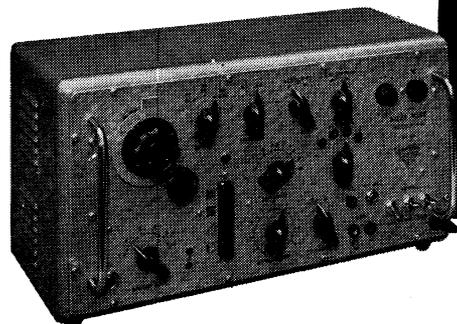
*en télévision*

F.A.P.



## SERVICE-MIRE MODÈLE QZ

TOUS CANAUX MF - Bandes I et III pilotés par quartz interchangeables - VISION et SON - Standards 625-819 Lignes - Modulation d'image à haute définition - Modulation et sortie vidéo positive ou négative - Atténuateur H.F. à impédance constante - Alimentation sur secteur alternatif 110 à 240 volts - Dimensions : Largeur 310 - Hauteur 240 - Profondeur 185 - Poids 5 kg



## GÉNÉRATEUR U.H.F. - T.V. 451

MONOCANAL - Bande IV ou Bande V 400 à 900 MHz - Porteuses H.F. VISION et SON stabilisées par quartz - Modulation VIDEO positive ou négative - Modulation SON A.M. (standard français) ou F.M. (standards O.I.R. ou C.C.I.R.) à volonté - Déviation jusqu'à  $\pm 80$  KHz - Atténuateur U.H.F. 75 Ohms - 70 Decibels.

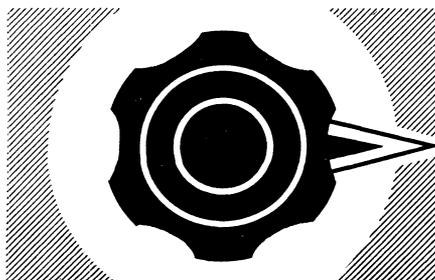


## NOVA-MIRE MODÈLE 4C

Modèle fournissant par commutateur à poussoir le choix entre 4 images différentes, permettant les contrôles suivants : Quadrillage variable (géométrie), Définition 5 à 10 Mc/s (bande passante), Paliers de demi-teintes (gamma), Pavé noir sur fond blanc (traînée), 4 Canaux SON stabilisés par quartz - Standards 819/625 Lignes - Gamme H.F. 20 à 220 Mc/s - Gamme étalée 160 à 220 Mc/s - Oscillateur d'intervalle à quartz interchangeable (11,15 ou 5,5 Mc/s) - Modulation SON interne ou externe - Modulation et sortie vidéo positive ou négative - Atténuateur H.F. 75 Ohms - Tension maximum 0,1 volt - Dimensions : L. 420 - H. 230 - P. 210 - Poids : 8 Kg 500

## NOVA-MIRE F.A.M.

TOUS CANAUX Français et Etrangers - Bandes I - III et F I pilotées par quartz interchangeables - Standards 625 - 819 Lignes - Modulation SON A.M. ou F.M. à volonté, interne ou externe - Modulation d'image à haute définition - Contrôle de définition étalonné 3,5 à 8 MHz - Modulation et sortie vidéo positive ou négative - Atténuateur H.F. 75 Ohms à impédance constante - Dimensions : Largeur 375 - Hauteur 270 - Profondeur 210 - Poids : 7 Kg 500



# SIDER-ONDYNE

Fournisseur de la R.T.F.

SOCIÉTÉ INDUSTRIELLE D'ÉLECTROTECHNIQUE ET DE RADIOÉLECTRICITÉ  
75 TER, RUE DES PLANTES - PARIS (14<sup>e</sup>) - TÉL. LEC. 82-30

AGENTS : Bordeaux, Bourges, Lille, Limoges, Lyon, Marseille, Nancy, Rennes, Rouen, Strasbourg, Toulouse, Tours, Alger, Belgique : ELECTROLABOR, 40, avenue Hamoir - Uccle-Bruxelles - Espagne : C.R.E.S.A. Calle Corcega 56 - Barcelone.

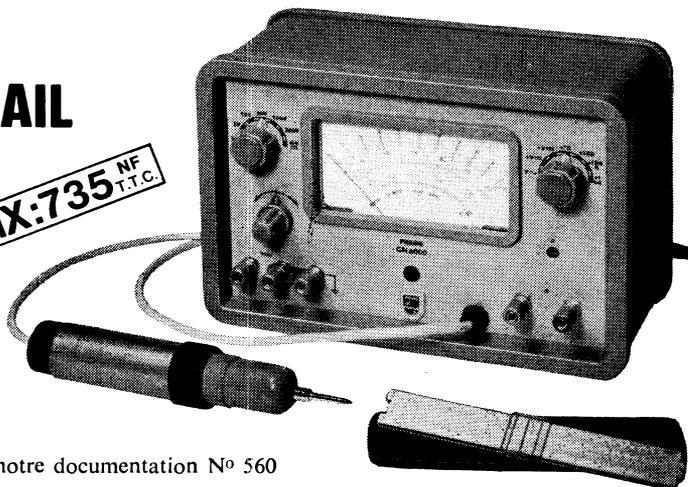
Dans votre atelier, pour vos dépannages à domicile, utilisez le moins encombrant des contrôleurs électroniques.

## LE NOUVEAU CONTROLEUR ELECTRONIQUE PHILIPS GM 6000

### VERITABLE OUTIL DE TRAVAIL

- Tensions continues de 1 à 1000 V (pleine déviation)  
Jusqu'à 30 kV avec sonde GM 4579 B
- Tensions alternatives de 1 à 300 V (pleine déviation)  
de 20 Hz à 100 MHz, jusqu'à 800 MHz  
avec sonde GM 6050
- Résistances de 10 Ω à 5 MΩ (pleine déviation)

**PRIX: 735<sup>NF</sup>**  
T.T.C.



ELVINGER 5468

Demandez notre documentation N° 560

# PHILIPS-INDUSTRIE

105, rue de Paris Bobigny

Tél. VILlette 28-55 (lignes groupées)



LES MEILLEURES SOUDURES DU MARCHÉ

# Super4

# TRIMETAL

SOUDURES à 4 ÂMES DÉCAPANTES GARANTIES NON CORROSIVES  
PURETÉ DES MÉTAUX 99,95 %.



- CR CONSTRUCTION RADIO TÉLÉVISION
- TE TÉLÉPHONIES ET INDUSTRIES ANNEXES
- EL INDUSTRIES ELECTRONIQUES
- CI CIRCUITS IMPRIMÉS
- SR CONDENSATEURS LAMPES PILES
- SOUDURES SPÉCIALES à l'argent, au cadmium, etc.

TRIMETAL : MÊMES TYPES QUE CI-DESSUS MAIS AVEC ADDITION DE CUIVRE "usure des pannes pratiquement nulle" (Brevet mondial Laubmeyer)  
BAGUETTES ET LINGOTS POUR BAINS  
qualité spéciale anti-oxydante

FLUX ET VERNIS pour traitement des plaques avant et après trempage  
APPAREILS les plus modernes pour trempage : nous consulter

RENSEIGNEMENTS ET DOCUMENTATION

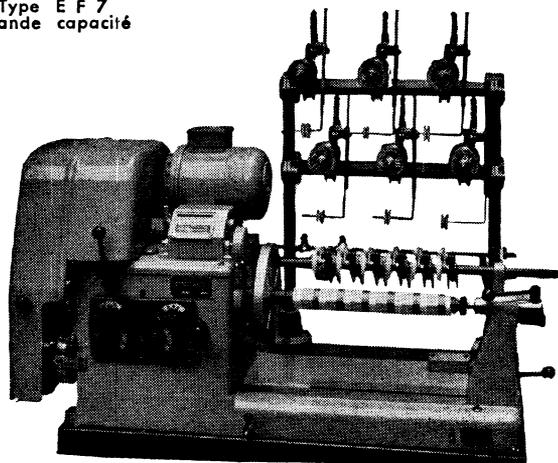
STÉ DES MÉTAUX BLANCS OUVRÉS-DIJON - ST - APOLLINAIRE (COTE-D'OR) - TÉL. 32.62.70

DÉPOT A PARIS, L. PERIN, 1, VILLA MONTCALM, PARIS XVIII - TÉLÉPHONE : MONTMARTE 63.54

à la base de toute  
**construction électrique  
 et radio-électrique**

il y a

Type E F 7  
 grande capacité



la  
**MACHINE A BOBINER**

**TYPE N. A. 46**

pour bobinage "nids d'abeilles" uniquement.

**TYPE R. L. 3**

pour bobinage "fil rangé" uniquement.

**TYPE C. 12 C**

Cette machine, qui permet de réaliser à volonté tous les bobinages en fil rangé et nids d'abeilles, équipe la plupart des Ecoles Professionnelles, des Universités et des Laboratoires des Centres d'Etudes et de Recherches.

**TYPE E. F. 7**

Machine à très grande capacité, spécialement conçue pour bobinage fil rangé en grandes séries.

**MACHINES DIVERSES**

étudiées spécialement sur devis, afin de résoudre la très grande variété des nombreux problèmes de bobinages particuliers.

Documentation et prix sur demande

**ETS LAURENT FRÈS** TÉLÉPH. 28-78-24  
 2 bis RUE CLAUDIUS LINOSSIER LYON 4°

**TRANSISTOR 62**



*nouvelle  
 présentation*

(Voir description dans le numéro de Juin)

PO-GO - Antenne Auto - 6 transistors - 1 diode - Gainerie façon peau 5 coloris. Très belle présentation - Finition.

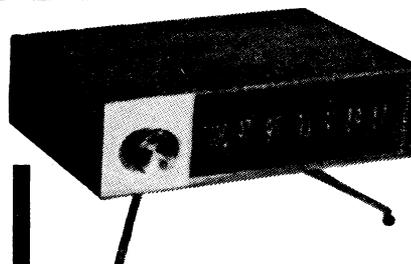
Prix EN PIÈCES DÉTACHÉES  
**NF 160,20**

Peut être fourni complet en ordre de marche

**F. M.**

*nouvelle présentation*

(Voir description dans "Le Haut-Parleur" 15-5-62)



Récepteur modulation de fréquence stéréo utilisant le procédé multiplex par sous-porteuse. Mise en route et réglage par bouton unique. Vérification de l'accord par œil magique. Sorties par cordons adaptés à équilibre réglable. Présentation luxueuse.

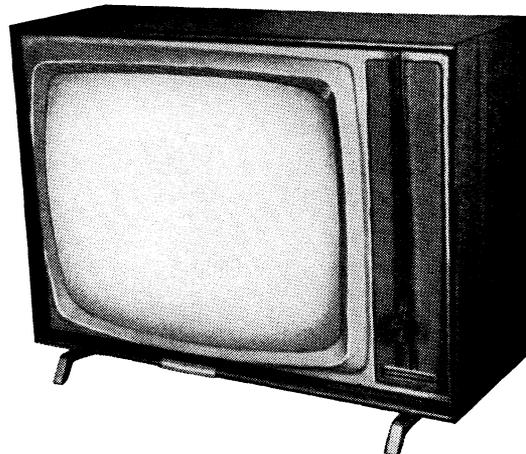
Livré EN PIÈCES DÉTACHÉES  
 ou en ordre de marche

Prix sur demande

**T. V.**

*nouvelle présentation*

(Voir description dans "RADIO-CONSTRUCTEUR" Septembre 1962)



Téléviseur 819 et 625 lignes - Ecran 59 cm rectangulaire teinté - Entièrement automatique, assurant au téléspectateur une grande souplesse d'utilisation - Très grande sensibilité - Ebénisterie luxueuse, extra-plate - Longueur 70 cm, Hauteur 51 cm, Profondeur 24 cm. Même modèle en 49 cm : Longueur 58 cm, Hauteur 42 cm, Profondeur 21 cm.

Livré EN PIÈCES DÉTACHÉES ou en ordre de marche  
 Prix sur demande

et toutes nos pièces **TÉLÉVISION**  
 Pour chaque appareil, DOCUMENTATION GRATUITE,  
 comportant schéma, notice technique, liste de prix.

**CICOR** S.A. - Ets P. BERTHELEMY et Cie  
 5, RUE D'ALSACE, PARIS-10° - BOT. 40-88

Disponible chez tous nos Dépositaires

**MATÉRIEL  
HORS CLASSE**  
utilisé dans plus de  
60 pays étrangers

**PRIX  
COMPÉTITIFS**

**7 TRANSISTORS**

dont 1 avec FM et 2 "Tropic".

**3 TUNERS**

(adoptés par la R.T.F.)

- 7 lampes + 2 diodes
- 8 lampes + 2 diodes - Sensibilité 0,7 microvolt - bande passante 300 kc/s - Stéréo adaptable... etc...
- 11 lampes + 4 diodes - HF accordée - Sélectivité variable 6-9-16 kc/s à -6 db - montage stéréo - etc...

**16 MODÈLES AM-FM**

10 à 15 lampes - mono ou stéréophoniques - 3 à 10 haut-parleurs, coffrets et meubles, 5 essences de bois.

**7 CHAINES HI-FI**

monaurationales ou stéréo : Météor - Europe - Himalaya 10 - 20 - 30 - 40 - 60 watts avec canal séparé pour haut-parleurs d'aigus.

(les performances annoncées : puissance, distorsion... etc... sont contrôlées et garanties aussi bien à 20 Hz qu'à 20 kHz).

**5 ENCEINTES ACOUSTIQUES**

2 à 5 haut-parleurs - livrées nues ou avec habillage bois, 5 essences : noyer, acajou, merisier, chêne ou teck.

**3 ÉLECTROPHONES**

mono ou stéréophoniques 5 W ou 2x5 W.

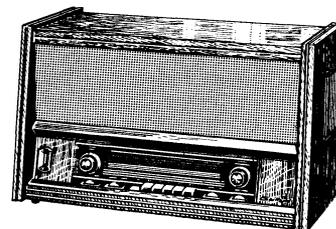
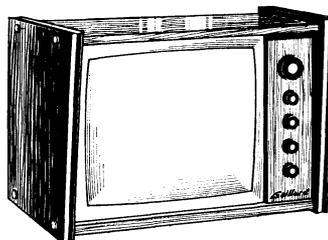
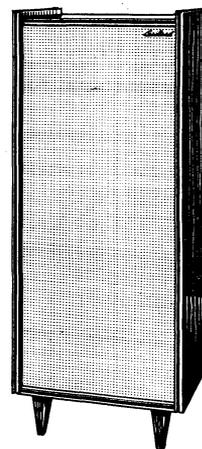
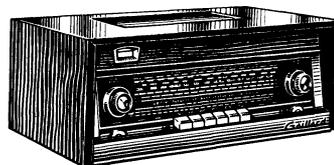
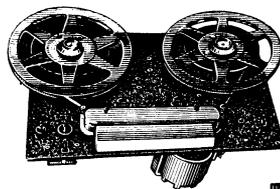
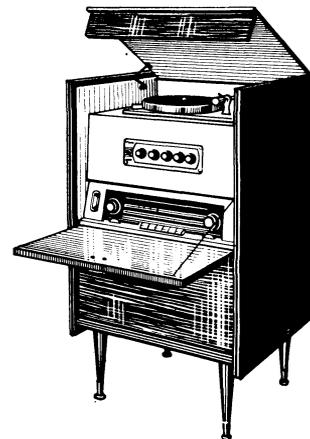
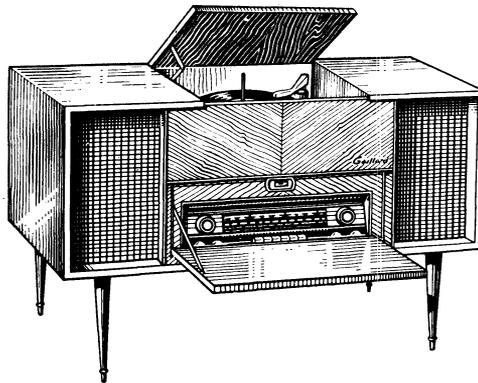
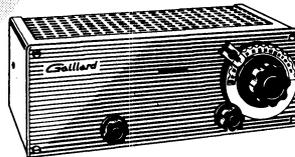
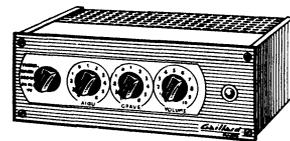
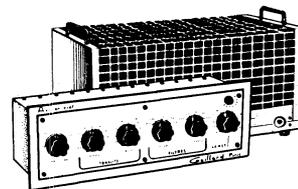
**2 MAGNÉTOS** dont 1 professionnel

19 - 38 cm - 3 moteurs "Papst" - bobines jusqu'à 27 cm - stéréo - etc...

**T.V. 819 - 625 LIGNES** (2<sup>e</sup> chaîne)

tube 59 cm - Très nombreux perfectionnements finesse d'image maximum... etc...

Platines P.U. - Changeurs - Têtes piézo et magnétiques - Antennes... - Meubles fonctionnels ou de style - Matériel professionnel... etc...



**CATALOGUE 1963 N°11**

*très détaillé avec caractéristiques techniques exactes et contrôlées sur chaque appareil, nombreuses références, adressé contre 2,00 NF en timbres pour frais (spécifier ensembles préfabriqués ou montages en ordre de marche, se référer du journal qu de la revue).*



Fournisseur R.T.F., UNESCO, Administrations, etc.

Nouvelle organisation commerciale d'expéditions rapides en province et étranger

21, rue Charles Lecocq, Paris 15<sup>e</sup>  
VAU. 41-29 +

Démonstrations jours ouvrables de 9 à 12 h.  
et 13 à 19 h. et sur rendez-vous.

POUR LA BELGIQUE :  
ELECTROLABOR, 40, rue Hamoir,  
Uccle-Bruxelles 18 - Tél. : 74-24-15



REVUE MENSUELLE  
DE PRATIQUE RADIO  
ET TÉLÉVISION

==== FONDÉE EN 1936 ====

RÉDACTEUR EN CHEF :

**W. SOROKINE**

PRIX DU NUMÉRO : **1,80 NF**

**ABONNEMENT D'UN AN**

(10 NUMÉROS)

France ..... **15,50 NF**

Etranger ..... **18,00 NF**

Changement d'adresse **0,50 NF**

● ANCIENS NUMEROS ●

On peut encore obtenir les anciens numéros ci-dessous indiqués aux conditions suivantes, port compris :

N° 49 à 54 .....	0,60 NF
N° 62 et 66 .....	0,85 NF
N° 7 à 72 .....	1,00 NF
N° 73 à 76, 78 à 94, 96, 98 à 100, 102 à 105, 108 à 113, 116, 118 à 120, 122 à 124, 128 à 134 .....	1,30 NF
N° 135 à 146 .....	1,60 NF
N° 147 et suivants .....	1,90 NF



**SOCIÉTÉ DES  
ÉDITIONS RADIO**

**ABONNEMENTS ET VENTE :**

9, Rue Jacob, PARIS (6°)

ODE. 13-65 C.C.P. PARIS 1164-34

**RÉDACTION :**

42, Rue Jacob, PARIS (6°)

LIT. 43-83 et 43-84



**PUBLICITÉ :**

Publ. Rapy S. A. (M. Rodet)

143, Avenue Emile-Zola, PARIS

TÉL. : SEG. 37-52

# LE BOURRAGE DE CRANES

Le mois dernier, nous nous sommes élevés avec véhémence (et il y avait de quoi !) contre l'ineptie monumentale de certains questionnaires d'examen, et plus précisément de ceux qui visent les candidats au C.A.P. d'électronicien (Académie de Rennes).

Mais il ne sert à rien de critiquer si l'on est incapable de proposer des remèdes et, surtout, tracer un programme de remplacement. C'est ce que nous allons tenter de faire aujourd'hui, sans aucune prétention et en faisant appel uniquement au bon sens et à l'appréciation réaliste des besoins de l'industrie.

Encore une fois, rappelons qu'il s'agit de « tester » des jeunes gens appelés à débiter tout à fait dans le bas de l'échelle technique, au-dessous de l'agent technique AT I. La désignation même de l'examen, certificat d'aptitude, définit clairement les limites de cette préparation : on doit former des techniciens aptes à devenir plus tard agents techniques, ou même ingénieurs (pourquoi pas ?), et non des malheureux, abrutis par tout un fatras de notions fragmentaires, parfaitement inutiles et dont ils ne sont pas capables de comprendre l'importance à ce stade de leur développement technique.

Le rôle de ce premier cycle d'enseignement technique, qui est la préparation au C.A.P., doit consister, avant tout, à donner au jeune débutant le goût de son futur métier (et non dirions même l'amour et la passion). De très nombreux professeurs, qui sont très souvent eux-mêmes des « mordus » de la radio, de la TV ou de l'électronique, sont parfaitement capables de communiquer leur « feu sacré » à un bon pourcentage de leurs élèves. Mais encore faut-il qu'ils ne soient pas réduits à l'impuissance par le cadre étroit de programmes stupides, élaborés par des croulants sclérosés dans leur routine.

Car il est à peu près certain que « l'explication vectorielle » des circuits RLC est suffisante, à elle seule, pour dégoûter à jamais un débutant.

Le premier souci d'un « réformateur » doit être l'allègement du programme, ou plus exactement son nettoyage, afin de le débarrasser de tout ce qui constitue la pseudo-science, les demi-notions, sans aucun rapport avec la fonction, essentiellement pratique, au C.A.P.

Quitte à scandaliser certains, nous dirons, par exemple, que les premiers chapitres de tout cours classique de radioélectricité (ou d'électronique) qui se respecte, consacrés à de savantes considérations sur les électrons tournant autour d'un noyau, sont sans aucune utilité lorsqu'il s'agit d'un examen du niveau d'un C.A.P. Personne n'en a jamais eu besoin pour dépanner ou mettre au point un téléviseur.

On peut parfaitement bâtir un exposé cohérent où tout est subordonné aux constatations expérimentales, et où seuls sont mis en évidence les effets, sans qu'il y ait besoin d'une explication, toujours plus ou moins vaseuse, des causes.

Mais lorsque le comportement réel d'un tube ou d'un transistor aura été parfaitement assimilé, on pourra introduire l'explication électronique, car elle s'accrochera naturellement aux phénomènes familiers et ne heurtera pas le débutant par son caractère abstrait.

Autrement dit, pour faire avaler la théorie, il faut commencer par mettre le futur technicien en appétit à l'aide de tout ce qui peut exciter sa curiosité, son imagination, ou satisfaire son goût du bricolage et de réalisations personnelles. Le reste viendra tout seul pour les sujets inéressants. Quant aux autres, ce n'est sûrement pas « l'explication vectorielle » qui les fera sortir de leur indifférence.

W. S.

## L' "OSCAR" DE L'EXPORTATION

attribué  
à un fabricant  
d'électrophones

La Société **Teppaz** vient de remporter l'Oscar de l'exportation pour les biens de consommation. Fondée en 1931, la Sté **Teppaz** groupe dans ses usines de Lyon et Montgivray (Indre), près de 500 personnes. La part de son chiffre d'affaires consacré à l'exportation a dépassé 34 % en 1961. Sa progression des ventes à l'étranger a été de 250 % en cinq ans. Elle compte plus de cent pays parmi ses clients. Aux Etats-Unis, trente-cinq Etats sur cinquante ont un agent - distributeur **Teppaz**, équipé d'une station-service.

Le succès remporté par la Sté **Teppaz** est d'autant plus remarquable qu'il se place dans une branche (les électrophones) où la concurrence est la plus dure.

• RADIO-TÉLÉVISION - RADIO-TÉLÉVISION - RADIO-TÉLÉVISION - RADIO •

TÉLÉVISION

# Actualités

TÉLÉVISION

• RADIO-TÉLÉVISION - RADIO-TÉLÉVISION - RADIO-TÉLÉVISION - RADIO •

## En 4 ans, l'industrie électrique et électronique espère augmenter de 50 % son chiffre d'affaires

L'industrie de la Construction Electrique et Electronique est l'une des plus prospères de France.

En 1961, les 1 734 entreprises de la Construction Electrique et Electronique ont réalisé 12,5 milliards de NF de chiffre d'affaires, dont le cinquième à l'exportation.

Au cours des quatre dernières années, la production de cette importante branche de l'industrie s'est accrue de 63 % et 53 000 emplois nouveaux ont été créés.

Le huitième des ingénieurs français y est actuellement employé sur un effectif total de 290 000 personnes. Le montant des commandes enregistrées à l'exportation en 1961 a doublé par rapport à celles de 1959.

C'est sur cette base d'expansion continue que le IV<sup>e</sup> Plan a pu assigner à la Construction Electrique et Electronique des objectifs dépassant très largement ceux de l'ensemble de l'industrie (accroissement annuel de la production de 10,5 % contre 6,5 %). En quatre ans, les investissements devront atteindre 2,5 milliards de NF, et 54 000 emplois nouveaux seront créés. Le chiffre d'affaires devra s'accroître de 50 % pour approcher 20 milliards de NF en 1965.

## Exemples de salaires de base pour les jeunes techniciens

Le journal « Les Echos » donne, à titre indicatif, quelques exemples de salaires versés à des jeunes débutants à la sortie de leurs écoles.

Voici la classification obtenue selon les diplômes :

— Salaire de 1 500 à 1 800 nouveaux francs, pour les diplômés de l'Ecole Centrale, d'H.E.C., de l'Ecole Supérieure de Chimie Industrielle de Lyon, de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité, de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique de Grenoble, etc.

— Salaire de 1 200 à 1 500 nouveaux francs, pour les diplômés des Arts et Métiers, des Sciences Politiques, etc.

— Salaire de 900 à 1 200 NF, pour les diplômés de l'Ecole des Cadres du Commerce, etc.

— Salaire de 600 à 900 NF, pour les diplômés de l'Ecole de Commerce, etc.

## La décentralisation continue

### NOUVELLES USINES D'ÉLECTRONIQUE

#### C.G.E.

La **Compagnie Générale d'Electricité** (C.G.E.) a acquis à Vierzon une usine qui permettra, après transformation et aménagement, l'extension des ateliers d'Orléans.

En 1961, la C.G.E. a fait construire deux usines : à Querqueville, près de Cherbourg, pour sa filiale **Compagnie Générale des Composants Electroniques**, et près de Montargis, à Amilly, pour sa filiale **Compagnie Industrielle des Téléphones**.

#### SCHNEIDER RADIO-TV

La nouvelle usine **Schneider Radio-Télévision**, au Mans, a été inaugurée le 3 juillet dernier, en présence du ministre de l'Industrie. Cette usine de 25 000 m<sup>2</sup> couverts, où 1 300 personnes travaillent déjà, a été construite en deux ans sur un terrain de 72 000 m<sup>2</sup>.

#### PHILIPS

La **Société Philips** a commencé la construction de sa nouvelle usine de Brive, dans le lotissement industriel de Beaugard.

#### THOMSON-HOUSTON

La **C.F.T.H.** va démarrer sa nouvelle usine de Laval qui viendra compléter, dans le domaine radio-télévision-télécommunications, ses usines pari-

siennes. La **Compagnie** espère ainsi disposer de moyens de production lui permettant, pour ce seul secteur, de faire passer son chiffre d'affaires de 10 à 14 milliards A.F.

#### C.I.P.E.L.

Les travaux d'extension entrepris par la **Compagnie Industrielle des Piles Electriques** à Caudebec se poursuivent. A la fin de cette année, la nouvelle usine tout entière sera en état de fonctionnement.

#### OHMIC

La Sté **Ohmic** se décentralisera prochainement au Mans, où elle créerait 700 emplois pour commencer.

#### AUDAX

La Sté **Audax** va s'installer dans la Sarthe, à Château-du-Loir, où elle occupera un bâtiment de 3 000 m<sup>2</sup>. Elle y emploiera progressivement 400 personnes.

#### NOUVELLES USINES S.T.P.I.

La **Société Technique de Productions Industrielles** (S.T.P.I.) a inauguré le 10 juillet dernier sa nouvelle usine de Paris (1 200 m<sup>2</sup> : 150 personnes). Cette entreprise, spécialisée dans la fabrication de relais pour matériels électroniques, est dotée d'un équipement ultra moderne.

## Quelques chiffres d'affaires

■ Le groupe **C.S.F.**, y compris les filiales étrangères, a réalisé en 1961 un chiffre d'affaires de 808 millions de nouveaux francs (contre 608 en 1960). Le chiffre d'affaires de la **C.S.F.** elle-même, sans ses filiales, est passé de 394 à 486 millions de nouveaux francs, dont 123 millions de nouveaux francs pour l'exportation (contre 105 millions de NF en 1960).

■ Le chiffre d'affaires de la **Compagnie des Compteurs** est passé de 211,9 à 230,3 millions de NF.

■ Le groupe **Thomson-Houston**, avec toutes ses filiales, a réalisé en 1961 un chiffre d'affaires dépassant un milliard de NF. La **C.F.T.H.**, seule, a porté son chiffre d'affaires de 696,8 à 786,7 millions de NF ; elle escompte, par ailleurs, atteindre 900 millions de NF pour 1962.

■ La **Société Schneider Radio-Télévision** accuse pour 1961 une augmentation de 28 % de son chiffre d'affaires, qui passe à 117,5 millions de NF.

## EN BREF

■ Les Houillères du Bassin de Lorraine viennent de confier à la **C.S.F.** l'automatisation de l'important complexe de chargement de charbon au lavoir de Freyming, d'une capacité journalière de 15 000 tonnes.

■ L'**Institut Européen d'Electronique (Eurelec)** est désormais installé à Dijon, rue Fernand-Holweck.

■ Le prix Pierre Nicoli, offert par **Europe n° 1**, a été décerné à un élève de l'**Ecole Centrale de T.S.F.**, M. Pernet.

■ Le Syndicat des Constructeurs de Relais Electriques a réélu, pour trois ans, M. Jaoul, à la présidence du Syndicat.

L'Association internationale des ingénieurs radio « I.R.E. » (The Institute of Radio Engineers) annonce qu'elle a dépassé le cap des 100 000 membres. Au 30 avril dernier ses effectifs étaient très exactement de 100 075 adhérents.

# DANS LES SOCIÉTÉS

Deux sociétés du groupe C.S.F. viennent de fusionner. Il s'agit de L.C.C. et Stéafix. Le capital de la Société L.C.C.-Stéafix est de 5,25 millions de NF. La Société emploie 1 500 personnes dans ses quatre usines : Montreuil, Paris, Saint-Apollinaire et Scurre (Côte-d'Or). MM. Devin et Ruby en sont respectivement les président et vice-président.

La fabrication d'amplificateurs magnétiques, antérieurement assurée par la Division Techniques Spéciales de la Société Industrielle pour l'Aéronautique (S.I.P.A.) est transférée à la Société L.I.E.-Belin, à Montreuil-sous-Bois (Seine).

La Compagnie des Compteurs a porté son capital de 51 millions de nouveaux francs à 69 millions de nouveaux francs par l'émission d'actions nouvelles.

La Compagnie des Machines Bull porte son capital de 100 à 132 millions de NF par l'émission d'actions nouvelles. Les Machines Bull exportent plus de 60 % de leur production. Parmi ses filiales, la Bull Corp. of America concrétise l'effort de la Société aux Etats-Unis.

La Compagnie Française Thomson-Houston (51 %) et la société américaine Varian Associates (Californie) viennent de créer sous la dénomination Thomson-Varian une

société française pour l'étude, la fabrication et la vente de tubes et dispositifs électroniques à hyperfréquence. Le capital de cette société doit s'établir à 10 millions de NF. M. Laveran a été nommé Président-Directeur général.

La Société Schneider Radio-Télévision a porté son capital de 13,9 à 18,1 millions de NF par émission d'actions nouvelles et création d'actions gratuites.

La société américaine Ryan Aeronautical et la Compagnie Française Thomson-Houston ont signé un accord pour le lancement en France, en grande série, du radar Doppler de navigation universelle.

La Compagnie Générale d'Électricité a décidé de porter son capital de 200 à 300 millions de NF par création d'actions gratuites.

Les Ateliers de Montages Electriques viennent de signer un accord d'assistance mutuelle technique et commerciale avec la compagnie anglaise Ultra Electronics Limited (spécialisée dans la fabrication des appareils de contrôle et des servomécanismes pour les réacteurs d'avions).

La Société Schneider Radio-Télévision et le groupe anglais Pye ont créé la Société Française des Techniques Pye en vue d'utiliser les brevets de la firme britannique.

I.B.M.-France a accru son chiffre d'affaires de 47 % en 1961, passant de 416 à 611 millions de nouveaux francs.

## Un appel de 100 milliards AF

Une des plus fortes augmentations de capital qu'une société d'électronique ait jamais faite dans le monde vient d'être effectuée par la Société Philips, qui vient de demander 100 milliards d'anciens francs pour accroître son potentiel de fabrication de matériels professionnels.

Philips, dont le siège social est en Hollande, à Eindhoven, est une société internationale. Les Hollandais détiennent 37,5 p. 100 de son capital, les Américains 36,5 %, les Français 10 % ; les 16 % restants se répartissent un peu partout, mais principalement en Suisse.

Les 100 milliards demandés par Philips à ses actionnaires peuvent modifier légèrement la répartition du capital, car si les Français ont souscrit à peu près dans la limite de leurs droits (8,3 % pour 10 %), les Américains et les Suisses ont laissé aux Hollandais le soin de répondre massivement à l'augmentation décidée (54,7 % de l'appel de fonds).

Rappelons que Philips a réalisé en 1961 un chiffre d'affaires de 670 milliards d'anciens francs et que ses effectifs sont de 226 000 personnes.

## Un Institut Hi-Fi en Allemagne

Différents constructeurs et importateurs allemands de matériels Haute-Fidélité viennent de fonder, à Francfort-sur-le-Main, un Institut allemand de Haute-Fidélité. Cet Institut, sans but commercial, veut élaborer principalement des normes de qualité et avoir une action sur le public.

Un Institut de ce genre existe déjà aux Etats-Unis.

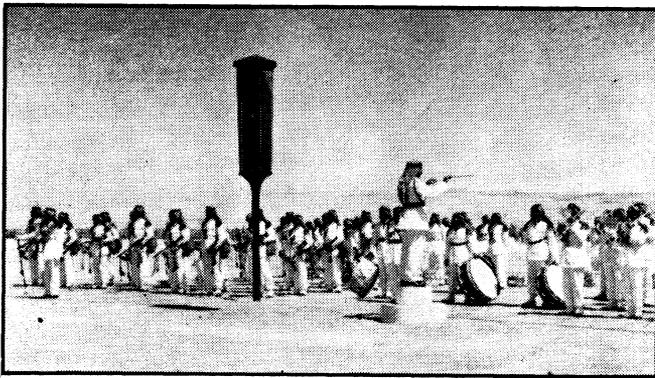
### Changement de fréquences pour Marseille et Rennes

Les fréquences des émetteurs radio de Marseille-Réaltor I et de Rennes-Thourie I, diffusant le programme régional « France 2 », ont été permutées le 14 août dernier.

Depuis cette date ces émetteurs fonctionnent sur les fréquences suivantes :

- Marseille-Réaltor I :  
674 kHz (au lieu de 710 kHz) ;
- Rennes-Thourie I :  
710 kHz (au lieu de 674 kHz).

## Pour mieux prêcher dans le désert...



L'Arabie Séoudite a estimé que pour mieux faire entendre sa voix dans les déserts, le recours aux techniques les plus avancées de l'acoustique était préférable aux simples (et antiques) porte-voix. A dire vrai, au pays des puits de pétrole, la forme des colonnes sonores Telefunken (notre illustration) a sans doute influencé les acheteurs qui ne voulaient pas déparer le paysage.

## NOUVELLES DE L'ÉTRANGER

■ Le groupe Lorenz, conjointement avec la Sté Graetz, construit à Dortmund une nouvelle usine d'appareils de télécommunications, d'enregistrement et de radio, qui emploiera plus de 4 000 ouvriers.

■ En 1913, les deux grandes firmes Siemens et A.E.G. occupaient 66 % des effectifs de la construction électrique allemande. Ce chiffre est passé à 31 % en 1960. On comptait alors 300 entreprises, on en compte maintenant 1 400.

■ Pour l'exercice 1960/61, le groupe Siemens a réalisé un chiffre d'affaires global de 4,8 milliards DM. Il espère le porter à 6,6 milliards DM d'ici 8 ans. Les ventes à l'exportation représentent le quart de l'activité de la firme.

■ La firme américaine Zenith Corp. s'apprête à placer une partie de sa gamme de téléviseurs en Grande-Bretagne. Zenith a déjà constitué un réseau de vente anglais pour ses radio-récepteurs.

