

# TELEVISION

DIRECTEUR : E. AISBERG

## SOMMAIRE

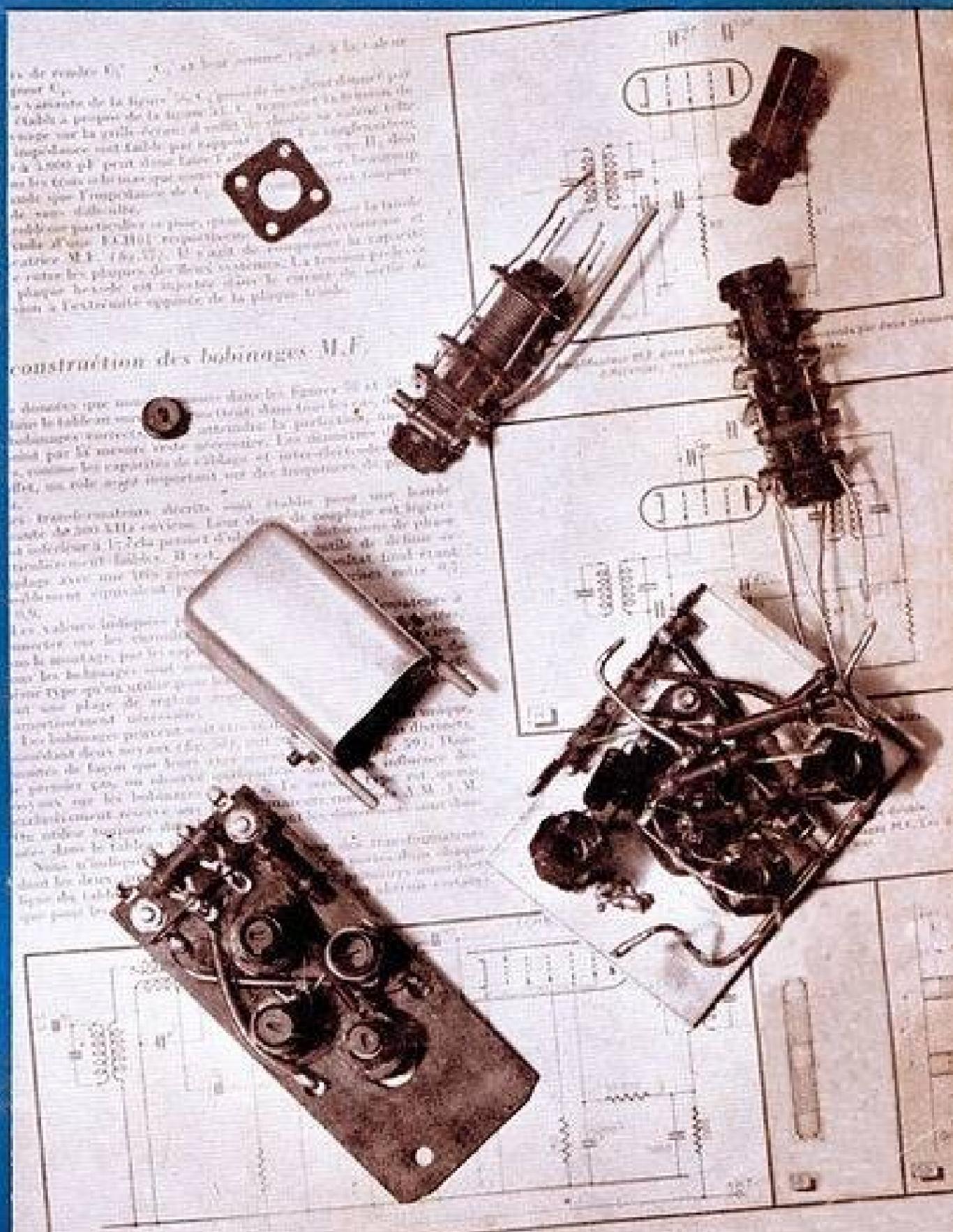
- Brève actualité, par E.A. .... 33
- Stabilisateurs de tension à ferro-résonance, par W. Sorokine .... 35
- Visite à la C.S.F., par A.V.J. Martin 41
- Dispositif d'entrelacement, pour le Télé-Oeil, par H. Schreiber .... 43
- Construction pratique des bobinages pour modulation de fréquence, par H. Laurent .... 47
- Technique moderne, nouveaux schémas, par A.V.J. Martin .... 55
- Notes sur quelques montages à changement de fréquence, par R. Lapie .... 57
- Extraits de la Presse Étrangère... 61

### Ci-contre

La réalisation d'un jeu de bobinages-complet pour modulation de fréquence, combinée ou non avec la modulation d'amplitude, est étudiée en grand détail dans ce numéro, avec toutes les données nécessaires à la construction de la platine H.F. et des transformateurs M.F.

N° 61 - FÉVRIER 1956

**SOCIÉTÉ BELGE DES ÉDITIONS RADIO**  
 184, Rue de l'Hôtel des Monnaies  
 BRUXELLES





*Miniwatt*  
**DARIC**

*lance* **PL 81 F**  
 le tube NOVAL  
**POUR DÉVIATION 819 LIGNES**

De nouvelles méthodes de production et de contrôles ont été adoptées pour répondre aux sévères exigences 819 lignes.

- Technique des tubes professionnels.
- Traitements spéciaux en cours de fabrication.
- Introduction en production de contrôles dynamiques pratiqués dans les conditions d'utilisation.

Le PL 81 F est interchangeable avec le PL 81 normal sur tous les appareils existants.

**LA RADIOTECHNIQUE**  
 DIVISION TUBES ÉLECTRONIQUES  
 130, Av. Ledru-Rollin - Paris XI - Tel. 33-09

VALEURS MOYENNES DE FONCTIONNEMENT

admission sur PL 81 F	reception au récepteur 819 lignes
$I_k$ moyen 180 mA	110 mA
$P_{g2}$ 4.5 W	3.5 W
$P_a$ 3 W	3.5 W
$V_a$ crête 7 KV	5.2 KV

*Charges  
 lourdes  
 de  
 Sécurité*

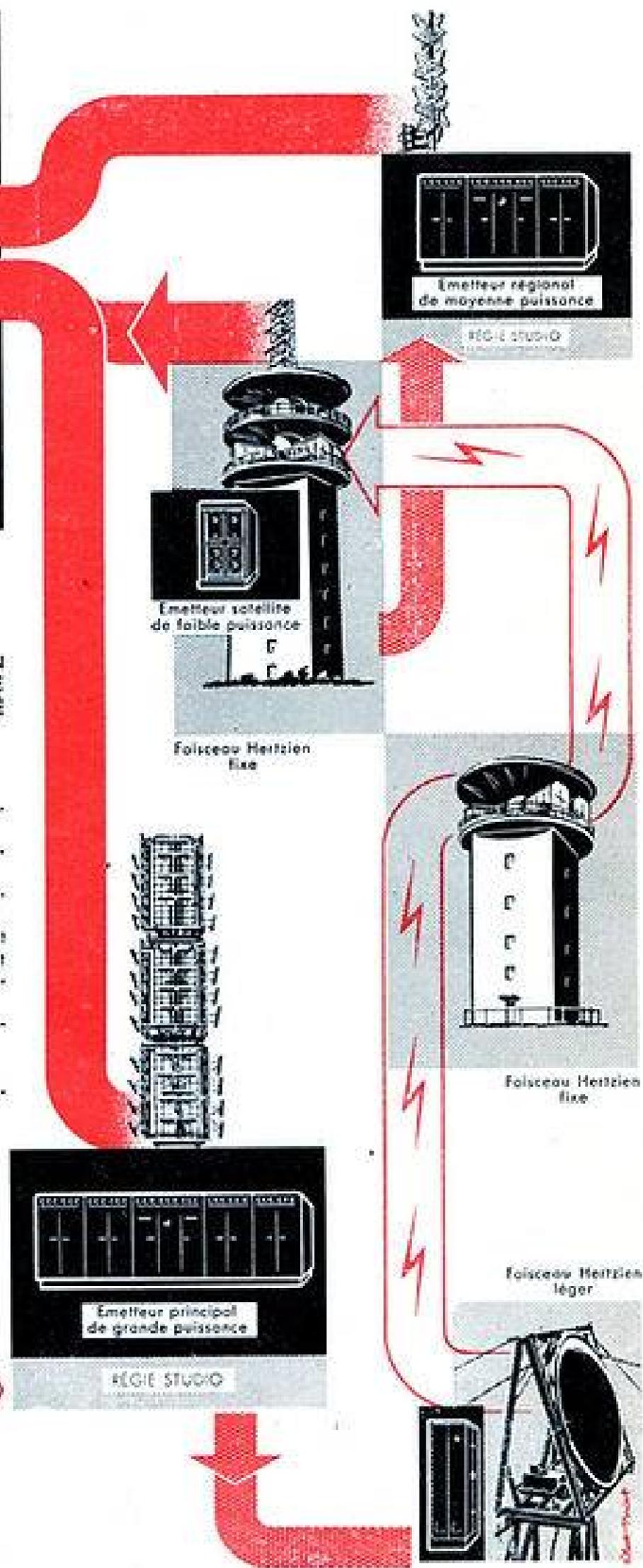


*Transmet le son et l'image de la caméra à votre télévision*

A TOUS LES MAILLONS DE LA CHAÎNE DE TRANSMISSION... DES ÉQUIPEMENTS DE LA COMPAGNIE GÉNÉRALE DE T. S. F. OU DE LA SOCIÉTÉ FRANÇAISE RADIOÉLECTRIQUE

- **Émetteurs de grande puissance :** (Paris-Lille-Lyon-Marseille-Bourges-Coen...)
- **Émetteurs de moyenne puissance :** (Strasbourg-Rabat-Casablanca-Luxembourg).
- **Émetteurs de faible puissance :** (stations satellites et récepteurs de retransmission).
- **Faisceaux hertziens à grande capacité** (réseau de 2.000 km) et **faisceaux hertziens légers :** (transmission de la télévision et d'un grand nombre de communications téléphoniques simultanées).
- **Relais hertziens légers :** (reportages en direct, échanges européens de télévision...)
- **Caméras - Télécinéma - Mélangeurs de régie...**
- **Appareillages de contrôle vidéo, récepteurs de contrôle...**

Direction commerciale et division internationale  
**COMPAGNIE GÉNÉRALE DE TÉLÉGRAPHIE SANS FIL**  
**SOCIÉTÉ FRANÇAISE RADIOÉLECTRIQUE**  
79, Bd HAUSSMANN, PARIS 8<sup>e</sup> - ANJOU 84-60



# Sécurité totale!

Équipez vos  
**TÉLÉVISEURS**

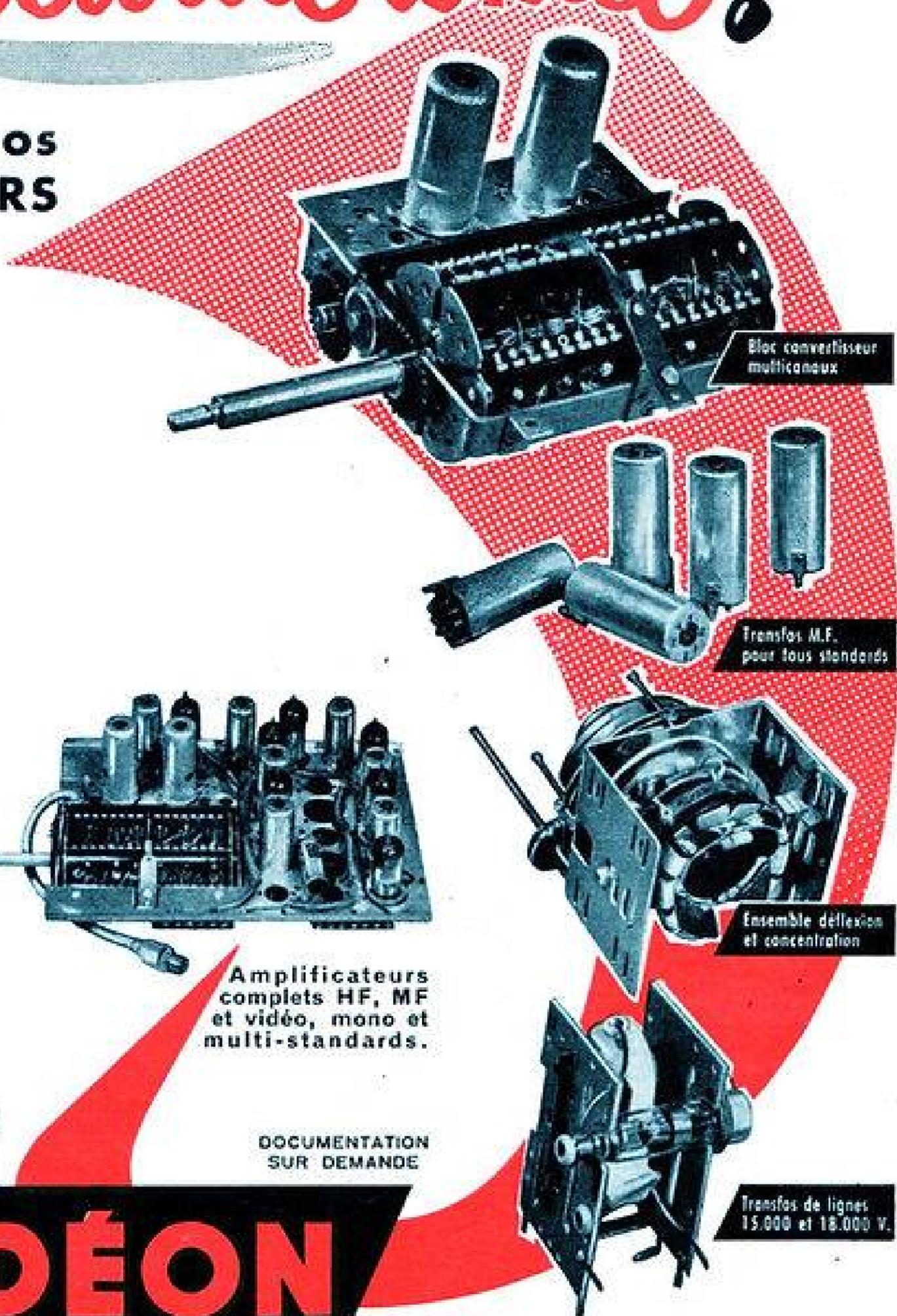
de

**A**

jusqu'à

**Z**

avec  
le matériel



Amplificateurs  
complets HF, MF  
et vidéo, mono et  
multi-standards.

DOCUMENTATION  
SUR DEMANDE

Transfos de lignes  
15.000 et 18.000 V.