■ La compagnie britannique Louis Newmark a conclu un accord avec la société suisse Ebauches pour coopérer sur le marché européen des instruments électroniques.

■ La firme anglaise Marconi fournira au Liban tout l'équipement nécessaire à l'installation de deux postes émetteurs de télévision.

■ Le nombre de téléviseurs enregistrés en Bulgarie à la fin 1961 s'élevait à 11 129.

■ Radiomatic (S.F.R.T.) vient de signer un contrat avec un important groupement argentin pour la fabrication à Buenos-Aires de postes auto-radio Radiomatic. Les pièces détachées seront fournies par l'usine française ; le montage sera fait sur place. On prévoit la construction de 25 000 postes la première année.

■ La Société Française de Radio et de Télévision (S.F.R.T.) va construire à Téhéran une usine de radio-récepteurs dont les pièces détachées seront livrées par la Société-mère.

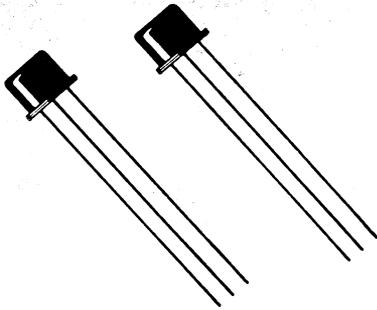
■ Telefunken a augmenté, l'année dernière, son chiffre d'affaires de près de 7 %, le portant à 741 millions DM. La part de l'exportation dans ce total est de 22 % (contre 25 % pour l'exercice précédent).

■ Du 1<sup>er</sup> octobre 1961 au 31 mars 1962, le chiffre d'affaires du groupe allemand A.E.G. a atteint un total de 1,5 milliard DM (en augmentation de 8 % sur la période passée précédente). Le groupe emploie environ 125 000 personnes.

■ L'industrie hongroise a exporté, en 1961, plus de 74 000 radio-récepteurs et 90 000 téléviseurs. Cette année elle espère exporter plus de 100 000 téléviseurs.

■ Telefunken a enregistré en 1961 une régression de ses ventes à l'étranger dans le domaine des tubes et semiconducteurs, du fait de la concurrence des fabricants japonais et américains.

## POUR LES DÉBUTANTS



# BASES DE LA TECH

Voir également les nos 180  
et 181 de R.C.

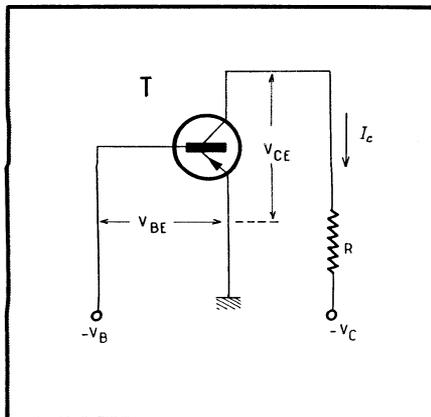
### Polarisation

Pour qu'un transistor fonctionne correctement, il est nécessaire de le placer dans certaines conditions au repos, c'est-à-dire en l'absence de tout signal. Nous retrouvons là des notions familières de la technique des tubes électroniques et emploierons, par conséquent, une terminologie identique : polarisation, point de fonctionnement, courant de repos.

Le courant de collecteur  $I_C$  d'un transistor étant lié au courant  $I_B$  ou à la tension  $V_{BE}$  base-émetteur, nous ajustons l'un de ces deux paramètres de façon à amener le courant  $I_C$  à une certaine valeur de repos  $I_{C0}$ , variable suivant le type du transistor utilisé et suivant le régime de fonctionnement envisagé.

En d'autres termes, nous devons nous arranger, en rendant la base suffisamment négative par rapport à l'émetteur à l'aide d'une tension  $-V_B$  obtenue de telle ou telle façon (fig. 12), pour que le courant de collecteur  $I_C$  prenne une certaine valeur  $I_{C0}$ .

Le choix de cette dernière dépend de la valeur de la résistance de charge  $R$  adoptée. En effet, les variations de la tension qui se produisent, en fonctionnement, aux bornes de cette résistance sont



limitées par la tension de la source d'alimentation  $V_C$  : la tension instantanée de collecteur ne peut pas devenir, en valeur absolue, plus grande que  $V_C$  ni plus petite que zéro. Par ailleurs, on comprend facilement que la tension alternative se développant sans distorsion sur  $R$  sera maximale lorsque les deux alternances seront symétriques, c'est-à-dire lorsque le point de fonctionnement sera choisi de façon que la tension  $V_{CE}$  de repos soit approximativement égale à la moitié de la tension d'alimentation  $V_C$ .

Nous avons donc choisi une certaine valeur pour  $R$  et connaissons la chute de tension maximale que nous pouvons y tolérer. Cela fixe le courant collecteur de repos  $I_{C0}$ , à partir duquel nous pouvons déterminer le courant de base correspondant  $I_{B0}$ . En effet, nous avons

$$I_{B0} = \frac{I_{C0}}{\beta},$$

où  $\beta$  est le coefficient de gain en courant, en montage à émetteur commun, coefficient indiqué dans tous les recueils de caractéristiques.

Et c'est ainsi que nous disposons de la valeur que doit avoir le courant de repos de base, facteur suffisant pour ajuster la polarisation, quelle que soit la solution choisie pour obtenir cette dernière.

Voici maintenant, pour fixer les idées, quelques chiffres et ordres de grandeur.

### Choix de la résistance de charge

Il ne nous est pas possible d'analyser ici la marche à suivre pour déterminer la résistance de charge optimale d'un transistor, et nous nous contenterons d'indiquer quelques valeurs adoptées par certains constructeurs. Elles se situent, presque sans exception, entre 3,3 et 6,8 k $\Omega$ , du moins lorsqu'il s'agit d'un étage pré-amplificateur équipé d'un transistor tel que OC 71, 991 T 1, SFT 151 ou analogues.

Fig. 12 (à gauche). — Une certaine tension négative (par rapport à l'émetteur) doit être appliquée à la base.

Fig. 13 (à droite). — On peut concevoir la polarisation à l'aide d'une source séparée, ajustable à l'aide d'un potentiomètre tel que  $R_1$ .

### Courant collecteur de repos

En choisissant, par exemple, une résistance de charge de 4,7 k $\Omega$  pour un transistor OC 71 alimenté à l'aide d'une batterie de 9 V, nous devons retrouver, sur le collecteur, une tension de quelque 4,5 V, ce qui correspond à un courant

$$I_{C0} = \frac{4,5}{4,7} = 0,96 \text{ mA},$$

soit très sensiblement 1 mA. (En exprimant la résistance en kilohms, on obtient l'intensité directement en milliampères). Un tel courant de repos correspond, en tant qu'ordre de grandeur, à ce que l'on trouve sur la plupart des récepteurs normaux : 0,6 à 1 mA.

### Courant base de repos

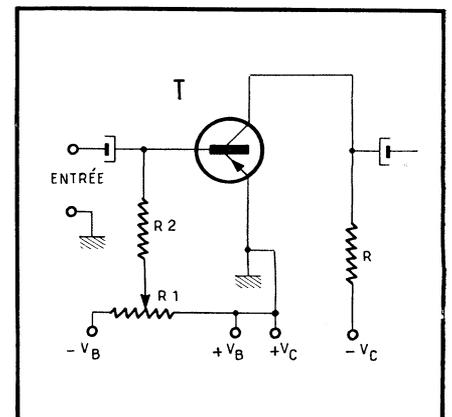
Le gain en courant  $\beta$  étant de 47, pour un OC 71, le courant base de repos,  $I_{B0}$ , devrait être

$$I_{B0} = \frac{0,96}{47} = 0,02 \text{ mA},$$

soit 20  $\mu$ A. Ce chiffre doit nous permettre de calculer le dispositif de polarisation du transistor. Théoriquement, car pratiquement les choses sont beaucoup plus compliquées, comme nous le verrons plus loin.

### Systèmes de polarisation

Le courant de base  $I_{B0}$  nous permet de passer à la tension de base correspondante, mais il faut bien se garder de procéder par simple multiplication du courant  $I_{B0}$  par la résistance d'entrée du transistor, dont l'ordre de grandeur, rappelons-le, est de 1 000 à 1 500  $\Omega$ . La vraie définition de la résistance d'entrée étant le rapport



# NIQUE DES TRANSISTORS

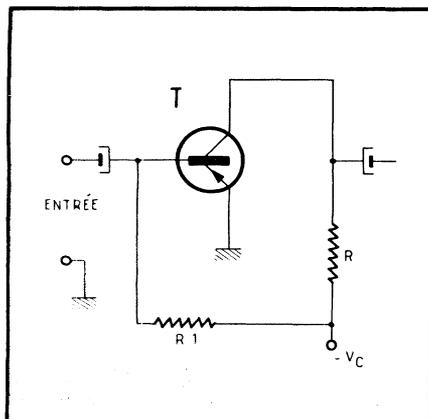
Variation de la tension  $V_{BE}$   
Variation correspondante du courant  $I_B$

nous ne pouvons guère déterminer  $V_{BE}$ , lorsque nous connaissons  $I_B$ , qu'en utilisant les courbes, ce qui n'est pas bien compliqué, mais dépasse le cadre de ce que nous nous proposons de faire. Toujours est-il que la tension  $V_{BE}$  correspondant au courant  $I_{B0}$  de  $20 \mu A$  est très sensiblement de  $130 \text{ mV}$  pour un OC 71, et qu'elle est de cet ordre de grandeur pour d'autres transistors B.F. de faible puissance.

Nous avons donc affaire à des tensions de polarisation comprises, *grosso modo*, entre  $0,1$  et  $0,2 \text{ V}$ , et les différents montages que nous allons analyser devront en tenir compte.

## Polarisation par source séparée

C'est la solution qui vient naturellement à l'esprit bien que, pratiquement, elle ne soit pour ainsi dire jamais utilisée, du moins dans les récepteurs et amplificateurs ordinaires. Son schéma peut être celui de la figure 13, où nous voyons deux batteries d'alimentation : celle du circuit collecteur ( $V_C$ ) et celle du circuit de base ( $V_B$ ). Nous venons de voir que la tension, négative par rapport à l'émetteur, que l'on doit appliquer à la base se situe entre  $0,1$  et  $0,2$ , ce qui nous oblige de prévoir un diviseur de tension en shunt sur la batterie  $V_B$ , dont la tension ne peut être inférieure, dans la pratique, à  $1,5 \text{ V}$  (un seul élément de pile). Le diviseur de tension  $R_1$  sera variable, ajustable ou fixe (deux résistances en série), peu importe, mais sa résistance totale sera aussi faible que possible, par exemple de quelque  $200\text{--}300 \Omega$ . Quant à la résistance  $R_2$ , sa valeur sera deux ou trois fois plus grande que la résistance d'entrée du transistor, c'est-à-dire  $4,5$  à  $6 \text{ k}\Omega$ .



## Polarisation par courant constant ou par résistance série

Pour créer un courant base de repos  $I_{B0}$  à travers la région base-émetteur d'un transistor, nous pouvons réunir la base au pôle négatif de la batterie d'alimentation  $V_C$  à travers une résistance  $R_1$  de valeur convenable (fig. 14). Etant donné que le courant traversant cette résistance est très faible, comme nous l'avons vu, la valeur de  $R_1$  sera relativement élevée, suffisamment pour que la résistance d'entrée  $R_e$  du transistor puisse être considérée comme négligeable par rapport à  $R_1$ . Il en résulte que le courant de base sera, dans ces conditions, pratiquement indépendant de toute variation éventuelle de  $R_e$ , ce qui justifie le terme « polarisation par courant constant ».

Quant à la valeur de  $R_1$ , son calcul est très simple, puisqu'il s'agit d'absorber la différence entre la tension d'alimentation  $V_C$  et celle de base au repos (polarisation), que nous désignerons par  $V_{B0}$ . En reprenant les chiffres de l'exemple précédent nous avons :

$$\begin{aligned} V_C &= 9 \text{ V;} \\ V_{B0} &= 0,13 \text{ V;} \\ I_{B0} &= 20 \mu A. \end{aligned}$$

Par conséquent

$$R_1 = \frac{9 - 0,13}{20} = 0,443 \text{ M}\Omega.$$

On remarquera qu'en faisant figurer, dans le calcul, le courant directement en *micro-ampères*, on obtient la résistance en *mégohms*.

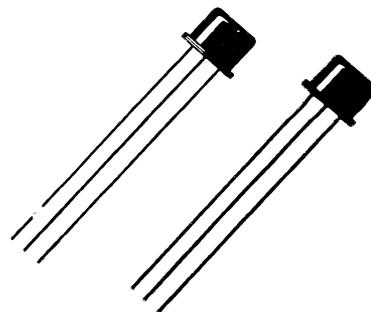
En réalité, ce calcul très simple est encore trop compliqué, car la tension  $V_{B0}$  peut être parfaitement négligée ici par rapport à  $V_C$ , ce qui nous conduit à

$$R_1 = \frac{9}{20} = 0,45 \text{ M}\Omega.$$

N'oublions pas que tous les calculs relatifs aux transistors ne peuvent servir qu'à dégrossir le problème et nous fournir des

Fig. 14 (à gauche). — Polarisation par courant constant ou par résistance série.

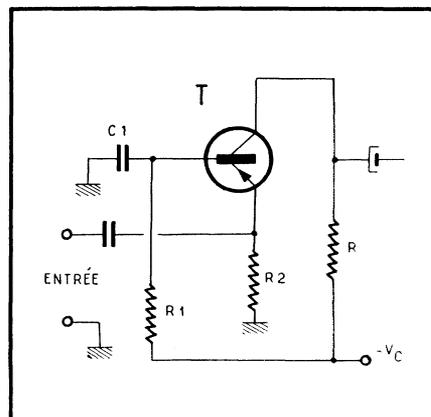
Fig. 15 (à droite). — Polarisation par résistance série dans le cas d'un montage à base commune.



Dans les deux articles précédents nous avons analysé le comportement d'un transistor en présence de certaines tensions appliquées au collecteur, à la base et à l'émetteur, et défini les caractéristiques principales des trois montages fondamentaux : émetteur commun ; base commune ; collecteur commun.

ordres de grandeur très larges, en raison surtout de l'incertitude où nous nous trouvons quant aux caractéristiques du transistor lui-même. Songeons simplement que d'après les indications du constructeur, le coefficient  $\beta$  d'un OC 71, par exemple, peut varier entre  $30$  et  $75$ .

On comprend dès lors qu'une résistance telle que  $R_1$  n'a nul besoin d'être calculée à quelque  $1 \%$  près, et qu'une valeur standard de  $470 \text{ k}\Omega$  conviendra certainement très bien.



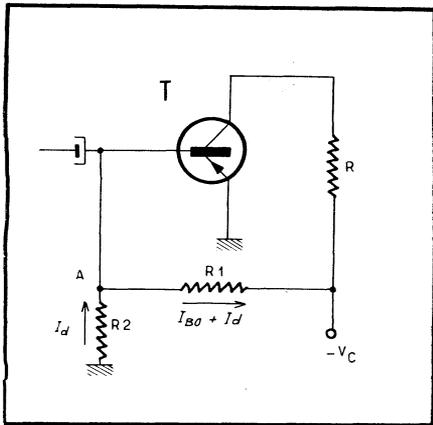


Fig. 16. — Polarisation par tension constante ou par diviseur de tension.

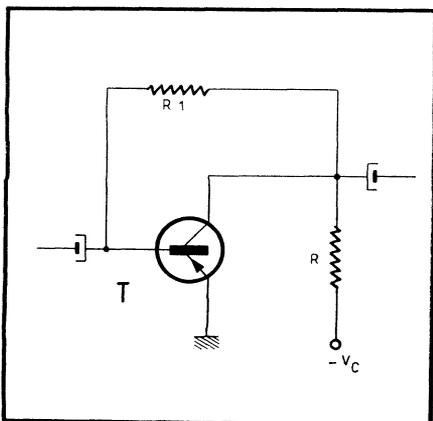
Il est à remarquer que le principe reste le même lorsqu'il s'agit d'un montage à base commune (fig. 15), où la résistance  $R_1$  assure un courant de base  $I_{B0}$  voulu, tandis que le condensateur  $C_1$  met la base à la masse pour les fréquences du signal.

### Polarisation par tension constante ou par diviseur de tension

Dans ce système, on prend, comme point de départ, la tension de polarisation  $V_{B0}$ , déterminée comme il a été expliqué plus haut. On dispose alors, en shunt sur la source d'alimentation  $V_C$ , un diviseur de tension tel que  $R_1$ - $R_2$  de la figure 16, calculé de façon à obtenir au point A la tension  $V_{B0}$  nécessaire.

La résistance  $R_1$  est traversée par le courant base de repos  $I_{B0}$  et par le courant propre du diviseur, que nous appellerons  $I_d$ . Pour que la tension en A soit aussi indépendante que possible des variations éventuelles du courant de base  $I_{B0}$ , il est nécessaire que ce dernier soit sinon négligeable, du moins très faible par rap-

Fig. 17. — Compensation thermique par contre-réaction collecteur-base.



port à  $I_d$ . En général, on adopte le rapport  $I_d = (5 \text{ à } 10) I_{B0}$ .

Dans ces conditions, le calcul des résistances  $R_1$  et  $R_2$  est très simple et se fait à l'aide des relations suivantes :

$$R_1 = \frac{V_C - V_{B0}}{I_{B0} + I_d};$$

$$R_2 = \frac{V_{B0}}{I_d}.$$

Pour les mêmes raisons que plus haut, la relation donnant  $R_1$  peut être simplifiée et s'écrire

$$R_1 = \frac{V_C}{I_{B0} + I_d}.$$

En reprenant les données de l'exemple précédent et en fixant à  $200 \mu A$  le courant  $I_d$ , nous obtenons, en kilohms si nous exprimons le courant en milliampères :

$$R_1 = \frac{9}{0,22} = 41 \text{ k}\Omega;$$

$$R_2 = \frac{0,13}{0,2} = 0,65 \text{ k}\Omega = 650 \Omega.$$

On se rendra compte immédiatement que le rapport de ces valeurs ne correspond pas à ce que l'on voit sur des montages réels, mais nous avons affaire ici à un transistor dont l'émetteur est réuni directement à la masse, contrairement à ce que l'on fait le plus souvent.

### Compensation thermique

Les systèmes de polarisation que nous venons d'analyser seraient parfaites... s'il ne s'agissait pas de transistors, c'est-à-dire d'éléments dont l'humeur est essentiellement variable en fonction de la température ambiante, comme nous l'avons déjà fait entrevoir lorsque nous avons parlé du courant résiduel de collecteur.

On peut dire, en gros, que le fonctionnement sans compensation thermique, avec des systèmes de polarisation ci-dessus, n'est concevable que si les variations de température ne dépassent guère  $10$  à  $15^\circ C$  par rapport à la température initiale, c'est-à-dire celle à laquelle le montage a été mis au point.

De plus, la dispersion des caractéristiques dont nous avons parlé obligerait, en l'absence de tout système de compensation, à refaire la mise au point séparément pour chaque transistor.

Quant au mécanisme de la « dérive » thermique, il se manifeste, avant tout, par un accroissement sensible du courant de collecteur lorsque la température augmente, accroissement qui, dans certains cas particuliers et lorsqu'il s'agit de transistors de puissance, peut aller jusqu'à une sorte de réaction en chaîne, un emballement, provoquant la destruction du transistor.

Les effets de la « dérive » thermique sont très variables suivant la conception du montage et l'importance de cette dérive. Cela peut aller d'une très légère distorsion à l'étranglement complet de la

parole et de la musique, d'un manque de puissance pratiquement négligeable à une audition à peine discernable, d'une baisse imperceptible de sensibilité à l'arrêt complet du récepteur, etc.

En résumé, il est nécessaire de compenser les variations de température, et nous allons voir comment on y parvient en pratique.

### Compensation par contre-réaction collecteur-base

Ce montage est tout à fait comparable à celui de la figure 14, en ce sens que la polarisation de base y est obtenue par une résistance série telle que  $R_1$  (fig. 17), mais cette résistance est placée entre le collecteur et la base, de sorte que la tension à « chuter » est égale à la différence entre celle de repos du collecteur,  $V_{C0}$ , et la tension  $V_{B0}$ .

Comme la tension  $V_{B0}$  reste suffisamment faible par rapport à  $V_{C0}$  pour être négligée dans la plupart des cas, la relation approchée permettant de calculer  $R_1$  s'écrit

$$R_1 = \frac{V_{C0}}{I_{B0}}. \quad (1)$$

Lorsque la conception du montage est telle que la tension  $V_{C0}$  se trouve être assez faible, nettement inférieure à la moitié de  $V_C$ , par exemple, il peut être intéressant d'utiliser une relation tenant compte de la tension de polarisation  $V_{B0}$ , qui s'écrit

$$R_1 = \frac{V_{C0} - V_{B0}}{I_{B0}}. \quad (2)$$

Enfin, on a souvent plus facilement « sous la main » le courant collecteur de repos  $I_{C0}$ , la valeur de la résistance de charge  $R$  et la tension de la source d'alimentation  $V_C$ . Pour le calcul de la résistance  $R_1$  on fera intervenir alors le gain en courant  $\beta$  et on écrira

$$R_1 = \frac{\beta (V_C - I_{C0} R - V_{B0})}{I_{C0}}. \quad (3)$$

A quoi cela peut-il nous conduire dans un cas pratique précis ? Nous allons, tout d'abord, reprendre les données de la figure 14, c'est-à-dire :

$$V_{C0} = 4,5 \text{ V};$$

$$V_C = 9 \text{ V};$$

$$I_{C0} = 1 \text{ mA env.};$$

$$V_{B0} = 0,13 \text{ V};$$

$$I_{B0} = 20 \mu A.$$

En calculant la valeur de  $R_1$  à l'aide de la relation approchée, nous obtenons

$$R_1 = \frac{4,5}{20} = 0,225 \text{ M}\Omega,$$

soit  $225 \text{ k}\Omega$ . Si nous avions fait le calcul en faisant intervenir la tension de polarisation  $V_{B0}$ , nous aurions abouti à une valeur de  $R_1$  de l'ordre de  $218 \text{ k}\Omega$ . Donc, approximation parfaitement justifiée.

Prenons un autre exemple. Soit un transistor alimenté après chute de tension dans une résistance de découplage, de sorte que

la tension de la source  $V_C$  n'est plus que 6,6 V. La résistance de charge  $R$  est de 3,9 k $\Omega$  et le courant collecteur de repos est de 0,7 mA. Enfin, la polarisation de base doit être de 0,07 V et le gain en courant du transistor utilisé est égal à 55.

En utilisant la relation donnée plus haut et tenant compte de ces facteurs, nous obtenons

$$R_1 = \frac{55(6,6 - 0,7 \cdot 3,9 - 0,07)}{0,7}$$

Les intensités étant exprimées en *milliampères* et la résistance en *kilohms*, nous obtenons  $R_1$  en *kilohms*, soit

$$R_1 = \frac{55 \times 3,8}{0,7} = 300 \text{ k}\Omega,$$

très sensiblement. Il est à remarquer que si nous avons utilisé la relation approchée, en tenant compte de  $I_{B0} = I_{C0}/55$ , nous aurions obtenu pratiquement le même résultat.

Nous pensons que l'action compensatrice du montage de la figure 17 est pratiquement évidente. Mais disons-en tout de même quelques mots. La relation approchée (1) peut être écrite autrement si l'on fait intervenir le facteur  $I_{C0}$  et  $R$  :

$$R_1 = \frac{V_C - I_{C0} R}{I_{B0}} \quad (4)$$

Parmi les cinq grandeurs en présence,  $R_1$ ,  $R$  et  $V_C$  sont des constantes. Par conséquent, lorsque, par suite d'une élévation de température,  $I_{C0}$  augmente, la différence  $V_C - I_{C0} R$  diminue, ce qui entraîne une diminution de  $I_{B0}$  puisque le rapport, c'est-à-dire  $R_1$ , reste constant. Or, la diminution de  $I_{B0}$  conduit à une diminution de  $I_{C0}$ , c'est-à-dire à une compensation, partielle mais efficace, de l'augmentation primitive.

On admet généralement que le système ci-dessus est suffisamment efficace lorsque la chute de tension sur la résistance de charge  $R$  est de l'ordre de la moitié de  $V_C$  ou plus élevée.

## Pour ne pas réduire le gain

Le montage de la figure 17 est une contre-réaction en tension, agissant aussi bien sur les variations lentes du courant de collecteur (compensation thermique) que sur les variations rapides du même courant (signal alternatif amplifié). Or, le premier effet de toute contre-réaction est de réduire le gain de l'étage qui lui est soumis.

Nous sommes donc en présence de deux effets. L'un recherché (compensation thermique), l'autre indésirable (réduction du gain). Heureusement pour nous, ces deux effets se produisent sur des fréquences très différentes, puisque la compensation thermique ne doit affecter que des phénomènes relativement lents, tandis que la réduction du gain s'exerce sur l'ensemble des fréquences audibles.

Une contre-réaction consistant à coupler la sortie à l'entrée par une impédance

quelconque (ici résistance  $R_1$ ), il suffit d'y intercaler un filtre d'efficacité appropriée, pour bloquer toutes les fréquences supérieures à quelques dizaines de hertz, par exemple, et annuler l'effet de la contre-réaction sur les fréquences audibles.

Pratiquement, on en arrive au schéma de la figure 18, où l'ensemble des résistances  $R_1$  et  $R_2$  remplace la résistance  $R_1$  de la figure 17. En d'autres termes, puisque nous avons calculé précédemment, pour la figure 17, que la résistance  $R_1$  devait avoir, dans certaines conditions, quelque 300 k $\Omega$ , nous aurons, pour la figure 18,  $R_1 = R_2 = 150 \text{ k}\Omega$ . Quant au condensateur  $C_1$ , il doit constituer, avec la résistance  $R_2$ , un filtre dont l'efficacité commencerait à partir de 25 Hz, par exemple. Cela exige, pour  $C_1$ , une valeur de l'ordre de 40 nF.

## Compensation par contre-réaction d'émetteur

Nous sommes ici en présence d'une contre-réaction en intensité, obtenue en intercalant une résistance telle que  $R_3$  entre l'émetteur et la masse (fig. 19). Le condensateur  $C_1$ , de capacité suffisante, permet d'annuler l'effet de cette contre-réaction sur les fréquences correspondant au signal amplifié, de sorte que la compensation thermique se fait correctement, sans que le gain de l'étage soit affecté.

Voyons maintenant comment fonctionne ce montage. La tension continue totale  $V_B$  existant entre la base et la masse, et que nous supposons maintenue constante, se compose de la chute de tension dans la jonction base-émetteur ( $V_{BE}$ ) et la chute de tension dans  $R_3$ . Autrement dit, nous avons

$$V_B = V_{BE} + I_E R_3.$$

Or, le courant d'émetteur  $I_E$  représente la somme des courants de collecteur et de base, c'est-à-dire

$$I_E = I_C + I_B.$$

Mais le terme  $I_B$  est pratiquement négligeable par rapport à  $I_C$ , puisque leur rapport représente le gain en courant  $\beta$ , presque toujours supérieur à 25 et dépassant parfois 100 pour tous les transistors B.F. de faible puissance. Nous pouvons donc dire que

$$I_E \approx I_C,$$

ce qui nous permet d'écrire

$$V_B = V_{BE} + I_C R_3.$$

Dans cette expression,  $V_B$  et  $R_3$  constituent des quantités constantes, de sorte que si  $I_C$  augmente par suite d'une élévation de température, le produit  $I_C R_3$  augmente aussi, bien entendu, mais  $V_{BE}$  diminue, car  $V_B$  ne change pas. Or, la diminution de  $V_{BE}$  signifie celle de  $I_B$ , ce qui entraîne celle du courant de collecteur  $I_C$ . Il en résulte que l'effet initial se trouve compensé et le but recherché atteint.

Cependant, la condition primordiale d'une compensation thermique efficace est, comme nous l'avons indiqué plus haut,

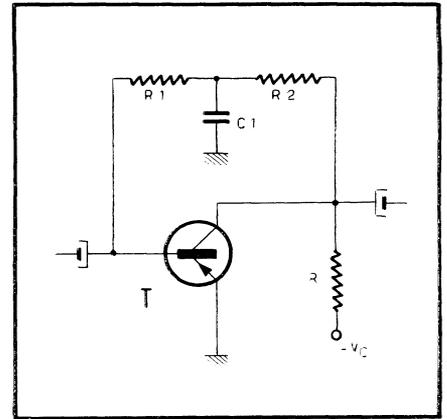


Fig. 18. — Compensation par contre-réaction collecteur-base avec élimination de l'effet en alternatif.

la constance de la tension  $V_B$  appliquée à la base, ce qui est obtenu à l'aide d'un diviseur de tension  $R_1 - R_2$  en parallèle sur la source d'alimentation. Nous arrivons donc au schéma définitif de la figure 20.

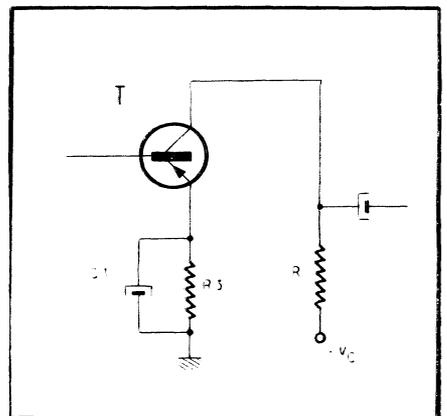
Pour calculer les différents éléments de ce schéma, ou du moins en fixer l'ordre de grandeur, on commence par s'imposer une certaine valeur pour la résistance  $R_3$ , en utilisant la relation empirique suivante

$$R_3 \text{ (en k}\Omega\text{)} = (0,1 \text{ à } 0,25) \frac{V_C}{I_{C0}} \quad (5)$$

où  $V_C$  représente la tension d'alimentation en volts, et  $I_{C0}$ , le courant collecteur de repos, en milliampères. Nous voyons ainsi qu'avec  $I_{C0} = 1 \text{ mA}$  et  $V_C = 7,5 \text{ V}$ , chiffres courants dans un récepteur, nous obtiendrons une valeur de  $R_3$  comprise entre 0,75 et 1,875, soit, en arrondissant, entre 750 et 1 900  $\Omega$ . Ces chiffres cadrent parfaitement avec ce que l'on rencontre dans la pratique.

Il faut bien noter que la valeur de  $R_3$  n'est pas critique en soi, et n'exerce pratiquement aucune influence sur le gain de

Fig. 19. — Compensation thermique par contre-réaction d'émetteur.



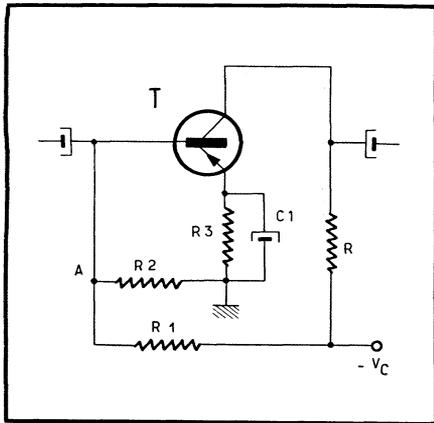


Fig. 20. — Compensation par contre-réaction d'émetteur et polarisation par diviseur de tension.

l'étage, à condition évidemment que l'effet shunt du condensateur  $C_1$  soit suffisant. Mais l'effet de compensation thermique est d'autant plus marqué que la valeur de  $R_3$  est plus élevée, sans qu'il soit possible d'aller très loin dans cette voie, car la chute de tension sur  $R_3$  se retranche de la tension d'alimentation, ce qui entraîne une diminution sensible de la puissance qu'il est possible de tirer d'un transistor donné.

Quant aux éléments  $R_1$  et  $R_2$ , le calcul de leur valeur est basé avant tout sur le courant propre  $I_a$  du diviseur  $R_1 - R_2$  que l'on s'impose, après avoir recherché un compromis entre plusieurs conditions parfois contradictoires. En effet :

a. — Pour avoir en A une tension aussi stable que possible, condition essentielle d'une bonne compensation thermique, le courant  $I_a$  doit être aussi élevé que possible ;

b. — Le courant  $I_a$  doit être, dans tous les cas, plusieurs fois (10 à 15) supérieur au courant de base  $I_{B0}$ , et il est même souhaitable qu'il soit du même ordre de grandeur que le courant de collecteur  $I_{C0}$  ;

c. — Le courant  $I_a$  ne doit pas être trop élevé pour ne pas charger inutilement la source d'alimentation, dont la capacité, surtout dans les ensembles portatifs, est souvent réduite.

Après avoir choisi une certaine valeur pour le courant  $I_a$  on utilise, pour calculer  $R_1$  et  $R_2$  les relations suivantes :

$$R_2 = \frac{R_3 I_{C0}}{\alpha I_a} + \frac{V_{B0}}{I_a} ; \quad (6)$$

$$R_1 = \frac{V_c - I_a R_2}{I_a + \frac{I_{C0}}{\beta}} \quad (7)$$

où  $\alpha$  et  $\beta$  représentent, respectivement, le gain en courant en base commune et le même gain en émetteur commun.

Voyons maintenant ce que cela donne sur un exemple pratique, en reprenant

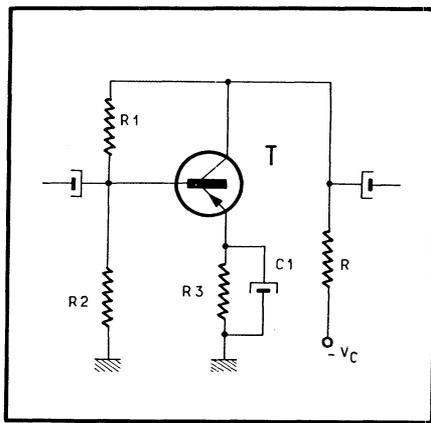


Fig. 21. — Compensation par contre-réaction mixte : collecteur-base et émetteur.

les données du montage utilisant un OC71, c'est-à-dire :

$$\begin{aligned} I_{C0} &= 1 \text{ mA} ; \\ V_{B0} &= 0,13 \text{ V} ; \\ V_c &= 7,5 \text{ V} . \end{aligned}$$

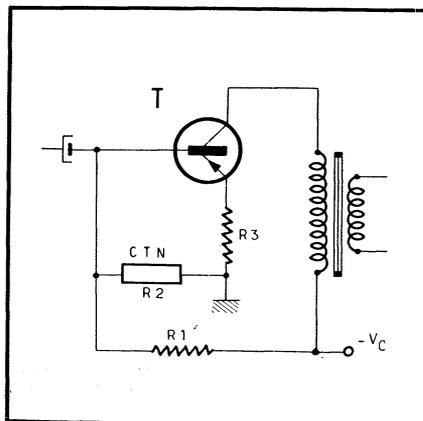
Par ailleurs, la notice du fabricant nous indique  $\alpha = 0,98$  et  $\beta = 47$ . Adoptons pour  $R_3$  une valeur moyenne :  $1000 \Omega$ , et choisissons  $I_a = I_{C0} = 1 \text{ mA}$ , pour simplifier. Nous obtenons ainsi, en exprimant toutes les résistances en *kilohms* et les intensités en *milliampères* :

$$R_2 = \frac{1}{0,98} + \frac{0,13}{1} = 1,02 + 0,13 = 1,15 \text{ k}\Omega .$$

$$R_1 = \frac{7,5 - 1,15}{1 + 0,0213} = \frac{6,35}{1,0213} = 6,22 \text{ k}\Omega .$$

Il est à remarquer que nous avons intentionnellement adopté  $V_c = 7,5 \text{ V}$ , car c'est la tension d'alimentation d'un étage préamplificateur B.F. que l'on trouve le plus souvent dans les récepteurs, compte tenu de la chute de tension dans une résistance de découplage.

Fig. 22. — Compensation par thermistance combinée avec celle d'émetteur.



Si nous comparons les valeurs de  $R_1$  et  $R_2$  ainsi calculées, à celles que l'on voit sur les schémas industriels, nous constaterons qu'elles sont très faibles, ce qui s'explique simplement par le fait que dans les montages « commerciaux » on recherche avant tout une économie de consommation au détriment de la stabilité thermique.

En effet, il suffit de réduire  $I_a$  à  $200 \mu\text{A}$ , par exemple, pour obtenir  $R_2 = 5,75 \text{ k}\Omega$  et  $R_1 = 29 \text{ k}\Omega$ , valeurs qui « cadrent » avec ce que l'on voit généralement.

Enfin, indiquons également d'autres relations, plus simples, permettant de calculer  $R_1$  et  $R_2$  avec une approximation largement suffisante, en faisant intervenir la tension sur l'émetteur  $V_{B0}$  et le courant base de repos  $I_{B0}$  :

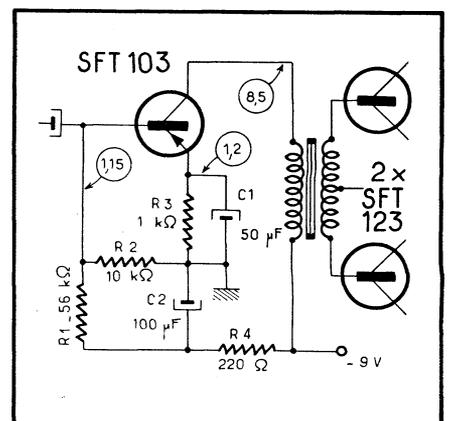
$$R_1 = \frac{V_c - (V_{B0} + V_{B0})}{I_{B0} + I_a} ; \quad (8)$$

$$R_2 = \frac{V_{B0} + V_{B0}}{I_a} . \quad (9)$$

Les valeurs obtenues sont très sensiblement les mêmes que celles calculées à l'aide des relations (6) et (7).

Reste à voir la valeur que nous devons donner au condensateur  $C_1$  de la figure 20. Pour son calcul il est tout d'abord nécessaire de se fixer une certaine fréquence inférieure  $f$ , par exemple  $50 \text{ Hz}$ , à laquelle nous tolérons un affaiblissement  $n$ , compris entre  $0,91$  et  $0,835$ . Cet affaiblissement figurera dans la formule ci-dessous sous forme d'un coefficient  $m$  compris entre  $0,46$  (pour  $n = 0,91$ ) et  $0,66$  (pour  $n = 0,835$ ). D'autre part, nous désignerons par  $S$  la pente du transistor, exprimée en *ampère/volt* (ou *mho*) et fixée à  $0,03 \text{ mho}$ , valeur moyenne convenant à la plupart des transistors de faible puissance. Ajoutons à ces conventions que la fréquence sera exprimée en *hertz* et les résistances en *ohms*, après quoi nous pouvons écrire l'expression de la capacité  $C_1$  en *microfarads* :

Fig. 23. — Exemple de montage d'un transistor chargé par le primaire d'un transformateur.



$$C_1 \geq \frac{(1 + SR_3) \cdot 10^6}{6,28 m f R_3} \quad (10)$$

Pour  $f = 50$  Hz,  $m = 0,5$  et  $R_3 = 1000 \Omega$ , nous obtenons

$$C_1 \geq \frac{31 \cdot 10^6}{6,28 \cdot 0,5 \cdot 50 \cdot 1000} = \frac{3100}{15,7} = 200 \mu F$$

très sensiblement. Cette valeur élevée s'explique par la sévérité des conditions imposées, ce qui est rarement le cas des montages industriels, où l'on se contente presque toujours de  $100 \mu F$ .

## Compensation par contre-réaction mixte

La structure de ce montage, très rarement utilisé, est celui de la figure 21. Ce système n'est que très peu supérieur à celui de la figure 20, ce qui le rend peu intéressant.

## Compensation par thermistance

Il est des cas où une compensation par contre-réaction d'émetteur n'est guère réalisable, à cause de la perte de puissance que l'introduction d'une résistance telle que  $R_3$  occasionne, perte particulièrement nuisible lorsqu'il s'agit d'un étage de sortie.

On se contente alors de prévoir, dans le circuit d'émetteur, une résistance très faible, mais on accentue la compensation en remplaçant la résistance  $R_2$  du diviseur de tension par une thermistance (résistance CTN) (fig. 22). On sait que les résistances CTN voient leur valeur diminuer lorsque la température augmente, ce qui, dans le cas de la figure 22, provoque une diminution de la tension au point A, c'est-à-dire réduit la polarisation de base et entraîne une diminution du courant de collecteur.

La technique de la compensation par thermistance est assez délicate, en ce sens

Fig. 24. — Compensation par contre-réaction collecteur-base dans le cas d'un montage à collecteur commun.

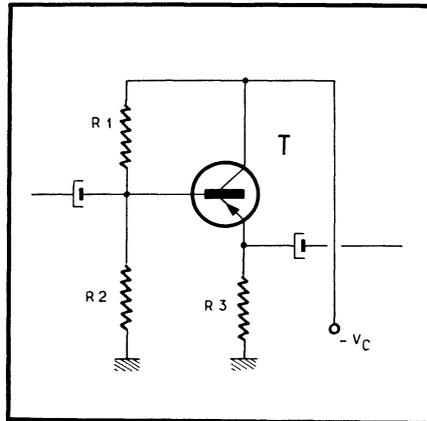
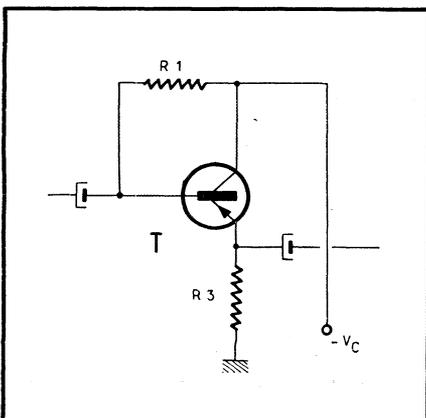


Fig. 26. — Compensation par contre-réaction d'émetteur dans le cas d'un montage à collecteur commun.

que la variation de la résistance CTN doit « cadrer » avec l'effet à obtenir, c'est-à-dire n'être ni trop lente, ni trop rapide. Pratiquement, on est obligé de prévoir des résistances fixes en série et en parallèle sur la CTN, de façon à en corriger la courbe dans le sens voulu.

## Transistor chargé par le primaire d'un transformateur

Dans la quasi-totalité des récepteurs à transistors, la liaison entre l'étage final et celui qui le précède se fait à l'aide d'un transformateur, de sorte que le transistor préamplificateur se trouve chargé par le primaire de ce transformateur, c'est-à-dire par une impédance dont la self-induction est généralement élevée et la résistance ohmique faible, de l'ordre de 200 à 300  $\Omega$ .

Nous avons indiqué plus haut que la compensation thermique par contre-réaction collecteur-émetteur était surtout efficace lorsque la chute de tension continue

Fig. 25. — Compensation par contre-réaction collecteur-base dans le cas d'un montage à base commune.

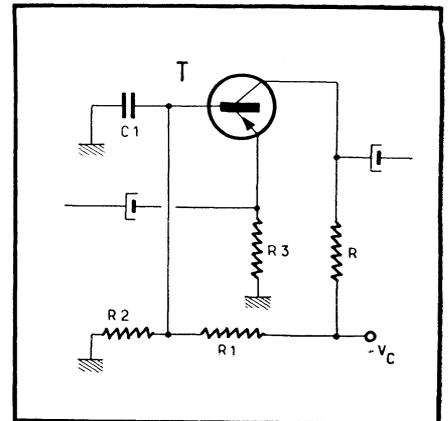
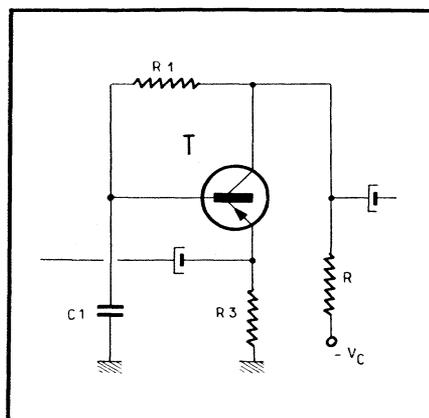


Fig. 27. — Compensation par contre-réaction d'émetteur dans le cas d'un montage à base commune.

dans la résistance de charge atteignait au moins la moitié de la tension de la source d'alimentation.

Etant donné la faible résistance ohmique du primaire d'un transformateur, cette condition est loin d'être réalisée et la compensation est pratiquement inefficace.

Il est donc nécessaire d'adopter le montage à contre-réaction par l'émetteur, avec cette condition supplémentaire que l'efficacité de la compensation reste subordonnée à la constance de la tension appliquée à la base. Il importe donc, dans ce cas, de choisir un courant propre  $I_a$  aussi élevé que possible pour le diviseur de tension  $R_1$ - $R_2$  de la figure 23, qui représente un montage réel.

## Cas des montages à base commune ou à collecteur commun

Tous les systèmes de compensation thermique sont applicables, bien entendu, aux montages à base commune ou à collecteur commun.

Lorsqu'il s'agit d'une compensation par contre-réaction collecteur-base, on aboutit aux schémas de la figure 24 pour le montage à collecteur commun, et de la figure 25 pour celui à base commune. Dans le cas de la figure 24, lorsque le courant collecteur augmente par suite d'une élévation de température, la chute de tension aux bornes de la résistance  $R_3$  augmente, ce qui réduit la tension entre la base et l'émetteur, c'est-à-dire la polarisation du transistor (car la tension de base, déterminée par  $R_1$  reste stable), d'où une diminution du courant de collecteur.

Pour calculer la valeur de  $R_1$  (fig. 24) on utilise une relation où intervient la valeur de  $R_3$  et le courant émetteur de repos  $I_{E0}$ , que nous pouvons d'ailleurs confondre avec  $I_{c0}$ . Y figure également le gain en courant  $\alpha$  en base commune, ce qui nous donne

$$R_1 = \frac{V_c - I_{c0} R_3 - V_{B0}}{(1 - \alpha) I_{c0}} \quad (11)$$

Etant donné le gain en tension toujours inférieur à 1 du montage à collecteur commun, il n'y a aucune nécessité de prévoir un filtre annulant la contre-réaction sur les fréquences du signal, comme sur le schéma de la figure 18.

En supposant, comme plus haut, que nous avons un montage où

$$\begin{aligned} V_e &= 7,5 \text{ V,} \\ I_{co} &= 1 \text{ mA,} \\ V_{Bo} &= 0,13 \text{ V,} \\ \alpha &= 0,98, \end{aligned}$$

nous calculons la valeur de  $R_1$  en admettant que  $R_3$  soit de  $5000 \Omega$  :

$$R_1 = \frac{7,5 - 5 - 0,13}{0,02} = \frac{2,37}{0,02} = 118 \text{ k}\Omega,$$

en exprimant intensités en *milliampères* pour avoir les résistances en *kilohms*.

En ce qui concerne le montage à base commune de la figure 25, le calcul se fera exactement de la même façon que

pour le montage à émetteur commun (formule 3), mais en remplaçant  $R$  par la somme  $R + R_3$ . A remarquer que la résistance  $R_3$  est normalement très faible dans ce genre de montages, dont la résistance d'entrée est généralement de quelques dizaines d'ohms, de sorte qu'il est très souvent possible de la négliger. Le gain en tension d'un montage à base commune étant élevé, du même ordre de grandeur que celui d'un montage à émetteur commun, il peut être indiqué d'annuler l'effet de la contre-réaction sur le signal à amplifier, en s'inspirant du schéma de la figure 18 et de ce qui a été dit à ce propos.

Lorsqu'on fait appel à une compensation par contre-réaction d'émetteur, on obtient les schémas de la figure 26 pour le montage à collecteur commun et de la figure 27 pour celui à base commune. Pour la valeur des différents éléments de ces schémas, on s'inspirera de tout ce qui a été dit à propos du montage analogue à émetteur commun.

Par exemple, si nous avons un montage conforme à celui de la figure 26, avec  $V_e = 8,4 \text{ V}$ ,  $V_{Bo} = 0,2 \text{ V}$ ,  $I_{co} = 0,75 \text{ mA}$ ,  $R_3 = 5 \text{ k}\Omega$ , et que nous utilisons un transistor avec  $\beta = 50$ , en adoptant un courant  $I_d = I_{co} = 0,75 \text{ mA}$ , nous aurons, en utilisant les relations (8) et (9) :

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{8,4 - 3,8 - 0,2}{0,015 + 0,75} = \\ &= \frac{4,4}{0,765} = 5,75 \text{ k}\Omega ; \\ R_2 &= \frac{4}{0,75} = 5,35 \text{ k}\Omega. \end{aligned}$$

Disons que dans un montage réel qui a inspiré cet exemple, les résistances  $R_1$  et  $R_2$  étaient de même valeur, et de  $6,2 \text{ k}\Omega$  chacune. Compte tenu des différentes approximations et de la dispersion inévitable des caractéristiques, on peut dire que le calcul et la réalité sont d'accord.

W.S.

## UN APPAREIL SIMPLE POUR VÉRIFIER ET MESURER LES CONDENSATEURS ÉLECTROCHIMIQUES

Les condensateurs électrochimiques de capacité élevée et prévus pour fonctionner sous des tensions comprises entre 100 et 500 V équipent les dispositifs d'alimentation de pratiquement tous les appareils électroniques : récepteurs, amplificateurs, appareils de mesure, etc. En fonctionnement normal, ces condensateurs contribuent à égaliser l'allure très ondulée de la tension délivrée par le redresseur, en se chargeant à chaque impulsion et en se déchargeant dans le circuit d'utilisation pendant l'intervalle séparant deux impulsions.

Dans certaines conditions bien définies, c'est-à-dire en utilisant un redresseur débitant sur une charge constante, l'ondulation résiduelle que l'on peut trouver à la sortie est inversement proportionnelle à la capa-

cité du condensateur shuntant le redresseur et, d'une façon plus générale, à la qualité de ce condensateur.

D'autre part, si en présence d'un même condensateur électrochimique on augmente le courant fourni par le redresseur (en diminuant la résistance de charge, par exemple) l'ondulation résiduelle augmente aussi, ce qui nous permet de dire qu'elle est proportionnelle à l'intensité débitée par le redresseur.

Tous ces phénomènes sont mis à profit dans le schéma du « tester » pour électrochimiques, dont nous voyons le schéma ci-dessous. Nous y voyons un redresseur équipé d'une cellule  $D_5$  (par exemple, une diode au silicium OA 210) et travaillant sur une

charge constituée soit par  $R_1$ , soit par  $R_2$  et  $R_3$  en parallèle.

Le condensateur  $C_x$  à essayer se met à la sortie du redresseur. L'ondulation résiduelle est amenée par  $C_1$  et  $R_3$  sur un redresseur en pont alimentant un microampèremètre  $M$  de  $100 \mu\text{A}$ , dont la déviation peut être tarée à l'aide d'un potentiomètre  $R_5$  de  $1 \text{ k}\Omega$ .

Pour commencer, on met l'appareil sous tension sans connecter le condensateur à essayer  $C_x$  et sans fermer l'interrupteur  $S_1$ . Le redresseur travaille donc avec un débit assez faible et son ondulation résiduelle est enregistrée par le microampèremètre  $M$ , dont l'aiguille est ajustée à la déviation maximale à l'aide du potentiomètre  $R_5$ .

Si l'on branche maintenant  $C_x$ , que l'on suppose en bon état, l'ondulation diminuera et le microampèremètre accusera une déviation d'autant plus faible que la capacité de  $C_x$  est plus élevée. Il est donc possible de graduer l'échelle du microampèremètre  $M$  directement en microfarads, en se basant sur les indications obtenues à partir de quelques condensateurs de qualité irrécusable et de valeur vérifiée au pont.

Le fonctionnement à faible débit ( $S_1$  ouvert) permet la mesure des capacités entre  $0,3$  et  $6 \mu\text{F}$  environ. Si l'on met en circuit la résistance  $R_2$ , on obtient une seconde gamme de mesure, entre  $3$  et  $60 \mu\text{F}$  à peu près. Si l'on veut aller encore plus loin, on peut envisager une consommation plus élevée, en prévoyant une troisième résistance de charge, de quelque  $500 \Omega$ , commutable à la place de  $R_2$  à l'aide d'un inverseur à trois positions qui remplacera  $S_1$ .

Il est évident que l'on ne doit pas demander une grande précision à cet appareil, qui a l'avantage de donner rapidement des indications suffisantes pour « cataloguer » un condensateur. Et c'est tout ce que l'on demande dans la pratique.

Les diodes du pont redresseur ( $D_1$  à  $D_4$ ) peuvent être du type OA 81, par exemple.

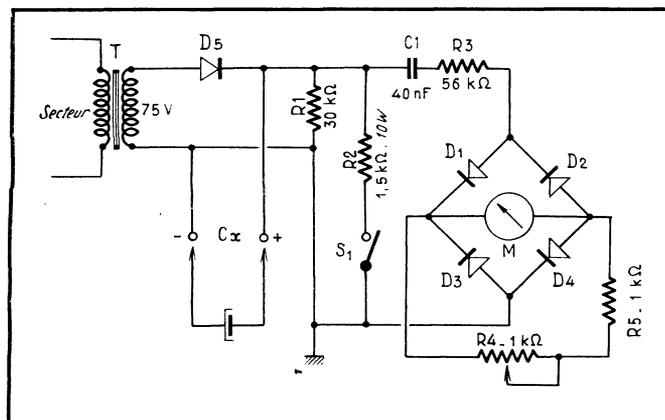


Schéma général de l'appareil permettant la vérification et la mesure des condensateurs électrochimiques.

# RELAIS TEMPORISES A TRANSISTORS

Adapté de la revue "RADIO" (U.R.S.S.)

Un « timer » utilisant des transistors présente un certain nombre d'avantages par rapport à un appareil similaire monté avec des tubes électroniques, des thyratrons ou des tubes au néon. Un relais transistorisé dure plus longtemps, est plus économique et plus pratique. Son alimentation peut être assurée à partir de n'importe quel accumulateur ou pile et son encombrement peut être très faible.

## Un « timer » très simple

Le schéma de la figure 1 représente un relais temporisé n'utilisant qu'un seul transistor. Sa constante de temps est déterminée par le temps que le condensateur  $C_1$  met pour se décharger à travers la résistance  $R_1$ . En faisant varier cette dernière on peut modifier le « temps de pose ».

Le fonctionnement du montage se déroule de la façon suivante. Au repos, le bouton  $S_1$  se trouve en position 2 et la tension aux bornes du condensateur  $C_1$  est nulle. Par conséquent, il n'existe aucune tension sur la base du transistor T, réunie à l'émetteur à travers les résistances  $R_1$  et  $R_3$ . Le courant de collecteur est alors tellement faible que l'armature du relais R n'est pas attirée, ce qui laisse interrompu le circuit commandé.

Aussitôt que l'on appuie sur le bouton  $S_1$  (qui vient alors en 1) le condensateur  $C_1$  se charge pour ainsi dire instantanément et la tension à ses bornes devient celle de la source. Dès que le bouton  $S_1$  est lâché (revient en 2), la tension existant aux bornes de  $C_1$  se trouve appliquée à la base du transistor par son pôle négatif, ce qui provoque une augmentation brutale du courant

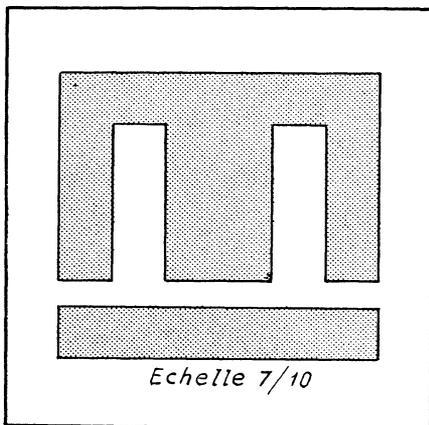


Fig. 2. — Forme et dimensions des tôles à utiliser pour la réalisation du transformateur d'alimentation.

de collecteur. Le relais R se déclenche et le circuit commandé se trouve fermé.

L'armature du relais R restera collée jusqu'à ce que le condensateur  $C_1$  se décharge suffisamment. A ce moment, la tension négative à la base du transistor diminue et devient telle que le courant de collecteur n'est plus suffisant pour maintenir le relais qui revient dans sa position de repos et coupe le circuit commandé.

La durée de décharge du condensateur  $C_1$  dépend de la valeur de la résistance  $R_1$ . On peut se rendre compte en même temps que cette décharge s'effectue par deux chemins parallèles : la résistance  $R_1$  d'une part et le circuit formé par  $R_2$ , la jonction

base-émetteur et  $R_3$  d'autre part. Cependant la résistance de ce dernier circuit est pratiquement constante et beaucoup plus élevée que  $R_1$  de sorte que la vitesse de décharge dépend uniquement de la valeur de  $R_1$ . Les résistances  $R_2$  et  $R_3$  servent uniquement pour placer le transistor dans certaines conditions de fonctionnement.

Le relais temporisé de la figure 1 est alimenté directement sur secteur alternatif, à l'aide d'un petit transformateur (Tr.) fournissant quelque 20 V au secondaire, tension que l'on redresse par une petite diode au silicium ( $D_1$ ), par exemple OA 200 ou analogue. Le filtrage est réduit à sa plus simple expression : condensateur électrochimique de 20  $\mu$ F, ou plus.

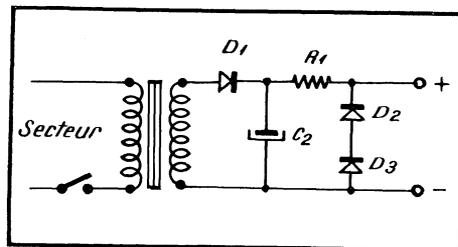


Fig. 3. — Schéma d'un bloc d'alimentation, à tension stabilisée à l'aide de deux diodes de Zener.

La mise au point de cet appareil est très simple. Il suffit, en ajustant les résistances  $R_2$  et  $R_3$ , d'obtenir un courant de collecteur suffisant pour un fonctionnement bien net du relais. Il est parfois nécessaire, surtout lorsqu'on a affaire à des transistors de qualité douteuse, d'augmenter la tension d'alimentation. Mais on se souviendra que la limite supérieure de cette tension ne doit pas dépasser 35 à 40 V pour la plupart des transistors de faible puissance, sous peine de les voir irrémédiablement mis hors d'usage.

Le cadran du potentiomètre  $R_1$  sera gradué directement en unités de temps, secondes et fractions de seconde.

A noter que la plupart des valeurs indiquées sur le schéma ne le sont qu'en tant qu'un ordre de grandeur et peuvent subir de larges modifications lors de la mise au point. Si on n'a pas sous la main un condensateur  $C_1$  de valeur aussi élevée, on peut fort bien adopter une valeur inférieure, mais cela entraînera une très sensible diminution du temps de pose maximale et un fonctionnement moins net du relais.

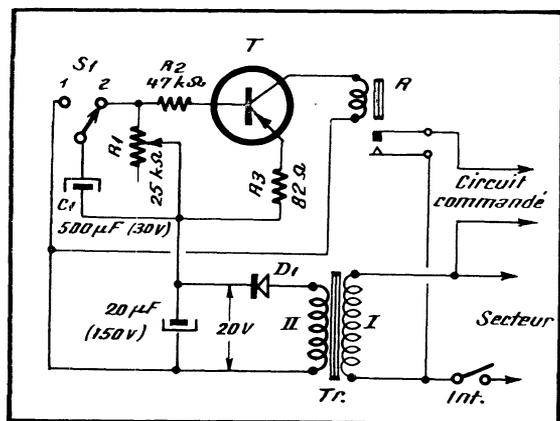


Fig. 1. — Schéma général d'un relais temporisé à un seul transistor.

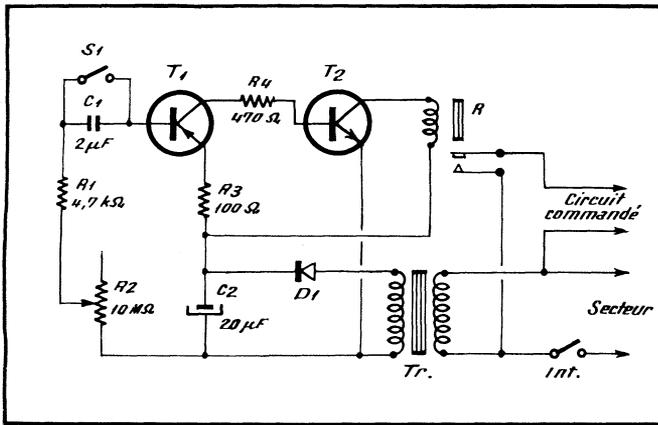


Fig. 4. — Schéma général d'un relais temporisé à deux transistors.

Si l'on ne s'écarte pas trop des valeurs indiquées sur le schéma, la constante de temps de ce relais peut varier entre quelques dixièmes de secondes et 20 secondes environ.

En ce qui concerne le transistor à utiliser dans le schéma de la figure 1, on peut choisir parmi les types tels que TF 65, TF 66, OC 70, OC 71, OC 73, OC 76 ou analogues.

Le relais R sera du type miniature de quelque 0,8 watt de puissance nominale, prévu pour fonctionner normalement avec le courant minimal du transistor utilisé.

Quant au transformateur Tr. il sera réalisé sur un circuit magnétique dont les tôles ont à peu près les dimensions de la figure 2, avec une épaisseur du paquet de 14 mm. Le primaire, dans le cas d'un secteur 110-115 V, aura 1500 spires en fil émaillé de 12/100. Le secondaire aura quelque 280 spires en même fil.

Le relais temporisé décrit ci-dessus présente tout de même quelques inconvénients. Tout d'abord, il est impossible d'obtenir des temps de pose importants, de l'ordre de quelques minutes, par exemple. Ensuite, son fonctionnement manque de stabilité, car la capacité d'un condensateur électrochimique tel que C<sub>1</sub> varie avec le temps. Enfin, le temps de pose, pour une même valeur de la résistance R<sub>1</sub>, dépend de la tension d'alimentation, c'est-à-dire de la tension du secteur.

Si l'on veut améliorer ce dernier point, on peut envisager la stabilisation de la

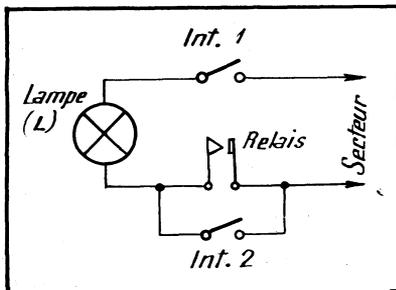


Fig. 5. — Modification à apporter au montage, afin de pouvoir interrompre le fonctionnement automatique.

tension d'alimentation à l'aide de deux diodes de Zener type OAZ 212, par exemple, en réalisant le montage de la figure 3.

### Un « timer » à 2 transistors

Le schéma de la figure 4 représente un relais temporisé plus perfectionné, où le temps de pose est déterminé par le temps de charge du condensateur C<sub>1</sub>. Le fonctionnement de l'ensemble se déroule de la façon suivante. Lorsque l'appareil est mis sous tension, l'interrupteur-bouton S<sub>1</sub> étant normalement ouvert au repos, le condensateur C<sub>1</sub> commence à se charger à travers le circuit R<sub>2</sub>, R<sub>1</sub>, R<sub>3</sub> et la jonction base-émetteur du transistor T<sub>1</sub>. Ce courant de charge, traversant le transistor T<sub>1</sub> y crée en quelque sorte un courant de polarisation et provoque une augmentation du courant de collecteur.

Si la valeur du condensateur C<sub>1</sub> n'est pas élevée, l'accroissement du courant de collecteur peut se révéler insuffisant pour provoquer un déclenchement bien net du relais, de sorte que pour augmenter le courant traversant l'enroulement de ce dernier on a recours à un amplificateur à courant continu, utilisant un transistor du type n-p-n (T<sub>2</sub>).

Lorsque le courant de collecteur du T<sub>1</sub> augmente, celui de polarisation du transistor T<sub>2</sub> en fait autant et provoque, par conséquent, un accroissement du courant de collecteur correspondant. Le relais R « colle » et ferme le circuit commandé.

Le courant de collecteur du transistor T<sub>2</sub> sera nettement plus élevé que celui du T<sub>1</sub>, de sorte que le fonctionnement du relais sera beaucoup plus sûr. De plus, dans le montage de la figure 4 on peut utiliser des relais moins sensibles.

Au fur et à mesure que le condensateur C<sub>1</sub> se charge, le courant correspondant diminue et, par conséquent, celui qui traverse l'enroulement du relais décroît également. A partir d'un certain niveau de charge le courant traversant le relais devient suffisamment faible pour que ce dernier lâche et coupe le circuit commandé.

Aussitôt que l'on appuie sur le bouton S<sub>1</sub>, le condensateur C<sub>1</sub> se décharge instantanément et, le bouton S<sub>1</sub> étant lâché, l'appareil se retrouve à l'état initial et tout le processus recommence.

La durée de charge peut être modifiée à l'aide du potentiomètre R<sub>2</sub>. La résistance R<sub>1</sub> protège le condensateur C<sub>1</sub> contre une charge trop rapide et, par conséquent, évite un courant de collecteur trop intense, pouvant endommager le transistor. Cela peut se produire lorsqu'on règle l'appareil pour des temps de pose très courts, c'est-à-dire lorsque la résistance R<sub>2</sub> en circuit est très faible ou même nulle.

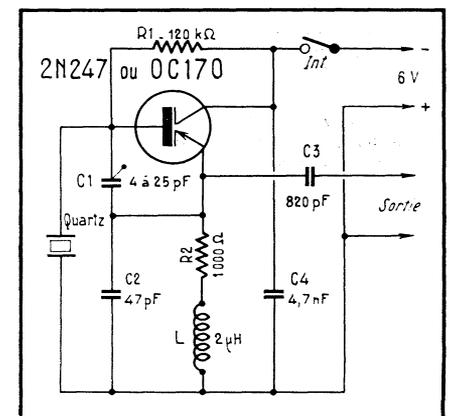
Dans le schéma de la figure 4 on utilisera de préférence des transistors à faible courant initial de collecteur. Dans le cas contraire, on réunira la base du transistor T<sub>2</sub> à son émetteur par une résistance de 220 kΩ. Le transistor T<sub>1</sub> sera choisi parmi les types indiqués pour le schéma de la figure 1, tandis que le transistor T<sub>2</sub> sera un 2N 557, 2N 647 ou analogue.

Le « timer » de la figure 4 permet d'obtenir des temps de pose entre 0,5 s et 30 s environ.

Dans le cas où l'appareil travaille associé à un agrandisseur et qu'il est nécessaire de supprimer, par moments, l'allumage automatique et le remplacer par un allumage manuel, pour la mise au point, par exemple, on réalisera le branchement de la figure 5, où L est la lampe de l'agrandisseur, Int. 1, son interrupteur et Int. 2 un interrupteur supplémentaire.

## UN OSCILLATEUR H. F. A QUARTZ

Cet oscillateur, utilisant un transistor 2N 247, OC 170 ou analogue fournit un signal sinusoïdal de 1,5 à 14 MHz, suivant le quartz utilisé. Il n'y a aucun réglage à faire lorsqu'on change de quartz.



La bobine, de 2 μH, est réalisée en fil émaillé de 60/100, et comporte 20 spires enroulées sur un mandrin de 12 mm de diamètre extérieur, sur une longueur totale de 25 mm.

Le condensateur C<sub>1</sub> est à ajuster pour avoir un signal d'amplitude maximale.

(Revista Española de Electronica.)

# QUELQUES PANNES DE CERTAINS TÉLÉVISEURS

# PHILIPS ET Radiola

Nous continuons aujourd'hui l'étude de l'entretien des appareils type « champ fort », sortis de 1953 à 1957, en abordant les circuits de balayage lignes et de T.H.T.

Les défauts affectant cet ensemble se traduisent, le plus souvent, par la disparition totale de la lumière, conséquence d'une tension de T.H.T. faible ou inexistante. La tâche du dépanneur, qui se voit ainsi privé d'un élément de diagnostic aussi simple qu'efficace, n'en est pas facilitée, et exige, pour être menée à bien, une suite de mesures dont chacune découle du raisonnement logique basé sur la précédente. Cela nous a conduit à développer notre analyse d'une manière un peu inhabituelle, en conviant le lecteur à nous suivre pas à pas dans la recherche systématique d'une panne de luminosité.

## Tube cathodique

La mesure des tensions sur les différentes électrodes du tube cathodique permet, en général, d'orienter convenablement les recherches. En effet, les pannes du tube-images proprement dites sont très rares et le manque d'éclairement est généralement dû à une tension d'alimentation anormale.

Le filament chauffé correctement est facilement visible à travers le verre du col, et en l'absence de tout point lumineux on vérifie la tension de chauffage directement sur le culot du tube-images. Il peut s'agir d'une soudure défectueuse ou de la coupure d'une connexion dans la liaison réunissant le filament à l'enroulement spécial 6,3 V du transformateur d'alimentation, auquel cas la tension relevée est très faible ou nulle. Si, au contraire, on trouve une tension supérieure à 6,3 V, on peut conclure à l'absence de débit, c'est-à-dire à la coupure du circuit filament. Heureusement, cette coupure est rarement catastrophique, et provient le plus souvent

d'une mauvaise soudure sur les broches mêmes du tube-images. Le défaut peut d'ailleurs être intermittent et se révèle alors difficilement décelable.

En cas de doute, nous conseillons de chauffer la soudure suspecte; le fil non soudé se libère sans peine et apparaît net de toute trace d'étain. Il reste alors à le gratter, puis à l'étamer, afin de réaliser une soudure correcte. Ce défaut assez courant est commun à tous les types de tubes et lampes à culot rapporté et nous n'apprenons rien aux anciens qui ont déjà sauvé de cette façon de nombreuses 5 Y 3 GB et autres.

Le filament est réuni au wehnelt sur le support du tube et se trouve donc porté à la même tension continue par rapport à la masse. On doit y trouver, selon la position du curseur du potentiomètre de toute tension, ou si celle-ci est par trop faible, on vérifie, dans l'ordre, le condensateur de découplage  $C_1$  (fig. 1), le potentiomètre  $R_1$  et sa résistance de garde  $R_2$ .

Passons maintenant à la cathode du tube-images, qui doit normalement être portée à une tension voisine de 100 à 150 V. Une valeur nulle ou trop élevée amène une disparition de la luminosité : la première par suite d'une chute de la T.H.T. consécutive au débit important engendré par le manque de polarisation ; la seconde, au contraire, par le blocage du tube-images sous l'effet d'une polarisation excessive. Ces pannes relèvent de l'étage vidéo étudié précédemment, et nous rappelons simplement qu'il peut s'agir de la coupure de la résistance de charge vidéo, ou d'un manque de débit de la PL 83.

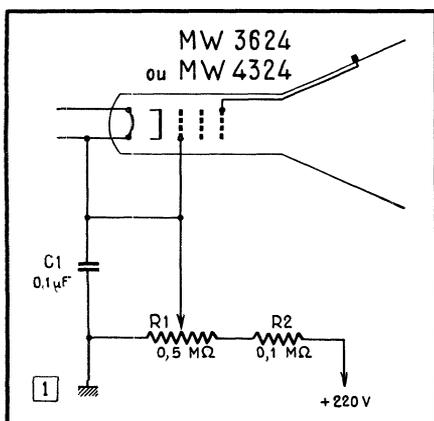
Il nous reste à vérifier l'anode A1 sur laquelle on doit trouver environ 350 V. Cette tension (fig. 2) est obtenue à partir d'un pont entre + H.T. récupérée (630 V) et H.T. (220 V). Elle n'est généralement pas critique et la coupure de l'une des résistances  $R_3$  ou  $R_4$  n'exige qu'une modification du réglage du potentiomètre de luminosité et passerait inaperçue sans la déconcentration du spot qui l'accompagne.

La disparition de toute lumière n'intervient que lorsque la tension appliquée sur cette anode est très faible; nous en analyserons les causes possibles un peu plus loin.

La mesure exacte de la tension de la

Fig. 1. — La tension variable, appliquée sur le wehnelt, assure la commande de luminosité du tube-images.

Fig. 2. — L'anode A1, alimentée par un pont entre + H.T. récupérée et + H.T. générale, reçoit d'autre part des impulsions assurant l'effacement des traces « retours d'images ».