PUBL. RAPPY

# VIDÉON

95, RUE D'AGUESSEAU - BOULOGNE-S/SEINE - MOL.:47-36



**PERFORMANCES...**

*POUR VOS découplages*

**"Emission"**

**ASSIETTES CIRCUITS**

COEFFICIENTS DE TEMPÉRATURE TRÈS FAIBLEMENT NÉGATIFS

CAPACITÉ : 10 à 1000 pF  
 • 5 à 25 KVAR  
 • 5 à 20 AMPÈRES  
 • 1.000 VOLTS SERVICE  
 DIAMÈTRES : 20 à 50 mm

**TUBULAIRES petite Emission**

CAPACITÉ : 10 à 1000 pF  
 • 5 KVAR 1,5 x

**POTS** CAP. 100 à 1000 pF  
 INTENSITÉ 15 à 20 AMPÈRES  
 5 à 15 KVAR

**TUBES** CAP. 1000 à 2000 pF  
 • 10 KVAR - 20 AMPÈRES  
 1.000 VOLTS SERVICE  
 DIM. MAX. 85 x 120 mm



**ASSIETTES DÉCOUPLAGE**

CAP. 1000 à 10000 pF  
 INTENS. 10 à 20 AMP.  
 5 à 10 KVAR



**T.H.T.**

POUR FILTRAGE TRÈS HAUTE FRÉQUENCE  
 CAP. 100 pF  
 20 KV.C. LEAK  
 D. 25 mm, H. 15 mm

**LES CONDENSATEURS CÉRAMIQUES L.C.C.**

ÉQUIPENT LES MATÉRIELS LES PLUS MODERNES DE TOUTES PUISSANCES : ÉMETTEURS RADIO-DIFFUSION ET TV - ÉMETTEURS DE TRAFIC RADIOÉLECTRIQUE - GÉNÉRATEURS HAUTE FRÉQUENCE INDUSTRIELLE - MATÉRIELS MILITAIRES - AIR - MERRE - MER - ETC...

**LCC**

**CÉRAMIQUE L.C.C.**

**LE CONDENSATEUR**

SERVICES COMMERCIAUX : 22, RUE DU GÉNÉRAL FOY, PARIS 8<sup>e</sup> - TEL. LABORDE 38-00

AIRBORNE CORP. • PRECISION CERAMICS INC. • U.S.A. • MICROFARAD • MILAN • HUNT • LELAND INSUL. LTD. • LONDRES • GUCOM CONDENSER LTD. • AUSTRALIE • FERROPERM • DANEMARK



GÉNÉRATEUR TV

NOUVEL OSCILLOSCOPE O-10 A CIRCUITS IMPRIMÉS



**TOUS ENSEMBLES COMPLETS**

en pièces détachées

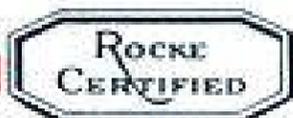
**46** modèles pour les besoins du laboratoire et de la fabrication

- Voltmètre amplificateur ● Wattmètre B.F. ● Distorsionmètre d'intermodulation ● Sources de signaux sinusoïdaux et rectangulaires ● Fréquencemètre électronique ● Signal Tracer ● Générateurs H.F. et T.V. ● Contrôleurs Etc...

CATALOGUE T1 et TARIFS sur demande

**BUREAU DE LIAISON**

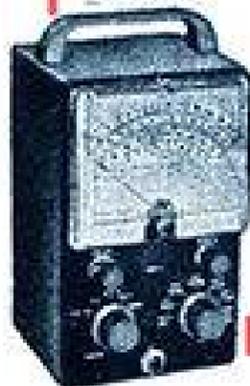
113, rue l'Université, Paris-7<sup>e</sup> • INV. 99-20 •



ANALYSEUR B.F.



Q-MÈTRE  
VOLT-MÈTRE  
A LAMPES



AMIENS : M. GODART, 40, rue St-Fusien. — ANGERS : LE PALAIS DES ONDES, 31, rue Lavoisier — BAYONNE : M. A. DESBONNETS, Villa Madalène, route de Cambo — DIJON : M. J. CERIE, 11, boul. Fontaine des Saussaies — LILLE : C.L.D., 161, rue Nationale — MARSILLE : AU DIAPA-

SON DES ONDES, 11, Cours Liebaud — METZ : M. P. VIVIES, 44, av. Foch — NANTES : M. H. BONNAUD, 16, rue Maurice Sirelle — NICE : S.E.T.R.A., 1, rue de la Liberté — TOULOUSE : M. LELIÈVRE, 19, rue du Languedoc — TROYES : M. H. CHÉNEVET, 38, rue Volta à Ste-Savine

PUBL. RAPHY

Plus de 2.000 revendeurs et stations-dépannage  
emploient actuellement cet appareil !

## NOVA-MIRE

Modèle mixte 819-625 lignes



GAMME HF - 20 à 200 Mc/s  
GAMME ÉTALÉE - 160 à 220 Mc/s

- Porteuse SON stabilisée par quartz.
- Oscillateur d'intervalle 11,15 et 5,5 Mc/s.
- Quadrillage variable à haute définition.
- Signaux de synchronisation comprenant : sécurité, top, effacement.
- Sortie HF modulée en positif ou négatif.
- Sorties VIDEO positive ou négative avec contrôle de niveau.
- Possibilités : tous contrôles HF, MF, Video, Linéarité - Synchronisation - Séparation - Cadence.

Fournisseur de la Radio-Télévision Française

## SIDER-ONDYNE

SOCIÉTÉ INDUSTRIELLE D'ÉLECTROTECHNIQUE ET DE RADIOÉLECTRICITÉ

75 ter, rue des Plantes, Paris (14<sup>e</sup>). Tél. : LEC. 62-30

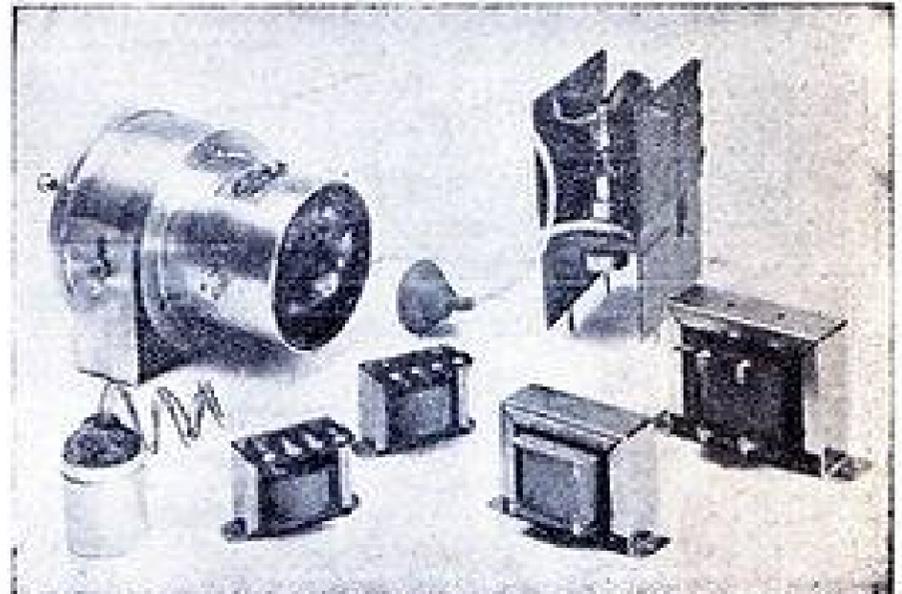
PUBL. RAPH

AGENTS : LILLE : Ets COLLETTE, 8, rue du Barbier-Maës ● STRASBOURG :  
Pl. BISMUTH, 15, place des Maës ● LYON : G. RIGOUDY, 38, Quai Gailleton  
● MARSEILLE : Ets MUSETTA, 3, rue Neu ● RABAT : Pl. FOUILLOT 9, rue  
Louis-Gentil ● BELGIQUE : ELECTROAROR, 49, Avenue Hansoir, Uccle-Bruxelles

## CICOR

Éts P. BERTHELEMY

5, Rue d'Alsace - PARIS-10<sup>e</sup> — Tél. BOT. 40-88



### ENSEMBLE DE DÉVIATION

pour tubes 70° et 90°

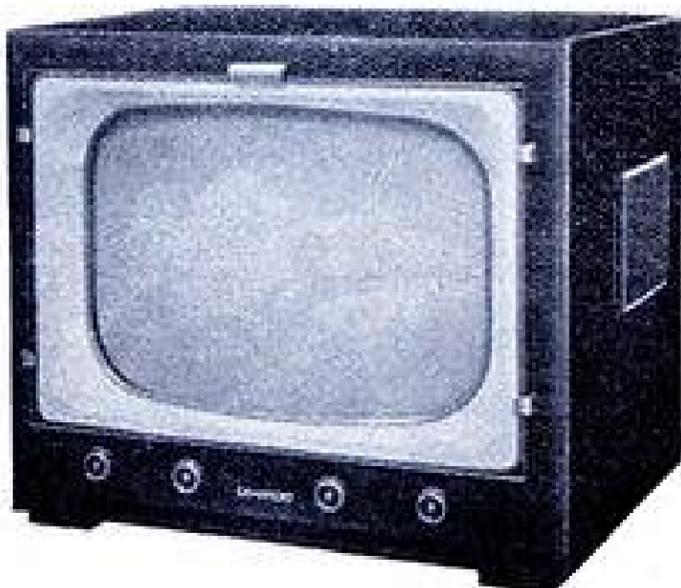
CONCENTRATION MAGNÉTIQUE

ABSENCE TOTALE D'ASTIGMATISME

TRANSFORMATEUR LIGNES et T.H.T. 16.000 et 22.000 volts

## GRAMMONT radio TÉLÉVISION

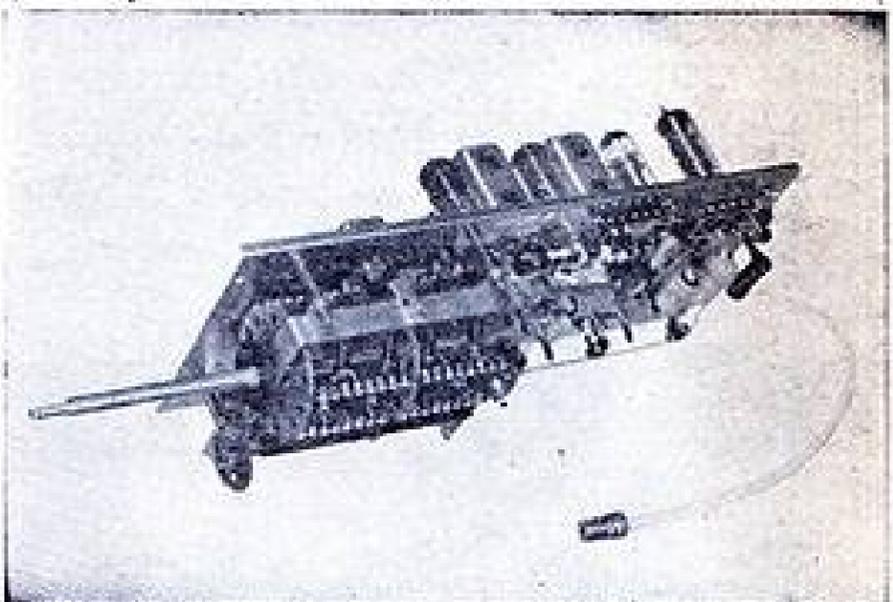
Grands écrans 43 et 54 cm



103, Bd Gabriel Péri  
MALAKOFF (Seine)

ALÉSIA 50-00

PUBL. RAPH



### PLATINE HF MULTI-CANAU

Platine HF entièrement câblée et étalonnée depuis  
l'antenne jusqu'à la vidéo comprise et la finale son  
comprise également.

Entrée : Cascade ECC 84 - Sensibilité 50 microvolts  
9,5 Mc de largeur de bande - 6 canaux 819 lignes

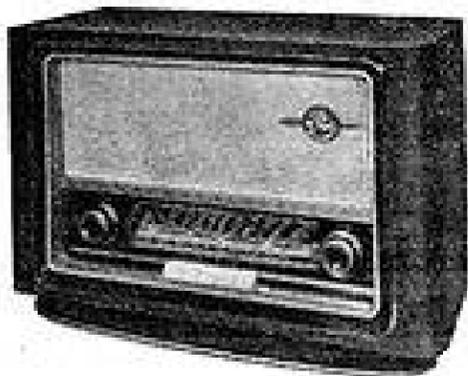
#### AGENCES

LILLE : Ets COLLETTE, 8, Rue du Barbier Maës  
LYON : G. RIGOUDY, 38, Quai Gailleton

PUBL. RAPH

## AMATEURS DES RÉGIONS DU NORD ET DU MIDI

Pour faciliter vos achats en matériel **RADIO ST LAZARE**



OPÉRA STANDARD  
OPÉRA LUXE  
AMPLI 8 W. CONCERTO  
AMPLI 12 W. SYMPHONIE  
BENGALI  
COLIBRI  
MISTRAL  
OURAGAN  
CAT 567 TRAFIC  
LAZAREX, LAZARKING



Adressez-vous directement aux :

Ets **C. R. T.**

Pierre GRAND, Ingénieur. — 14, rue Jean-de-Bernardy — MARSEILLE 1<sup>er</sup>  
Téléphone NA. 16-02

Ets **RADIO SYMPHONIE**

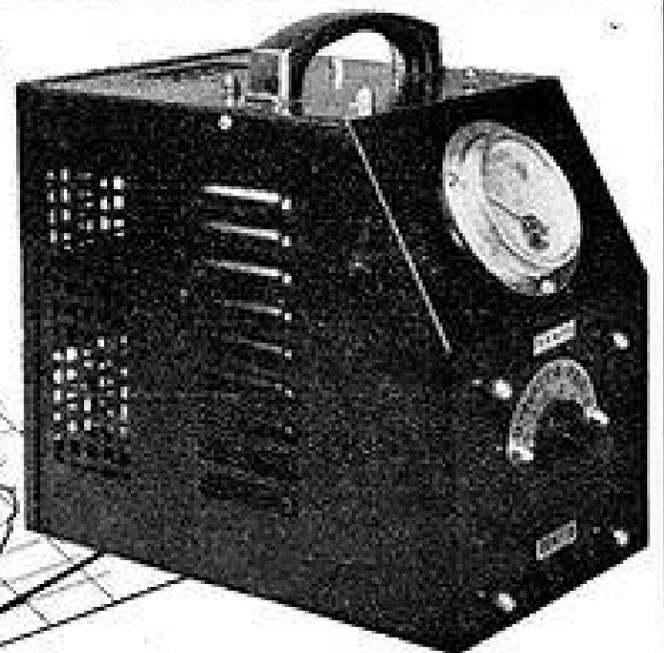
R. DECOCK - 341-343, rue Léon-Gambetta  
LILLE - Téléphone 5748-66

SPECIALISÉS DEPUIS DE NOMBREUSES ANNÉES DANS LA PIÈCE DÉTACHÉE  
ET EN PARTICULIER DANS LA TÉLÉVISION ET LA HAUTE FIDÉLITÉ

PUBL. RAPPY

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

avec des  
régulateurs de  
tension  
automatiques



# YNATRA

41, RUE DES BOIS, 41 PARIS 19<sup>e</sup>  
Télé. NORD 32-48

SURVOLTEURS - DEVOLTEURS, AUTOTRANSFORMATEURS  
LAMPOMETRES - ANALYSEURS

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

Agent pour LYON et la Région : J. LOBRE, 10, Rue de Sèze, LYON

Agent pour MARSEILLE et la Région : AU DIAPASON DES ONDES, 11, cours Lieutaud, MARSEILLE

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

# TELEVISION

REVUE MENSUELLE FONDÉE EN 1939  
DIRECTEUR : E. AISBERG  
Rédacteur en Chef : A.V.J. MARTIN

PRIX DU NUMÉRO : 120 Fr.  
ABONNEMENT D'UN AN  
(10 numéros)

● FRANCE ..... 980 Fr.  
● ÉTRANGER ..... 1200 Fr.  
Changement d'adresse ( Joindre, si possible, l'adresse imprimée sur nos pochettes ) ..... 30 Fr.