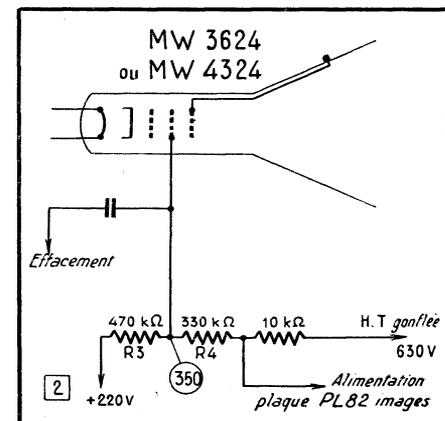
T.H.T. appliquée à la seconde anode de tube-images ne peut se faire qu'avec l'aide d'une sonde appropriée, composée de résistances de valeur élevée mises en série et calculées en fonction de la résistance interne du voltmètre, de façon à former un pont abaisseur, de rapport connu, qui permet de chiffrer la T.H.T. par simple multiplication de la tension lue sur le voltmètre par ce rapport. Cependant, cette tension n'étant nullement critique, il est possible, pour un premier examen, de vérifier plus simplement la présence de la T.H.T. en tirant un arc entre la prise correspondante sur le tube-images et la pointe d'un tournevis dont la lame sera d'autre part en contact direct avec la masse. L'amorçage doit normalement s'obtenir à une distance d'environ 1 cm.

Si l'ensemble de ces mesures donne des résultats sensiblement normaux, il convient de vérifier le réglage du piège à ions, dont la position est assez critique. Il faut d'ailleurs signaler que sur la plupart de ces appareils, la ceinture servant à immobiliser l'aimant du piège est en carton baké. Ce dernier, par suite de l'échauffement qu'il subit, se dessèche et peut même se casser, de sorte que l'aimant libéré glisse autour du col et provoque l'assombrissement ou même la disparition complète de l'image. Nous conseillons de remplacer, même à titre préventif, ce type de piège à ions par un modèle à ceinture métallique.

Cependant, le plus souvent, cette première série de mesures sur le tube-images aura révélé une anomalie, soit de la tension à la première anode, soit de la T.H.T., ce qui nous permet d'orienter les recherches sur l'étage final lignes.

## Etage final lignes et T.H.T.

Nous allons raisonner sur les données fournies par les mesures précédentes. Trois cas peuvent se présenter.



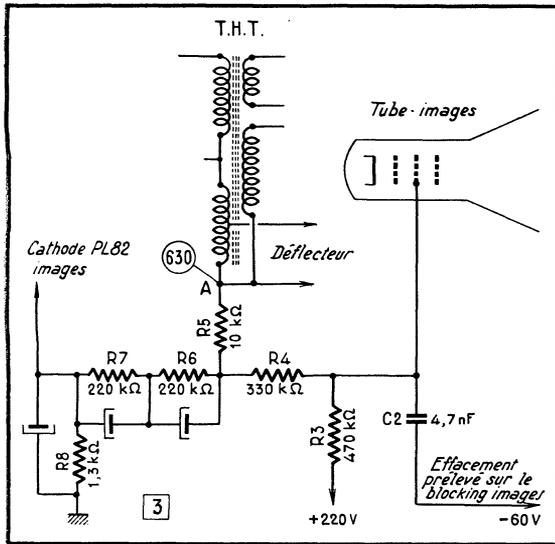
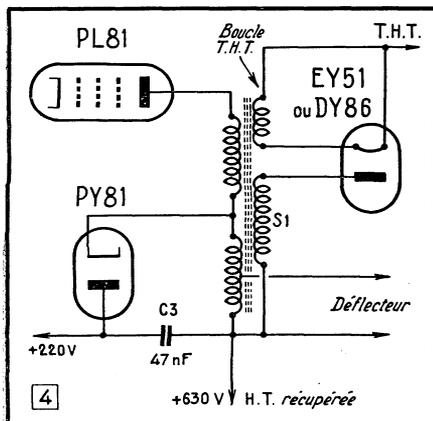


Fig. 3. — Une tension anormalement basse sur l'anode A1 peut s'expliquer par la coupure de  $R_5$  ou le court-circuit de  $C_2$ .

### 1. — T.H.T. normale, mais tension à la première anode faible ou inexistante (voir fig. 3).

La présence de la T.H.T. semble mettre hors de cause l'ensemble de la déflexion horizontale avec le transformateur lignes. D'ailleurs, il est simple de s'en assurer en contrôlant la T.H.T. récupérée (au point A de la figure 3), qui doit s'établir aux environs de 630 V.

Deux points sont alors à vérifier : coupure de la résistance 10 kΩ ( $R_5$ ) amenant la H.T. gonflée, ou court-circuit dans le condensateur 4,7 nF ( $C_2$ ) utilisé dans l'effacement images. Dans le premier cas, la tension de première anode, déterminée par le pont  $R_3 - R_4 - R_6 - R_7 - R_8$ , entre + H.T. et la masse, s'établit aux environs de 100 V. Dans le second cas, la première anode peut se trouver portée à une tension négative, puisqu'elle se trouve directement reliée à la base du transformateur de blocking images par suite du court-circuit. Notons que ce court-circuit peut être intermittent, et qu'il provoque alors des sautilllements de l'image en vertical, accompagnés de claquements dans le son.



### 2. — Tension à la première anode du tube-images normale, mais tension T.H.T. faible ou inexistante (voir fig. 4).

Ces deux défauts sont classiques et facilement décelables. Rappelons toutefois que la coupure de  $R_5$  a généralement pour cause un défaut dans l'étage final (voir notre article précédent) et qu'il est bon de choisir pour  $C_2$  une capacité isolée à 1 000 V service minimum.

La vérification de la H.T. gonflée (630 V) permet d'innocenter en partie le transformateur de T.H.T. et de diriger nos recherches vers la diode de redressement de la T.H.T. Cette diode peut être du type EY51 et incorporée au transformateur (dans les premières séries) ou, au contraire, du type DY86, montée sur support et facilement amovible (séries plus récentes). Dans le premier cas, la seule solution raisonnable est de changer le transformateur, mais dans le second cas il convient de se méfier, car si le défaut peut provenir de la lampe, il se situe quelquefois au niveau du support de cette dernière (mauvaise soudure d'une extrémité de la boucle de chauffage). Le remède consiste alors à changer le support et la boucle (moulés en un ensemble fourni en pièce détachée par le constructeur), qu'il est facile de remplacer après le démontage d'une jambe du noyau en ferrocube. La discrimination entre le support et la DY86 est quelquefois difficile à faire en raison du caractère

Fig. 4. — En présence d'une H.T. gonflée normale, le manque de T.H.T. doit être imputé soit à  $S_1$ , soit à la diode T.H.T. ou à la boucle de chauffage.

Fig. 5. — Schéma simplifié de l'ensemble « amplificateur final lignes » des appareils Philips faible sensibilité 70°.

souvent intermittent de la panne. On peut évidemment équiper l'appareil d'une diode neuve et placer la lampe douteuse sur un récepteur fonctionnant normalement, puis attendre que le défaut apparaisse sur l'un ou l'autre, mais l'expérience nous a appris qu'en cas d'incertitude, il était beaucoup plus rationnel de changer à la fois lampe et boucle ; on y gagne en sécurité et, surtout, en rapidité.

L'absence de T.H.T. peut également provenir d'un défaut de l'enroulement élévateur correspondant  $S_1$ , mais cela entraîne généralement la carbonisation plus ou moins complète du transformateur et ne pose donc aucun problème de diagnostic.

### 3. — Tensions à la première anode et T.H.T. anormales (voir fig. 5).

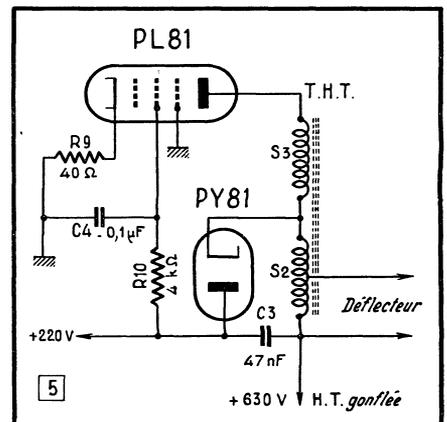
C'est le cas le plus fréquent et aussi le plus fertile en causes, aussi convient-il d'entreprendre les recherches avec le maximum de logique.

Mesurons la H.T. récupérée sur le condensateur  $C_3$  (entre A et masse). Elle est le point commun des deux anomalies signalées (tension de la première anode et T.H.T. déficientes), et la valeur relevée va nous permettre d'orienter la suite de notre raisonnement.

Si la tension indiquée par le voltmètre est d'environ 220 V, c'est-à-dire exactement la H.T. générale, on peut ou suspecter un court-circuit dans le condensateur de récupération  $C_3$ , ou en déduire qu'il n'existe aucun courant de plaque pour la PL81.

Notre première supposition est facilement vérifiable, car on voit (fig. 5) que dans ce cas la diode PY81 est court-circuitée par  $S_2$ . Il est donc possible de supprimer cette diode, en débranchant la connexion du téton supérieur de la lampe, sans modifier la tension au point A. Mieux, l'amortissement apporté par la diode sur le transformateur de lignes n'existant plus, l'image peut alors réapparaître, repliée plusieurs fois sur elle-même dans le sens horizontal et affectée d'une distorsion effroyable, conséquence d'un régime anormal d'utilisation.

Dans le cadre de notre seconde supposition (absence de débit anodique PL81), il



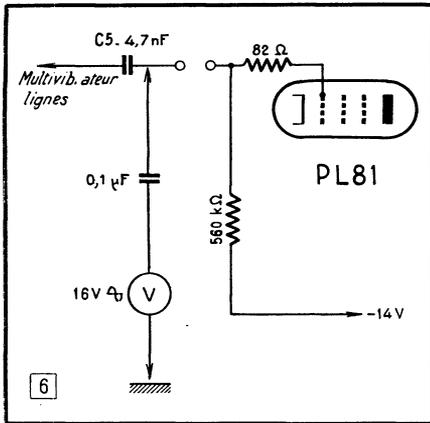


Fig. 6. — Un voltmètre alternatif 10 kΩ/V permet de vérifier la présence des impulsions lignes. Le condensateur 0,1 μF arrête la composante continue.

convient de vérifier les tensions appliquées aux différentes électrodes de la lampe. Sur la plaque on doit retrouver, sauf en cas de coupure de  $S_2$  ou  $S_3$ , les 220 V du point A. Mais la mesure la plus riche en renseignements est certainement celle de la tension appliquée à la grille-écran. Lorsque la lampe débite normalement, on doit y trouver de 110 V à 150 V. La présence d'une tension voisine de la H.T. générale (220 V) est l'indice sûr d'une absence de débit, provoquée soit par la rupture de la résistance de la cathode ( $R_0$ ), soit, tout simplement, par un défaut de la lampe elle-même. Si, au contraire, on relève sur la grille-écran une tension très faible ou nulle, il peut s'agir d'une coupure de la résistance correspondante  $R_{10}$ , que l'on doit alors trouver froide au toucher, ou au contraire d'un court-circuit, signalé par l'échauffement excessif de cette même résistance, et qu'il faut situer soit dans le condensateur  $C_4$ , soit à l'intérieur de la lampe et probablement entre la grille-écran et la troisième grille.

Dans les différents cas que nous venons d'analyser, le débit des lampes PY81 et PL81 reste faible voire inexistant. Nous allons maintenant aborder les pannes caractérisées par un débit trop important de

l'une ou l'autre de ces lampes, et même des deux à la fois. Ce débit exagéré entraîne rapidement le rougissement de la plaque correspondante, ce qui constitue un élément de diagnostic non négligeable.

En ce qui concerne la PY81, un échauffement aussi important ne peut provenir que d'un court-circuit pratiquement franc entre l'ensemble « transformateur lignes-défecteur » et la masse. Ce court-circuit peut se situer dans la PL81, mais cela est assez rare et d'ailleurs facilement vérifiable en débranchant la connexion de plaque sur le tétou de cette lampe.

Le plus souvent, il s'agit d'un claquage de l'isolant caoutchouc des fils blindés réunissant le déflecteur au transformateur de lignes. On peut en faire la preuve en déconnectant le bouchon de liaison cinq broches situé à l'arrière de l'ensemble T.H.T., et en constatant alors une remontée de la H.T. récupérée. Ce claquage est assez fréquent, aussi conseillons-nous de remplacer systématiquement les fils de liaison après quelques années de service, et d'en profiter pour les prévoir avec un isolement plus important. Il est à noter, bien que nous ne l'ayons jamais constaté, que le court-circuit peut également se situer dans le déflecteur même, entre les bobines lignes et les bobines images.

Passons maintenant à la PL81, dont la plaque rougissante s'est signalée à notre attention. Son débit exagéré peut avoir deux origines différentes : soit la déficience des impulsions lignes issues du multivibrateur et dont le rôle est de bloquer périodiquement le débit de la lampe par l'application sur sa grille d'une polarisation négative importante; soit, au contraire, un court-circuit entre spires dans l'ensemble « T.H.T.-déflecteur ».

La vérification des impulsions lignes sur la grille de commande PL81 ne peut se faire correctement qu'avec l'aide d'un oscilloscope. Toutefois, et conformément à notre habitude, il nous paraît intéressant d'exposer une méthode plus sommaire, mais également plus rapide et en rapport avec les conditions de travail du réparateur à domicile. Il suffit, en effet, de s'assurer de la présence de ces impulsions sur la grille, en se servant d'un simple voltmètre alternatif à travers un condensateur de 0,1 μF destiné à bloquer la composante continue éventuelle. Le résultat

obtenu dépend évidemment de l'amortissement plus ou moins important apporté par le voltmètre, de sorte qu'il est bon d'effectuer au préalable une mesure « étalon » sur un récepteur en bon état de fonctionnement. Signalons, à titre indicatif, qu'en utilisant le contrôleur *Mérix* à 10 kΩ/V, sur la sensibilité 30 V alternatif, on doit normalement lire une tension de 16 V. Si le résultat est notablement plus faible, et avant d'accuser le multivibrateur, il est bon de répéter la mesure après avoir déconnecté le circuit grille (fig. 6), de façon à s'affranchir de l'amortissement apporté par un courant grille éventuel. Dans le cas où la tension d'attaque se révèle normale, il nous reste la seconde solution, c'est-à-dire le court-circuit entre spires dans l'ensemble « T.H.T.-déflecteur ». Le défaut peut se situer à l'intérieur du déflecteur et se signaler alors par une remontée de la H.T. récupérée lorsque l'on débranche le bouchon qui relie le déflecteur au transformateur de lignes, mais le plus souvent le mal réside au sein de ce dernier, dont le remplacement devient inévitable. Toutefois, dans le cas des séries équipées avec diode T.H.T. type DY86 il arrive que cette dernière s'ionise et, en amortissant le circuit, provoque le même défaut.

## Etage multivibrateur

Les points faibles de cet étage (fig. 7) sont, avec la lampe, le condensateur de liaison  $C_5$  (qu'il est bon de débrancher côté grille pour en contrôler une fuite toujours possible), mais surtout le condensateur  $C_6$ , à diélectrique céramique, qui peut ou se couper ou se mettre plus ou moins en court-circuit. En fonctionnement normal, les tensions relevées sont celles de la figure 7. On peut se servir d'un voltmètre à 10 kΩ/V en prenant toutefois la précaution d'utiliser la sensibilité 75 V pour la mesure de la tension négative de la grille pentode, de façon à ne pas trop modifier la fréquence du relaxateur. En cas de coupure de  $C_6$ , la tension négative sur la grille pentode devient nulle, et la tension plaque tombe à 120 V par suite du courant plus élevé qui traverse la résistance de charge. Dans le cas contraire, c'est-à-dire fuite ou même court-circuit de  $C_6$ , les symptômes s'aggravent : le débit de la pentode, dont la grille est portée à une tension positive, s'accroît dans d'énormes proportions, la tension sur la cathode peut alors s'élever jusqu'à 20 V, tandis que la tension plaque risque de tomber à 40 V.

Nous pensons avoir fait le tour à peu près complet des défauts se signalant par l'absence de lumière sur le tube et avoir démontré qu'il était possible de cerner une telle panne avec deux ou trois mesures et un peu de matière grise. Notre prochain article, qui mettra le point final à cette étude, sera consacré à la « chaîne son » et à l'alimentation. Ces circuits, pour simples qu'ils soient, sont à l'origine de quelques troubles vicieux que nous nous efforcerons d'analyser à votre intention.

M. SERGE.

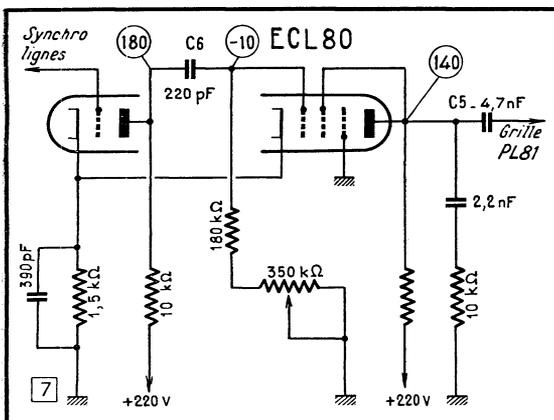
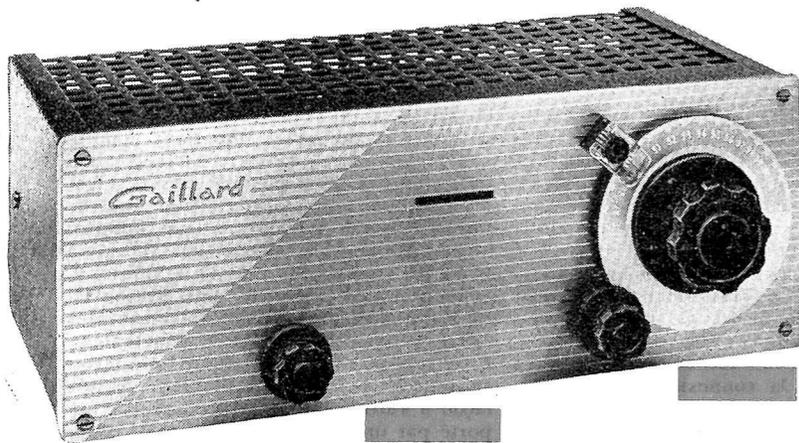


Fig. 7. — Sur le multivibrateur « lignes » il convient de vérifier particulièrement  $C_5$  et  $C_6$ .



# TUNER FM-61

## Caractéristiques générales

Le tuner FM que nous décrivons aujourd'hui peut être rangé, étant donné ses performances exceptionnelles, dans la catégorie d'appareils semi-professionnels. En effet, ainsi que nous avons pu nous rendre compte en procédant aux essais habituels, sa sensibilité est proprement ahurissante, permettant de recevoir confortablement tout émetteur dont le champ atteint quelques microvolts.

Ces résultats sont obtenus grâce à la conception du montage, à la qualité du matériel employé et au soin apporté au réglage des différents circuits.

L'ensemble du tuner comprend :

1. - Un étage d'amplification H.F. cascade utilisant une double triode ECC 189 ;
2. - Un étage changeur de fréquence faisant appel à une triode-pentode ECF 82/6 U 8 ;
3. - Un amplificateur F.I. comprenant trois étages équipés de pentodes EF 80 ;
4. - Un détecteur de rapport monté avec deux diodes au germanium ;

5. - Un indicateur d'accord du type « ruban » EM 84 ;

6. - Un étage de sortie « cathode follower » constitué par une double triode ECC 82 ;

7. - Un dispositif d'alimentation autonome, sur alternatif, à partir d'un transformateur associé à une valve EZ 80.

Nous allons analyser maintenant d'une façon plus détaillée chacune de ces sections.

## Amplificateur H.F.

L'avantage principal d'un amplificateur H.F. cascade est d'avoir un rapport signal/bruit particulièrement favorable. En même temps, ce qui ne gâte rien, le gain d'un tel étage est loin d'être négligeable, surtout si on utilise un tube à pente élevée, comme c'est le cas de la figure 1 : la pente de chaque élément d'une ECC 189 atteint 12,5 mA/V.

La triode d'entrée du cascade est utilisée en montage mixte, solution intermédiaire entre cathode commune et grille commune, qui consiste à prévoir une prise sur le secondaire du transformateur d'antenne L<sub>1</sub>, la cathode et la grille étant réunies aux

deux extrémités de ce secondaire. Cette solution permet, lorsque l'emplacement de la prise est bien choisi, de supprimer le neutrodynage.

L'accord du transformateur L<sub>1</sub> est « calé » sur le milieu de la bande à recevoir, c'est-à-dire vers 93 MHz, et la largeur de bande nécessaire (13 à 14 MHz) est obtenue grâce à l'amortissement introduit par la résis-

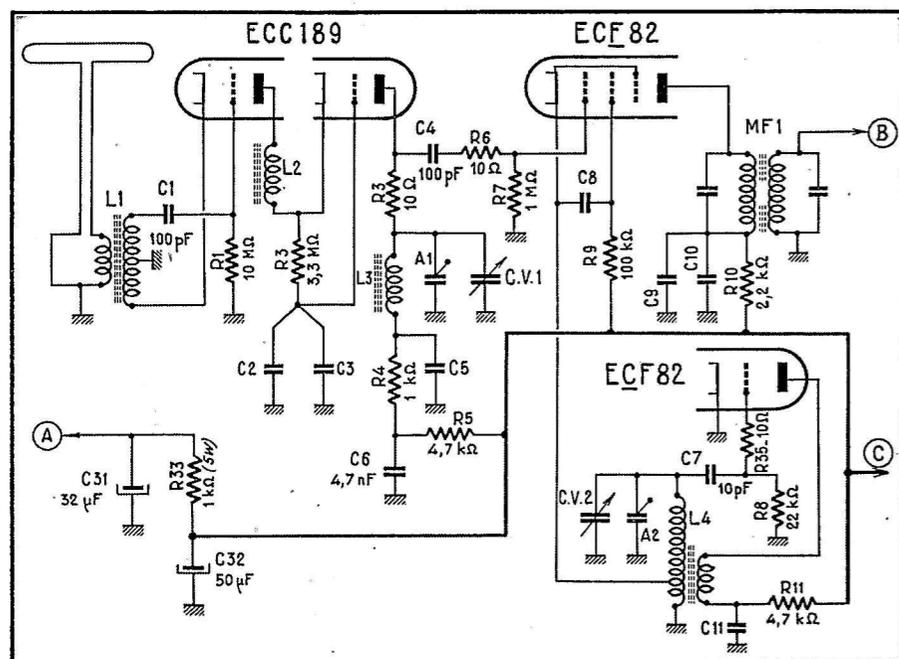


Fig. 1

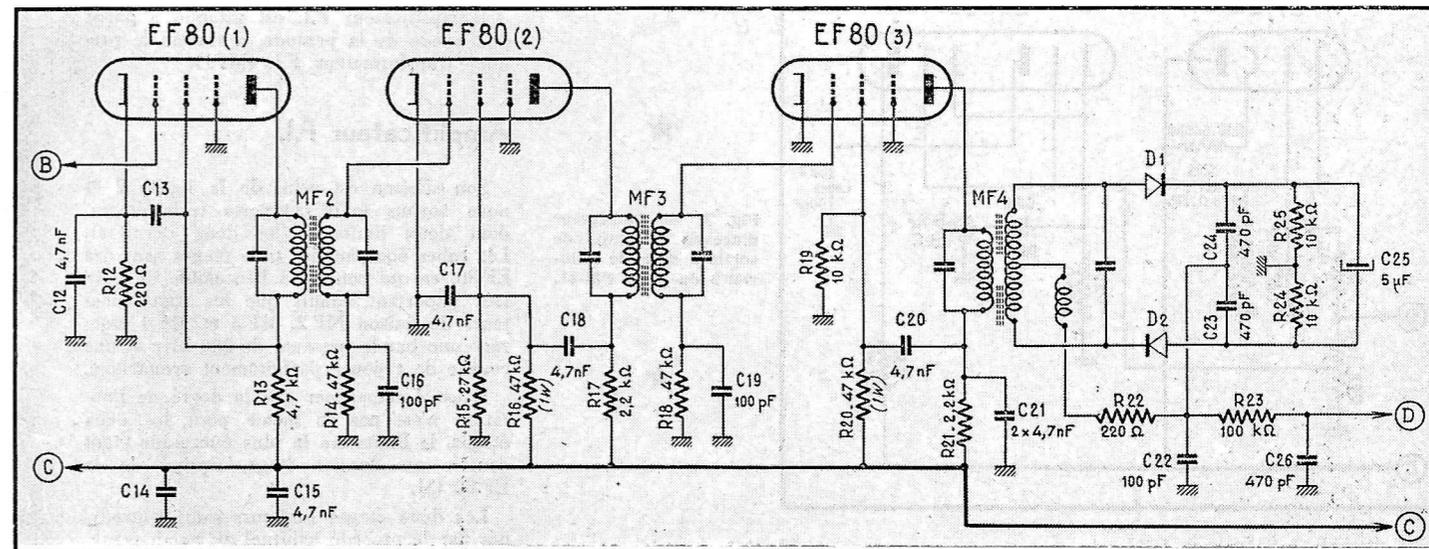
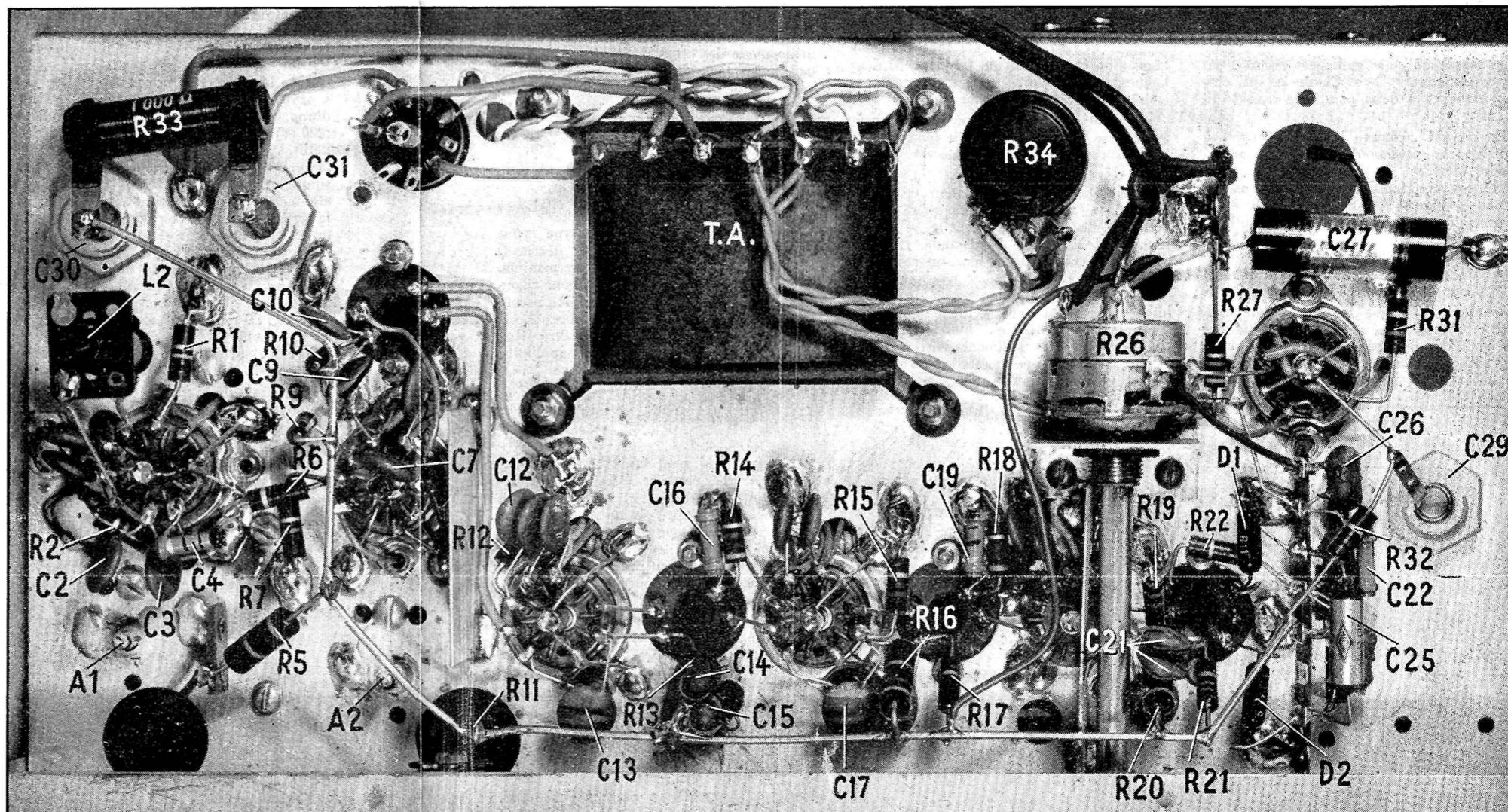


Fig. 2

**SENSIBILITÉ TRÈS ÉLEVÉE - STABILITÉ SANS DÉFAUT** (Réalisation GAILLARD)



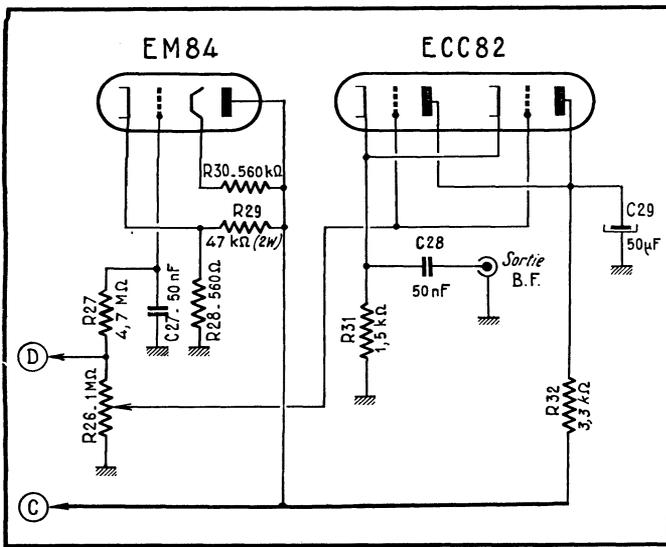


Fig. 3. — Indicateur d'accord et étage de sortie « cathode follower » du tuner FM-61.

tance d'entrée relativement faible du montage mixte.

Une bobine de liaison ( $L_2$ ), munie d'un noyau réglable, est prévue entre les deux triodes de la ECC 189. Quant à la polarisation de la deuxième triode, elle se fait grâce au courant grille qui traverse la résistance de fuite  $R_2$ , de valeur élevée. La mise à la masse de cette grille est assurée par les condensateurs  $C_2$  et  $C_3$ , de 2,2 nF chacun, ramenés à deux points de masse différents.

En ce qui concerne le gain, il est évident que la solution d'un cascade dont la triode d'entrée est utilisée en montage mixte est supérieure à celle d'un cascade classique, type TV par exemple. En effet, la première triode nous procure ici un gain non négligeable (de l'ordre de 5 à 6), de sorte que le gain global de l'étage H.F. peut être approximativement fixé à 200-300 en tension.

Ajoutons enfin que le premier bobinage à accord variable  $L_3$  se trouve dans le circuit anodique de la seconde triode. Le condensateur variable CV1 a une capacité maximale de 12 pF et se trouve associé à

un trimmer ajustable A1 dont la capacité peut être modifiée entre 5 et 18 pF.

### Étage changeur de fréquence

Utilisant une triode-pentode à cathodes séparées ECF 82, il présente tous les avantages d'un changement de fréquence à deux lampes, en particulier celui d'une pente de conversion élevée, atteignant ici 1,5 mA/V.

La polarisation de l'élément mélangeur pentode se fait par la chute de tension dans la résistance de fuite  $R_2$ , due au courant grille.

Le couplage entre l'oscillateur et le mélangeur se fait à l'aide d'une prise sur le bobinage accordé et à laquelle se trouve réunie la cathode de la pentode. L'accord de l'oscillateur s'effectue par un condensateur variable CV2 du même type que CV1, complété par l'ajustable A2. L'oscillateur lui-même est du type grille-plaque, avec l'enroulement d'entretien intercalé dans le circuit d'anode, et l'alimentation en haute tension à travers une résistance de 4,7 kΩ ( $R_{11}$ ).

L'amplificateur F.I. est attaqué à partir de l'anode de la pentode, à travers le premier transformateur F.I. (MF1).

### Amplificateur F.I.

Son schéma est celui de la figure 2 et nous voyons qu'il comporte trois étages, dont deux limiteurs (les deux derniers). Les tubes équipant les trois étages sont des EF80, ce qui confère à l'ensemble un gain très important, tandis que les transformateurs de liaison MF2, MF3 et MF4 assurent une bande passante de 300 kHz et une courbe de réponse parfaitement symétrique.

Il est à remarquer que le degré de limitation n'est pas le même pour les deux étages, la limitation la plus énergique étant confiée au dernier étage, équipé de la EF80 (3).

Les deux étages limiteurs sont neutrodynés par le procédé habituel dit anode-écran, qui consiste à prévoir un condensateur tel que  $C_{13}$  ou  $C_{20}$ , entre la résistance de découplage du circuit anodique et l'écran, de façon à former, avec la capacité de découplage telle que  $C_{21}$  et certaines capacités internes du tube, un pont équilibré annulant l'influence nuisible de la capacité grille-anode des tubes utilisés et permettant, par conséquent, de pousser beaucoup plus loin le gain de l'amplificateur, tout en évitant la déformation de la courbe de réponse. Tous les circuits F.I. sont accordés sur 10,8 MHz.

### Détecteur

Un détecteur de rapport du type symétrique a été adopté sur le tuner décrit. Il est monté avec deux diodes au germanium,  $D_1$  et  $D_2$  de la figure 2, et le choix rigoureux des valeurs  $C_{23}$ ,  $C_{24}$ ,  $R_{24}$  et  $R_{25}$  assure un parfait équilibre à l'ensemble. A la sortie du détecteur, un potentiomètre ( $R_{26}$ ) permet de doser la tension B.F. appliquée à l'étage de sortie.

### Étage de sortie

Un tuner FM peut être appelé à fonctionner à une certaine distance de l'amplificateur B.F. auquel il est associé, ce qui nous oblige à prévoir un câble de liaison relativement long et, par conséquent, risquant d'atténuer les fréquences élevées de modulation, qui constituent justement la qualité essentielle d'une écoute en modulation de fréquence.

Pour éviter cet inconvénient on a prévu un étage de sortie du type « cathode follower » qui n'amplifie pas, mais offre l'avantage d'assurer une sortie à très basse impédance, éliminant l'influence néfaste des capacités parasites.

Une double triode ECC 82, dont les deux éléments ont été mis en parallèle, a été utilisée pour cet étage de sortie. On sait que la pente résultante de deux tubes identiques connectés en parallèle est égale au double de la pente nominale d'un seul

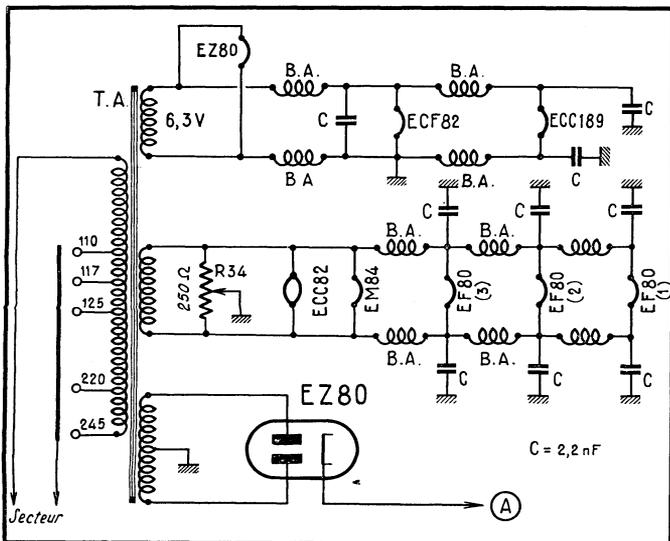
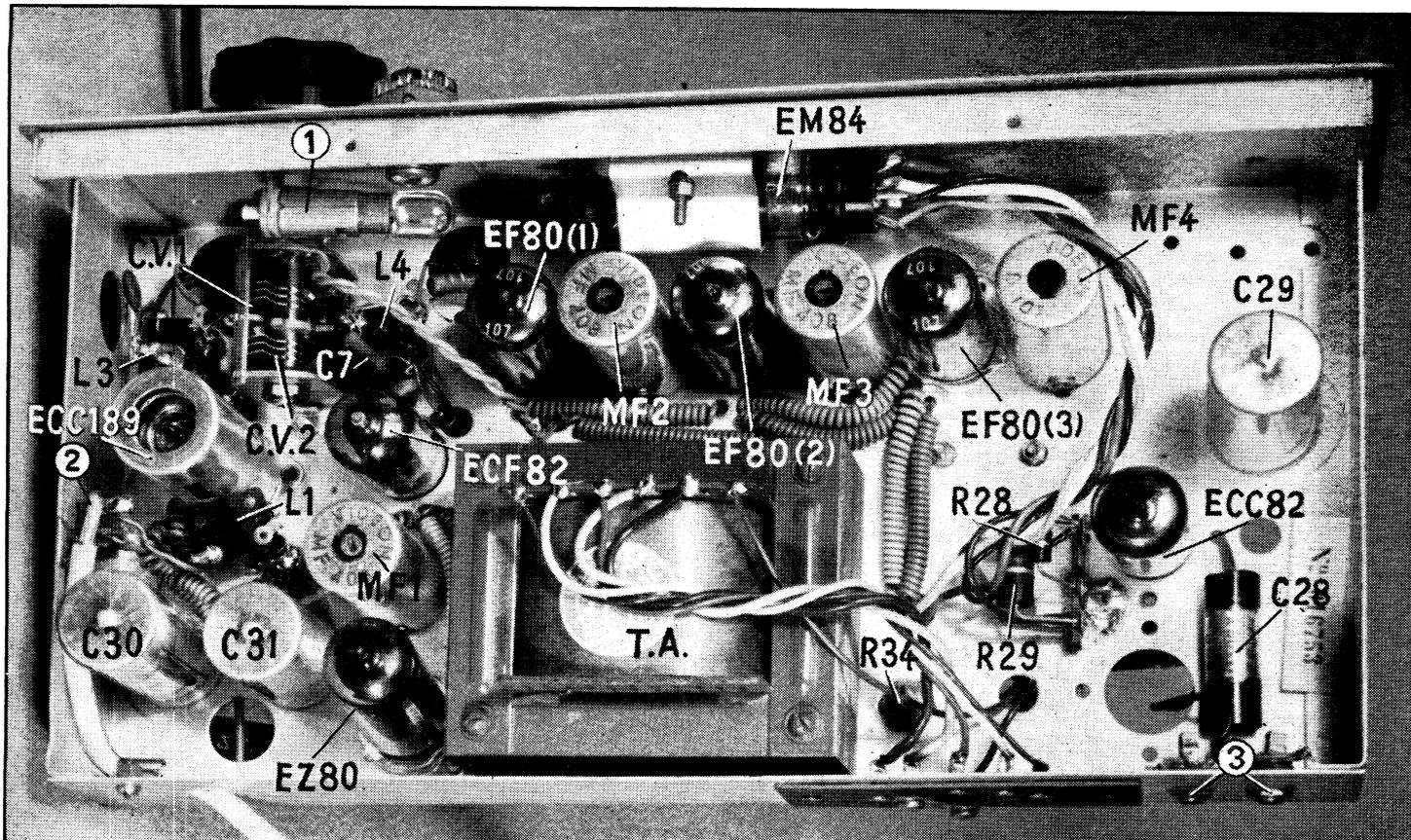


Fig. 4. — Schéma de la partie alimentation, avec tous les détails des circuits de chauffage.



tube. La pente d'une triode ECC82 étant, dans les conditions d'utilisation, de 2,5 mA/V à peu près, celle des deux triodes en parallèle est très sensiblement de 5 mA/V.

Or, l'impédance de sortie d'un étage « cathode follower » est pratiquement égale à l'inverse de la pente, c'est-à-dire, dans notre cas, à :

$$\frac{5 \cdot 10^{-3}}{1} = \frac{1000}{5} = 200 \text{ ohms.}$$

Avec une impédance aussi faible, on peut prévoir, sans aucune crainte, un câble de liaison de 5 à 10 m si on en a besoin.

## Alimentation

En soi, cette partie n'a rien de spécial, le redressement se faisant à l'aide d'une EZ80 et le filtrage par une résistance de 1000 Ω (R<sub>30</sub>) associée à deux condensateurs électrochimiques, C<sub>30</sub> et C<sub>31</sub>.

Ce qui est à regarder de plus près, c'est le système de chauffage des différents filaments, se faisant à l'aide de deux secondaires de 6,3 V, avec une large utilisation de bobines d'arrêt (B.A.) et de condensateurs de découplage tels que C.

Le circuit de chauffage alimentant, en particulier, la ECC82, comporte un potentiomètre ajustable anti-ronflement (R<sub>31</sub>), permettant de rechercher le meilleur équilibre du circuit par rapport à la masse.

Disposition des pièces sur le châssis. On y aperçoit, en particulier, l'ampoule témoin (1), l'arrivée du câble d'antenne (2), et les deux sorties B.F., connectées en parallèle (3).

Les bobines d'arrêt B.A. sont constituées par des « boudins » comportant 30 spires en fil de câblage isolé, enroulées sur un axe de 3 mm de diamètre.

## Tensions

Avant de procéder au réglage de ce tuner, opération que nous exposerons en détail la prochaine fois, il faut s'assurer que le montage fonctionne normalement en mesurant les tensions aux différents points de l'appareil. Les valeurs ci-dessous ont été relevées avec un secteur de 123 V, le distributeur du transformateur d'alimentation étant placé sur 117 V.

1. - Cathode EZ 80 .....	320 V
2. - + H.T. après filtrage ....	242 V
3. - Cathode triode 2 ECC 189 .....	65 V
4. - Plaque triode 2 ECC 189 .....	138 V
5. - Point commun R <sub>1</sub> -C <sub>0</sub> -R <sub>5</sub> .....	150 V
6. - Grille de commande pentode ECF 82 .....	— 2 V
7. - Ecran ECF 82 .....	80 V
8. - Plaque pentode ECF 82 ..	237 V
9. - Grille triode ECF 82 ....	— 1,8 V

10. - Plaque triode ECF 82 ....	155 V
11. - Cathode EF 80 (1) .....	2,3 V
12. - Plaque EF 80 (1) .....	162 V
13. - Grille EF 80 (2) .....	— 0,5 V
14. - Ecran EF 80 (2) .....	60 V
15. - Plaque EF 80 (2) .....	222 V
16. - Grille EF 80 (3) .....	— 0,5 V
17. - Ecran EF 80 (3) .....	34 V
18. - Plaque EF 80 (3) .....	235 V
19. - Cathode EM 84 .....	3,5 V
20. - Après la résistance R <sub>30</sub> ..	68 V
21. - Cathodes ECC 82 .....	10 V
22. - Plaques ECC 82 .....	218 V

Toutes les tensions ci-dessus ont été mesurées en l'absence de tout signal. Lorsque le tuner se trouve accordé sur un signal puissant, plusieurs tensions se trouvent modifiées :

- 13. - On y trouve une tension de —5 à —6 V ;
- 14. - La tension écran monte à quelque 75-80 V ;
- 16. - Une tension négative élevée apparaît ici : —15 à —18 V ;
- 17. - La tension écran atteint facilement 40 V.

Il faut noter également que la tension en (9), c'est-à-dire à la grille triode de la ECF 82 est certainement plus élevée en réalité, et devrait être mesurée, pour bien faire, à l'aide d'une pointe de touche spéciale H.F.

J.B. CLEMENT.

# UN AMPLIFICATEUR Hi-Fi A TRANSISTORS

Nous avons trouvé la description de cet amplificateur dans la revue soviétique « Radio » et pensons qu'il peut être facilement adapté aux transistors que l'on trouve en France.

Cet amplificateur a été conçu pour la reproduction de disques, pour l'enregistrement sur bande et aussi pour être associé à un microphone dynamique. La bande de fréquences qu'il transmet s'étend de 40 Hz à 15 kHz avec des écarts ne dépassant guère  $\pm 4$  dB, surtout aux extrémités de la bande.

La puissance de sortie maximale prévue est de quelque 5 W, avec une distorsion globale ne dépassant pas 7 %.

L'alimentation peut se faire à partir d'un redresseur à très faible résistance propre ou à partir d'une batterie d'accumulateurs d'une tension totale de 20 V.

## Schéma de principe

Comme son schéma le montre, cet amplificateur comprend cinq étages. Le premier ( $T_1$ ) est monté en collecteur commun, ce qui garantit une résistance d'entrée élevée, de l'ordre de 100 k $\Omega$ , et qui reste pratiquement constante dans une très large bande de fréquences, de 30 Hz à 20 kHz. Le gain en tension de cet étage est de peu inférieur à l'unité.

La commande de puissance s'effectue dans le deuxième étage d'amplification ( $T_2$ ), à l'aide du potentiomètre  $R_8$ . Un circuit correcteur  $\gamma$  est également prévu ( $R_{10}$ ,  $R_{11}$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ ), de façon à compenser l'affaiblissement des fréquences basses lorsque l'écoute se fait à faible niveau. De ce fait, il n'est plus nécessaire d'utiliser un potentiomètre spécial à prises.

Le troisième étage d'amplification ( $T_3$ ) est chargé par le circuit correcteur de tonalité à dosage séparé de graves (par  $R_{16}$ ) et d'aiguës (par  $R_{17}$ ). Lorsque le curseur du  $R_{15}$  se trouve en bas, et celui du  $R_{17}$  en haut, la courbe de réponse présente un relèvement des basses et un affaiblissement des aiguës (courbe  $\alpha$  de la figure 2). Lorsque les deux curseurs sont en position moyenne, le coefficient de transmission de l'ensemble correcteur de tonalité est à peu près uniforme et égal à 0,4 (courbe  $b$  de la figure 2). Enfin, lorsque le curseur du  $R_{16}$  se trouve en haut, et celui du  $R_{17}$  en bas, on obtient un relèvement des aiguës et un affaiblissement des basses (courbe  $c$  de la figure 2).

Tous les étages préamplificateurs sont soumis à une contre-réaction en intensité, réalisée en supprimant les condensateurs shuntant  $R_3$ ,  $R_7$ ,  $R_{14}$  et  $R_{20}$ , et à une contre-réaction en tension, par les résistances  $R_1$ ,  $R_6$ ,  $R_{12}$  et  $R_{24}$  entre le collecteur et la base des transistors correspondants. Les distorsions non linéaires s'en trouvent fortement diminuées. De plus, la contre-réaction en courant continu par les résistances non shuntées d'émetteurs, et l'utilisation des diviseurs de tension à consommation propre assez élevée dans les circuits de bases déterminent une excellente stabilité thermique telle que les caractéristiques de l'amplificateur restent pratiquement constantes entre  $-30^\circ\text{C}$  et  $+50^\circ\text{C}$ .



Fig. 1. — Schéma général de l'amplificateur décrit. Les chiffres dans les rectangles indiquent l'intensité au repos, en milliampères.

L'étage final utilise deux transistors de puissance,  $T_5$  et  $T_6$ . Un ajustage correct des résistances  $R_{28}$  et  $R_{29}$  (contre-réaction en intensité) permet de réduire considérablement les distorsions non linéaires prenant naissance dans l'étage final, et d'augmenter sa résistance d'entrée.

La charge de l'étage final est constituée par le haut-parleur (ou un groupe de haut-parleurs) avec une impédance de bobine mobile de l'ordre de 6 à 8 ohms.

Une boucle de contre-réaction en tension englobe l'étage final et l'étage « driver ». La tension réinjectée est prélevée sur le secondaire du transformateur de sortie et se trouve appliquée à l'émetteur du transistor  $T_4$ .

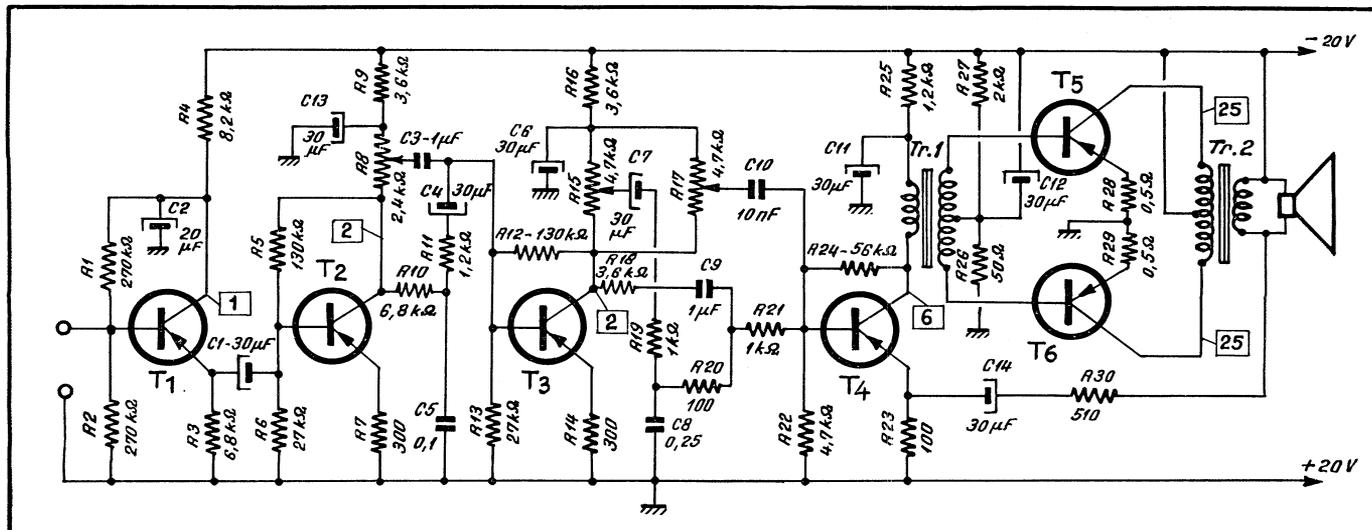
Si l'on veut accroître le gain de l'amplificateur, on peut shunter la résistance  $R_7$  par un condensateur électrochimique de 75 à à 100  $\mu\text{F}$ .

## Transistors

Les transistors utilisés dans la réalisation originale sont du type que nous désignons par A pour  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  et  $T_4$  et par B pour  $T_5$  et  $T_6$ . Pour faciliter leur remplacement par certains transistors du marché français, nous pensons utile de résumer leurs caractéristiques principales dans le tableau ci-contre.

Apparemment, on peut utiliser en A des transistors tels que OC 70, OC 71, SFT 241, SFT 242, SFT 251, etc. Il est tout indiqué de choisir pour le premier étage ( $T_1$ ) un transistor à faible bruit comme le SFT 251 ou SFT 252, par exemple.

En ce qui concerne les deux transistors de puissance,  $T_5$  et  $T_6$ , on pourra adopter des OC 30, OC 36, SFT 239, etc.



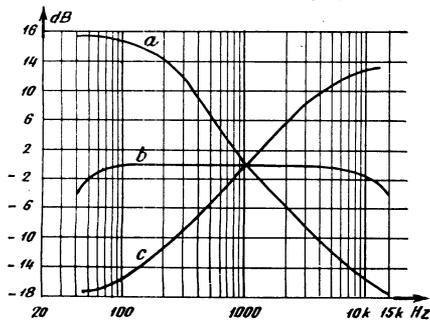
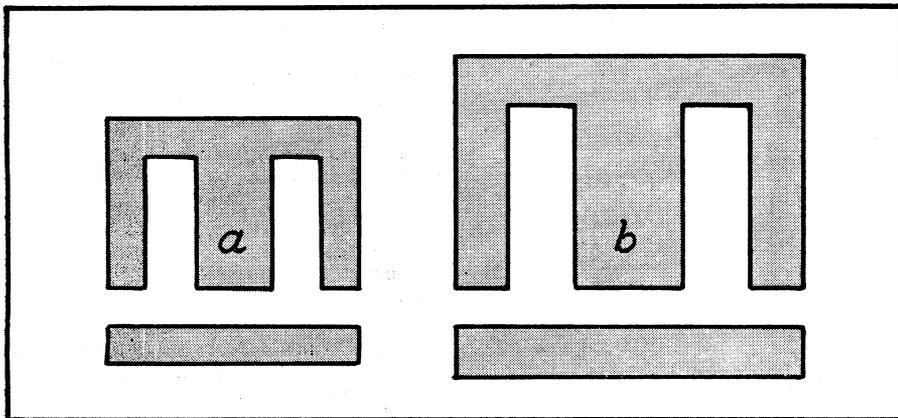


Fig. 2. — Courbes montrant l'action des deux potentiomètres de tonalité.

Paramètres	Unités	Valeur
<b>Type A</b>		
Tension collecteur-base $V_{CB}$ .....	V	-5
Courant émetteur $I_E$ ..	mA	1
Conductance de sortie $h_{22}$ .....	$\mu\text{mho}$	$\leq 2$
Gain en courant $\alpha$ ..		$\geq 0,97$
Taux de contre-réaction interne $h_{12}$ ...		$\leq 6.10^{-4}$
Courant inverse de collecteur .....	$\mu\text{A}$	$\leq 15$
Tension collecteur-base limite .....	V	30
Courant collecteur limite .....	mA	10
Puissance collecteur limite .....	mW	150
<b>Type B</b>		
Tension collecteur ...	V	-26
Courant collecteur ..	A	1
Gain en courant ...	dB	$\geq 27$
Résistance de la source .....	$\Omega$	15
Résistance de la charge .....	$\Omega$	25
Puissance de sortie .	W	10

## Réalisation

Dans la description originale les dimensions de la plaquette en bakélite supportant l'ensemble du montage sont de



180 x 90 mm. La disposition des différents éléments n'a rien de critique et doit être simplement logique. La plaquette en bakélite est fixée sur un châssis-cadre métallique, qui supporte les trois potentiomètres :  $R_8$ ,  $R_{16}$  et  $R_{17}$ . Les deux transistors de puissance sont munis de radiateurs, pour les dimensions desquels il vaut mieux consulter la documentation des constructeurs. L'auteur de l'article préconise des radiateurs rectangulaires de 40 x 50 mm, en aluminium ou en cuivre de 2 mm d'épaisseur.

Le transformateur Tr.1 est réalisé sur un circuit dont le croquis **a** de la figure 3 indique la forme et les dimensions des tôles, empilées sur 14 mm d'épaisseur. Le primaire comporte 2200 spires en fil émaillé de 8/100, et le secondaire deux fois 400 spires, bobinées ensemble, en fil émaillé de 12/100. Prévoir deux-trois couches de papier isolant entre le primaire et le secondaire et effectuer le bobinage « en vrac ».

Le transformateur de sortie Tr.2 est réalisé sur un circuit dont les tôles ont la forme et les dimensions de la figure 3**b**. L'épaisseur du noyau est de 14 mm et son primaire comporte deux fois 210 spires, bobinées ensemble, en fil émaillé de 50/100, tandis que le secondaire compte 90 spires en même fil. Le primaire et le secondaire sont séparés par deux-trois couches de papier isolant.

## Mise au point

Les courants de collecteur (au repos) sont indiqués sur le schéma général par des chiffres placés dans des rectangles. Ces valeurs peuvent évidemment changer en fonction des transistors employés.

La mise au point à proprement parler commence par l'ajustage de la résistance  $R_{27}$ , de façon à « tarer » à 50 mA le courant total de repos de l'étage final. Ce courant peut être différent avec les transistors français dont il a été question plus haut.

On coupe ensuite le circuit de contre-réaction en dessoudant la résistance  $R_{30}$ , par exemple, après quoi on applique un signal B.F. à l'entrée de l'amplificateur, et

Fig. 3. — Forme et dimensions (grandeur nature) des tôles utilisées pour les transformateurs.

on s'efforce, en observant la forme du signal à l'aide d'un oscilloscope au besoin, d'obtenir le minimum de distorsion en ajustant les résistances  $R_{28}$  et  $R_{29}$ , qui compensent, dans une certaine mesure les différences de caractéristiques entre les transistors  $T_5$  et  $T_6$ . Le réglage des résistances  $R_{28}$  et  $R_{29}$  doit se faire de façon que leur valeur totale n'excède pas 1  $\Omega$ .

Ensuite, on peut encore améliorer la qualité de reproduction en retouchant la résistance  $R_{24}$ .

Après cela, on rétablit le circuit de contre-réaction en remettant en place la résistance  $R_{30}$  dont on règle la valeur de façon à obtenir une puissance suffisante à la sortie.

## UN AMPLIFICATEUR H.F. POUR FM

Voici un montage très simple, propre à améliorer grandement la sensibilité d'un récepteur FM quelconque et pouvant, par là, rendre de précieux services dans de nombreux cas.

L'étage amplificateur H.F. utilise une triode spéciale pour U.H.F., type EC 86 ou PC 86, en montage grille à la masse. Toutes les connexions seront aussi courtes que possible : c'est la seule recommandation importante à faire pour la réalisation de ce montage.

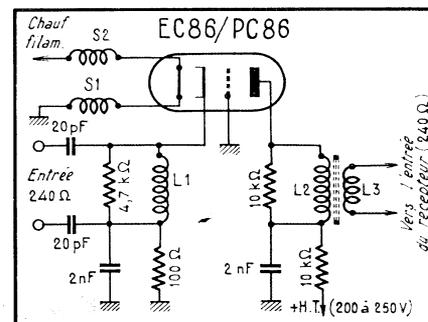


Schéma général de l'amplificateur V.H.F. dont la triode est utilisée en montage grille à la masse.

Les bobines  $L_1$ ,  $L_2$  et  $L_3$  sont réalisées sur des mandrins de 8 mm de diamètre extérieur, munis de noyaux ajustables en ferrite. Tous les enroulements sont faits en fil émaillé de 60/100 mm. Les bobines  $L_1$  et  $L_2$  comportent, chacune, 9 spires espacées de 0,6 mm. La bobine  $L_3$ , enroulée sur le même mandrin que  $L_2$ , côte à côte avec cette dernière, ne comporte que 3 spires jointives. Dans ces conditions, la sortie se fait sur une impédance de 240  $\Omega$ .

Les bobines d'arrêt  $S_1$  et  $S_2$  comportent, chacune, 15 spires en fil émaillé de 40/100, enroulées sur un tube de 5 mm de diamètre.

L'ensemble sera enfermé dans un blindage.

# CONVERTISSEUR STATIQUE

## A TRANSISTORS

### 6 V - 125 V 12 W

Le montage décrit utilise deux transistors SFT 212 (Cosem). Il permet d'obtenir une tension continue de 125 V à partir d'une batterie de 6 V. La puissance utile dépend de la résistance d'utilisation et peut atteindre 15 W. En d'autres termes, le courant maximal que peut fournir ce convertisseur est de l'ordre de 125 mA, ce qui correspond à une charge de 1 000  $\Omega$ .

Le rendement atteint 70 % à la puissance maximale et diminue un peu lorsque le débit diminue, mais il est encore de 60 % à 7,5 W (62 mA).

La fréquence de fonctionnement est de 300 Hz et l'ensemble supporte les températures allant de  $-55^{\circ}\text{C}$  à  $+60^{\circ}\text{C}$ .

Le schéma ci-contre représente la structure de ce convertisseur, y compris le dispositif de filtrage. Le démarrage des oscillations est assuré par une dissymétrie entre les deux transistors, le Tr.1 étant légèrement polarisé par la résistance  $R_a$ .

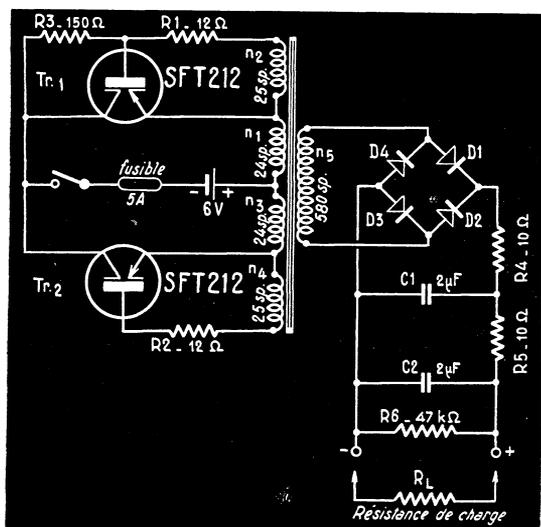
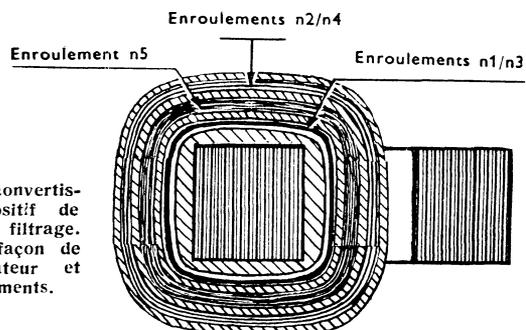
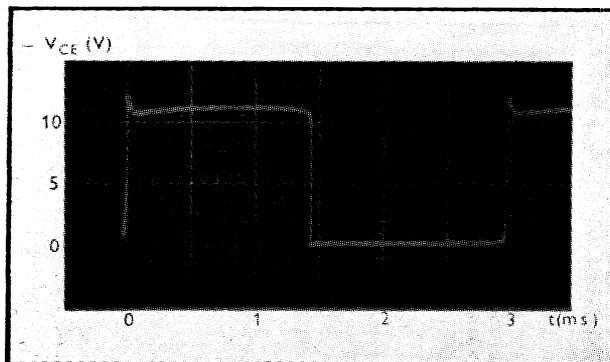


Schéma général du convertisseur avec son dispositif de redressement et de filtrage. Croquis montrant la façon de réaliser le transformateur et l'ordre des enroulements.



Allure, relevée à l'oscilloscope, de la tension existant sur le collecteur de l'un des transistors.



Lorsqu'un transistor est bloqué, il supporte entre son collecteur et son émetteur une tension égale au moins à deux fois la tension de la batterie d'alimentation et pouvant atteindre 2,5 fois cette tension au début du blocage.

Les oscillogrammes que nous publions ici ont été relevés avec les valeurs indiquées sur le schéma général, la puissance de sortie étant de 12 W.

Le transformateur est réalisé sur un circuit coupé en « Imphysil », type FA 10 Q 13, monté en circuit simple.

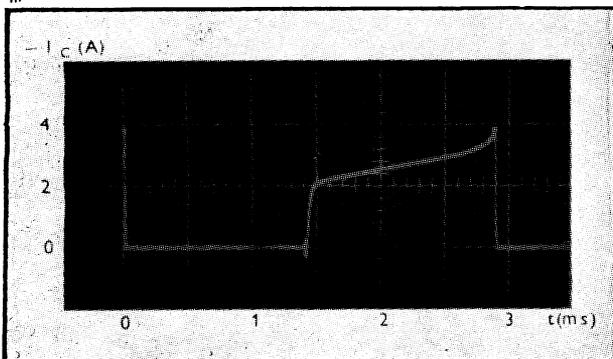
Bobiner d'abord les sections  $n_1$  et  $n_3$  en même temps (deux fils en main), avec 24 spires par section, en fil émaillé de 1,1 mm.

Continuer par le secondaire  $n_2$  (après plusieurs couches de papier isolant), avec 580 spires en fil émaillé de 30/100.

Terminer par les deux sections  $n_2$  et  $n_4$ , bobinées en une seule couche à spires uniformément réparties, avec 25 spires par section, en fil émaillé de 40/100.

Toutes les résistances utilisées seront du type 2 W, à tolérance de  $\pm 10\%$ . Les deux condensateurs,  $C_1$  et  $C_2$ , sont des « papier », prévus pour une tension de service de 250 V.

$I_C$  (A)



Allure, relevée à l'oscilloscope, de l'intensité dans le circuit collecteur de l'un des transistors.

# POUR MESURER VOS BOBINAGES

## UN ADAPTATEUR SELFMÈTRE

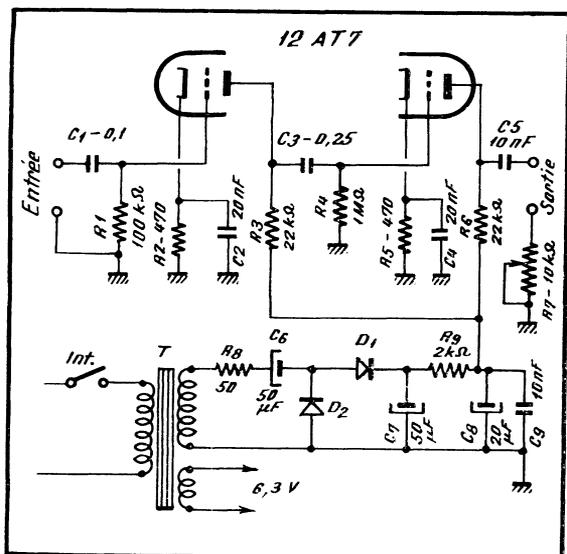


Fig. 1 (à gauche). — Schéma général de l'adaptateur avec son alimentation. Fig. 2 (à droite). — Principe de la mesure (a), montage pour la mesure à l'oscilloscope (b) et mesure des inductances parcourues par une composante continue.

La mesure d'une self-induction exige généralement l'emploi de ponts spéciaux, compliqués et évidemment chers, ou encore de selfmètres à résonance, toujours délicats à réaliser et à mettre au point.

L'adaptateur décrit ci-après permet des mesures de  $L$  entre quelques microhenrys et quelques milliers de henrys, et cela avec une précision de l'ordre de  $\pm 10\%$ , c'est-à-dire largement suffisante dans la pratique. La méthode de mesure est, d'autre part, très simple.

Le montage représenté sur le schéma de la figure 1 est un amplificateur à large bande à deux étages, dont le gain est pratiquement uniforme jusqu'à 100 kHz et présente ensuite un affaiblissement de 10 dB à 1 MHz. L'amplificateur ainsi constitué doit être connecté à la sortie d'un générateur, H.F. ou B.F., tandis que la bobine mesurée se branche aux bornes « Sortie ». Si le générateur utilisé peut permettre une variation de fréquence entre 20 Hz et 1 MHz, il sera possible de mesurer des self-inductions entre 2,53  $\mu\text{H}$  et 6 300 H. En effet, la relation entre la fréquence émise par le générateur utilisé et la valeur de la « self » mesurée s'écrit :

$$L = \frac{2,53 \cdot 10^{12}}{f^2}$$

où  $L$  est exprimée en microhenrys et  $f$  en hertz. On voit donc que pour  $f = 1$  MHz  $= 1 \cdot 10^6$  Hz, on obtient  $L = 2,53 \mu\text{H}$ , et pour  $f = 20$  Hz,  $L = 6,3 \cdot 10^9 \mu\text{H}$ , soit 6 300 H. A remarquer que l'on n'a jamais besoin de mesurer des bobines de 6 300 H et que, par conséquent, on peut se contenter d'une fréquence nettement plus élevée en tant que limite inférieure, par exemple 100 Hz, ce qui correspond à  $L = 253$  H.

Le principe de fonctionnement de l'adaptateur est expliqué par les différents croquis de la figure 2. Lorsqu'on connecte à la sortie du générateur (ou à la sortie de l'adaptateur, ce qui revient au même) un circuit série comportant une capacité, une inductance et une résistance ohmique

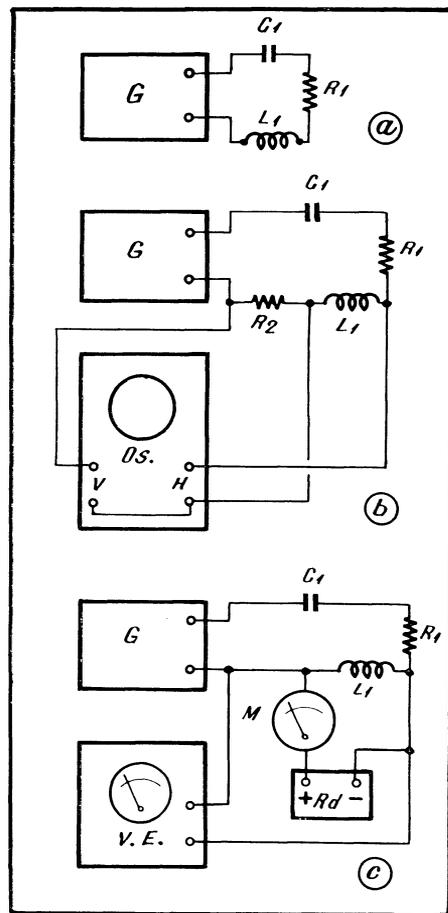
(fig. 2 a), on observe la résonance sur une certaine fréquence, en faisant varier celle du générateur.

Cette résonance peut être mise en évidence par la déviation maximale du voltmètre électronique connecté aux bornes de la bobine, ou déterminée par la méthode des figures de Lissajous à l'aide d'un oscilloscope (fig. 2 b). Cependant, si l'on cherche à déterminer la fréquence de résonance avec un maximum de précision pour toutes les fréquences, on utilisera de préférence les deux méthodes : voltmètre électronique pour la mesure des faibles valeurs de  $L$  (fréquences élevées) ; oscilloscope pour celle des self-inductions de valeur élevée (fréquences basses).

L'entrée de l'adaptateur est normalement prévue pour un signal de 0,1 V. Cependant, la précision des mesures dépend du niveau du signal, mais d'une façon inégale d'une extrémité à l'autre de la plage de mesures. C'est ainsi que cette précision augmente très nettement pour les valeurs élevées de  $L$  lorsque la tension du signal à l'entrée n'est plus que 0,01 V. Au contraire, la précision est meilleure pour les faibles valeurs de  $L$  lorsque la tension du signal monte à 1 V.

L'adaptateur décrit peut être également utilisé pour la mesure de la self-induction des bobines de filtrage en présence du courant continu qui les traverse. On réalise alors le montage de la figure 2 c, où un redresseur quelconque fournit le courant continu nécessaire, que l'on règle à la valeur voulue grâce aux indications du milliampèremètre  $M$ .

La marche à suivre pour effectuer une mesure est la suivante. La bobine à mesurer est connectée aux bornes « Sortie » de l'adaptateur, dont les bornes « Entrée » reçoivent le signal fourni par un générateur B.F. ou H.F., suivant la valeur de  $L$  à mesurer. Si la fréquence de résonance est observée à l'aide d'un voltmètre électronique, ce dernier sera connecté en parallèle sur la bobine à mesurer. Ensuite, on met la résistance variable  $R_7$  en court-circuit et on fait varier la fréquence du



générateur de façon à obtenir une déviation maximale du voltmètre. Le cadran du générateur indique la fréquence correspondante à partir de laquelle, en s'aidant de graphiques ou de tableaux, on passe à la valeur de la self-induction.

Si on travaille avec un oscilloscope, la résistance variable  $R_7$  doit être réglée au maximum de sa valeur. L'oscilloscope lui-même sera connecté suivant les indications de la figure 2 b, où la résistance  $R_2$  correspond à  $R_7$  du schéma général de la figure 1. Ensuite, on fait varier la fréquence du générateur de façon à faire apparaître, sur l'écran de l'oscilloscope, un cercle ou une ellipse. Enfin, on note la fréquence de résonance indiquée par le cadran du générateur et on en déduit la valeur de  $L$ .

La précision des mesures dépend beaucoup de la tolérance admise pour la valeur du condensateur  $C_5$ , tolérance qui ne doit pas excéder  $\pm 5\%$ .

Les deux redresseurs du doubleur de tension,  $D_1$  et  $D_2$ , peuvent être des éléments au sélénium quelconques, en rapport avec les caractéristiques du transformateur, de façon à donner à la sortie quelque 250 V avec un très faible débit (quelques milliampères).

(Adapté de *Electronics World*, mai 1961.)

# Téléviseur CICOR

Le début de cette description a été publié dans notre n° 181

## Base de temps images

Cette partie se compose d'un étage écrêteur-amplificateur, utilisant l'une des triodes de la ECC 82 (1) (fig. 5), d'un oscillateur du type blocking employant la triode de la ECL 82 (2) et de l'étage de sortie, monté avec la pentode de la même ECL 82.

L'écrêteur triode ECC 82 fonctionne avec une polarisation de cathode élevée, obtenue par le diviseur de tension  $R_{54}$ - $R_{55}$ . Pratiquement, la polarisation qui en résulte est telle que le point de fonctionnement du tube se trouve amené au « cut-off », de sorte que seules les alternances ou les pointes positives du signal appliqué à la grille peuvent provoquer des variations du courant anodique.

Or, le signal apparaissant sur la plaque de la séparatrice constitue un mélange de tops de synchronisation images et lignes, se présentant en lancée négative, c'est-à-dire dirigés vers le bas.

Le circuit différentiateur  $C_{30}$ - $R_{53}$  présente une constante de temps telle que les impul-

sions lignes, très courtes, ne sont pratiquement pas déformées, tandis que les tops images, plus longues, sont énergiquement différenciés, de sorte que chaque top donne naissance à une impulsion en lancée négative, sans intérêt pour nous, et à une autre, en lancée positive, résultant de la différenciation du front arrière du top, que nous utilisons pour « débloquer » la triode écrêteuse de la figure 5.