## RÉDACTION

42, Rue Jacob, PARIS-VI\*  
Téléphone : LITRA 43-83 et 84

ABONNEMENTS ET VENTE :

## SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, Rue Jacob, PARIS-VI\*  
COÉC 13-65 C. Ch. P. 1164-34

Les articles publiés n'engagent que la responsabilité de leurs auteurs.  
Les manuscrits non insérés ne sont pas rendus.  
Tous droits de reproduction réservés pour tous pays.  
Copyright by Editions Radio Paris 1954.

★

Règle exclusive de la publicité :  
Paul **RODET**, Publicité **RAPY**  
143, Avenue Émile-Zola, PARIS-XV\*  
Téléphone : SEGuR 37-52

## ANCIENS NUMÉROS

Nous pouvons encore fournir tous les anciens numéros de **TÉLÉVISION** à l'exception des numéros 1, 2, 11 et 41 épuisés

PRIX :

Du n° 3 au n° 12, à nos bureaux  
90 Fr. le numéro; par poste : 100 Fr. le numéro.

A partir du n° 13, à nos bureaux  
120 Fr. le numéro; par poste : 130 Fr. le numéro.

## RELIURES

Pour 10 numéros (fixation instantanée). A nos bureaux : 500 Fr. par poste : 550 Fr.

**SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO**

# BRULANTE ACTUALITE



**BRAYO** sans réserve à tous ceux, techniciens et reporters, qui ont assuré la transmission des élections du 2 janvier. Grâce à la télévision, ils ont fait participer des milliers de Français au mécanisme intime qui préside à l'éclosion des destinées futures de leur pays.

Le remarquable effort déployé à cette occasion selon des plans mûrement étudiés a mis en jeu toutes les possibilités de la télévision. Les caméras sont allées cueillir les images dans les bureaux de vote, pendant le scrutin, puis au cours des opérations de dépouillement. Elles sont entrées au Ministère de l'Intérieur, elles ont permis d'interviewer le chef du gouvernement dans son cabinet. Les relais hertziens ont étendu le rayon du reportage en nous apportant les images de Lille, de Lyon et de Strasbourg, le son de Marseille. Et aux studios de Cognac-Jay mêmes la réception des résultats et leur affichage sur des panneaux se déroulaient sous les yeux des caméras.

Pendant 24 heures, presque sans interruption, les téléspectateurs ont intensément vécu toutes les péripéties de ce drame qu'est l'expression de la volonté d'un grand peuple.

Immobiles, ils étaient transportés aux quatre points cardinaux pour saisir l'événement à l'instant même et à l'endroit même où il se produisait.

Telle est en fait la mission essentielle de la télévision qui, avec une sûreté remarquable, trouve chaque jour les voies optima de son accomplissement.

Tout moyen nouveau d'expression que la technique met à notre disposition requiert une matière appropriée qu'il est parfois malaisé de trouver.

Le cinéma et la radio ont longuement cherché leur voie propre. La télévision la découvre sans grands tâtonnements, sans hésitations pénibles. Elle brûle les étapes en nous offrant dès à présent un « style » et un « langage visuel » qui n'appartiennent qu'à elle et en nous procurant cette sensation d'ubiquité qui est son apanage exclusif. Voilà pourquoi tous ceux qui ont assuré cette

transmission historique méritent nos félicitations.

**EN** plus des députés battus, les élections ont fait d'autres victimes en la personne des téléspectateurs restés fidèles au 441 lignes. En effet, l'incendie qui, dans la nuit du 2 au 3 janvier, a éclaté sur la quatrième plateforme de la Tour Eiffel, dans les locaux occupés par l'appareillage des relais hertziens (des plaisantins affirment que les circuits ont été échauffés par le caractère de brûlante actualité des images qu'ils ont dû relayer...), cet incendie a détérioré le « feeder » du 441 lignes et les émissions sur cette définition sont arrêtées.

Ceux qui recevaient ces émissions, dont la qualité était plus que médiocre, méritent qu'on se penche sur leur cas. On peut évaluer leur nombre à quelques milliers.

Ce sont des pionniers, des enthousiastes de la période héroïque. Certains sont trop loin de Paris pour pouvoir capter le 819 lignes et, seul, le 441 lignes peut les atteindre. D'autres gardent leur vieux récepteur alors qu'ils auraient pu recevoir le 819 lignes... si leurs moyens leur permettaient d'acquiescer le téléviseur approprié.

Une loi publiée au « Journal Officiel » promettait que les émissions sur 441 lignes se poursuivraient jusqu'à l'année 1958. Mais les voilà arrêtées par un cas de force majeure. Doit-on procéder à de coûteuses réparations pour les remettre en route ? Ne serait-il pas plus logique de dédommager tous ceux qui, pour recevoir 441 lignes seulement (et encore...), paient la même taxe que les bénéficiaires du 819 lignes ? Ce serait équitable et cela leur permettrait de faire plus aisément l'acquisition de téléviseurs modernes pour recevoir les plus belles images du monde composant les programmes les mieux conçus.

E.A.

P. S. — Mais en fin, combien reste-t-il encore de téléspectateurs 441 lignes ? Pourquoi la R.T.F. n'en ferait-elle pas le recensement en lançant à cette fin un appel sur ses antennes pour que les intéressés se fassent connaître ?

Monsieur A.V.J. Martin,

Voilà près de trois ans et demi que je suis abonné à TELEVISION en Belgique. J'ai aussi vos divers ouvrages.

Si je viens vous distraire (dans le sens original du mot), c'est pour vous « supplier », le mot n'est pas trop fort, d'intervenir dans votre revue pour que la R.T.F. nous rende la mire de définition d'une façon régulière à Lille.

Ce n'est pas à moi qu'il appartient de vous apprendre à quel point cette mire constitue un véritable instrument de travail nécessaire et indispensable pour tous les petits constructeurs et metteurs au point artisanaux!

Que la R.T.F. soit d'abord remerciée pour les émissions pour techniciens qu'elle vient de nous rendre à Lille les lundi, mardi, mercredi et vendredi de 18 à 19 h. 30. Elles sont autrement appréciables que le sempiternel même film, aussi séduisant soit-il en première vision!

Il nous reste donc uniquement le jeudi entre 20 et 20 h. 30 un quart d'heure de mire de finesse par semaine.

Le mardi : émission régionale sportive, les samedi et dimanche pas de mire. J'ai parlé de cette question à des collègues français qui m'ont fait part de réflexions bien désabusées quoique partageant mon point de vue. Il s'agissait, m'ont-ils affirmé, des exigences formelles de gros constructeurs et de certains dépanneurs qui craignent cette mire et font tout ce qu'ils peuvent pour qu'elle passe le moins possible sur l'antenne!

Je ne parviens pas à croire à une énormité pareille car j'ai vu d'excellents téléviseurs français (d'autres aussi hélas) qui n'ont absolument rien à redouter d'aucune comparaison, bien au contraire. Je ne peux pas arriver à croire que ce soit la médiocrité, même si elle constituait la majorité, qui parvienne à étouffer la voix de la qualité, car c'est bien de cela qu'il s'agit : la mire de définition est le test de la qualité spécifiquement française, et, pour d'aucuns, elle seule...

Ne croyez-vous pas que la situation actuelle ne peut qu'être préjudiciable à la propagande française? Il ne faut pas d'ailleurs chercher bien loin puisque moi-même je suis obligé de me contenter de la mire belge, aussi imparfaite soit-elle, par suite de l'extrême faiblesse de l'émetteur et de l'étroitesse de bande. Des images animées ne permettent qu'un « dégrossissage », rien de plus, et chaque technicien le sait parfaitement. Je ne comprends pas comment — sans mauvaise conscience — à moins de disposer d'un laboratoire coûteusement outillé — on peut se passer de mire de finesse...

Un quart d'heure par jour n'est tout de même pas exagéré, puisque c'était le temps que la R.T.F. elle-même avait fixé et c'était très bien ainsi, malgré deux mois de disparition durant les vacances.

Je m'excuse d'avoir été aussi prolixe, mais voilà des années que je chante et montre les qualités uniques au monde de l'image française; j'ai pourtant vu personnellement les images britanniques, allemandes et belges. Aidez-moi à continuer...

Je suppose néanmoins que des intérêts vraisemblablement beaucoup plus puissants

## DEUX LETTRES INTERESSANTES

que ma même voix d'abonné, vous interdiront peut-être toute démarche ou publication, je n'en serais plus que navré et, à ma place, qu'en penseriez-vous?

Espérant beaucoup ne pas vous avoir froissé, je vous prie d'agréer, etc.

J. JACQMAIN

N.d.l.R. — Tout d'abord, remerciez M. Jacquemain pour ses deux lettres pleines d'intérêt. Ensuite, assurons-le de notre totale indépendance vis-à-vis de quelque « intérêt » que ce soit, à tel point que nous avons immédiatement transmis sa lettre aux officiels dont nous attendons la réponse, que nous publierons (à) que reçue.

Monsieur A.V.J. Martin,

Si je me permets de vous écrire c'est pour « revenir » sur ma lettre précédente; la R.T.F. vient d'accroître de quatre heures hebdomadaire son horaire destiné aux techniciens.

En effet, les lundis, mardis, mercredis, et vendredis, une heure supplémentaire nous est désormais offerte entre 14 h. 30 et 15 h. 30.

Au cours de ces 60 minutes, un très beau film sur l'art précolombien est projeté deux fois; entre les deux projections, la mire de définition passe durant une quinzaine de minutes; les soirs, rien de changé, « La Belle au Bois Dormant » déroule régulièrement ses images deux fois successives; durant les quelques minutes d'interruption : disques et panneau « Emission pour Radio-électriciens, etc... ». Enfin, quinze minutes de mire sur cent cinquante, c'est déjà fort bien par comparaison avec les douze hebdomadaires auxquelles nous avons été réduits durant un temps que j'ignore.

En effet, si les émissions du soir 18 à 19 h. 30 ont été annoncées, celles de l'après-midi sont encore actuellement ignorées d'une bonne partie de mes collègues français.

Ne vous chargeriez-vous pas d'annoncer ces heures si nécessaires aux constructeurs et dépanneurs?

Comme je vous l'ai déjà écrit, j'ai réalisé de nombreux appareils de mesure dont les schémas sont parus dans vos colonnes, que ce soit pour moi ou pour des collègues.

Le tout dernier fut la mire de Monsieur A. Bourlez (n° 55 Juillet-août). Une fois de plus, je constate que vos schémas sont parfaitement au point et ne nécessitent que peu de retouches.

La mire dont il est question exige une rectification de la branche gauche du combinatoire +, —, 0 (sinon il y a court-circuit). De plus la résistance de garde (100 k $\Omega$ ) de P1 est trop élevée car elle ne laisse passer que 4 à 7 barres; avec 10 ou 20 k $\Omega$ , on arrive à plus de quinze barres horizontales; tout le reste du schéma doit être rigoureusement respecté; il n'y a rien à y reprendre; toutefois, si le constructeur utilise le transformateur de blocking Philips 10.880/01, il faut bien veiller à suivre à la lettre le branchement donné par Philips sous peine d'instabilité des verticales. Le CV utilisé n'a qu'une importance minime

pour autant qu'il soit d'excellente qualité; quant à la mise au point, elle est extrêmement simple surtout dans la section HF qui pourrait effrayer à première vue. Une ECC81 peut parfaitement faire l'affaire avec les valeurs indiquées par M. Bourlez; il est peut-être utile de bien séparer les deux oscillateurs.

La stabilité de l'appareil est parfaite dans chacune de ses sections. Cet appareil  $\alpha$ , je crois, été commercialisé mais un modèle plus récent utilise un rotacteur; il serait intéressant d'en avoir le nouveau schéma ou tout au moins les modifications à y apporter pour avoir une mire  $\alpha$  up to date.

J'ai expérimenté la nouvelle base image Philips utilisant les nouveaux transformateurs de blocking AT3002 et sortie type AT3502.

Ce montage est spécialement intéressant car :

- On n'utilise plus la tension récupérée, ni pour l'oscillateur ni pour le tube de sortie, d'où gain de THT.
- La tension de contre-réaction est prise sur un enroulement spécial primaire du transformateur de sortie; le second enroulement primaire est shunté par une résistance VDR.
- Une excellente géométrie verticale s'obtient très facilement et presque à coup sûr, tout de suite. Un seul potentiomètre de linéarité est nécessaire au lieu de deux, voire trois pour les difficiles.

Philips préconise comme tubes : la triode d'une PCF80 et une PL82; personnellement, comme tous mes téléviseurs sont exclusivement des alternatifs, j'ai employé la triode d'ECF80 et une EL84; il doit être possible d'utiliser un tube plus économique, comme peut-être EL82, mais je n'ai pas essayé. La EL84 réclame 250 volts, la PL82, 200 volts.

D'autre part, il y a déjà plusieurs mois que j'emploie les transformateurs de sortie lignes BT530 ou 510 (ayant remplacé les BT503 dont je me suis toujours demandé comment on était parvenu à tirer des résultats « honorables » car Philips a retiré cette pièce du commerce, cela dit tout!). Ces transformateurs ont le grand avantage d'être prévus pour 819 et 625, un enroulement commutable assurant automatiquement des dimensions et une THT absolument comparables, pas de différence à l'œil.