Par conséquent, à la plaque de cette triode, aux bornes de la résistance  $R_{56}$ , nous enregistrons l'apparition d'impulsions en lancée négative et de très grande amplitude, que nous utiliserons pour synchroniser l'oscillateur blocking, en les appliquant à l'anode de la triode ECL 82 à travers  $C_{30}$ .

A remarquer que si, par suite d'une conception particulière du montage, les tops de synchronisation se présentaient en lancée positive, il faudrait les appliquer à la grille de l'oscillateur bloqué.

La structure de ce dernier n'a rien de particulier. Nous remarquerons une résistance d'amortissement  $R_{50}$  dans le circuit

de grille, résistance dont la valeur est relativement critique et agit d'une façon assez sensible sur la linéarité.

Le potentiomètre  $R_{58}$ , permettant d'ajuster la fréquence de balayage vertical, se trouve disposé dans le retour du circuit de grille de l'oscillateur, qui revient, suivant le montage habituellement adopté, au + H.T.

La tension en dents de scie, formée par l'ensemble  $R_{57}$ - $R_{58}$ - $C_{40}$ , est prélevée sur la cosse 3 du transformateur  $T_1$  et envoyée, à travers  $C_{42}$ , vers le potentiomètre  $R_{65}$ , qui constitue le régulateur d'amplitude verticale. En même temps, une impulsion prélevée au même point est appliquée, à travers  $C_{41}$  à l'anode  $A_1$  du tube-images, où elle contribue à l'effacement, sur l'écran, de la trace de retour du balayage vertical.

Le point original de l'étage de sortie images est constitué par la façon dont est obtenue la linéarité verticale. En effet, nous ne voyons aucun circuit habituel de contre-réaction anode-grille, à effet variable par potentiomètre, mais un ensemble très simple d'éléments fixes  $R_{63}$ - $C_{43}$ - $C_{43}$ - $R_{62}$ , calculés de façon à déformer la dent de scie juste ce qu'il faut pour obtenir un balayage parfaitement linéaire. Il en résulte que les valeurs ci-dessus sont relativement critiques, dont l'écart sensible par rapport à la valeur optimale provoque un défaut de linéarité verticale.

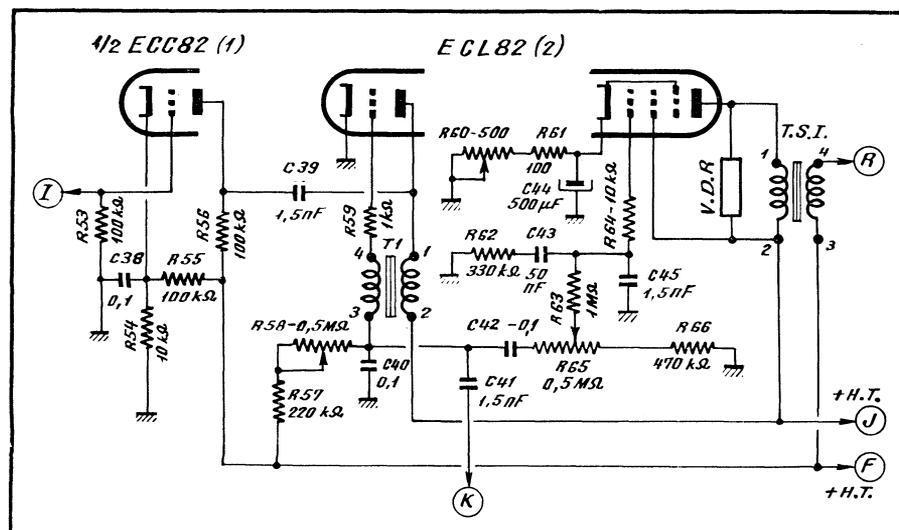
Il existe cependant un élément réglable, constitué par une résistance variable dans le circuit de cathode ( $R_{60}$ ), qui permet d'agir dans une certaine mesure sur la linéarité verticale. Mais son action s'exerce surtout dans le tiers supérieur de l'image.

Une résistance VDR placée en shunt sur le primaire du transformateur de sortie T.S.I. permet de compenser les variations d'amplitude verticales dues à l'échauffement.

## Base de temps lignes

Sur le schéma de la figure 6, représentant cette partie, nous voyons un comparateur de phase utilisant la seconde triode de la ECC 82 (1), un multivibrateur à couplage cathodique équipé également d'une ECC 82, un étage de sortie faisant appel à une pen-

Fig. 5. — Schéma général de la base de temps images.



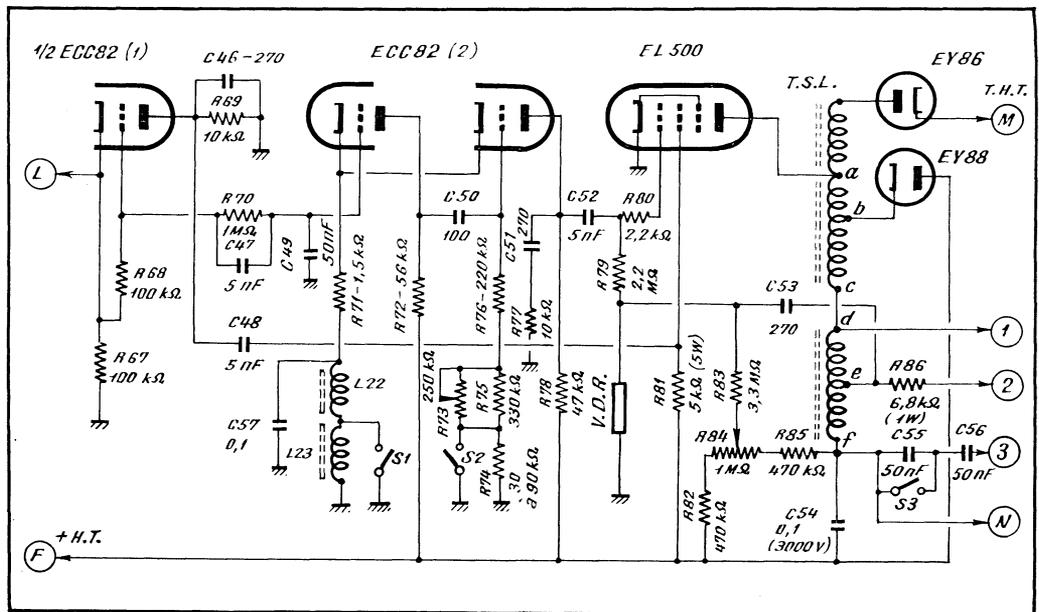


Fig. 6. — Schéma général de la base de temps lignes, avec la commutation 819-625 lignes et le dispositif de compensation automatique de la largeur d'image.

de puissance EL 500 et un transformateur de sortie (T.S.L.) associé à une diode de récupération EY 88 et à une diode EY 86 pour le redressement de la T.H.T.

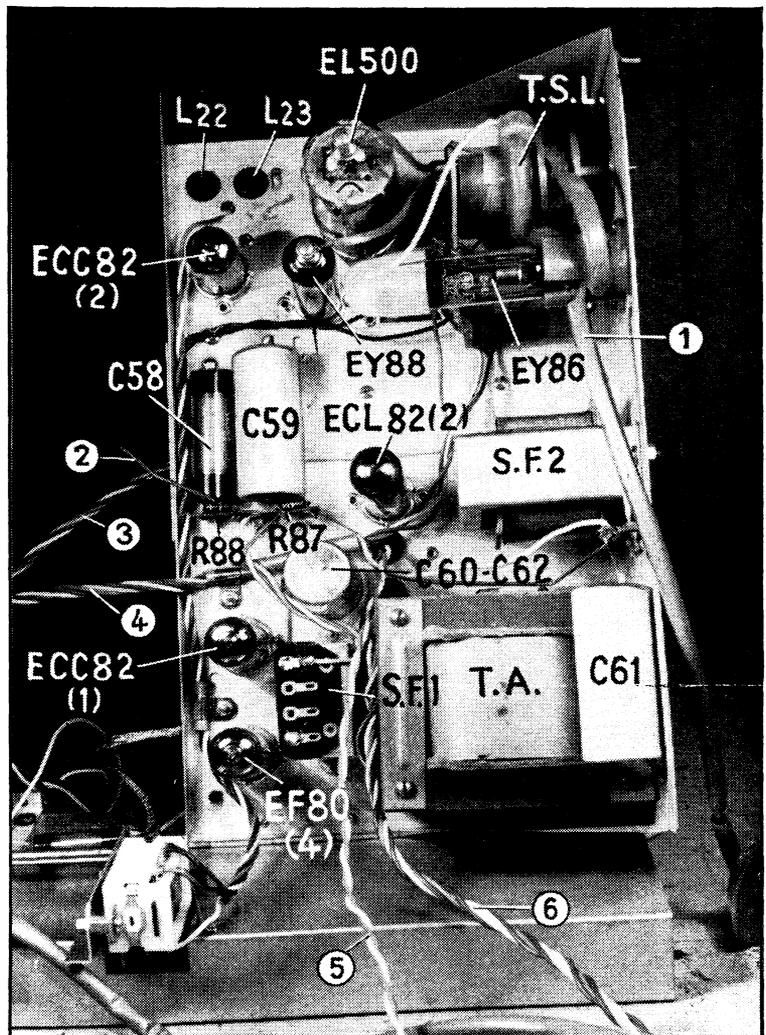
Voyons d'abord le fonctionnement du comparateur de phase. Le principe de ce montage consiste à appliquer à deux électrodes différentes d'un tube les tops lignes envoyés par la séparatrice d'une part, et les impulsions prélevées en un point quelconque de l'étage de sortie lignes d'autre part. On s'arrange de façon que le tube comparateur fournisse une tension continue variable en fonction du déphasage des deux signaux en présence, tension qui contribue à pola-

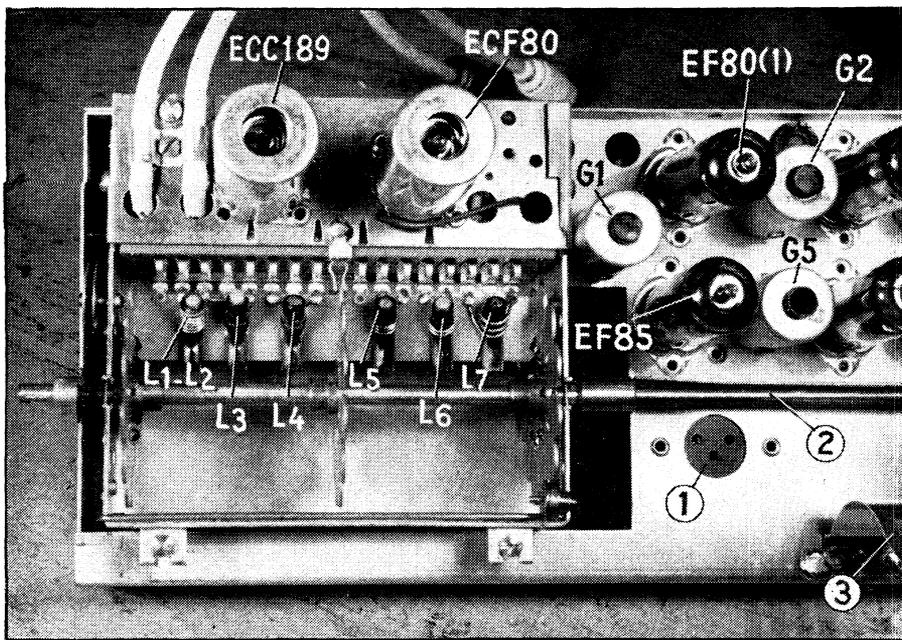
Disposition des pièces sur le châssis bases de temps vu côté tubes :

1. - Connexion T.H.T. ;
2. - Connexion bleue allant vers le wehnelt du tube-images ;
3. - Torsade de cinq conducteurs (y compris la connexion 2) allant vers le support du tube-images : filament (jaune et vert) ; wehnelt (bleu) ; anode A 1 (blanc) ; anode de concentration (rouge) ;
4. - Torsade de cinq conducteurs allant vers le déflecteur ;
5. - Torsade de deux conducteurs allant vers la cellule ORP 60 ;
6. - Torsade de cinq conducteurs allant vers le potentiomètre de lumière  $R_{36}$  et vers l'interrupteur du potentiomètre  $R_{36}$ .

riser la grille d'entrée d'un multivibrateur, dont la fréquence se trouve ainsi asservie au déphasage ci-dessus.

En d'autres termes, aussitôt que la fréquence du multivibrateur « dérive » pour telle ou telle raison, les impulsions prélevées à l'étage de sortie lignes suivent cette dérive et provoquent une modification du déphasage par rapport aux tops lignes correspondants. La tension continue envoyée par le tube comparateur au multivibrateur varie dans un sens tel que la fréquence de ce dernier glisse pour rétablir le déphasage primitif.





Ci-dessus : Vue générale du rotacteur, le blindage étant enlevé. On voit également :

1. - Prise pour le branchement du tuner U.H.F. ;
2. - Axe du rotacteur prolongé, pour la commande de la commutation 819-625 lignes ;
3. - Ressort de masse s'appliquant sur le revêtement graphité du tube-images.

Ci-dessous : Disposition des éléments sur la platine F.I. Pour (1) et (2) voir ci-dessus.

Pour les autres repères :

4. - Prise pour le haut-parleur ;
5. - Connexion blindée double allant vers le potentiomètre de puissance son  $R_{30}$  ;
6. - Commutation quadruple 819-625 lignes ;
7. - Bouton de commande du potentiomètre  $R_{11}$  (réglage manuel de contraste) ;
8. - Connexion allant vers la cathode du tube-images.

Pratiquement, les choses se passent de la façon suivante. Les tops lignes arrivent sur la cathode du tube, par (L), en lancées négatives, tandis que la plaque de la triode reçoit, à travers  $C_{25}$ , des impulsions en lancées positives, prélevées sur l'écran non découplé du tube de puissance EL500. Il est manifeste que le tube comparateur ne se trouve « débloqué » pleinement que si les impulsions positives sur son anode coïncident avec les tops négatifs sur sa cathode.

Dans ces conditions, une tension négative apparaît sur la grille de la triode, tension due au courant de grille et dont la valeur est maximale à la « coïncidence ». Aussitôt que cette coïncidence cesse d'être parfaite, dans un sens ou dans l'autre, la tension négative diminue et agit sur la fréquence du multivibrateur, à travers  $R_{70}$ - $C_{17}$ , tendant à rétablir la coïncidence.

Le multivibrateur lignes est muni d'une commutation, permettant de l'adapter au standard 625 lignes, qui sera celui du second programme français. Le contact  $S_1$  court-circuite la bobine stabilisatrice  $L_{23}$  en position « 819 lignes », tandis que le contact  $S_2$  supprime la portion  $R_{74}$  de la résistance de fuite dans le circuit grille de la seconde triode : la fréquence propre du multivibrateur est, en effet, d'autant plus basse que la valeur totale de cette résistance est plus élevée.

La résistance variable  $R_{70}$ , permettant de stabiliser l'image dans le sens horizontal (réglage de la fréquence lignes) doit être ajustée sur 819 lignes, après quoi, par un choix approprié de la  $R_{74}$ , entre 30 et 90 k $\Omega$ , on cherche à obtenir une bonne stabilité sur 625 lignes, sans toucher au potentiomètre  $R_{70}$ .

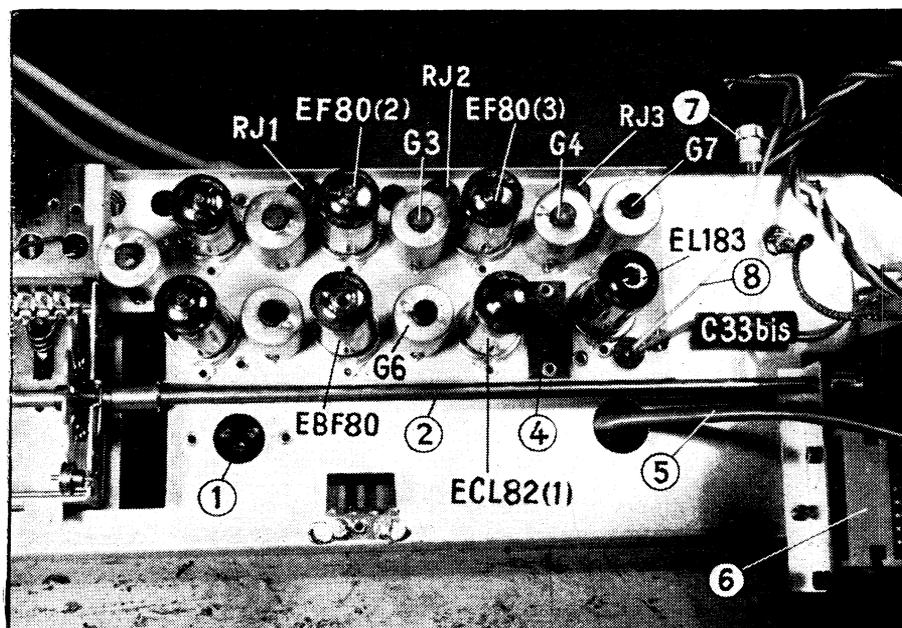
Signalons, en passant, le circuit de mise en forme des impulsions appliquées au tube de puissance,  $C_{51}$ - $R_{77}$ , appelé parfois circuit de « peaking ». Sa coupure ou la valeur nettement incorrecte de ses éléments provoquent la dégradation de la linéarité horizontale.

Un dispositif très intéressant prévu sur l'étage de sortie lignes est constitué par le circuit de stabilisation automatique de la largeur de l'image. Il comprend une résistance V.D.R., placée dans le retour à la masse du circuit de grille EL500 et alimentée à partir d'un pont disposé entre la haute tension récupérée (point  $f$ ) et la haute tension générale. Ce pont, constitué par les résistances fixes  $R_{52}$  et  $R_{55}$  et un potentiomètre  $R_{54}$ , permet d'ajuster le point de fonctionnement du système de stabilisation. Par ailleurs, la même résistance V.D.R. se trouve alimentée en impulsions lignes, de polarité positive, à travers la capacité  $C_{53}$ .

Le réglage du potentiomètre  $R_{54}$  place le tube EL500 dans certaines conditions de fonctionnement, déterminées par le potentiel positif appliqué au point commun V.D.R.- $R_{70}$  à travers  $R_{53}$  et par le courant grille du tube qui, grâce à la chute de tension dans  $R_{70}$ , rend la grille suffisamment négative. Mais, en même temps, la tension positive appliquée aux bornes de la V.D.R. place cette résistance non linéaire dans les conditions optimales pour redresser les impulsions lignes transmises par  $C_{53}$ , et le faire avec une polarité telle que le point commun V.D.R.- $R_{70}$  tende à devenir d'autant plus négatif que l'amplitude de ces impulsions est plus élevée.

Par conséquent, si par suite de telle ou telle perturbation (élévation de la tension du secteur, par exemple), la largeur de l'image tend à devenir excessive, cela se traduira par une amplitude plus grande des impulsions arrivant par  $C_{53}$ , c'est-à-dire par une tension plus négative appliquée à la grille de la EL500 à travers  $R_{70}$ - $R_{50}$ , ce qui « freinera » la lampe et réduira son débit, d'où diminution de la largeur du balayage.

Il n'y a pas grand-chose de spécial à dire sur l'ensemble transformateur de sortie lignes-T.H.T., où nous remarquerons un interrupteur  $S_3$ , commandé en même temps



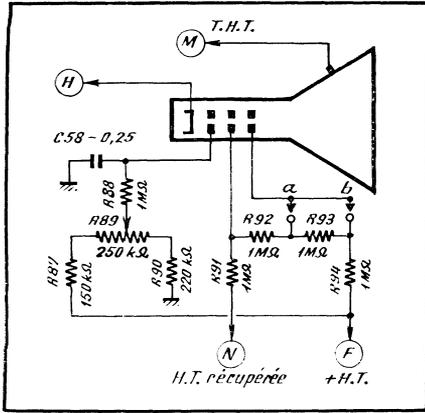


Fig. 7. — Tube-images et ses circuits d'alimentation. Les impulsions d'effacement arrivent sur l'anode A 1.

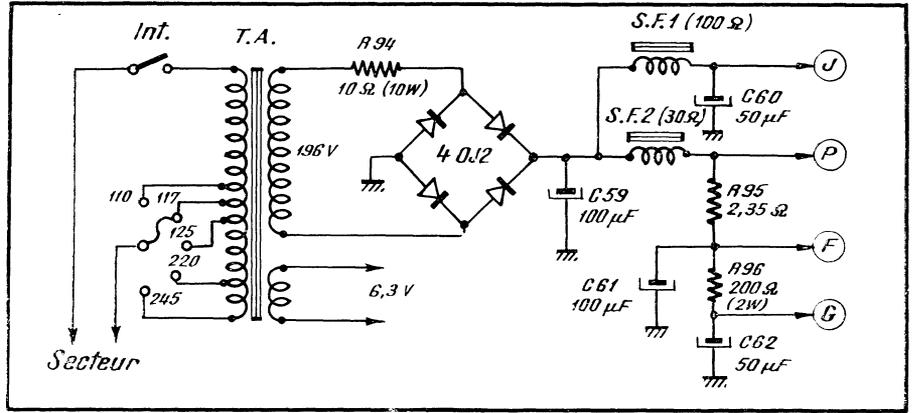


Fig. 8. — Schéma de la partie alimentation. La résistance  $R_{95}$  est constituée par deux résistances de  $4,7 \Omega$  en parallèle.

que  $S_1$ - $S_2$  et court-circuitant le condensateur  $C_{55}$  en position « 819 lignes ».

## Tubes-images et ses circuits

Le tube que nous avons utilisé est un AW 59-91, c'est-à-dire un 110°-58 cm. Le schéma de la figure 7 représente ses circuits d'alimentation, avec le potentiomètre  $R_{90}$  pour le réglage de la lumière. La cathode du tube est réunie à la plaque de l'amplificatrice vidéo, au point H de la figure 4 (voir notre dernier numéro). L'anode de concentration peut être connectée soit à la haute tension générale (point F), soit à l'un des points  $a$  ou  $b$ . La tension de cette anode n'a rien de critique et doit être choisie, expérimentalement, entre 0 et 400 V d'après les indications du constructeur.

## Alimentation

Elle est conçue suivant le schéma de la figure 8 et réalisée à l'aide d'un transformateur comportant deux secondaires seulement : le premier, donnant 196 V environ en charge, pour alimenter un redresseur en

pont constitué de quatre cellules au silicium type 40J2 ; le second, servant au chauffage de tous les filaments en parallèle, y compris celui du tube-images.

Après un condensateur électrochimique de  $100 \mu\text{F}$  à la sortie du redresseur, nous avons plusieurs circuits de filtrage, alimentant chacun une section du téléviseur :

1. A travers l'inductance S.F.1, suivie d'un condensateur de  $50 \mu\text{F}$  ( $C_{60}$ ), se trouve alimentée la base de temps images, plus exactement l'oscillateur blocking et l'étage de sortie ;

Détails de la liaison entre la platine F.I. et le châssis bases de temps (à gauche) :

1. - Commutateur quadruple 819-625 lignes ;
2. - Axe prolongé du rotacteur pour la commande du commutateur ci-dessus ;
3. - Connexion de masse en grosse tresse souple, reliant le châssis bases de temps au châssis-support général.

Potentiomètre double puissance son-lumière (à droite) :

1. - Torsade de cinq conducteurs allant vers  $R_{90}$  (3) et vers l'interrupteur du  $R_{96}$  (2) ;
2. - Connexion double, blindée, allant vers  $R_{96}$  ;
3. - Plaquette métallique servant à la fixation du potentiomètre double sur le panneau avant.

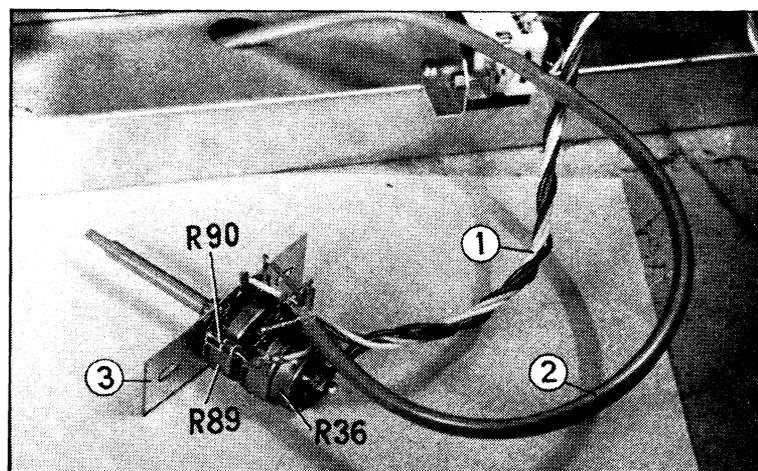
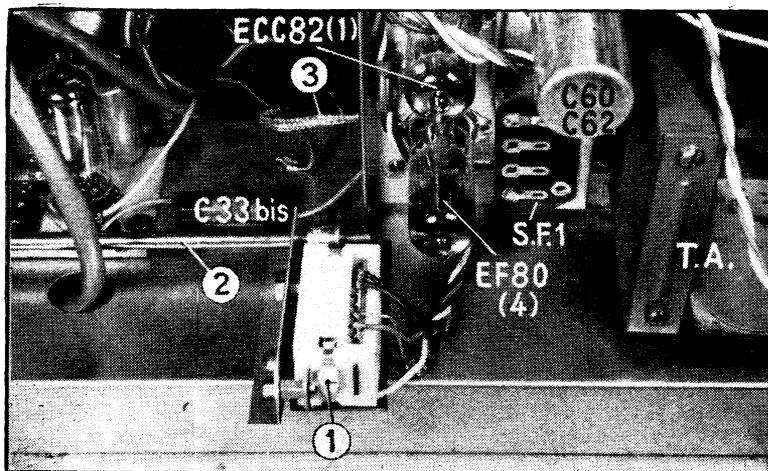
2. Le point P, à la sortie de l'inductance S.F. 2, est réuni à l'une des extrémités de l'ensemble de déflexion verticale. L'autre extrémité du même ensemble va à la cosse 4 du transformateur T.S.I., c'est-à-dire à R (fig. 5), et le circuit se referme sur la haute tension à travers le secondaire du transformateur. Il en résulte que le circuit des bobines de déflexion verticale contient la résistance  $R_{95}$  en série. La chute de tension aux bornes de cette résistance assure le précadre vertical de l'image, évitant la déformation de cette dernière. A noter que la résistance  $R_{95}$ , de  $2,3 \Omega$  environ, est formée de deux résistances de  $4,7 \Omega$  connectées en parallèle ;

3. A partir du point F se trouve alimenté tout le reste des circuits H.T. du téléviseur, sauf le récepteur son, pour lequel une cellule de filtrage supplémentaire a été prévue.

## Montage

### Structure générale

Le téléviseur que nous nous proposons de réaliser comprend une ébénisterie solide, dont le panneau frontal supporte le tube-images, tenu aux quatre coins par des pin-



ces métalliques. Lorsqu'on regarde l'appareil par l'arrière, le tube-images se trouve déporté vers la droite, libérant, à gauche, une bande large de quelque 16 cm et occupée par un panneau en bois sur lequel se trouve fixé le haut-parleur et son transfor-

mateur, ainsi que le potentiomètre double, puissance son ( $R_{36}$ ) et lumière ( $R_{80}$ ). Le premier est combiné avec l'interrupteur général.

Derrière tout cela, occupant toute la largeur de l'ébénisterie, se trouve un châssis

métallique qui constitue, en réalité, un cadre servant de support aux différents châssis séparés, se répartissant de la façon suivante :

1. A droite, fixés horizontalement, le rotacteur et la platine F.I., comprenant l'amplificateur F.I. vision, l'amplificateur vidéo et l'ensemble du récepteur son, y compris le tube final. L'axe du rotacteur, prolongé, commande, sur la position 1 du sélecteur de canaux, un interrupteur quadruple, disposé dans le voisinage du châssis des bases de temps et assurant la commutation « 819-625 ». Autrement dit, cet interrupteur quadruple comprend les contacts  $S_1$ ,  $S_2$  et  $S_3$  de la figure 6, ainsi qu'un quatrième contact pour la coupure de l'alimentation en haute tension du tuner U.H.F.

2. A gauche, fixé verticalement et pouvant pivoter vers l'arrière, le châssis supportant l'étage de séparation, les bases de temps images et lignes ainsi que l'alimentation. Les charnières assurant le pivotage du châssis sont facilement démontables, de sorte que l'ensemble peut être monté ou démonté sans aucune difficulté.

### Détails

Les détails de la disposition des pièces sont surtout donnés par les différentes photographies et les croquis montrant le branchement des transformateurs F.I. et autres.

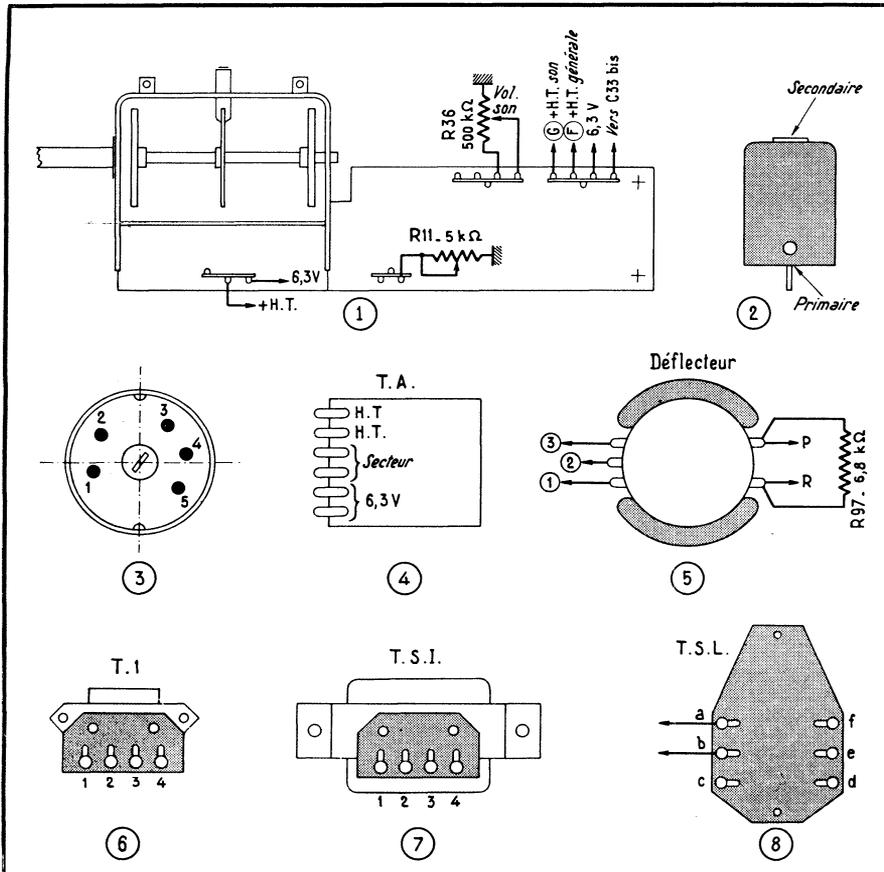
La platine F.I., solidaire du rotacteur, est fixée sur le châssis général à l'aide de quelques vis et écrous, que l'on aperçoit sur certaines photographies.

Le potentiomètre  $R_{11}$ , pour le réglage manuel du contraste, est fixé à l'arrière du châssis général et il faut le réunir à la platine F.I. suivant l'indication du croquis (1).

La liaison avec le potentiomètre  $R_{36}$  (puissance son) se fait à l'aide d'un câble à deux conducteurs recouverts d'une gaine métallique, le tout protégé par une gaine isolante. Le blindage de ce câble est mis à la masse uniquement du côté du châssis. Sa longueur est de 45 cm environ.

(A suivre.)

R. L.



Connexions à établir pour le branchement de la platine F.I. (1). — Disposition des réglages sur les transformateurs F.I. (2). — Branchement des transformateurs F.I. (3). — Branchement du transformateur d'alimentation (4), du déflecteur (5), du transformateur blocking images (6), du transformateur de sortie images (7) et du transformateur de sortie lignes (8).

# CALCUL SIMPLIFIÉ DES BOBINAGES H.F.

Le coefficient de self-induction d'une bobine à une seule couche peut être facilement calculé, en microhenrys, par la relation suivantes :

$$L = \frac{0,01 D n^2}{\frac{l}{D} + 0,44} \quad (1)$$

ou D représente le diamètre extérieur du mandrin en centimètres, l la longueur totale de l'enroulement, également en centimètres (voir le croquis a), et n le nombre de spires.

Par exemple, une bobine réalisée sur un

mandrin de 8 mm de diamètre et comportant 10 spires enroulées sur une longueur totale de 11 mm, aura une self-induction :

$$L = \frac{0,01 \cdot 0,8 \cdot 100}{1,375 + 0,44} = \frac{0,8}{1,815} = 0,44 \mu\text{H.}$$

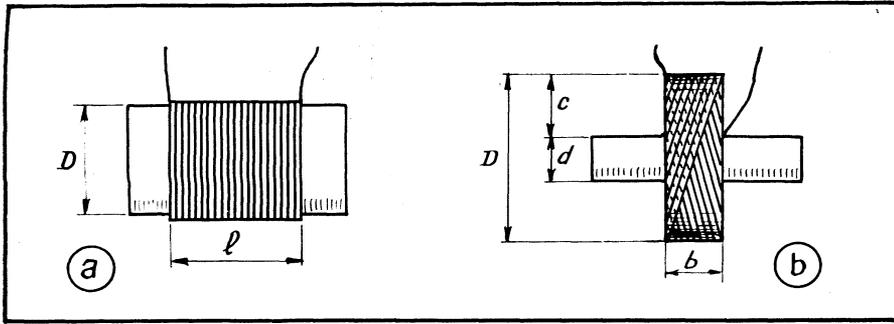
Cependant, dans la pratique, la self-induction est le plus souvent imposée, tandis qu'on doit calculer le nombre de spires n, en se donnant les dimensions l et D. Le calcul se fait alors à l'aide de la relation

$$n = 10 \sqrt{\frac{L(K + 0,44)}{D}} \quad (2)$$

où nous désignons, pour simplifier, le rapport l/D par K. Lorsque le nombre de spires est calculé, on détermine le diamètre  $d_r$  du fil à utiliser (avec l'isolant), par :

$$d_r = \frac{l}{n}.$$

Il n'y a aucun inconvénient à adopter un fil plus fin que celui indiqué par le calcul, mais il est important de respecter rigoureusement la longueur l, en écartant au besoin les spires. Il est également recommandé de choisir les dimensions de la bobine de façon à avoir le rapport l/D



compris entre 0,2 et 2. A signaler que la résistance ohmique de la bobine sera minimale lorsque ce rapport sera égal à 0,4, mais habituellement on adopte une valeur plus grande.

Soit à calculer, par exemple, une bobine de 2  $\mu\text{H}$ , réalisée sur un mandrin de 12 mm de diamètre. Nous adoptons  $l=20$  mm, ce qui nous donne  $l/D = K = 2/1,2 = 1,67$ . Le nombre de spires sera donc, d'après la relation (2) :

$$n = 10 \sqrt{\frac{2 \cdot 2,11}{1,2}} = 18,7.$$

Le diamètre maximal du fil devra être :

$$d_t = \frac{20}{18,7} = 1,07 \text{ mm.}$$

Pratiquement, on adoptera du fil de 70/100 à 80/100, que l'on bobinera sur 20 mm de longueur.

Pour calculer la self-induction, toujours en *microhenrys*, des bobines à plusieurs couches, en nids d'abeilles ou autres, on utilisera la formule :

$$L = \frac{0,08 D_m^2 n^2}{3 D_m + 8 b + 9 c}, \quad (3)$$

où  $D_m$  désigne le diamètre moyen, c'est-à-dire (croquis b) :

$$D_m = \frac{D + d}{2}.$$

Quant à  $b$ , cette dimension désigne la largeur de la bobine, tandis que  $c$  en représente la hauteur. Les dimensions  $D_m$ ,  $b$  et  $c$  sont exprimées en *centimètres*.

Cependant, la formule (3) est inutilisable lorsque nous avons besoin de calculer le nombre de spires  $n$  pour obtenir une certaine self-induction  $L$ , car nous ignorons alors les dimensions  $D_m$  et  $c$ . On aura recours, dans ce cas, à la formule approchée suivante, exprimant, en *microhenrys*, la self-induction d'une bobine à plusieurs couches :

$$L = 0,01 d n^2. \quad (4)$$

Cette relation donne généralement une valeur légèrement trop faible (de 10 à 20 %), mais permet de calculer facilement le nombre de spires, car :

$$n = 10 \sqrt{\frac{L}{d}}. \quad (5)$$

On obtient de cette façon un nombre de spires un peu trop « fort », ce qui ne présente aucun inconvénient, car lors de

Dimensions à considérer pour le calcul et la réalisation des bobines à une seule couche ou à plusieurs couches.

la mise au point il est plus facile de débobiner quelques spires que d'en ajouter.

Soit, par exemple, à calculer la self-induction d'une bobine en nids d'abeilles de 200 spires, dont les dimensions sont :  $d=0,8$  cm ;  $D=2$  cm ;  $b=0,8$  cm. Calculons d'abord  $D_m$  et  $c$  :

$$D_m = \frac{0,8 + 2}{2} = 1,4 \text{ cm ;}$$

$$c = \frac{2 - 0,8}{2} = 0,6 \text{ cm.}$$

Il en résulte que la self-induction  $L$  sera, d'après la formule (3),

$$L = \frac{0,08 \cdot 1,96 \cdot 40\,000}{4,2 + 6,4 + 5,4} = \frac{6\,272}{16} = 392 \mu\text{H.}$$

Si nous effectuons le même calcul à l'aide de la formule approchée (4), nous obtenons :

$$L = 0,01 \cdot 0,8 \cdot 40\,000 = 320 \mu\text{H.}$$

Essayons maintenant, à titre de curiosité, de trouver le nombre de spires de la bobine dont nous venons de calculer  $L$ , en nous servant de la relation (5) et en prenant la moyenne des chiffres obtenus, soit 356  $\mu\text{H}$  :

$$n = 10 \sqrt{\frac{356}{0,8}} = 211 \text{ spires.}$$

Ne pas oublier que si la bobine réalisée doit être enfermée dans un blindage, il faut compter sur une diminution de  $L$  de 10 à 20 %. Par conséquent, prévoir, dans les calculs, une valeur de  $L$  proportionnellement plus élevée.

## ÉTAGE CASCODE EN B.F.

Lorsqu'on a besoin de réaliser un amplificateur B.F. de très grande sensibilité, on se heurte à la nécessité de réduire au minimum le niveau du bruit à l'entrée. Si on utilise, en tant que deux premiers étages, deux triodes (ou une double triode) en cascade, on peut obtenir, bien entendu, un gain très élevé, mais le niveau du bruit sera également considérable, car le souffle du premier étage se trouve amplifié par le second.

Si les deux triodes sont montées en cascade, elles peuvent donner, dans l'ensemble, un gain sensiblement égal à celui d'une pentode, mais avec un niveau du bruit équivalent à celui d'une triode.

On sait que le gain  $G$  d'un étage cas-

code est pratiquement égal au produit  $S_1 R_s$ , où  $S_1$  représente la pente de la première triode et  $R_s$ , la résistance de charge équivalente de la seconde, c'est-à-dire la résistance résultante de la mise en parallèle de la résistance  $R_s$ , de celle d'entrée de l'étage suivant, et de la capacité parasite du montage.

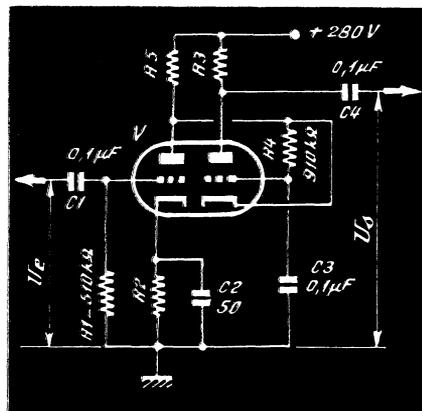
Pour obtenir un gain élevé il faut, par conséquent, choisir la première triode avec une pente aussi élevée que possible et prévoir une résistance  $R_s$  également élevée. Pratiquement, cependant, lorsque la haute tension est de l'ordre de 300 V, il ne faut pas dépasser 500 k $\Omega$  pour  $R_s$ , car la diminution excessive du courant anodique provoque une nette diminution de la pente.

Si les tubes utilisés travaillent avec des courants anodiques trop faibles, on peut se trouver dans la région non-linéaire de la caractéristique. Pour l'éviter, on prévoit une résistance telle que  $R_s$  dans le circuit anodique de la première triode.

La valeur des différentes résistances varie évidemment en fonction des tubes employés, mais leur ordre de grandeur, avec les différentes doubles triodes courants, peut être fixé ainsi :

$$\begin{aligned} R_2 &= 270 \text{ à } 1\,500 \Omega ; \\ R_3 &= 180 \text{ à } 330 \text{ k}\Omega ; \\ R_4 &= 47 \text{ à } 100 \text{ k}\Omega. \end{aligned}$$

Ajoutons que pour profiter pleinement des avantages de ce montage, il est indiqué de chauffer le filament de la lampe en courant continu. Les résistances  $R_1$  et  $R_3$  (surtout  $R_1$ ) seront du type à couche.



## AMÉLIORONS LA DÉTECTION DE NOTRE POSTE

Le schéma proposé ne constitue pas une nouveauté à proprement parler, puisqu'il s'agit tout simplement d'un doubleur de tension. Le détecteur ainsi constitué fonctionne de la façon suivante.

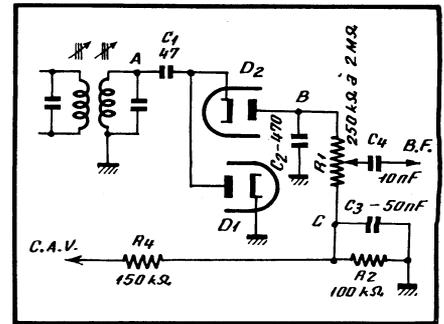
Au moment de l'alternance négative de la tension d'entrée la diode  $D_2$  est conductrice, tandis que les capacités  $C_1$  et  $C_2$  se trouvent en série. Comme ces deux capacités sont traversées par un même courant et que la valeur de  $C_1$  est de beaucoup plus faible que celle de  $C_2$ , la tension que l'on trouve aux bornes de  $C_2$  représente pratiquement la presque totalité de la tension totale.

Au moment de l'alternance positive de la tension d'entrée, la diode  $D_2$  se ferme, tandis que le condensateur  $C_1$  se décharge à travers la diode  $D_1$  qui, elle, se trouve conductrice. A cet instant le potentiel du point B est approximativement égal à

$$\frac{C_1}{C_2} U_e,$$

$U_e$  représentant la tension d'entrée. A l'alternance négative suivante, la diode  $D_2$  reste fermée tant que le potentiel du point B n'a pas atteint celui du point A. Il en résulte que le potentiel en B croît très rapidement pour atteindre la valeur de crête de la tension d'entrée  $U_e$ . On trouve alors, entre A et la masse, une tension égale très sensiblement à  $2U_e$ .

Si on dispose une résistance telle que  $R_1$  entre B et la masse, on y fait apparaître une tension B.F. Un circuit tel que  $R_2-C_3$ , placé en série avec  $R_1$ , permet de prélever une tension de C.A.V. De plus, ce même circuit introduit une compensation lorsque le niveau du signal d'entrée est faible : il réduit le gain aux fréquences élevées.



Si l'on ne cherche pas à obtenir cette compensation, ou encore si la puissance, au minimum de  $R_1$ , est encore trop élevée, on peut remplacer  $R_1$  par une résistance fixe de quelque 250 kΩ et introduire la commande de puissance dans le circuit grille de la préamplificatrice.

La tension B.F. qu'un tel détecteur permet d'obtenir atteint quelque 55 V crête à crête, ce qui est largement suffisant pour attaquer directement une lampe finale de puissance. Bien entendu, les diodes utilisées peuvent être « électroniques » ou au germanium.

## UN GÉNÉRATEUR B. F. A POINTS FIXES ÉQUIPÉ DE 3 TRANSISTORS

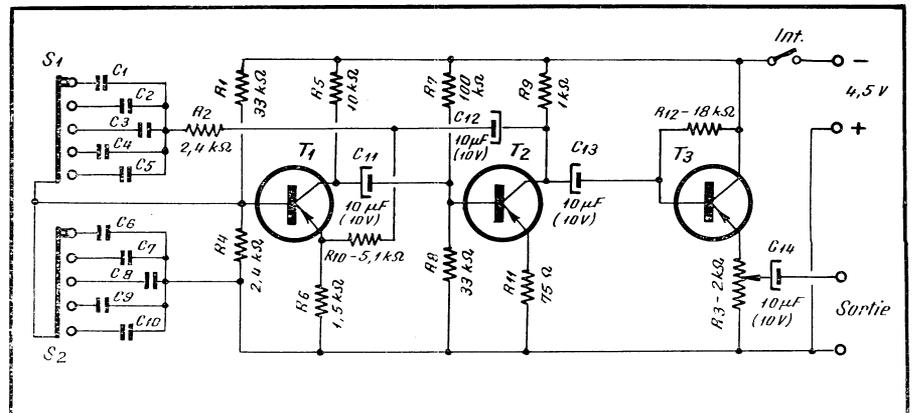


Schéma général du générateur B.F. à transistors, donnant cinq fréquences fixes.

Pour la mise au point des différents montages B.F., des systèmes correcteurs de tonalité, etc., on a constamment besoin d'un générateur B.F. Un appareil permettant de faire varier la fréquence d'une façon progressive est toujours assez compliqué et souvent délicat à mettre au point. Mais très souvent on peut se contenter d'un oscillateur donnant un certain nombre de fréquences fixes judicieusement réartées. Le schéma ci-dessus montre une réalisation possible, très simple à monter et très facile à mettre au point. Ce schéma est prévu pour cinq fréquences fixes, mais il est évident qu'on peut en prévoir à peu près autant qu'on le veut, car c'est uniquement un problème de commutation.

Le générateur décrit, du type RC, comprend trois transistors, dont deux constituent l'oscillateur à proprement parler, le troisième étant monté en étage de sortie.

Pour améliorer la forme de l'oscillation produite, on a recours à un circuit de contre-réaction, allant du collecteur du tran-

sistor  $T_2$  à l'émetteur du transistor  $T_1$  à travers  $R_{10}$ .

L'étage de sortie est monté en collecteur commun, ce qui nous permet d'avoir une résistance d'entrée élevée et une résistance de sortie faible. La première donne la possibilité d'obtenir un gain en tension élevé avec l'étage  $T_2$ , tandis que la seconde offre l'avantage d'une liaison à basse impédance. Autrement dit, la nature de la charge influe très peu sur la tension de sortie.

Pour calculer la valeur des différentes capacités commutables par  $S_1$  et  $S_2$  et permettant d'obtenir les fréquences fixes, on se servira de la relation :

$$C = \frac{6,63 \cdot 10^{-5}}{f},$$

où  $C$  est exprimé en farad et  $f$  en hertz. Il est souvent plus pratique de se contenter de fréquences qu'il est possible d'obtenir avec des valeurs « commerciales » de capacités : 1  $\mu\text{F}$ , 0,47  $\mu\text{F}$ , 0,22  $\mu\text{F}$ , 0,1  $\mu\text{F}$ , etc.

Le tableau suivant permet de choisir instantanément les capacités dont nous pouvons avoir besoin. Il est à remarquer que pour chaque fréquence les capacités sont égales dans les deux « bras » du pont. Autrement dit, nous avons toujours :  $C_1 = C_6$  ;  $C_2 = C_7$  ; etc.

Capacité	Fréquence (Hz)
1 $\mu\text{F}$	65
0,47 $\mu\text{F}$	140
0,22 $\mu\text{F}$	300
0,1 $\mu\text{F}$	660
47 nF	1 400
22 nF	3 000
10 nF	6 600
4,7 nF	14 000
2,2 nF	30 000
1,5 nF	44 000
1 nF	65 000
470 pF	140 000
220 pF	300 000

Précisons que le tableau ci-dessous est purement théorique et qu'il ne tient aucun compte des capacités propres des transistors et du montage, dont l'influence commence à se faire sentir disons à partir de 30 000 Hz. Mais pour les fréquences « acoustiques » il est parfaitement valable.

La mise au point de ce générateur ne présente aucune difficulté. On commence par couper le circuit de réaction et celui de contre-réaction, en dessoudant, par conséquent, les résistances  $R_2$  et  $R_{10}$ , par exemple. Après cela, on ajuste les résistances  $R_1$ ,  $R_7$  et  $R_{12}$  de façon à obtenir, pour chaque transistor, un courant de repos bien déterminé : 0,15 à 0,5 mA pour  $T_1$  ; 1,5 à 2 mA pour  $T_2$  ; 0,7 à 1 mA pour  $T_3$ .

Après cela, on remet en place les résistances  $R_2$  et  $R_{10}$  et on branche à la sortie un indicateur quelconque : voltmètre, casque, oscilloscope, etc., uniquement pour vérifier l'existence d'oscillation sur toutes les positions. Si l'appareil ne semble pas fonctionner sur certaines fréquences, diminuer le taux de contre-réaction (augmenter  $R_{10}$ ). D'une façon générale, la valeur indiquée pour  $R_{10}$  peut être diminuée si on utilise des transistors avec  $\beta > 50$ , ou augmentée si  $\beta < 40$  à 30.

Les capacités commutables doivent avoir une valeur exacte à  $\pm 5\%$  si l'on désire un minimum de précision.

Notons encore que ce générateur, lorsqu'il est bien mis au point, fonctionne d'une façon parfaitement stable sur toutes les fréquences et supporte une baisse de la tension d'alimentation pouvant aller jusqu'à 3 V.

La tension de sortie maximale est de l'ordre de 1 V et l'impédance de sortie est voisine de 500  $\Omega$ . La consommation totale est de 3-4 mA environ, de sorte qu'une pile pour lampe de poche peut assurer quelque 100 à 150 heures de fonctionnement.

Les trois transistors sont du même type, à choisir parmi les modèles suivants : OC 45, 36 T 1, SFT 119, SFT 319, etc.

E. S.

# CONTRE-RÉACTION ET TONALITÉ VARIABLE

## DANS LE RADIO-ÉLECTROPHONE RP-12 DUCRETET-THOMSON UN SEUL POTENTIOMÈTRE COMMANDE LE TAUX DE CR ET LA TONALITÉ

Le schéma de la figure 1 représente la partie B.F. du radio-électrophone *Ducretet-Thomson*, type RP 12. Nous y voyons un circuit de contre-réaction établi entre le secondaire du transformateur de sortie et la résistance  $R_3$  placée dans le retour à la masse du potentiomètre régulateur de puissance,  $R_2$ . Une telle contre-réaction agit, par conséquent, sur deux étages, mais son intérêt réside dans la possibilité d'en faire varier le taux à l'aide du potentiomètre  $R_{10}$ . De plus, comme nous allons le voir, le potentiomètre  $R_{10}$  agit sur le taux d'une façon « sélective », c'est-à-dire favorise, suivant sa position, telle ou telle plage de fréquences.

Afin d'analyser plus commodément le comportement de ce système, nous allons en représenter le schéma équivalent pour les deux positions extrêmes, *a* et *b*, du potentiomètre. Nous aboutissons ainsi au schéma *a* de la figure 2 lorsque le curseur de  $R_{10}$  est en *b*, et au schéma *b* lorsque ce curseur est en *a*.

Dans le premier cas (schéma *a*), l'impédance de la branche horizontale est pratiquement égale à la résistance  $R_9$ , infiniment plus faible que l'impédance, même aux fréquences élevées, de l'ensemble série  $C_6$ - $R_8$ - $R_{10}$ . Il en résulte que la contre-réaction peut être considérée comme aperiodique, c'est-à-dire agissant uniformément sur l'ensemble de la bande transmise. La tonalité sera ici déterminée uniquement par les caractéristiques propres de l'amplificateur, de son transformateur de sortie et de son haut-parleur.

Dans le second cas (schéma *b*), la branche horizontale du circuit de contre-réaction comprend deux cellules dont l'impédance varie assez fortement avec la fréquence.

Aux fréquences très basses, de l'ordre de 50 Hz, la capacitance du  $C_6$  est de quelque 32 k $\Omega$ . L'impédance résultante de l'ensemble  $C_6$ - $R_8$ - $R_{10}$  est toujours conditionnée par la résistance  $R_9$ , de sorte que sa valeur peut être fixée à 2,2 k $\Omega$  à peu près.

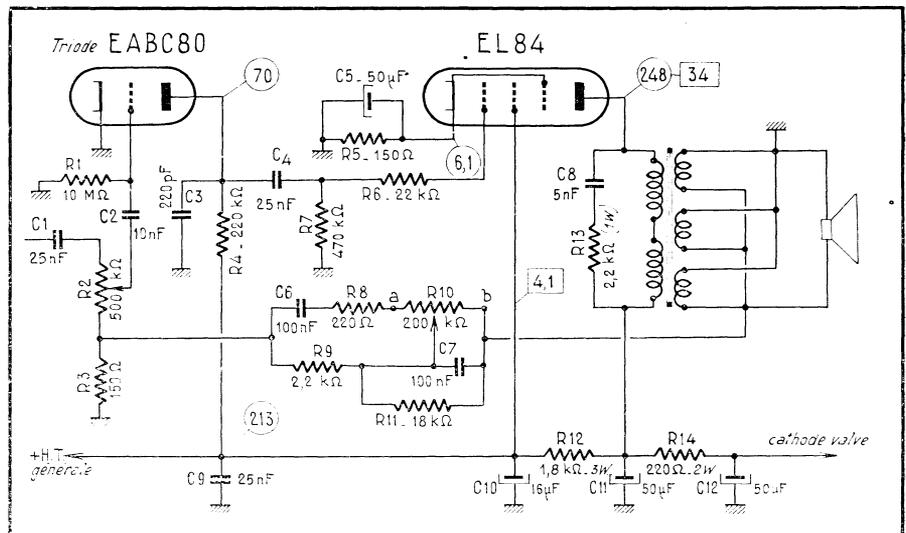
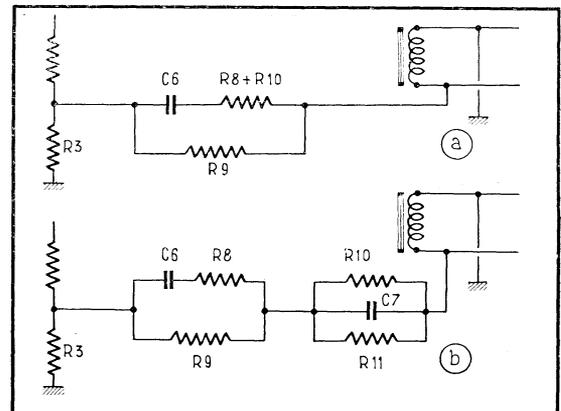


Fig. 1. (ci-dessus). — Schéma général du dispositif de tonalité variable utilisé sur le radio-électrophone RP-12.

Fig. 2. (ci-contre). — Schémas équivalents des deux positions extrêmes du potentiomètre.



Aux mêmes fréquences, l'impédance de la cellule  $R_{10}-C_7-R_{11}$  représente, très sensiblement, la résultante de  $C_7$  avec  $R_{11}$  en parallèle, c'est-à-dire approximativement 16 k $\Omega$ .

On peut, par conséquent, sans trop d'erreur, fixer l'impédance globale de la branche horizontale à quelque 16 k $\Omega$ .

Voyons maintenant ce qui se passe aux fréquences élevées, par exemple à 5 000 Hz. L'impédance de la cellule contenant  $C_6$  devient faible, égale à peu près à celle de  $C_6$  en série avec  $R_6$ , soit quelque 400  $\Omega$ . Parallèlement, l'impédance de la cellule contenant  $C_7$  devient pratiquement égale à la capacitance de ce condensateur, soit 300  $\Omega$  approximativement.

L'impédance globale de la branche horizontale représentera donc quelques centaines d'ohms, disons 500  $\Omega$  pour fixer les idées.

Nous pouvons maintenant nous faire une idée sur l'effet de la contre-réaction sur la tonalité, en faisant ressortir le taux aux positions extrêmes du potentiomètre et aux différentes fréquences. Ce taux est proportionnel au rapport :

$$\frac{R_3}{R_3 + Z}$$

en désignant par  $Z$  l'impédance de la branche horizontale, dont nous venons d'apprécier l'ordre de grandeur. Par conséquent, lorsque le curseur est en  $b$ , le taux, sensiblement uniforme à toutes les fréquences, est proportionnel au rapport  $150/2350 = 0,064$ . En déplaçant le curseur en  $a$ , nous obtenons un taux encore plus faible aux fréquences basses, voisin de 0,01, mais nettement plus important aux fréquences élevées :  $150/650 = 0,23$ .

Il en résulte donc ceci. Par rapport à la courbe de réponse supposée à peu près uniforme de la position  $b$ , le déplacement du curseur en  $a$  provoque un relèvement des graves (puisque le taux diminue) et une atténuation des aigus (puisque le taux augmente). Entre les deux positions extrêmes, toutes les nuances intermédiaires sont possibles.

## NOUVEAUX LIVRES

### LE DEPANNAGE TV

Non ! Je n'y suis pour rien !

Cette fois-ci **Curiosus** et **Ignotus** revivent sous la plume de notre ami **Albert Six**. C'est lui l'auteur de ce livre qui vient de paraître sous le titre « **Le dépannage TV?... Rien de plus simple** » (1) et qui m'amuse prodigieusement.

En le lisant, je reconnais sans peine le style de mes deux personnages, leurs tics, leur esprit, la démarche habituelle de leur pensée. Mais — chose merveilleuse — ils vivent, en dehors de moi, d'une vie autonome à laquelle j'assiste en spectateur ! Cela me change...

Au cours de douze causeries, ils passent en revue toute la technique du dépannage des téléviseurs que l'auteur connaît à fond pour l'avoir pratiquée depuis l'aube même de la télévision. C'est dire que son ouvrage est un condensé de la vaste expérience qu'il a acquise dans ce domaine.

« **Il n'y a pas de mystère dans la télévision, non plus que dans aucune technique, dit-il. Tout n'est que l'application de cette logique qui permet de réduire à quelques idées simples les choses apparemment les plus compliquées...** »

La logique la plus cartésienne préside, en effet, à toute la conception du livre. Après avoir tracé un parallèle entre la radio et la télévision, l'auteur analyse successivement les diverses parties d'un récepteur d'images : **alimentation, base de temps lignes, tube cathodique, base de temps images, synchronisation, amplification vidéo, moyenne fréquence vision, récepteur son, section haute fréquence**, sans oublier l'antenne.

Pour chaque partie, il examine les diverses variantes pratiques des montages usuels (ce qui complète utilement « **La télévision?... Mais c'est très simple !** »), les pannes les plus fréquentes, leurs symptômes et, bien entendu, leurs remèdes. Tout cela sans le moindre pédantisme, mais en allant cependant au fond des choses et dispensant en cours de chemin une multitude de conseils précieux.

Outre son incontestable aspect utilitaire, le livre de **Six** possède bien d'autres attraits. Les quelque 500 dessins marginaux, dus à la plume de l'auteur, n'en sont pas le moindre. Différents de ceux d'**Henri Guilac** et de **Pol Ferjac**, ils appartiennent pourtant à la même famille spirituelle. Et, d'autre part, on découvre avec ravissement d'innombrables manifestations de l'érudition littéraire de **Six**, tantôt explicatives, tantôt cachées au fin fond d'une phrase ou d'un dessin...

A tous les points de vue, la lecture de ce livre s'impose : par le plaisir qu'elle procure et par les enseignements qu'elle prodigue. — **E. A.**

(1) Un volume de 132 pages (180 x 230). Société des Editions Radio, Paris. Prix : 12 NF ; par poste : 13,20 NF.

### PRATIQUE DE LA HAUTE FIDELITE

Tel est le titre d'un ouvrage qui vient de paraître sous la signature de **J. Riethmüller** (1) et qui fera date dans le domaine de la reproduction sonore. Ce qui en fait la valeur, c'est d'une part la vaste documentation dont dispose l'auteur (la bibliographie à laquelle il se réfère ne comporte pas moins de **123 sources !**) et, d'autre part, l'expérimentation à laquelle il a soumis tous les dispositifs décrits.

Doué d'un esprit à la fois critique et méthodique, **J. Riethmüller** ne se fie pas aux recettes toutes faites, aux affirmations qui

ne sont pas solidement étayées par la théorie et l'expérience. Voilà pourquoi, faisant table rase des idées routinières, il a tout essayé avec méthode, mesuré avec minutie, jugé avec objectivité. Les résultats de ce prodigieux travail, relatés naguère en une série d'articles dont les lecteurs de « **Toute la Radio** » ont hautement apprécié l'intérêt, sont aujourd'hui coordonnés dans ce volume qui, pour tout spécialiste de la haute fidélité, deviendra le livre de chevet.

Il y passe systématiquement en revue tous les composants d'une « chaîne » de reproduction sonore : **tourne-disques, têtes et bras, préamplificateurs-correcteurs, commande de volume et de tonalité, filtres séparateurs de canaux, amplificateurs de puissance, haut-parleurs, baffles** et — il ne l'a pas omis — **le local d'écoute**.

Pour chacun des éléments étudiés, il examine les modèles existants avec leurs caractéristiques, les diverses réalisations possibles, les méthodes de mesure et de contrôle.

Théorie et pratique sont intimement liées sous sa plume. Tout en faisant justice d'un bon nombre de fausses idées, il fait preuve d'un bel esprit créateur en suggérant toute une profusion de montages éprouvés et divulquant des « tours de main » bien utiles.

De nombreux **tableaux synoptiques**, des schémas détaillés, des croquis montrant la réalisation d'enceintes acoustiques, des photographies du matériel examiné illustrent utilement un texte dont la densité et la précision n'excluent point une agréable élégance du style. — **E. A.**

(1) Un volume de 272 pages (157 x 240). Société des Editions Radio, Paris. A paraître vers le 15 octobre.

**PETITES ANNONCES** La ligne de 44 signes ou espaces : 4 NF (demande d'emploi : 2 NF). Domiciliation à la revue : 4 NF. PAIEMENT D'AVANCE. — Mettre la réponse aux annonces domiciliées sous enveloppe affranchie ne portant que le numéro de l'annonce.

### DEMANDES D'EMPLOIS

Artisan technicien, rech. à domicile **câblage** avec ou sans mise au point, TV, radio ou mat. professionnel. Livraison possible Paris-banlieue. Tél. 16 à 18 h. Robert : BOT. 08-97.

S/officier aviateur libre déb, décembre, cherche emploi de **monteur-dépanneur radio** pour Dijon ou région. Ecr. Revue n° 399.

### OFFRE D'EMPLOI

#### VENDEUR

de pièces détachées radio, libéré service militaire si possible. Jeune et actif pour place stable. Se prés. tous les jours ou sur rendez-vous à RECTA, 37, av. Ledru-Rollin, Paris. DID. 84-94.

### VENTES DE FONDS

BANLIEUE OUEST, cède **fonds** radio-TV-électro - ménager, Philips, Schneider, C.A. 300 000 NF, petit logement, tout confort. Ecr. Revue n° 393.

# Pour ranger

facilement les petites pièces ...

**RAACO**, classeur moderne, assure le rangement simple et rationnel des petites pièces.

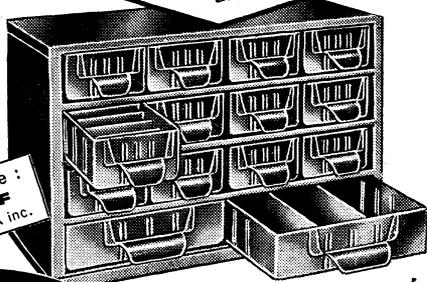
Ses tiroirs transparents, munis d'étiquettes et de séparateurs, permettent un classement facile et un contrôle permanent du stock à vue.

Construction tôle d'acier peinte au four. Tiroirs en polystyrène haute résistance. (6 modèles différents de tiroirs).

Tous modèles de 8 à 96 tiroirs superposables en hauteur et en largeur. Fixation murale aisée.

Prix à partir de 22,50 NF. TVA inc.

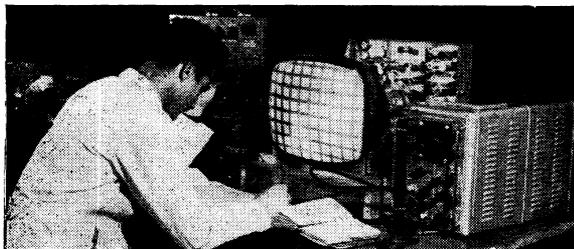
ce modèle :  
**43 NF**  
TVA inc.



# raaco

Réclamer RAACO à votre fournisseur habituel ou à défaut à Agent Général : CODIFE 74 rue de Rome PARIS 8<sup>e</sup> LAB. 22-08 et 09

LA SEULE ÉCOLE D'ÉLECTRONIQUE qui vous offre toutes ces garanties pour votre avenir



CHAQUE ANNÉE

**2.000** ÉLÈVES  
suivent nos COURS du JOUR

**800** ÉLÈVES  
suivent nos COURS du SOIR

**4.000** ÉLÈVES  
suivent régulièrement nos

**COURS PAR CORRESPONDANCE**  
avec travaux pratiques chez soi, et la possibilité, unique en France d'un stage final de 1 à 3 mois dans nos laboratoires

**EMPLOIS ASSURÉS EN FIN D'ÉTUDES**  
par notre "Bureau de Placement"  
(5 fois plus d'offres d'emplois que d'élèves disponibles).

Commissariat à l'Énergie Atomique  
Minist. de l'Intérieur (Télécommunications)  
Compagnie AIR FRANCE  
Compagnie FSE THOMSON-HOUSTON  
Compagnie Générale de Géophysique  
Les Expéditions Polaires Françaises  
Ministère des F. A. (MARINE)  
PHILIPS, etc...

...nous confient des élèves et recherchent nos techniciens.

DEMANDEZ LE GUIDE DES  
CARRIÈRES No RC  
(envoi gratuit)

L'école occupe la première place aux examens officiels (Session de Paris)  
• du brevet d'électronicien  
• d'officiers radio Marine Marchande

## ÉCOLE CENTRALE DE TSF ET D'ÉLECTRONIQUE

12, RUE DE LA LUNE, PARIS-2<sup>e</sup> - CEN 78-87

# REUSSIR A COUP SUR ?

DEUX CHAINES **RECTAVISION 59 cm** 625 - 819  
5 μV IMAGE et 3 μV SON POUR LIGNES

**TRÈS LONGUE DISTANCE**

MONTAGE SUR  
**CHASSIS VERTICAL PIVOTANT**  
SCHEMAS GRANDEUR NATURE

AVEC DESCRIPTION ET DEVIS TRÈS DÉTAILLÉ (6 T.P. à 0,25 NF)  
**ON N'A JAMAIS VU UN MONTAGE AUSSI SÉDUISANT ET FACILE**

CHASSIS EN PIÈCES DÉTACHÉES DE  
BASE DE TEMPS : ALIMENTATION  
+ SON

**262,00**

LES PLUS PUISSANTS **SONORISATION** MONO ou STEREO

PETITS AMPLIS MUSICAUX **ÉLECTROPHONES**  
5 A 18 WATTS 3 A 45 WATTS

AMPLI VIRTUOSE PP XII  
TRÈS HAUTE FIDÉLITÉ  
P.P. 12 W Ultra-Linéaire  
Châssis en pièces détachées .. **99,40**

AMPLI VIRTUOSE BICANAL XII  
TRÈS HAUTE FIDÉLITÉ  
PUSH-PULL 12 W SPECIAL  
Châssis en pièces détachées .. **103,00**

VIRTUOSE PP 18  
TRÈS HAUTE FIDÉLITÉ  
ULTRA-LINÉAIRE  
18 watts P.P. MONAURAL  
2 x 9 watts EN STEREO  
Châssis en pièces détachées .. **196,00**

VIRTUOSE GUITARE  
étudié pour guitare électrique  
Push-Pull 5 W Hi-Fi  
Châssis en pièces détachées .. **100,00**  
VIBRATO Guitare. Cplet .... **58,00**

Les « VIRTUOSE » sont transformables  
en PORTATIFS  
Avec CAPOT + Fond + Poignée. **17,90**

LE PETIT VAGABOND III  
ELECTROPHONE  
ULTRA-LEGER  
MUSICAL 3 WATTS  
Châssis en pièces détachées .. **38,90**

LE PETIT VAGABOND V  
ELECTROPHONE  
ULTRA-LEGER  
MUSICAL 4,5 WATTS  
Châssis en pièces détachées .. **49,00**

STEREO VIRTUOSE 8  
AMPLI OU ELECTROPHONE  
8 WATTS  
STEREO FIDELE  
Châssis en pièces détachées .. **69,90**

AMPLI GEANT 45 WATTS  
VIRTUOSE PP 45  
HAUTE FIDÉLITÉ  
Sorties 1,5, 3, 5, 8, 16, 50, 250,  
500 ohms Mélangeur : micro, pick-up,  
cellule. Châssis en pièces détach. avec  
coffret métal robuste à poign. **309,00**



RECTA DISTRIBUTEUR

# TELEFUNKEN

NOUVEAU CHANGEUR-MELANGEUR  
Joue tous les disques, même mélangés, 4 vit.  
STEREO et MONO. PRIX EXCEPT: **169,00**



CREDIT

6 - 12 MOIS

GRUNDIG

DISTRIBUTEUR OFFICIEL

CREDIT

6 - 12 MOIS

TK1 - portatif : Vitesse 9,5 - 80 -  
10 000 Hz - Batterie 4 x 1,5 v - Trans-  
formable en secteur. Prix .. **531,00**

TK14 : Vitesse 9,5 - Bande passante 40 -  
14 000 Hz - 2 x 90 minutes - 2 W -  
Entrées micro, radio, pick-up - 6 tou-  
ches. Prix .. **645,00**

CREDIT

1<sup>er</sup> versement. **133,00** + 12 mens. **41,00** | 1<sup>er</sup> versement. **154,00** + 12 mens **50,00**  
Notice sur demande (0,50 T.P.)

UNE EXCLUSIVITE EN MODULATION DE FREQUENCE  
GORLER ANTI-GLISSANT (ALLEMAGNE)

**LISZT JUBILE 14**

MODULATION DE FREQUENCE  
BLOC ALLEMAND ANTICLISSANT  
GORLER FM PREREGLE  
ULTRA-MODERNE HF-FM  
DOUBLE PUSH-PULL - 2 x 9 WATTS  
HF ACCORDEE CASCODE  
STEREO INTEGRALE AM-FM-PU  
MULTIPROGRAMME - MULTIPLEX

Châssis en pièces détach. AM **249,00**  
Châssis en pièces détach. FM  
(avec Corler pré-régulé) .... **93,70**

**TUNER TOTAL AM-FM**

STEREO INTEGRALE AM-FM-PU  
GRANDE SENSIBILITE  
BLOC ALLEMAND ANTICLISSANT  
GORLER PRECABLE - PREREGLE  
MULTIPROGRAMME - MULTIPLEX  
DEUX STATIONS INDEPENDANTES  
HF ACCORDEE CASCODE

Châssis en pièces détach. AM **170,00**  
Châssis en pièces détach. FM  
(avec Corler pré-régulé) .... **93,70**

# REUSSIR A COUP SUR ?

**MAIS OUI** AVEC NOS 18 SCHEMAS ULTRA-FACILES 100 PAGES  
(amplis de 3 à 45 W. Récepteurs 6 à 14 lampes), un  
amateur débutant peut câbler sans souci, même un  
8 lampes (6 timbres à 0,25 NF pour frais)

20 à 25 % RÉDUCTION EXPORT - A.F.N. - COMMUNAUTÉ



S.A.R.L. au capital de  
10 000 NF  
37, av. LEDRU-ROLLIN  
PARIS-XII<sup>e</sup>  
Tél. : D.D. 84-14  
C. C. P. Paris 6963-99



Fournisseur de la S.N.C.F., du Ministère de l'Éducation Nationale, etc...

NOS PRIX COMPORTENT LES TAXES, sauf taxe locale 2,83 %.

SERVICE TOUS LES JOURS DE 9 À 12 H ET DE 14 À 19 H, SAUF LE DIMANCHE



### BULLETIN D'ABONNEMENT

à découper et à adresser à la  
**SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO**  
9, Rue Jacob, PARIS-6<sup>e</sup>

R.C. 182 ★

NOM .....  
(Lettres d'imprimerie S.V.P. !)