Dans votre dernier numéro est paru le schéma du nouveau rotacteur Radiotechnique français; j'en ai eu un en prêt, c'est excellent sur Lille car je n'ai pu l'essayer que sur cette station; un nouveau rotacteur type BT702 sortira chez MBLÉ en février, il sera plus simple que le français mais comportera des canaux plus intéressants, du moins pour les belges et frontaliers; toutefois le gain, sur l'image française, sera nettement inférieur (mêmes tubes).

M'excusant d'avoir été aussi prolixe, je vous prie d'agréer, Monsieur A.V.J. Martin, etc.

J. JACQMAIN  
Quévrain  
(Belgique)

N.d.l.R. — Nous publions par ailleurs une autre lettre indiquant quelques améliorations à la mire électronique de M. Bourlez.

# STABILISATEURS DE TENSION A FERRO-RESONANCE



## Pourquoi et comment

On connaît les conséquences néfastes, ou simplement désagréables, des variations du secteur sur les téléviseurs, à tel point que dans certaines régions aucune installation sérieuse n'est possible sans que le téléviseur soit protégé contre ces variations.

Deux solutions s'offrent à nous dans ce domaine : régulation manuelle, par sur-volteur-dévolteur classique, ou régulation automatique. La première est simple, peu coûteuse, mais aussi peu pratique, car il faut constamment avoir l'œil sur le voltmètre et la main sur le bouton de commutation. La seconde offre une sécurité totale et ne demande aucune surveillance ni aucun entretien, mais elle aboutit à des ensembles encombrants, très lourds (15 à 20 kg) et, par la force des choses, relativement coûteux.

A notre avis, la seule solution techniquement défendable est la seconde, malgré un prix de revient plus élevé, car elle reste à la portée d'un technicien moyennement patient et disposant d'un outillage rudimentaire. Il ne faut pas oublier, en effet, que trois ou quatre pannes provoquées par des surtensions risquent de coûter plus cher qu'un stabilisateur automatique.

## Stabilisateurs ferromagnétiques

En utilisant l'allure non-linéaire de la courbe d'aimantation des matériaux ferromagnétiques et en combinant ce phénomène avec un phénomène linéaire (inductances non-saturées) et un phénomène résonant (condensateur en parallèle) on arrive à créer des systèmes stabilisateurs de tension à grande efficacité, pouvant garantir la stabilité de la tension de sortie à  $\pm 1\%$  lorsque la tension d'alimentation varie de  $\pm 25\%$ .

Nous n'avons pas à faire ici la théorie des stabilisateurs ferro-magnétiques, dont il existe un grand nombre de variantes, et nous contenterons d'expliquer brièvement le fonctionnement de celui dont nous allons décrire le calcul et la construction.

Le schéma de la figure 1 représente un montage assez courant, où nous voyons une inductance  $S_1$  dont le noyau travaille

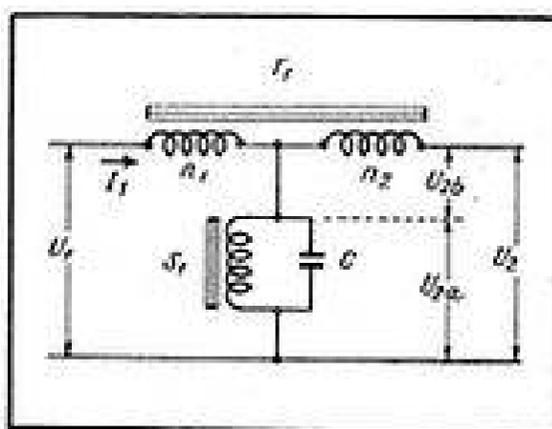


Fig. 1. — Montage courant de stabilisateur.

en régime de saturation dans toute la zone des variations prévues pour la tension d'alimentation  $U_1$ . L'ensemble est complété par un condensateur  $C$ , en parallèle sur l'enroulement de  $S_1$ , et par un autotransformateur  $T_1$  dont le noyau est loin de la saturation.

A cause du phénomène de résonance, la non-linéarité de la caractéristique de l'ensemble  $C-S_1$  est beaucoup plus accentuée que s'il s'agissait de l'inductance seule.

Par ailleurs, on sait que la chute de tension  $U_{2a}$  aux bornes du circuit  $C-S_1$ , exprimée en fonction du courant  $I_1$ , présente l'allure de la courbe 1 de la figure 2, qui peut avoir une portion à pente négative (entre les valeurs  $I_{1a}$  et  $I_{1b}$ ). Ce qui nous intéresse c'est le fonctionnement du système en dehors de cette portion, c'est-à-dire entre  $I_{1b}$  et  $I_{1c}$ .

La tension  $U_{2b}$ , induite dans l'enroulement de sortie de l'auto-transformateur  $T_1$ , est sensiblement proportionnelle au courant  $I_1$  (courbe 2 de la figure 2). Si l'on donne à cette courbe une inclinaison  $\alpha$  égale à celle de la courbe 1 dans la zone de saturation, et si l'on connecte l'enroulement de sortie  $n_2$  (fig. 1) de façon que la tension  $U_{2b}$  se retranche de  $U_{2a}$ , la tension de sortie  $U_2$  sera indépendante, dans une plage assez étendue, du courant  $I_1$ , c'est-à-dire de la tension  $U_1$  (courbe 3).

Dans la zone où la courbe 3 présente une pente négative, aucun fonctionnement stable du système n'est possible. Lorsque la tension d'alimentation croît, de zéro vers des valeurs de plus en plus élevées, le courant  $I_1$  augmente, et la tension de sortie  $U_2$  croît d'abord régulièrement. Au moment où la tension d'alimentation

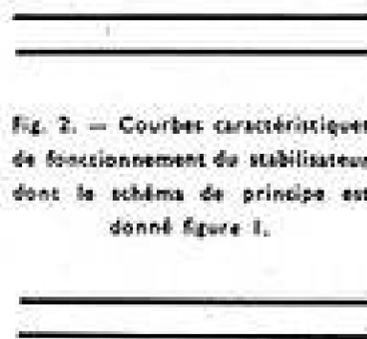
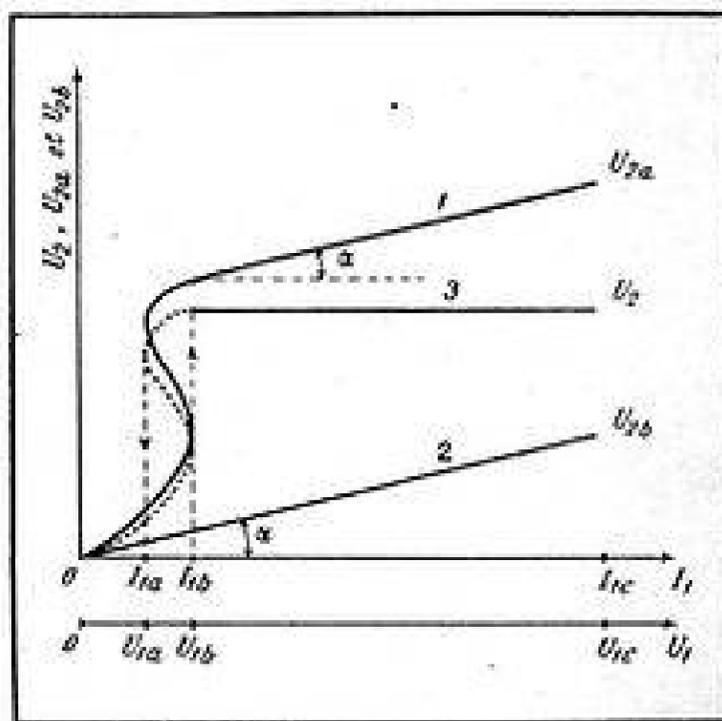


Fig. 2. — Courbes caractéristiques de fonctionnement de stabilisateur dont le schéma de principe est donné figure 1.



atteint une certaine valeur  $U_{13}$ , la tension de sortie augmente brusquement comme c'est indiqué par une flèche dirigée vers le haut (fig. 2).

Lorsque la tension d'alimentation décroît, le phénomène inverse a lieu, mais pour une valeur un peu différente de  $U_1$  ( $U_{12}$ ): la tension de sortie diminue brusquement suivant la flèche dirigée vers le bas.

Un stabilisateur tel que celui de la figure 1 doit normalement fonctionner dans la zone représentant  $\pm 20$  à  $30\%$  de la valeur nominale de  $U_1$ , zone qui doit se trouver toujours au-delà de celle des variations brusques.

La tension de sortie stabilisée et le degré de stabilisation dépendent de la consommation et du  $\cos \varphi$  de la charge. Il faut noter également que la tension de sortie d'un tel stabilisateur n'est pas sinusoïdale et contient un pourcentage assez élevé de troisième harmonique.

Parmi les inconvénients propres aux stabilisateurs à ferrorésonance on peut signaler l'influence assez marquée de la fréquence sur la tension de sortie, influence qui peut se traduire par 1 à 2% de variation de cette tension pour 1% de variation de fréquence. Il est vrai que cet inconvénient peut être considéré comme pratiquement négligeable pour l'ensemble des réseaux français, dont la fréquence nominale est suffisamment stable.

Le rendement d'un stabilisateur de la figure 1 est de l'ordre de 80 à 85%.

## Disposition pratique

Le schéma pratique du stabilisateur de la figure 3 dérive directement du schéma théorique de la figure 1. Nous avons choisi ce système pour deux raisons :

1. — Les deux bobinages peuvent être réalisés sur des tôles de dimensions courantes, ce qui n'est pas le cas de certaines variantes de stabilisateurs qui demandent des circuits à profil spécial, afin d'obtenir, avec un même nombre de tôles, des sections différentes pour les noyaux saturé (section plus faible) et non saturé.

2. — L'effet stabilisateur de ce système est excellent, la tension de sortie étant stable à  $\pm 1\%$  pour des variations de la tension d'entrée pouvant atteindre  $\pm 25\%$ .

Par contre, c'est la solution la plus encombrante, la plus lourde et, par conséquent, la plus coûteuse. Nous verrons néanmoins, par la suite, quelques autres systèmes, moins efficaces, mais nettement plus économiques.

Le schéma de la figure 3 nous montre :

1. — Une inductance  $S_1$  travaillant en régime saturé. Cette inductance reçoit une fraction seulement de la tension d'entrée  $U_1$ , et il est donc rationnel de réaliser son enroulement en autotransformateur, de façon à augmenter la tension de sortie en compensant les chutes de tension aux bornes des enroulements  $n_1$  et  $n_2$ . Le circuit magnétique de  $S_1$  doit être réalisé sans aucun entrefer, par empilage alterné des tôles;

2. — Une inductance  $T_1$  travaillant en régime non-saturé. Son circuit magnétique sera donc réalisé avec entrefer (naturel), par empilage normal des tôles;

3. — Un condensateur  $C$ , connecté en parallèle sur la totalité de l'enroulement de  $S_1$  et qui forme, avec cet enroulement, un circuit résonnant;

4. — L'autotransformateur  $S_1$  comporte, en réalité, trois enroulements en série :  $n_3$ , qui reçoit la tension du secteur moins la chute de tension dans l'enroulement  $n_1$ ;  $n_4$ , qui, avec  $n_3$ , forme le « secondaire » de l'autotransformateur, fournissant à ses bornes une tension relativement stable, correspondant, approximativement, à la courbe 1 de la figure 2;

$n_2$ , qui crée des ampère-tours supplémentaires, nécessaires pour maintenir le régime saturé lorsque la tension d'entrée descend au-dessous de sa valeur nominale. Si cet enroulement n'existe pas, l'effet stabilisateur disparaît lors des « sous-tensions » du secteur. En augmentant le nombre de spires de l'enroulement  $n_2$ , on fait croître l'induction magnétique et on soumet à la stabilisation des tensions d'entrée de plus en plus faibles par rapport à la tension nominale. Cependant, une augmentation exagérée du nombre de spires de  $n_2$  conduit à une induction également exagérée, ce qui amène un échauffement excessif de l'autotransformateur  $S_1$  et une surtension aux bornes de  $C$ , pouvant entraîner le claquage de ce condensateur.

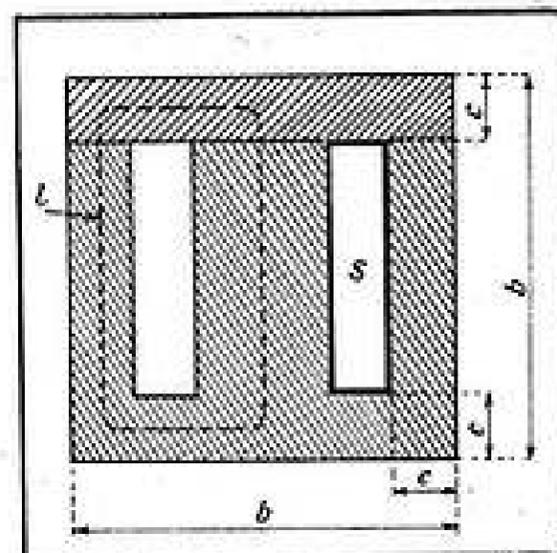


Fig. 4. — Principales dimensions d'une tôle.

## Calcul du stabilisateur

Pour calculer un stabilisateur en général, et celui de la figure 3 en particulier, nous nous imposons les grandeurs suivantes :

$U_1$  — tension nominale du secteur dont on dispose (en volts évidemment);

$U_2$  — tension stabilisée que l'on désire obtenir à la sortie et que l'on choisira en fonction de la nature des variations du réseau. En d'autres termes, si le secteur est surtout affecté de surtensions importantes, la valeur de  $U_2$  pourrait être choisie un peu plus élevée que la tension nominale. Dans le cas contraire (prédominance de « sous-tensions »)  $U_2$  pourrait être légèrement inférieure à  $U_1$ ;

$P$  — puissance consommée par le téléviseur, en watts. Cette puissance se situe généralement entre 140 et 200 watts pour la plupart des téléviseurs modernes.

Le calcul lui-même se fera dans l'ordre suivant :

Section du noyau de l'autotransformateur  $S_1$ . — Cette section est donnée, en  $\text{cm}^2$ , par la relation suivante

$$Q_1 = 1,2 \sqrt{P} \quad (1)$$

valable pour des tôles à transformateur de qualité courante (dite 2,6 watt). Si l'on utilise des tôles de qualité supérieure (p. ex. du type 1,6 watt), le coefficient 1,2 peut être réduit à 1,1.

Nombre de spires de l'enroulement  $n_2$ . — Le courant traversant cet enroulement doit créer une induction  $B_2$  correspondant à la saturation du noyau. Nous adoptons ici  $B = 16\,000$  gauss, chiffre que l'on modifiera éventuellement en fonction des caractéristiques de la tôle utilisée. Pour la fréquence du secteur  $f = 50$  Hz nous obtenons alors

$$n_2 = 16,4 \frac{U_1}{Q_1} \quad (2)$$

Nombre de spires de l'enroulement  $n_4$ . — Il est fonction de la tension de sortie que nous voulons obtenir et se calcule par la relation

$$n_4 = 28,2 \frac{U_2}{C_1} \quad (3)$$

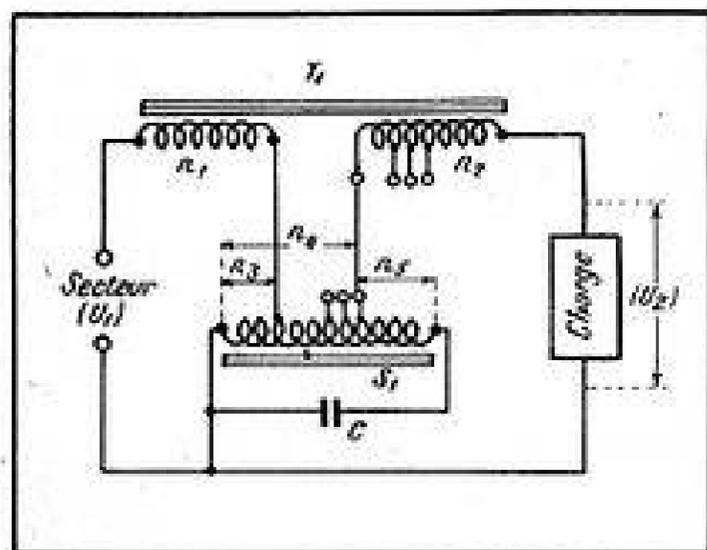


Fig. 3. — Schéma pratique de stabilisateur de tension dérivé du schéma théorique de la figure 1.

**Condensateur C.** — La capacité de ce condensateur dépend de la puissance  $P$  et ne doit pas être inférieure à  $8 \mu\text{F}$  pour des valeurs de  $P$  comprises entre 100 et 250 watts. On obtient l'ordre de grandeur de la capacité nécessaire en divisant par un coefficient compris entre 12 et 15 la puissance  $P$  (en watts). La tension de service de ce condensateur ne doit pas être inférieure à 500—600 V (en continu).

**Nombre de spires de l'enroulement  $n_1$ .** — Pour que le condensateur  $C$  forme, avec l'ensemble de l'enroulement de  $S_1$ , un circuit accordé sur la fréquence du secteur, le nombre total de spires,  $N_s$ , doit satisfaire la relation suivante :

$$N_s = 2.000 \sqrt{\frac{l}{CQ_s}} \quad (4)$$

où  $l$  est la longueur moyenne de la spire magnétique (fig. 4) en cm ;  $C$ , la capacité en  $\mu\text{F}$  et  $Q_s$ , la section du noyau en  $\text{cm}^2$  ; Nous rappelons que  $l$  se calcule à partir des autres dimensions d'une tôle par la relation suivante :

$$l = 2a + b + 3c$$

qui devient, pour une tôle carrée ( $a = b$ ) :

$$l = 3(a - c).$$

Ayant calculé le nombre total de spires  $N_s$ , nous avons évidemment

$$n_1 = N_s - n_2.$$

**Diamètre du fil pour les enroulements  $n_2$ ,  $n_3$  et  $n_4$ .** — Le diamètre du fil à utiliser pour les trois sections de l'enroulement  $N_s$  (fig. 5) est fonction du courant qui traverse chaque section. Nous avons, pour le courant, les relations suivantes :

Courant dans le circuit d'utilisation (charge)

$$I_2 = P / U_2$$

Courant dans la section  $a - b$  :  $i_3 = 3,5 I_2$  ;

Courant dans la section  $b - c$  :  $i_4 = 2,5 I_2$  ;

Courant dans la section  $c - d$  :  $i_1 = 2 I_2$  ;

Pour éviter tout risque d'échauffement excessif nous adopterons une densité de courant de  $2 \text{ A/mm}^2$ , ce qui nous permet de calculer les trois diamètres

$$d_3 = 1,5 \sqrt{I_3}$$

$$d_4 = 1,27 \sqrt{I_4}$$

$$d_1 = 1,13 \sqrt{I_1}$$

**Nombre de spires de l'enroulement  $n_1$ .** —

Pour calculer les deux enroulements de l'inductance  $T_1$ , on commence par

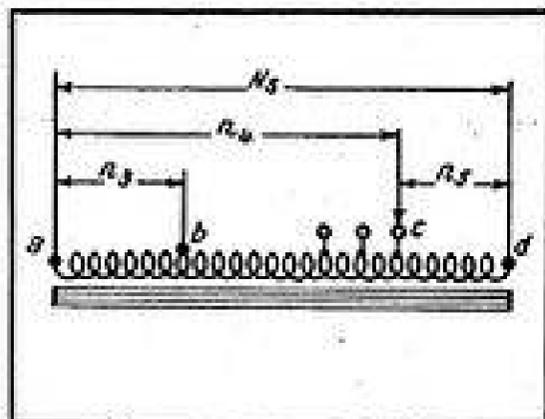


Fig. 5. — Les différentes sections de l'enroulement  $N_s$ .

déterminer la section du fil,  $s_1$ , de l'enroulement  $n_1$ , par la relation

$$s_1 = \frac{2P}{U_2^2} \quad (\text{en mm}^2),$$

ce qui entraîne un diamètre  $d_1$  tel que

$$d_1 = 2 \sqrt{\frac{s_1}{\pi}} \quad (\text{en mm}).$$

D'après le tableau des fils émaillés ci-après on détermine alors le diamètre avec émail, soit  $d_{1e}$ .

Ensuite on choisit un certain type de tôles, d'après le tableau donné plus loin, et on calcule, en  $\text{mm}^2$ , la surface  $S$  de sa fenêtre (fig. 4), ce qui nous permet de trouver le nombre de spires de l'enroulement  $n_1$  :

$$n_1 = \frac{0,7 S}{1,3 d_{1e}^2}$$

Le coefficient 1,3 qui figure au dénominateur tient compte du remplissage partiel de la fenêtre, car nous devons y loger encore l'enroulement  $n_2$ .

**Section du noyau de l'inductance  $T_1$ .** — Se calcule par la relation

$$Q_t = \frac{34 U_2}{n_1}$$

Si l'on s'aperçoit que la section trouvée conduit à une épaisseur du circuit magnétique supérieure à 3 fois la largeur de la « patte » centrale de la tôle adoptée, on choisit une tôle différente et on refait le calcul de  $n_1$  et de  $Q_t$ .

**Nombre de spires de l'enroulement  $n_2$ .** — Se calcule à l'aide de la formule

$$n_2 = 0,2 n_1 \frac{U_2}{U_1}$$

**Diamètre du fil de l'enroulement  $n_2$ .** — Est fonction du courant  $I_2$  dans le circuit d'utilisation et nous est donné par la relation

$$d_2 = 0,8 \sqrt{I_2} \quad (\text{en mm}).$$

Le tableau des fils émaillés nous donnera le diamètre total.

### Exemple pratique et choix des tôles

Soit à calculer un stabilisateur destiné à alimenter un téléviseur dont la consommation est de 160 watts. La tension nominale du secteur est de 125 volts et nous voulons obtenir la même tension stabilisée à la sortie. Donc nous avons :

$$P = 160 \text{ watts};$$

$$U_1 = U_2 = 125 \text{ volts.}$$

La section du noyau  $Q_s$  sera

$$Q_s = 1,2 \sqrt{160} = 15,2 \text{ cm}^2.$$

Le nombre de spires des enroulements  $n_3$  et  $n_4$  sera

$$n_3 = \frac{16,4 \times 125}{15,2} = 135 \text{ spires,}$$

et

$$n_4 = \frac{28,2 \times 125}{15,2} = 232 \text{ spires.}$$

La capacité du condensateur  $C$  sera, en adoptant 13,5 comme diviseur,

$$C = \frac{P}{13,5} = \frac{160}{13,5} = 12 \mu\text{F} \text{ environ.}$$

Choisissons maintenant un type de tôle dans le tableau ci-après, de façon que la dimension  $l$  (patte du milieu) soit de 30 mm à peu près (ce qui nous donnera un circuit

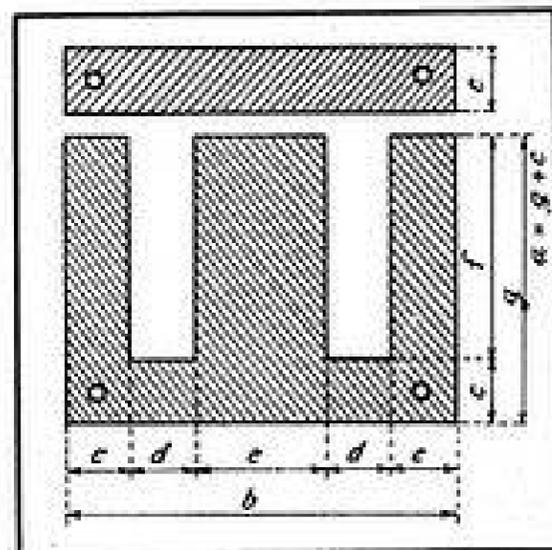


Fig. 4. — Forme des tôles utilisées pour  $T_1$ .

de  $15,2/3 = 51 \text{ mm}$  environ). Soit le n° 7 le modèle choisi, dont  $l = 267 \text{ mm} = 26,7 \text{ cm}$ .

Par conséquent, le nombre total de spires de  $S_1$  sera

$$N_s = 2.000 \sqrt{\frac{26,7}{12 \times 15,2}} = \frac{10.300}{13,5} = 765.$$

Nous en tirons

$$n_1 = 765 - 232 = 533 \text{ spires.}$$

Il est à remarquer que le calcul de  $N_s$  et, par conséquent, de  $n_1$ , est fait sous réserve d'une vérification ultérieure, car il s'agit de loger 765 spires en fil assez gros, plus la carcasse, plus les différentes couches de papier isolant, dans la surface  $S$  de la tôle choisie, soit  $1.630 \text{ mm}^2$ . Si l'on constate qu'il n'y a pas assez de place, il faut s'efforcer, pour ne pas refaire le calcul, de prendre une tôle différente, mais dont la longueur  $l$  soit sensiblement la même, la surface  $S$  étant plus grande. Nous voyons, par exemple, que la tôle n° 10 répond à cette condition.

Passons maintenant au diamètre du fil des différentes sections, suivant la figure 5. Puisque  $I_2 = 160/125 = 1,28 \text{ A}$ , nous aurons :

Pour la section  $a - b$

$$d_3 = 1,5 \sqrt{1,28} = 1,7 \text{ mm};$$

Pour la section  $b - c$

$$d_4 = 1,27 \sqrt{1,28} = 1,44 \text{ mm};$$

Pour la section  $c - d$

$$d_1 = 1,13 \sqrt{1,28} = 1,28 \text{ mm.}$$

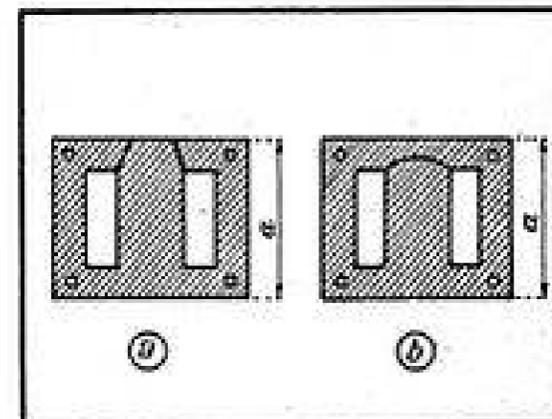


Fig. 7. — Forme des tôles en une pièce.

### TABLEAU DES FILS ÉMAILLÉS

Diamètre net (en mm)	Section du cuivre (en mm <sup>2</sup> )	Diamètre du fil émaillé (en mm)	Nombre de spires par cm	Diamètre net (en mm)	Section du cuivre (en mm <sup>2</sup> )	Diamètre du fil émaillé (en mm)	Nombre de spires par cm
0,2	0,0314	0,21	46,5	0,74	0,430	0,79	12,66
0,21	0,0346	0,23	43,5	0,80	0,503	0,85	11,77
0,23	0,0416	0,25	40	0,86	0,581	0,91	10,99
0,25	0,0491	0,27	37	0,93	0,680	0,98	10,20
0,27	0,0573	0,29	33,9	1,00	0,785	1,05	9,52
0,29	0,0661	0,31	31,7	1,08	0,930	1,14	8,77
0,31	0,0755	0,34	29,4	1,16	1,05	1,22	8,20
0,33	0,0885	0,36	27,8	1,25	1,21	1,31	7,63
0,35	0,0962	0,39	26,3	1,35	1,43	1,41	7,10
0,38	0,113	0,41	24,4	1,45	1,65	1,51	6,63
0,41	0,132	0,44	22,7	1,56	1,90	1,62	6,17
0,44	0,152	0,475	21,1	1,68	2,22	1,74	5,78
0,47	0,173	0,50	19,8	1,81	2,57	1,87	5,56
0,51	0,200	0,54	18,35	1,95	2,99	2,01	4,97
0,55	0,246	0,59	16,94	2,10	3,46	2,17	4,64
0,59	0,270	0,63	15,88	2,26	3,99	2,33	4,31
0,64	0,322	0,68	14,71	2,44	4,7	2,51	4,00
0,69	0,370	0,73	13,70	2,63	5,44	2,70	3,70

### TABLEAU DES TOLES

N°	Forme	Dimensions en millimètres								S (mm <sup>2</sup> )
		a	b	c	d	e	f	g	l	
1	6	62,5	75	12,5	12,5	25	37,5	50	162,5	470
2	7a	88	90	12,5	20	25	63		228,5	1 260
3	7b	90	90	12,5	20	25	65		232,5	1 300
4	7b	86	86	15	16	24	56		213	895
5	6	90	90	12,5	20	25	65	77,5	232,5	1 300
6	7a	80	80	13	14	26	54		201	755
7	6	104	104	15	22	30	74	89	267	1 630
8	7b	97	110	15	15	30	67		259	1 680
9	7b	121	100	15	20	30	91		297	1 820
10	6	104	104	14	24	28	76	90	270	1 820
11	6	79,5	95,4	15,9	15,9	31,8	47,7	63,6	206,7	760
12	7a	99	99	15,5	20	28	68		250,5	1 360
13	6 ou 7a	110	127	16	32	31	78	94	299	2 500
14	6	125	125	18	25,5	38	89	107	321	2 370
15	6	90	108	19	16,5	37	52	71	231	860
16	6	105	126	22	20	42	61	104	270	1 220
17	6 ou 7a	150	150	22	31	44	106	128	384	3 300
18	6	180	180	25	40	50	130	155	465	5 200

Passons maintenant au calcul des éléments de l'inductance  $T_1$  et commençons par la section du fil de l'enroulement  $n_1$

$$s_1 = \frac{2 \times 160}{125} = 2,56 \text{ mm}^2,$$

ce qui correspond à un diamètre  $d_1$  tel que

$$d_1 = \frac{2 \times 1,60}{1,77} = 1,81 \text{ mm},$$

qui correspond à un diamètre avec émail de  $d_1 = 1,87 \text{ mm}$  très sensiblement.