ADRESSE .....

souscrit un abonnement de 1 AN (10 numéros) à servir à partir du N° ..... (ou du mois de .....)  
au prix de 22,50 NF (Etranger 26 NF)

MODE DE RÈGLEMENT (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 : .....



### BULLETIN D'ABONNEMENT

à découper et à adresser à la  
**SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO**  
9, Rue Jacob, PARIS-6<sup>e</sup>

R.C. 182 ★

NOM .....  
(Lettres d'imprimerie S.V.P. !)

ADRESSE .....

souscrit un abonnement de 1 AN (10 numéros) à servir à partir du N° ..... (ou du mois de .....)  
au prix de 15,50 NF (Etranger 18 NF)

MODE DE RÈGLEMENT (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 : .....



### BULLETIN D'ABONNEMENT

à découper et à adresser à la  
**SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO**  
9, Rue Jacob, PARIS-6<sup>e</sup>

R.C. 182 ★

NOM .....  
(Lettres d'imprimerie S.V.P. !)

ADRESSE .....

souscrit un abonnement de 1 AN (10 numéros) à servir à partir du N° ..... (ou du mois de .....)  
au prix de 15 NF (Etranger 17 NF)

MODE DE RÈGLEMENT (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 : .....



### BULLETIN D'ABONNEMENT

à découper et à adresser à la  
**SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO**  
9, Rue Jacob, PARIS-6<sup>e</sup>

R.C. 182 ★

NOM .....  
(Lettres d'imprimerie S.V.P. !)

ADRESSE .....

souscrit un abonnement de 1 AN (10 numéros) à servir à partir du N° ..... (ou du mois de .....)  
au prix de 32,50 NF (Etranger 36 NF)

MODE DE RÈGLEMENT (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 : .....

Pour la BELGIQUE, s'adresser à la Sté BELGE DES ÉDITIONS RADIO, 164, Ch. de Charleroi, Bruxelles-6, 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<sup>e</sup>

## UN DÉLICAT PROBLÈME...

Tel est, à n'en pas douter, celui soulevé par la localisation des défauts dans les câbles d'énergie : aussi, lira-t-on avec le plus grand intérêt, dans le numéro d'octobre d'ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE, le début d'une étude très documentée et consacrée à cette intéressante question.

La commande programmée d'une chaîne de galvanoplastie, la transcription automatique du langage parlé et la fin de l'étude sur la stabilisation des tensions figurent également au sommaire de ce numéro, particulièrement riche en informations, puisque, outre la suite des applications du calculateur analogique et la fin de la description d'un oscilloscope de laboratoire, on y découvrira les « mystères » des sondeurs à ultra-sons utilisés dans la marine, et les principes de la télécommande du réseau S.N.C.F. Paris-Strasbourg.

N'oublions pas la revue de la presse internationale et la rubrique habituelle : « L'Industrie électronique vue par Electronique Industrielle ».

En résumé, un beau et volumineux numéro dont la lecture apportera une foule de précieuses informations à tous les techniciens de l'électronique.

ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE N° 57  
Prix : 3,90 NF Par poste : 4,05 NF

## LE TWEETER IDÉAL...

... est né en France il y a 11 ans et s'appelait l'Ionophone. Comme bien d'autres idées françaises, il est allé faire son apprentissage industriel aux U.S.A., d'où il nous revient dans une forme magistrale et sous le nom d'Ionovac. Tous détails sur l'affaire, schéma, prix, etc., dans le numéro d'octobre de Toute la Radio.

Au sommaire du même : description d'un préamplificateur-correcteur à transistors courants ; d'un dispositif original de télécommande qui, employant le magnétisme, dispense de toute déclaration légale ; schémas de boîtes de résistances originales permettant d'obtenir 10 ou 11 valeurs avec quelques résistances de précision seulement ; des études sur la détection synchrone et ses applications, sur les analyseurs de spectre, sur les diodes à capacité variable, ces pièces miraculeuses dont les applications sont innombrables. Présentation d'un générateur d'harmoniques à transistors pour émission d'amateur. De curieux « Outils du mois » : les craies Thermochrom, dont la trace vire de couleur pour une température bien précise ; des pages centrales donnant tous les détails des émissions étalonnées en fréquence et en temps des stations américaines WWV et WWVH ; une abondante Revue de Presse ; deux pages Vie Professionnelle ; les rubriques Ils ont créé pour Vous, Actualités (radar et TV en relief), etc., etc.

TOUTE LA RADIO N° 269  
Prix : 2,70 NF Par poste : 2,85 NF

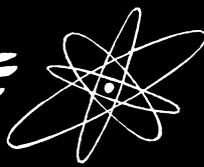
## UN TÉLÉVISEUR A TRANSISTORS

Sous ce titre, vous pourrez lire dans le numéro d'octobre de TELEVISION, la description d'un téléviseur grand écran à transistors et réaliser tous les bobinages nécessaires à son fonctionnement, leurs caractéristiques étant indiquées de façon très détaillée. Un autre récepteur, mais équipé de tubes, est également étudié : il s'adresse tout spécialement aux téléspectateurs exigeants et, à ce titre, est pourvu de nombreux perfectionnements. Le laboratoire et les techniciens ne sont d'ailleurs pas oubliés : ces derniers pourront lire aussi, avec le plus grand intérêt, la description d'un oscilloscope réellement portatif.

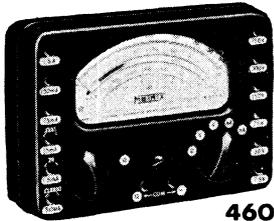
Signalons également la suite des articles « De la caméra à l'antenne » et un nouveau TV-Test (n° 22) consacré au modèle T 4334 de Ducretet-Thomson. Citons enfin notre rubrique « Du neuf en TV » qui clôt heureusement un numéro particulièrement documenté.

TELEVISION N° 127  
Prix : 1,80 NF Par poste : 1,95 NF

# PRÉCISION et SÉCURITÉ



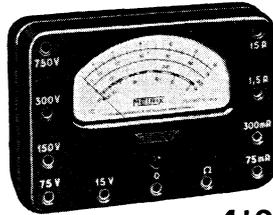
# UNE GAMME *unique* DE CONTROLEURS



460

**CONTROLEUR PORTATIF**

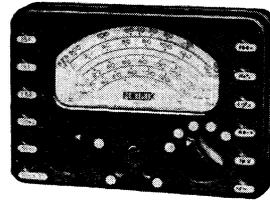
Appareil de format réduit, de résistance interne 10.000 Ω/V, pour toutes les mesures courantes en radio, télévision et courants faibles en général. 28 calibres depuis 3 V et 150 μA jusqu'à 750 V et 1,5 A en ∞ et ∞. Précision 1,5 % en ∞ ; 2,5 % en ∞. Mesure des résistances de 10 Ω à 2 MΩ. Nombreux accessoires.



410

**CONTROLEUR ÉLECTRICIEN**

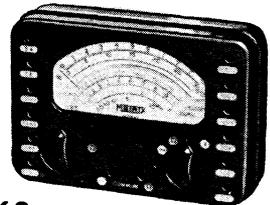
Destiné à la mesure des courants industriels. Robuste, peu encombrant, fonctionnant en ∞ et ∞ il couvre la gamme des mesures classiques: 10 calibres de 15 V à 750 V et de 75 mA à 15 A. Résistances de 0 à 100 Ω. En accessoires: Pince transformateur jusqu'à 1000 A ∞ et résistances additionnelles jusqu'à 3000 V.



453

**CONTROLEUR DE POCHE**

Appareil précis à cadre mobile et redresseur pour les mesures industrielles. 25 calibres de mesure des tensions, intensités, résistances, éclaircissements: 3 à 750 V = et ∞; 30 mA à 15 A = et ∞; 0 à 5000 Ω. Nombreux accessoires sur demande: Shunts jusqu'à 300 A ∞. Pince jusqu'à 1000 A ∞. Résistances additionnelles 7 500 V. Cellule photoélectrique 100 à 6000 lux.



462

**CONTROLEUR PORTATIF**

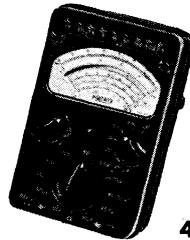
Le plus petit des appareils de grande sensibilité: 20.000 Ω/V. Protection du galvanomètre contre les surcharges. Echelles à lecture directe de 85 mm. 27 calibres: de 3 à 1000 V = et ∞; de 100 μA à 5 A = et 1 mA à 5 A ∞; de 5 Ω à 10 MΩ. Précision, 1,5 % en ∞; 2,5 % en ∞. Nombreux accessoires: Shunt, Résistances additionnelles, Pince transformateur. Sonde THT 15 000 et 30 000 V.



444

**CONTROLEUR INDUSTRIEL**

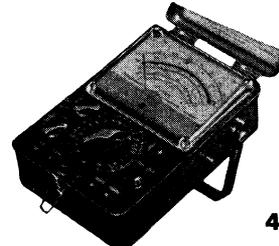
Appareil très complet destiné à l'industrie, les télécommandes, la signalisation. Résistance interne 500 Ω/V. Faible chute de tension en ampère-mètre. Mesure de tensions = et ∞ depuis 0,1 V jusqu'à 750 V, et des intensités de 1 mA à 7,5 A. Très large recouvrement des calibres. Une seule échelle de lecture en ∞ et une seule en ∞. Accessoires.



448

**CONTROLEUR UNIVERSEL**

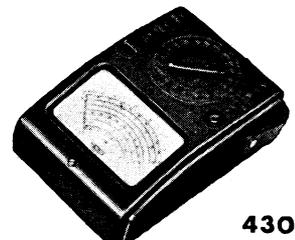
Nombreuses possibilités sous un faible encombrement. Grande sensibilité: 10.000 Ω/V. Faible chute de tension < 0,5 V. Bonne tenue en fréquence: jusqu'à 10.000 Hz. 41 calibres: de 0,75 à 750 V = et ∞; 100 μA à 5 A = et ∞; 0 à 2 MΩ en 3 gammes; 100 pF à 10 μF en 3 gammes. Accessoires: Sonde THT 15.000 et 30.000 V. Pince transformateur 1000 A ∞.



478

**CONTROLEUR UNIVERSEL**

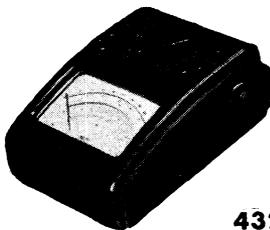
Protégé contre toutes surcharges par un dispositif de sécurité, c'est un appareil robuste et très complet: 42 calibres: de 0,3 à 3000 V = (10.000 Ω/V); de 5 à 3000 V ∞ (10.000 Ω/V); de 100 μA à 5 A ∞; de 500 μA à 5 A ∞. Précision 1,5 % en ∞; 2,5 % en ∞; de 1 Ω à 2 MΩ en 4 gammes, et de 1000 pF à 10 μF en 3 gammes. Coffret tôle avec couvercle pour le transport.



430

**CONTROLEUR INTERNATIONAL**

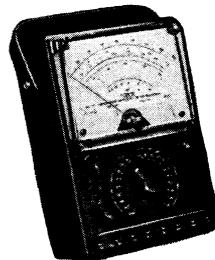
Appareil de grande classe 20.000 Ω/V = et ∞ à protection automatique contre les surcharges. Présentation fonctionnelle. Commande unique, galvanomètre à grand cadran. Tensions de 3 à 5000 V = et ∞. Intensités de 50 μA à 10 A =. Décibels. Tensions de sortie (output). Résistances de 1 Ω à 20 MΩ. Accessoires: Adaptateur alternatif de 15 mA à 15 A. Pince transformateur 1000 A ∞. Sondes THT 15.000 et 30.000 V.



432

**CONTROLEUR PROFESSIONNEL**

Appareil de hautes performances pour utilisateurs professionnels. Grande sensibilité: 20.000 Ω/V en ∞, 10.000 Ω/V en ∞. Circuit magnétique blindé. Insensibilité aux champs HF. Mesure des tensions alternatives jusqu'à 20.000 Hz. Dispositif de sécurité intégrale à réenclenchement empêché. Maintenance facile. 25 calibres: 1 à 5000 V =, 1 à 1000 V ∞, 50 μA à 10 A =, 1 Ω à 20 MΩ. Précision 1,5 % en ∞; 2,5 % en ∞. Influence de la température: < 1 % par 10° C.



477

**CONTROLEUR DE LABORATOIRE**

Contrôleur universel de très grande classe. Grande sensibilité: 20.000 Ω/V en ∞, 6330 Ω/V en ∞. Faible chute de tension: 0,2 à 0,5 V en ∞, 0,7 à 1,5 V en ∞. Circuit magnétique blindé. Mesure des tensions ∞ jusqu'à 20.000 Hz. Dispositif de sécurité intégrale à réenclenchement empêché. De 0,3 V à 1600 V =; de 1,58 à 1600 V ∞; de 50 μA à 5 A =; de 160 μA à 5 A ∞; de 1 Ω à 50 MΩ; de 1000 pF à 100 μF. Nombreux accessoires.

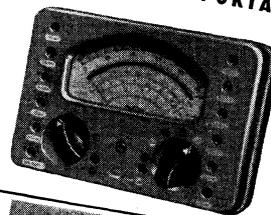
**MILLIAMPEREMETRE  
A FAIBLE CHUTE DE TENSION**

483

Destiné à la mesure des intensités continues de 10 μA à 3 A dans les circuits alimentés en basse tension: électrique, signalisation, horlogerie 100 μA à 3 A. Chute de tension 50 mV environ. Précision 1,5 %.

**Modèle 493**: mêmes calibres mais muni d'un dispositif de protection et alternatif existe dans cette présentation.

**CONTROLEUR PORTATIF**



463

Appareil de grande sensibilité (20.000 Ω/V) et de construction extrêmement robuste: Boîtier incassable, galvanomètre antichoc et quille escamotable au dos de l'appareil. 30 calibres: de 1,5 à 1000 V = et ∞; de 500 μA à 5 A = et ∞; de 5 Ω à 10 MΩ. Précision 1,5 % en ∞; 2,5 % en ∞. Accessoires sur demande: Shunt 20 A = et ∞, Pince des THT 15.000 et 30.000 V.

# MEITRIX

★ LA PLUS FORTE PRODUCTION & EXPORTATION FRANÇAISE

## COMPAGNIE GÉNÉRALE DE MÉTROLOGIE

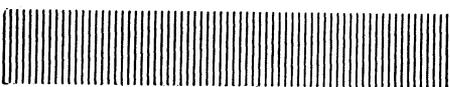
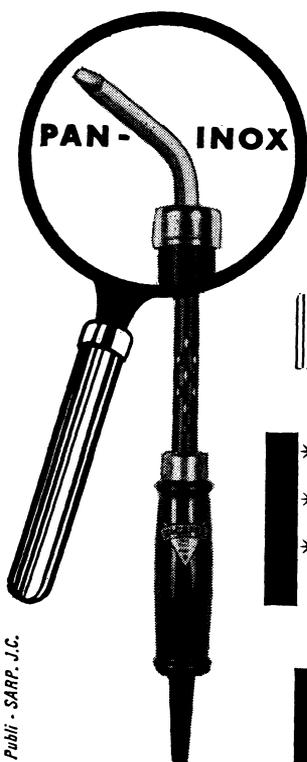


BOITE POSTALE 30 — ANNECY — FRANCE

Le nouveau fer à souder

# MICAFER

est équipé d'une  
panne longue durée  
garantie un an.



- \* 25 modèles courants.
- \* petite et grande puissance.
- \* un fer à souder pour chaque usage.

# MICAFER

129, Rue Garibaldi, St-Maur - Seine  
GRA. 27-60 et 27-65

# BALMET nouveau

MAT D'ANTENNE DE TELEVISION  
TRONCONIQUE AVEC SA FERRURE  
ARTICULEE HAUTEUR 6 M

L'ENSEMBLE COMPLET 52 NF 90



E.T.S. J. NORMAND  
57, Rue d'ARRAS. DOUAI. NORD. tel. 88.78.66

Ø 32 %  
bouchon  
d'entrée  
du coaxial  
collier de  
haubannage

tronçon  
conique de 2m

tronçon  
conique de 2m

Ø moyen 44%

tronçon  
conique de 2m

Ø base 55%

levier de  
verrouillage

axe  
d'articulation

caoutchouc  
d'étanchéité

sortie du  
coaxial

tirefond  
véritable

## COLIS RÉCLAME EXCEPTIONNEL

COMPRENANT EXCLUSIVEMENT  
DU MATÉRIEL PROFESSIONNEL, NEUF

200 RÉSISTANCES 1/2 et 1 Watt à couche  
5 % valeurs courantes assorties 0,20 **40,00**

100 CONDENSATEURS céramiques isolés  
valeurs courantes assorties 0,20 **20,00**

*Il sera joint gratuitement,  
à chaque colis, le matériel  
professionnel suivant :*

**60 NF**

- 20 condensateurs, micas moulés, Capatrop, et blindés
- 10 supports stéatite miniature 7 br. et rimlock
- 50 traversées isolantes en perles de verre
- 3 résistances C.T.N. 300 millis
- 1 pot en ferroxcube 25/16
- 10 bâtonnets de ferrite divers
- 10 fiches mâles et femelles télévision
- 1 Transistor g. OC 44

contre mandat ou chèque de 60 NF à notre C. C. P. 5608-71 Paris

**RADIO-VOLTAIRE**  
155. av. Ledru-Rollin, PARIS-XI<sup>e</sup>

ROQ. 98-64 - C.C.P. 5608-71 Paris

ELECTROPHONES  
AMPLIFICATEURS

faible  
et moyenne puissances

MAGNETOPHONES  
MACHINES A DICTER

INTERPHONES  
ACCESSOIRES B F

ATTACHES PLASTIQUES  
(ivoire, gris, translucide)

pour câbles de 3 à 18 mm  
de diamètre.

Matière plastique incassable.

Clou imperdable

en acier trempé nickelé.

FICHES COAXIALES

en rilsan (5 couleurs)

montage rapide,

avec ou sans soudure.

LA SEULE INARRACHABLE

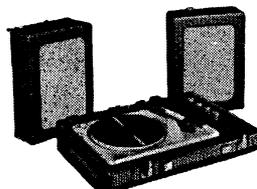
par serrage du blindage.

ATTENUATEURS

FILS ET CABLES

ANTENNES

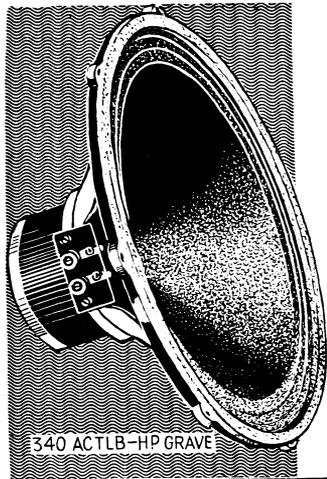
OUTILLAGE



**dihor** dp

129, Rue du Fg. Saint-Denis  
Tél.: BOT.02.98 - PARIS-X<sup>e</sup>

Procédés "Rush"



*La grande finale de la Haute Fidélité se joue toujours avec un*

**HAUT-PARLEUR**

S 340 ACTLB-HP GRAVE

**VEGA**

Modèles 1962

Le H.P. de graves S 340 ACTLB  
Le haut-parleur de medium Medomex 15  
Les tweeters 90 FMLB  
Le filtre Hi-Fi

à impédance constante

Envoi franco de notre catalogue général

**VEGA** S.A. AU CAP. DE 1.000.000 NF 52, 54, 56, RUE DU SURMELIN - PARIS-20<sup>e</sup> MEN. 08-56

*1<sup>ère</sup> Leçon gratuite*

Sans quitter vos occupations actuelles et en y consacrant 1 ou 2 heures par jour, apprenez

**LA RADIO ET LA TÉLÉVISION**

qui vous conduiront rapidement à une brillante situation.

- Vous apprendrez Montage, Construction et Dépannage de tous les postes.
- Vous recevrez un matériel ultra-moderne : Transistors, circuits imprimés et appareils de mesures les plus perfectionnés qui resteront votre propriété.

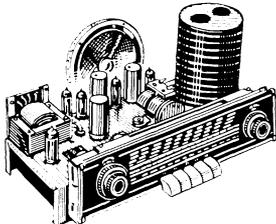
Sans aucun engagement, sans rien payer d'avance, demandez

**LA 1<sup>ère</sup> LEÇON GRATUITE**

Si vous êtes satisfait, vous ferez plus tard des versements minimes de 14, 50 NF à la cadence que vous choisirez vous-même.

A tout moment, vous pourrez arrêter vos études sans aucune formalité.

Notre enseignement est à la portée de tous et notre méthode VOUS ÉMERVEILLERA



**ECOLE PRATIQUE D'ELECTRONIQUE**  
**Radio-Télévision**

11, RUE DU 4-SEPTEMBRE, PARIS (2<sup>e</sup>) - METRO : BOURSE

**POUR PRODUIRE MIEUX !**



présente sa nouvelle gamme de

**FERS A SOUDER ELECTRIQUES**

assurant un

**SERVICE CONTINU**

grâce à des

**RÉSISTANCES** *qui tiennent*

**PANNES** *qui durent*

30  
60  
80  
120  
150  
200  
350  
watts

Pour dépannages et installations modèle "**BI-TENSION**" de 60 à 350 watts

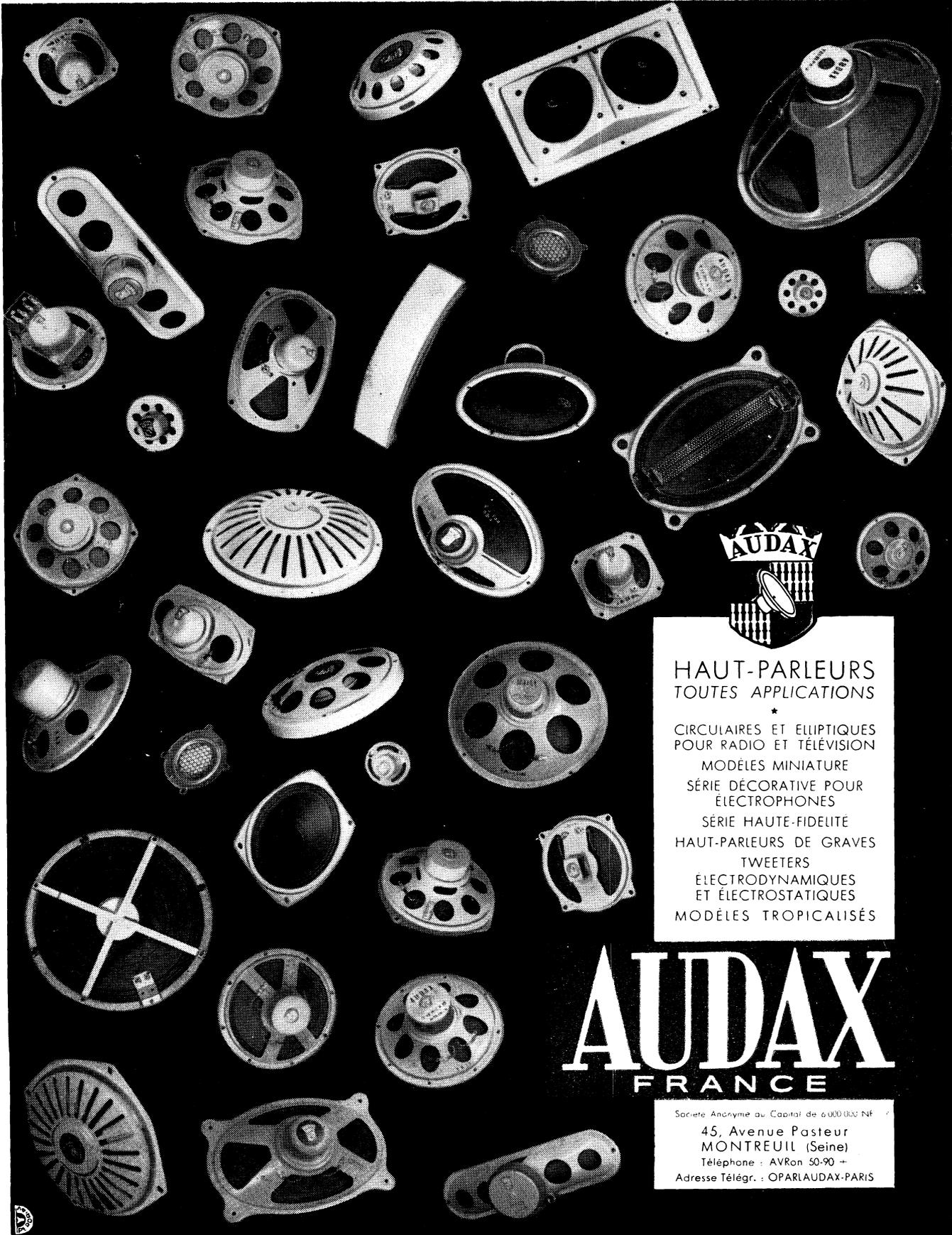


**FAITES UN ESSAI**  
Assurance : "**SATISFACTION**" grâce à la carte **garantie remboursement**  
Documentation n°RC

VENTE EN GROS  
**EXPRESS**

10-12, rue Montlouis  
PARIS XI<sup>e</sup>, Tél. : ROQ. 02-10

pub. GMP/66/11 3019



**HAUT-PARLEURS  
TOUTES APPLICATIONS**

\*  
CIRCULAIRES ET ELLIPTIQUES  
POUR RADIO ET TÉLÉVISION  
MODÈLES MINIATURE  
SÉRIE DÉCORATIVE POUR  
ÉLECTROPHONES  
SÉRIE HAUTE-FIDÉLITÉ  
HAUT-PARLEURS DE GRAVES  
TWEETERS  
ÉLECTRODYNAMIQUES  
ET ÉLECTROSTATIQUES  
MODÈLES TROPICALISÉS

**AUDAX  
FRANCE**

Société Anonyme au Capital de 6000 000 NF  
45, Avenue Pasteur  
MONTREUIL (Seine)  
Téléphone : AVRon 50-90 +  
Adresse Télégr. : OPARLAUDAX-PARIS

# incontestablement

le **75 A** reste

le meilleur **dynamique**

le plus demandé,

le plus vendu.



SA FABRICATION S'INTENSIFIE DE JOUR EN JOUR

*Raum*



## MELODIUM S.A.

RAPY

296, RUE LECOURBE, PARIS 15<sup>e</sup> - TÉL. LEC. 50-80



• L'AURORE 6 •

Décrit dans « Radio-Plans », n° 168, d'août 1962. Poste portatif à 6 transistors dont 3 « Drifts ». Montage sur circuits imprimés - 2 GAMMES D'ONDES (PO-GO). **Prise antenne voiture.** Cadre ferrite 200 mm. Haut-parleur grand diamètre. Élégant coffret gainé. Dimensions : 248 X 145 X 60 mm. **COMPLET, en pièces détachées, avec piles 129,70**

EN ORDRE DE MARCHÉ ..... **135,00** (Port et emballage : 8,50)

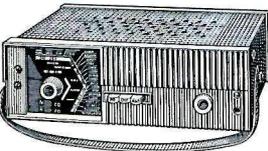


• LE KLÉBER •

6 transistors + diode  
2 GAMMES D'ONDES (PO-GO)  
Cadre Ferroxcube incorporé  
MONTAGE BF PUSH-PULL  
**PRISE ANTENNE AUTO**  
Coffret bois gainé 2 tons  
Dimensions 250 X 150 X 75 mm

EN ORDRE DE MARCHÉ ..... **139,00**  
(Port et Emballage : 8,50)

RÉCLAME



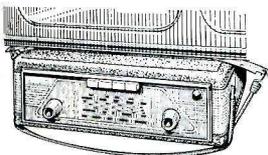
• MERCURY 7 •

7 transistors + 2 diodes, 2 gammes d'ondes (PO-GO) **PRISE ANTENNE AUTO** CLAVIER 3 TOUCHES. HP grand diam. Transistors U.S.A.

Montage entièrement sur circuit imprimé. Élégant coffret : 25 X 15 X 8 cm.

A PROFITER ! PRIX EXCEPTIONNEL, EN ORDRE DE MARCHÉ **165,00**  
(Port et emballage : 8,50)

RÉCEPTEUR MIXTE AUTO-PORTATIF A TRANSISTORS



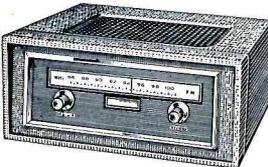
• L'OCEANE •

7 transistors dont drift H.F. CLAVIER 4 TOUCHES. 3 gammes d'ondes (OC-PO-GO) - Sortie B.F. Push-Pull. **PRISE ANTENNE AUTO COMMUTEE** Grand cadran démultiplié spécialement étudié pour la voiture.

EN ORDRE DE MARCHÉ.. **180,00**

BERCEAU SUPPORT pour fixation sur tableau de bord de la voiture ..... **22,50**  
(Port et emballage : 9,50)

RÉALISEZ VOTRE CHAÎNE HAUTE FIDÉLITÉ !..



TUNER FM "HA/FM 62"

Tuner FM extrêmement sensible à large bande passante. - Gamme de fréquence standard : 87 à 101 Mcs. Impédance d'entrée 75 Ω. Alimentation tous secteurs alternatifs 110 à 245 V.

- Sensibilité 1 μV Distorsion 0,4 %.
- Bande passante 300 kcs. 3 étages MF.
- Sortie prévue pour STEREO Multiplex.

● Élégant coffret 2 tons. Dimensions : 310 X 220 X 150 mm.  
EN ORDRE DE MARCHÉ ..... **289,50** (Port et emballage : 14,50)

AMPLIFICATEUR HAUTE FIDÉLITÉ 10 Watts

"LE KAPITAN"

ENTREES PU et MICRO avec possibilité de mixage - DISPOSITIF de dosage « graves » - « aigus » - POSITION SPECIALE FM pour adjonction d'un adaptateur - Etage final PUSH-PULL ultra-linéaire à contre-réaction d'écran.

Transfo de sortie 5-9,5 et 15 ohms - Bande passante de 15 à 40 000 périodes à 1 dB - 0,4 % de distorsion à 8 W - Sensibilité : 600 mV - alt. 110 à 245 V - Présentation professionnelle en coffret girvé gris. Dim. : 370 X 180 X 150 mm. **COMPLET, en pièces dét.... 168,40**

EN ORDRE DE MARCHÉ ..... **185,00** (Port et emballage : 12,50)

ELECTROPHONE

LETWIST 63

Electrophone 4 vitesses Grande marque - Altern. 110/220 V - H-P grand diamètre dans couvercle dégonflable

AU PRIX INCROYABLE

En ordre de marche :

**148,00**

Portef emb. : 14,00



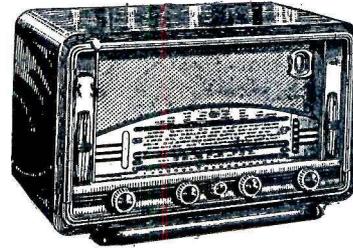
un catalogue champion!

...celui des Comptoirs

CHAMPIONNET

demandez-le VITE!

(joindre 2 NF en timbres-poste pour frais d'envoi)



• LE FLORIDE •

ALTERNATIF 6 LAMPES Secteur 110 à 220 volts 4 GAMMES D'ONDES + Position P.U. Cadre antiparasite incorporé orientable. **Sélectivité et sensibilité remarquables.**

COMPLET, en pièces détachées ..... 158,70

EN ORDRE DE MARCHÉ **168,00**

Le même modèle, sans cadre Prix ..... 160,80  
(Port et emballage : 14 NF)

ÉCLAIRAGE PAR FLUORESCENCE

• CERCLINE •

Tube fluorescent sur socle. Diamètre : 350 mm. Haut. : 110 mm. Consom. 32 W. Puissance : 120 W.

COMPLÈTE, en 110 ou 220 V .. **53,00**

Réglettes complètes avec tubes et transfo

0,37 m	<b>21,00</b>	0,60 m	<b>25,00</b>
1,20 m	<b>32,50</b>		

(Préciser voltage à la commande.)



SURVOLTEURS-DÉVOLTEURS MANUELS

11 positions actives. 1 position arrêt. 110 V 250 VA. Prix ..... **42,50**  
(Port : 8,50)

REGULATEURS AUTOMATIQUES à fer saturé

200 VA	<b>135,00</b>	250 VA	<b>145,00</b>
--------	---------------	--------	---------------

LAMPES garantie 12 mois

EXTRAIT DE NOTRE CATALOGUE

IAC6/DK92	5,40	6V6	8,50	EAF42	6,70	EL81	9,75
IR5/DK91	5,40	6X2	7,40	EABC80	8,10	EL83	5,70
IS5/DAF91	5,05	6X4/6BX4	3,40	EBC3	10,10	EL84	4,70
IT4/EP91	5,05	9BM5/9P9	5,50	EBC41	6,40	EM4	7,40
2A6	9,50	12BA6	3,70	EBF2	8,50	EM84	7,40
2A7	9,50	12BE6	6,70	EBF80	5,05	EM80	5,40
3Q4/DL95	5,40	21B6	9,75	EBF89	5,05	EM85	5,40
3S4/DL92	5,70	25L6GT	9,50	EB71	12,78	EY81	7,40
3V4	7,04	25Z5	8,50	ECC40	10,10	EY81F	6,40
5Y3GB	5,40	25Z6G	7,70	ECC81	5,70	EY82	4,70
5Z3G	9,00	35W4	4,40	ECC82	6,70	EY86	6,40
6A7	9,50	42	9,50	ECC83	7,40	EZ4	7,40
6A8MG	8,50	43	9,50	ECC84	6,70	EZ40	6,40
6AF7	6,50	47	9,50	ECC85	6,70	EZ80	3,80
6AQ5	4,00	50B5	7,10	ECF1	8,50	EZ81	4,10
6AT6	4,70	55	8,00	ECF80	6,70	PCF82	6,60
6AU6	4,70	57	8,00	ECF82	6,70	GZ32	10,10
6B7	9,50	58	8,00	ECH3	8,50	GZ41	4,00
6BA6	3,70	75	9,00	ECH42	8,50	PCC84	6,70
6BA7	6,50	76	8,00	ECH81	5,40	PCF82	6,70
6BE6N	6,70	77	8,00	ECL80	5,40	PL36	14,80
6BM5	5,90	78	8,50	ECL82	7,40	PL81	9,75
6BQ6	15,00	80	5,40	EF5	8,50	PL82	5,40
6BG7A	6,70	117Z3	10,10	EF41	6,40	PL83	5,70
6CB6	6,75	506	6,50	EF42	11,40	PY81	6,40
6CD6	15,20	807	18,50	EF80	4,70	PY82	6,70
6C5	9,50	1883	5,40	EF85	4,70	UAF42	6,70
6C8	8,50	ABL1	15,00	EF86	7,40	UBC41	6,40
6D6	9,50	AF3	8,50	EF89	4,70	UBC81	4,70
6DQ6	13,45	AF2	9,50	EK2	9,50	UBF80	5,05
6E8MG	8,50	AF7	9,75	EL3	10,80	UBF89	5,05
6F5	9,50	AK2	12,00	EL41	6,00	UCH42	8,40
6F6G	8,50	AL4	11,05			UF41	6,40
6F7	9,50	AZ1	5,05			UF80	4,80
6H6TG	7,70	AZ41	5,40			UCL82	7,40
6H8	8,50	CBL6	9,50			UF85	4,70
6J5	8,50	CF3	9,50			UL41	7,40
6J6	12,10	CY2	8,40			UL84	6,10
6I7MG	8,50	DAF96	5,05			UY41	5,70
6K7	8,00	DF96	5,05			UX85	4,00
6M6	10,75	DK92	5,40			UY92	4,00
6M7	8,30	DK96	5,40				
6N7G	13,00	DL96	5,40				
6Q7	7,70	E443H	9,60				

TRANSISTORS

OC 70	3,00	OC 44	4,50
OC 71	3,50	OC 45	4,00
OC 72	4,00	OC 170	7,50

LE JEU DE 6 TRANSISTORS :  
(1 X OC44 - 2 X OC45 - 1 X OC71 - 2 X OC72) ..... **24,00**

14, Rue Championnet, PARIS-XVIII<sup>e</sup>

Tél. : ORNano 52-08

C. C. Postal : 12 358.30 Paris

Métro : Porte de Clignancourt ou Simplon

NOS ENSEMBLES PRETS A CABLER avec schémas, plans de câblage et devis détaillés - Envoi contre 1 NF pour frais