Choisissons maintenant le type de tôle

pour constituer le circuit magnétique de  $T_1$ , en faisant remarquer qu'ici seules les tôles de la forme de la figure 6 conviennent, à l'exclusion des tôles de la forme des figures 7a et 7b. En effet, pour l'inductance  $T_1$ , non saturée, nous devons avoir au moins un entrefer naturel, mais il vaut mieux prévoir la possibilité de pouvoir ajuster cet entrefer lors de la mise au point, chose impossible avec des tôles 7a et 7b.

Prenons donc le même type de tôle (n° 7) que pour  $S_1$  et calculons le nombre

de spires  $n_1$ , puisque  $S = 1 630 \text{ mm}^2$ .

$$Q = \frac{34 \times 125}{250} = 17 \text{ cm}^2.$$

Il reste à calculer le nombre de spires  $n_2$  de l'enroulement de compensation

$$n_2 = 0,2 \times 250 \times \frac{125}{125} = 50 \text{ spires},$$

dont le diamètre sera, puisque  $I_2 = 1,28 \text{ A}$ ,

$$d_2 = 0,8 \sqrt{1,28} = 0,91 \text{ mm environ}.$$

Le calcul étant terminé nous pouvons passer à la réalisation.

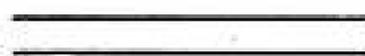
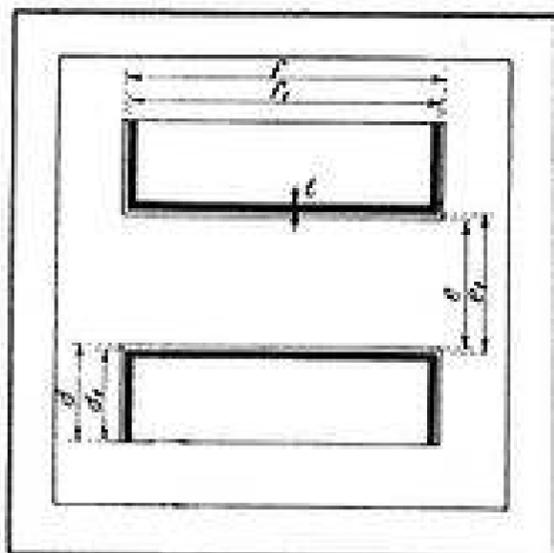
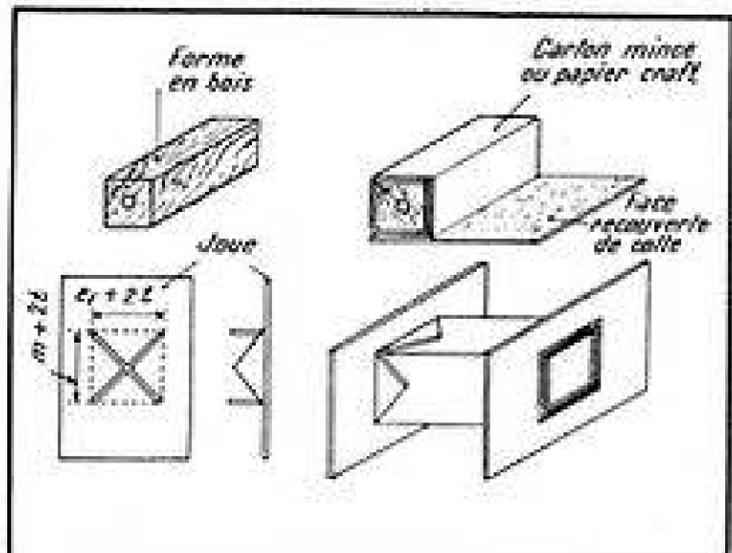


Fig. 8, à gauche. — Calcul des dimensions de la carcasse.

Fig. 9, à droite. — Assemblage de la carcasse.



## Réalisation

Voici quelques conseils sur le choix du matériel et la réalisation pratique du stabilisateur décrit :

**Tôles.** — On choisira des tôles parfaitement planes, à bords nets de toute bavure due aux défauts de découpe. Afin de diminuer les pertes et l'échauffement, il est recommandé de déposer une couche de vernis (vernis bakélite p. ex.) sur l'une des faces de chaque tôle.

On notera que le tableau des tôles publié ci-dessus a été établi d'après une documentation des Ets R. Bourgeois, à Besançon, mais que d'autres maisons spécialisées fabriquent à peu près la même chose.

L'épaisseur nette de chaque tôle peut varier, suivant ses dimensions, entre 0,35 et 0,6 mm, du moins pour les dimensions que nous aurons à utiliser. En tenant compte des irrégularités inévitables d'assemblage et de la surépaisseur due à la couche de vernis éventuelle, l'épaisseur réelle  $m$  d'un circuit de section nette  $Q$  (calculée), contenant  $n$  tôles d'épaisseur  $p$ , sera

$$m = 0,12 np \text{ (en cm),}$$

où  $p$  est exprimé en mm et où  $n$  est, évidemment, égal au rapport  $Q/dp$ ,  $d$  étant la largeur de la patte milieu.

**Carcasse.** — Il est à peu près certain que

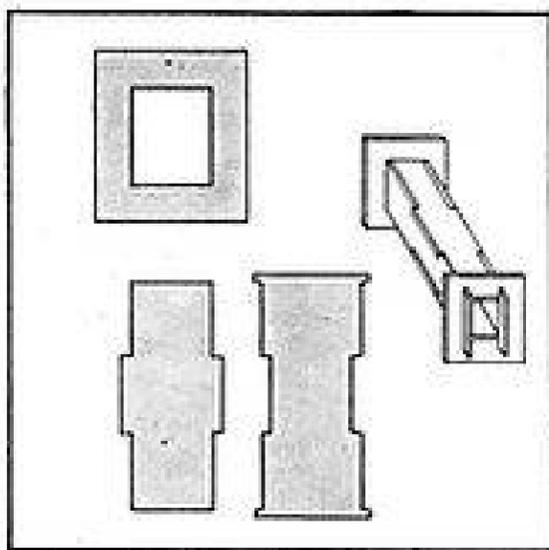


Fig. 10. — Construction d'une carcasse en pressapain.

l'on ne pourra pas trouver, dans le commerce, une carcasse s'adaptant exactement à l'épaisseur du circuit nécessaire. On sera donc obligé de confectionner par ses propres moyens les deux carcasses, travail qui sera exécuté en s'inspirant des différents croquis des figures 8, 9 et 10.

La figure 8 nous donne les dimensions relatives de la carcasse par rapport aux dimensions de la tôle choisie et nous devons avoir, à peu près, en millimètres.

$$\begin{aligned} d_1 &= d - 0,5; \\ e_1 &= e + 1; \\ f_1 &= f - 1. \end{aligned}$$

L'épaisseur  $t$  de la carcasse, sera, suivant le cas, de 1,5 à 2 mm.

La réalisation des carcasses suivant les figures 9 et 10 ne demande aucune explication « technique » et on notera simplement que pour la figure 9 on utilisera du papier craft ou du carton assez épais (joints) et du carton assez épais (joints) tandis que pour la figure 10 il faut employer des plaquettes rigides, découpées dans de la bakélite et ajustées à la lime. Les carcasses en carton et papier craft seront trempées dans un vernis approprié pendant une demi-heure et séchées ensuite.

## Bobinage

Chaque enroulement sera exécuté couche par couche, à spires soigneusement rangées, en intercalant une couche de papier craft toutes les deux couches de fil.

On remarquera que les enroulements  $n_1$  et  $n_2$  comportent des prises intermédiaires (fig. 3) qui nous seront particulièrement utiles lors de la mise au point. Ces prises seront faites, pour les deux enroulements dans le dernier tiers du bobinage : 4 à 5 prises également réparties pour  $n_1$ , et 2 à 3 prises pour  $n_2$ .

Entre les enroulements  $n_1$  et  $n_2$  on disposera 5 ou 6 couches de papier craft.

Lorsqu'un bobinage est complètement terminé il est prudent de le tremper pendant une demi-heure dans un vernis isolant et le faire sécher ensuite.

W. SOROKINE

## BIBLIOGRAPHIE

**COLOR TELEVISION FUNDAMENTALS**, par M.S. Kiver. — Un ouvrage de 312 pages (150 x 230). — McGraw-Hill Publishing Co Ltd, London. — Prix : 24 shillings.

M.S. Kiver, auteur de plusieurs livres et de très nombreux articles dans les magazines américains, et spécialiste de la télévision, vient de réunir, avec cet ouvrage, le tour de force qui consiste à expliquer en profondeur le fonctionnement d'un récepteur et d'un émetteur de télévision en couleurs, sans avoir recours à un appareil mathématique compliqué. Dans le style direct et très explicite qui lui est propre, M.S. Kiver conduit le lecteur par la main à travers le dédale compliqué des principes de base de la télévision en couleurs et surtout du fonctionnement d'un récepteur de télévision. L'ouvrage suppose une connaissance préalable du fonctionnement du téléviseur en noir et blanc et la gradation soigneusement étudiée, qui va du simple au complexe à travers tout l'ouvrage, lui sera d'un grand secours pour percer les mystères de la couleur. Naturellement, tout le livre est basé sur le système américain N.T.S.C., mais cela ne réduit en rien son utilité, car il est probable que si d'autres standards pour la télévision en couleurs sont proposés, ils seront dérivés du système N.T.S.C.

L'angle d'attaque essentiellement pratique de l'ouvrage, la description très détaillée d'un récepteur-type que l'on examine étage par étage, et une foule de renseignements directement utilisables tenus au hasard des chapitres, font de ce livre un excellent ouvrage de base pour tous ceux qui auront à fabriquer, installer ou réparer les téléviseurs en couleurs. A.V.J.H.

**COLOR TELEVISION ENGINEERING**, par J.W. Wantworth. — Un ouvrage de 460 pages (160 x 230). — McGraw-Hill Publishing Co Ltd, London. — Prix : 40 shillings.

L'importance que la télévision en couleurs prend rapidement aux U.S.A. a justifié la publication de plusieurs ouvrages traitant de la question sous des aspects différents. C'est ainsi que ce livre, par opposition à celui de M.S. Kiver précédemment analysé, qui s'appesantissait essentiellement sur les récepteurs, traite le problème de la télévision en couleurs d'une manière beaucoup plus générale et beaucoup plus étendue. La plupart des techniciens spécialisés de l'électronique apprécieront particulièrement l'introduction et la première partie, dans lesquelles sont expliqués fort clairement les principes fondamentaux de la perception des couleurs et de la mesure des couleurs. La seconde partie étudie les principes de la reproduction en couleurs, alors que la troisième partie est consacrée à la transmission de la télévision.

La quatrième et dernière partie, enfin, traite des appareils et des circuits pour la télévision en couleurs, y inclus les émetteurs et les récepteurs. Tout un chapitre d'une trentaine de pages est même consacré aux appareils de mesure spécialisés.

Cinq appendices complètent l'ouvrage et traitent en détail de certains problèmes particuliers qui n'ont pu être examinés à fond dans le corps même du livre.

Cet livre est bien la meilleure introduction que nous ayons lue jusqu'à maintenant sur les aspects physiques et psychologiques de la couleur. A.V.J.H.

Notre rubrique « Notes de Laboratoire » a remporté, auprès de nos lecteurs, un succès qui a dépassé de fort loin nos prévisions les plus optimistes.

De quoi s'agit-il ?

Si vous avez, en cours de mise au point ou de dépannage, trouvé un cas intéressant, une astuce utile, un truc de réglage ou un tour de main, un nouveau montage, un schéma original, etc, n'hésitez pas.

Jetiez quelques lignes d'explication sur le papier, et, sur une feuille séparée, le dessin ou schéma.

Envoyez-nous le tout. Si cela est intéressant, nous le publierons, dans ces colonnes, le plus rapidement possible, sous votre signature.

De plus, vous recevrez pour chaque note publiée, une juste récompense, variable avec l'intérêt et l'importance de la note, sous forme d'un bon pour X francs à valoir sur votre prochain abonnement ou achat de livres à la Société des Editions Radio.

Vous pourrez ainsi vous procurer gratis les ouvrages de votre choix ou recevoir sans bourse délier votre revue préférée.

Allons, amis lecteurs ! A vos plumes, et au plaisir de vous lire !

# Notes de LABORATOIRE



Monsieur,

Très intéressé par votre revue que je ne prends que depuis quelques mois, je me permets de vous envoyer quelques schémas susceptibles d'intéresser vos lecteurs.

Il s'agit :

1° D'un préamplificateur dont l'alimentation se fait uniquement par le coaxial, ne nécessitant que des modifications minimales du récepteur. Le transformateur de chauffage est utilisé aussi pour le tube cathodique et a une extrémité reliée à la H.I.

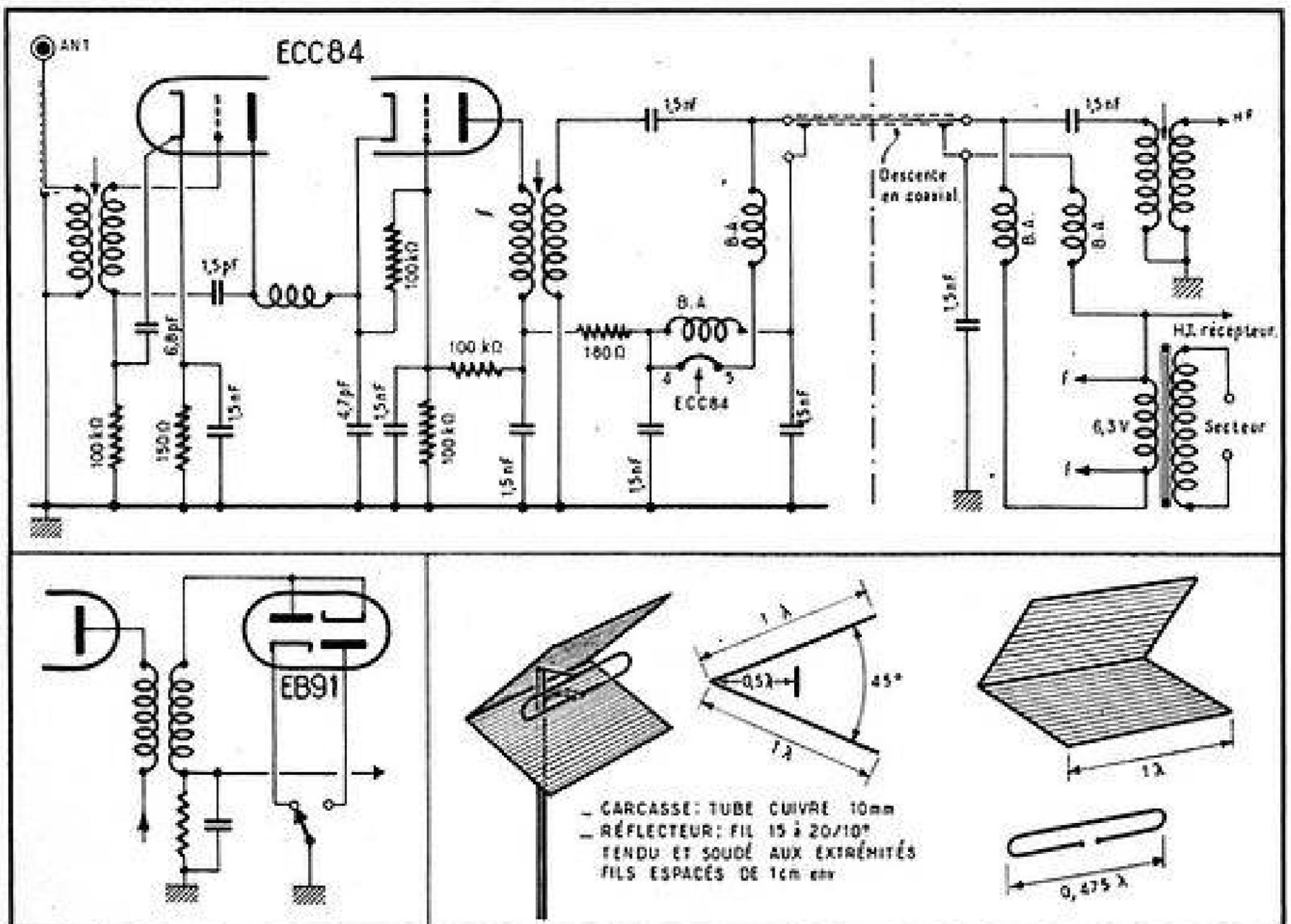
2° D'une antenne à haut gain (14 dB) et de réalisation certainement plus facile que les modèles équivalents du commerce. Elle a en outre une bande passante beaucoup plus large. L'impédance caractéristique est de 75 ohms.

3° D'un schéma de commutation video négatif-positif simple et pratique, la commutation ne se faisant pas aux points à chauds ».

Je vous renouvelle mes félicitations pour la tenue de vos publications et vous prie d'agréer, etc.

B. MARTIN  
GRENOBLE  
(Isère)

N.d.l.R. — Un schéma de préamplificateur d'origine britannique alimenté par le coaxial a déjà été publié dans cette revue. De même, le schéma de la détection commutée a été proposé par un de nos collaborateurs belges. Nous pensons néanmoins qu'il est bon de le rappeler à la mémoire de nos lecteurs.



# Télévision professionnelle

La plus ancienne des firmes françaises dans le domaine de l'électronique, la C.S.F., a récemment ouvert les portes de son département télévision aux journalistes techniques qui ont pu se rendre compte sur place de l'immense effort accompli pour prendre une place importante sur le marché français et même international.

Responsable de l'installation de la majorité des émetteurs de télévision français et de la quasi totalité des relais hertziens utilisés par la R.T.F., sans parler des équipements de reportages et divers utilisés par le centre parisien, la C.S.F. a mis au point toute une gamme de matériels extrêmement variés et répondant à tous les besoins de l'émission télévision.

Non contents de fournir à la demande n'importe quel équipement pour le standard français à 819 lignes, les techniciens de la C.S.F. ont étendu leurs fabrications à un quelconque standard, monochrome ou couleur, et à toutes les gammes de télévision, et sont arrivés à loger, dans des présentations standard de fort belle apparence, toute une série d'émetteurs son et image combinés, dont la haute fidélité et l'excellente qualité ont séduit bien des pays étrangers qui ont passé des commandes parfois importantes. Certains de ces émet-

teurs fonctionnent sans surveillance et sont mis en route ou arrêtés par des horloges à des moments déterminés; tel est le cas, par exemple, des stations de petite puissance destinées à « boucher les trous » de propagation des émetteurs principaux dans certaines régions de France.

Le plus petit émetteur de la série est un émetteur son et image de 50 watts crête, qui se compose de quatre tiroirs standard dans un rack normalisé.

L'émetteur de 500 watts en dérive par adjonction d'un second rack normalisé. Cette combinaison de 50 et de 500 watts satisfait toutes les demandes d'émetteurs de petite puissance.

En ce qui concerne les émetteurs de puissance moyenne, l'émetteur son et image de 4 kW de crête représente déjà une réalisation beaucoup plus industrielle; il mesure 5,22 de long, 2,20 de hauteur et 0,96 mètre de profondeur, le tout comprenant trois meubles juxtaposés.

De cet émetteur dérive le modèle de 10 kW par adjonction de deux étages amplificateurs au bout de chaque chaîne H.F., ce qui porte la largeur totale à 6,8 mètres.

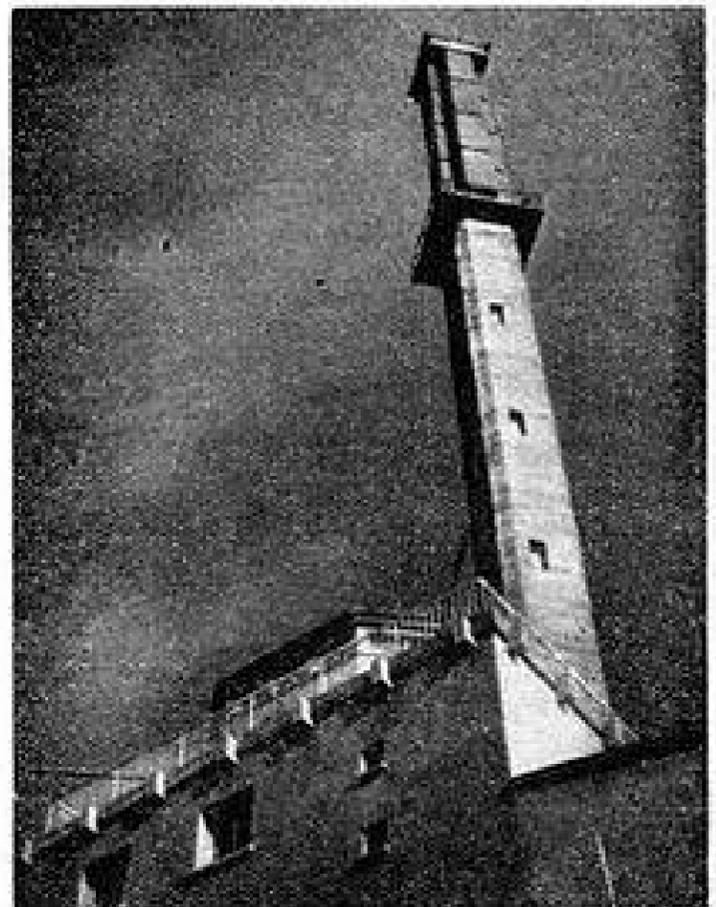
Enfin, un émetteur son et image de

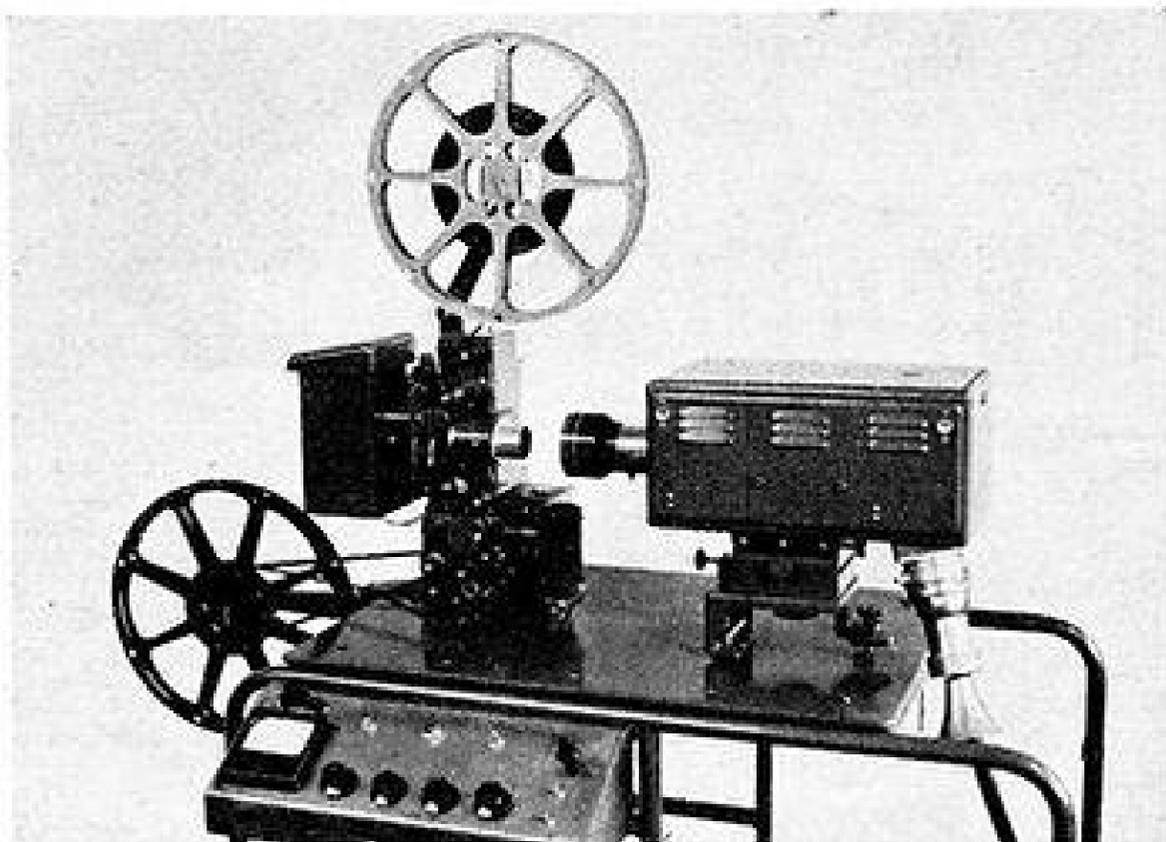
20 kW de crête dérive de l'émetteur de 4 kW par adjonction de deux étages amplificateurs au bout de chaque chaîne haute fréquence, ce qui porte l'encombrement total à 8,20 mètres. Associé à une antenne à grand gain, cet émetteur est destiné à équiper toutes les stations à grande puissance du réseau français. Par exemple, l'émetteur de Bourges, dont la puissance antenne est en principe limitée à 200 kW, pourrait aisément atteindre les 500 kW, avec une antenne à grand gain, de l'ordre de 25.

Un autre genre de matériel, très largement utilisé par la R.T.F., et lui aussi commandé par une douzaine de pays étrangers, est le relais hyperfréquences, très facilement démontable en quatre éléments transportables par un seul homme, et que l'on peut mettre en route en quelques minutes, quelles que soient les conditions d'exploitation. Il est à noter que ce matériel, bien que largement utilisé par la télévision, peut être employé dans une foule d'autres cas, tels que transmission de multiplex, d'impulsions, de radar, de fac-similés, de télétypes, etc. Ce sont de tels relais qui avaient été installés lors de la liaison provisoire entre Le Mans et Paris pour la retransmission en Eurovision

*A droite :* Cette photographie montre la tour d'antennes du nouvel émetteur de télévision de Lyon-Mont Pilat.

*Ci-dessous :* L'emploi du vidicon et d'un objectif à focale variable permet de réduire dans des proportions considérables l'encombrement des caméras de prise de vues.





Appareil de télécinéma à caméra utilisant un tube vidicon. La simplicité du montage et du réglage sont évidentes, ainsi que le faible encombrement.

de la course des 24 heures du Mans de tragique mémoire.

Et ce qui concerne l'équipement vidéo, le même principe de standardisation en petits coffrets aisément transportables et facilement interchangeables a également joué et, cela mis à part, une des plus intéressantes réalisations est celle d'une nouvelle caméra utilisant le tube vidicon qui peut être utilisée indifféremment pour la prise de vue directe ou le télécinéma. Son faible encombrement, de l'ordre du quart du volume de celui des caméras précédentes, la rend particulièrement facile à manier et commode à utiliser. De plus, cette caméra est munie d'un objectif à focale variable qui élimine la nécessité de la tourelle d'objectifs et de toute la mécanique y afférente. C'est cette caméra qui est utilisée dans les télécinémas dont notre photographie représente un modèle en 16 mm, dont on admirera l'extrême simplicité de montage et de réglage.

Enfin, un très important équipement de contrôle tout spécialement adapté aux émetteurs et aux chaînes de transmission a été mis au point et est incorporé dans le panneau de contrôle qui accompagne chaque émetteur de grande puissance. On peut ainsi à tout moment s'assurer du bon fonctionnement de l'ensemble de la chaîne.

A.V.J. MARTIN

## ECHOS ET REFLEXIONS

### Les incroyables

Au cours d'un récent essai organisé par l'armée américaine a eu lieu une explosion atomique, dont la puissance était approximativement égale à 20 000 tonnes d'explosif, ce qui n'est pas peu; tout un assortiment de matériel a été soumis aux effets de la bombe. Parmi ces différents matériels se trouvaient en particulier des récepteurs de radio ou de télévision, et on a noté avec surprise que, dans une maison en briques, située à 1 000 mètres environ du point d'explosion de la bombe et qui avait été entièrement détruite, le récepteur de télévision installé à l'intérieur non seulement n'avait aucun mal, mais encore était en état de fonctionnement, sans qu'aucune réparation soit nécessaire!

Les antennes de réception de télévision ont été par contre mises hors d'usage, alors que les antennes-fouets d'équipements mobiles de radio, installées sur des voitures par exemple, avaient été déformées mais étaient encore utilisables. La gaine de protection qui entoure les câbles coaxiaux avait subi quelques dommages du fait du rayonnement thermique, et les ébénisteries en plastique ou en bois avaient été abîmées par les objets qui avaient pu tomber dessus. Toutefois, il faut remarquer qu'en aucun cas le fonctionnement des récepteurs de radio ou de télévision n'en avait été sérieusement perturbé.

Un émetteur de radiodiffusion installé sur place avait été mis hors fonctionnement, mais non pas en ce qui concerne l'émetteur lui-même, car la panne était due à l'arrêt du générateur d'alimentation secteur.

### Télévision en couleurs aux U.S.A.

Les gros constructeurs américains continuent leurs efforts soutenus en vue d'arriver à lancer la télévision en couleurs sur un marché vraiment à l'échelle nationale. On ne peut guère prétendre qu'ils y soient parvenus jusqu'à maintenant, mais il est hors de doute que des progrès tels qu'antérieurs ont été accomplis, et que petit à petit le marché s'éveille.

R.C.A. vend à l'heure actuelle 1 000 récepteurs de télévision en couleurs par semaine, ce qui n'est pas négligeable, ne serait-ce qu'en chiffre d'affaires, si l'on considère le prix des dits récepteurs.

Une comparaison instructive peut être faite avec la vente des récepteurs en noir et blanc, qui a suivi une allure quasi parabolique de 1946 à 1950, et, en prenant les équivalences de chiffres, on s'aperçoit que pour le marché de la télévision en couleurs on se trouve à peu près dans la position où se trouvait le marché du noir et blanc vers le milieu de 1947. Or, si l'on pense qu'en trois ans, de 1947 à 1950, deux millions de récepteurs de télévision pour le noir et blanc ont été vendus aux U.S.A., on ne peut

qu'augurer favorablement du développement de la télévision en couleurs.

### De plus en plus petit

Une firme américaine, Linear Equipment Laboratories, vient de produire commercialement un récepteur de radio, destiné à être porté sur un bracelet à la manière d'une montre. Il est vrai que son volume est nettement plus important que celui d'un chronomètre, même de bonnes dimensions, mais cela n'en représente pas moins une sensible performance technique, si l'on tient compte que le récepteur contient trois transistors, l'un utilisé en détecteur à réaction et les deux autres en amplificateurs basse fréquence. Deux commandes sont à la disposition de l'utilisateur, l'une est le bouton d'accord qui permet de choisir n'importe quelle fréquence entre 550 et 1 600 kc/s, bande de radiodiffusion aux U.S.A., et l'autre est la commande de réaction. La sensibilité est élevée et la plupart des stations locales peuvent être reçues sans difficulté dans la ville même. Même si les stations sont à faible puissance, il suffit d'une quinzaine de centimètres d'antenne pour les recevoir, alors qu'à une cinquantaine de kilomètres de l'émetteur, 30 cm à 1 mètre sont suffisants.

L'alimentation du récepteur est assurée par une pile au mercure de 6 volts, la puissance totale consommée étant de 3 mW.

# UN ADAPTATEUR D'ENTRELACEMENT POUR LE TELE-ŒIL



Sous le titre « Télé-Œil », nous avons décrit, dans le n° 49 de TELEVISION, un équipement de prise de vues pour télévision industrielle. Cet appareil travaille sur le standard européen, mais sans entrelacement, c'est-à-dire avec 312 lignes par image, et 50 images par seconde. La définition ainsi obtenue est suffisamment bonne pour la plupart des applications envisagées; toutefois, un entrelacement peut devenir nécessaire dans certains cas particuliers. Le fabricant du Télé-Œil, les Ets Grundig, viennent de mettre au point un appareil auxiliaire s'adaptant à ce dernier et qui contient les diviseurs de fréquence ainsi que le dispositif de synchronisation, nécessaires à une transmission avec entrelacement.

## Le diviseur de fréquence

La transmission d'une image avec entrelacement n'est possible qu'en maintenant d'une manière extrêmement stable le rapport entre les fréquences lignes et images. En effet, un décalage de phase d'un quart de ligne (soit  $1/1250$  d'une image) entre des deux fréquences suffit pour produire un palpage des lignes très désagréable. Les figures 1 et 2 illustrent ces considérations.

Un rapport stable entre les fréquences lignes et images peut, en principe, être obtenu de deux façons différentes. On peut partir de la fréquence trames et la multiplier en respectant la position de phase, ou partir du double de la fréquence lignes et obtenir la fréquence trames par division. La seconde méthode est moins onéreuse et d'une mise au point plus aisée; on la préfère donc actuellement dans les installations de télévision et mires électroniques.

Pour arriver à une fréquence trames de 50 Hz, on doit partir du double de la fréquence lignes (31 250 Hz) car la fréquence lignes de 15 625 ne peut être divisée par 50. Une chaîne de diviseurs permet d'obtenir la fréquence trames à partir du signal 31 250 Hz, ce dernier est divisé par deux par un autre étage qui délivre alors la fréquence lignes. On

obtient ainsi 312 1/2 lignes par trame (1/50 sec.), soit 625 lignes par image complète (1/25 sec.).

## Le mélange de synchronisation

Dans les équipements de studio, un appareillage assez coûteux et encombrant est nécessaire pour obtenir, à partir du diviseur de fréquence, les impulsions de synchronisation et de blanking. Pour que l'entrelacement soit correctement reproduit sur l'écran du récepteur, il est tout d'abord nécessaire, comme nous l'avons déjà mentionné, que le rapport entre les fréquences lignes et images soit parfaitement stable. De plus, à la séparation, les impulsions images doivent toujours être intégrées avec une amplitude de départ égale. Pour cela, on fait précéder l'impulsion images proprement dite par une série d'impulsions dont la fréquence est égale au double de la fréquence lignes. Autrement (fig. 3), l'impulsion lignes commencerait au milieu d'une période d'intégration des impulsions lignes pour une trame, et à la fin de cette période pour la trame suivante. Dans le premier cas, il apparaîtrait une croissance plus rapide de l'impulsion lignes; et la base de temps qu'elle synchronise serait déclenchée plus t. Avec un train d'impulsions demi-lignes précédant l'impulsion image (fig. 3 c et d), le niveau de départ reste constant. Enfin, on s'efforce, dans les équipements de studio, de ne pas arrêter la synchronisation de la base de temps lignes pendant l'émission de l'impulsion images. On y parvient grâce à six coupures ou brèves interruptions de l'impulsion de lignes.

Dans le cas du Télé-œil, l'application « à la lettre » des normes aurait demandé un appareillage beaucoup trop coûteux et encombrant. On a donc cherché une solution qui, tout en étant moins onéreuse, permet le fonctionnement correct d'un téléviseur du commerce sur le signal obtenu. On s'est contenté d'une impulsion images simplifiée, dont la figure 4 illustre l'allure. A la fin d'une demi-image, au moment où on émet normale-

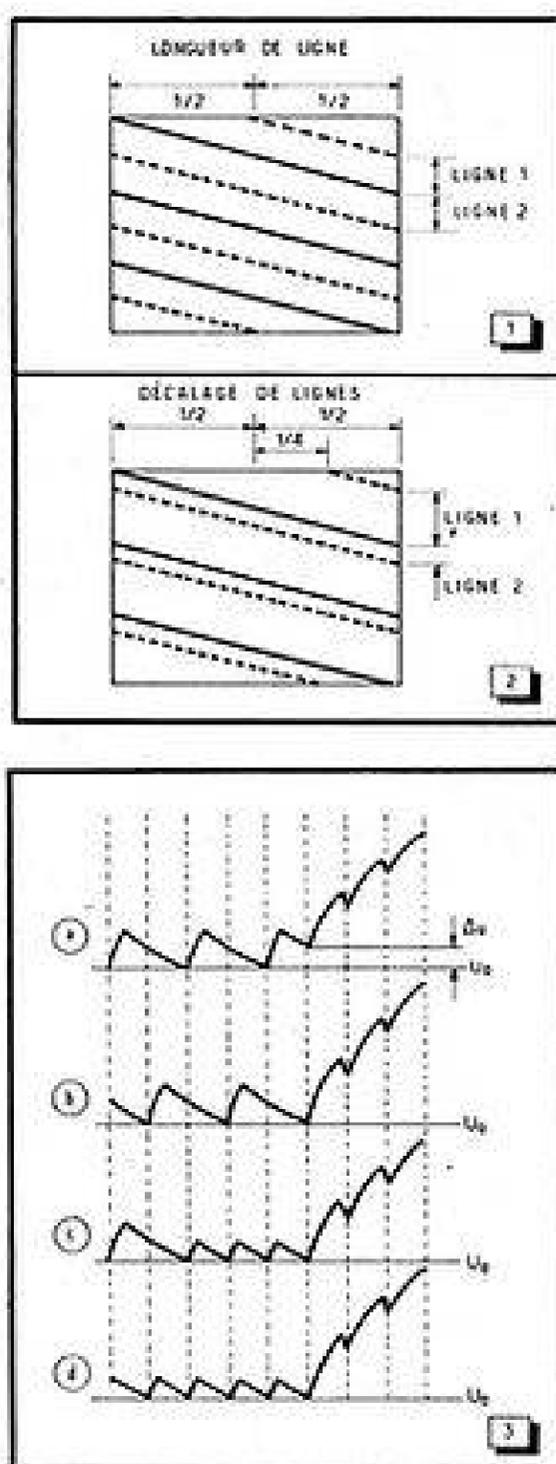


Fig. 1. — Bon entrelacement.  
Fig. 2. — Mauvais entrelacement.  
Fig. 3. — Effet sur l'intégrateur.

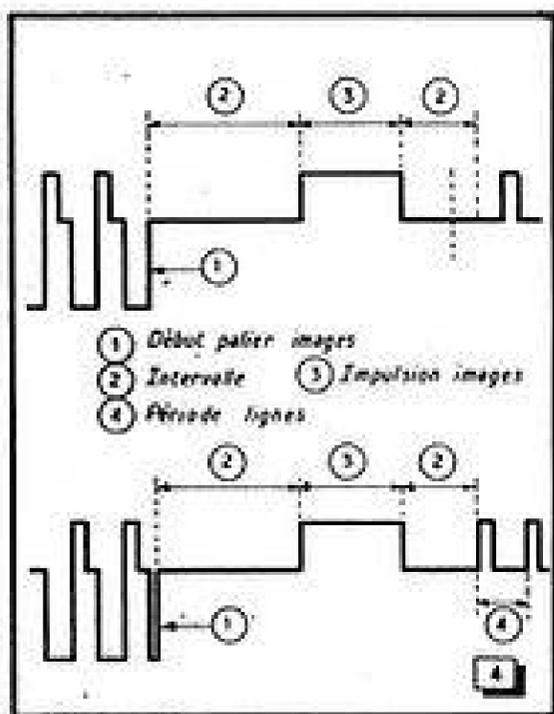


Fig. 4. — Formes de l'impulsion images simplifiées, pour deux trames consécutives.

ment des impulsions de demi-lignes, les impulsions lignes se trouvent complètement arrêtées pendant la durée de trois lignes. Puis, on émet l'impulsion images, d'une durée de deux lignes; un autre intervalle de durée supérieure à celle d'une ligne précède les impulsions lignes de la trame suivante.

Les courbes de la figure 5 montrent l'action d'un intégrateur sur un tel signal de synchronisation. L'intervalle précédant l'impulsion images est suffisamment long pour que le condensateur du circuit intégrateur puisse se décharger entièrement. L'intégration de l'impulsion images commence ainsi toujours au niveau zéro. L'impulsion images donne lieu à une tension supérieure au seuil de séparation; après le déclenchement de la base de temps correspondante, la synchronisation lignes est de nouveau assurée.

La caractéristique principale de ce système simplifié réside dans le fait qu'aucune impulsion de lignes n'est émise pendant la durée de six lignes environ. Actuellement, on utilise très fréquemment des bases de temps à volant, où la fréquence d'un oscillateur autonome est corrigée par une tension continue obtenue par un discriminateur. Avec de tels générateurs de balayage, l'interruption de la synchronisation pendant quelques lignes n'a aucune influence. Même dans le cas d'une base de temps lignes à synchronisation directe, aucune perturbation n'apparaît sur l'écran du récepteur. L'impulsion images est, en effet, suivie d'une dizaine d'impulsions lignes, pendant lesquelles l'impulsion d'extinction ne laisse apparaître aucune image sur l'écran. La base de temps peut facilement retrouver son fonctionnement normal pendant cet intervalle.

### Entraînement par le secteur

D'après les normes européennes, le générateur de fréquence lignes doit être

stabilisé par quartz. La fréquence trames est ainsi exactement de 50 Hz; et il peut y avoir une légère différence avec la fréquence du secteur. Il en résulte un battement dont la période est de l'ordre de la seconde ou supérieure, si toutes les précautions n'ont pas été prises pour éviter une influence de la fréquence du réseau sur l'appareillage d'émission. Cela implique des filtrages très poussés, des transformateurs à faible champ de fuites, etc. Il est évident qu'on réalise une économie substantielle en s'arrangeant pour qu'il y ait un rapport constant entre les fréquences du secteur et du balayage lignes. Bien entendu, cela n'est pas suffisant pour supprimer l'influence d'un filtrage un peu trop sommaire; mais les défauts que ce dernier entraîne deviennent moins visibles. En cas de battement, on observe de légères variations des bords de l'image ou des ombres se mouvant sur l'écran. A l'entraînement sur le secteur, ces défauts persistent, tout en devenant stables, et l'œil ne peut plus guère les distinguer.

L'inconvénient de ce procédé est d'entraîner une variation sensible de la fréquence lignes, quand la fréquence du secteur se trouve modifiée. Toutefois, l'expérience a montré que la plage de synchronisation des téléviseurs du commerce est toujours suffisamment large pour qu'un fonctionnement correct soit assuré.

### Schéma du diviseur de fréquence

La fréquence de référence (31 250 Hz) est engendrée par le générateur bloqué constitué par le tube 1a (fig. 6). Sa fréquence est définie par le condensateur de 150 pF et les résistances de 80 et 100 kΩ dans le circuit de grille, dont une est réglable. Ces résistances constituent la liaison avec la plaque du tube régulateur 5a.

Le générateur de référence est suivi par quatre étages diviseurs, séparés par des étages tampon. Chacun des diviseurs est un générateur bloqué classique dont la fréquence peut être réglée par un rhéostat dans le circuit de grille. A travers un ou

deux circuits de découplages, ces circuits sont connectés à la plaque du tube régulateur (5a). Le rapport de démultiplication de chaque étage est de 5; on obtient donc 6 250 Hz après le premier, 1 250 Hz après le deuxième, 250 Hz après le troisième et 50 Hz après le dernier.

La forme du signal délivré par les étages diviseurs est reproduite dans la figure 7. Les impulsions recueillies sur les plaques des étages tampons sont de polarité négative. Elles sont appliquées aux plaques des générateurs bloqués; l'inversion de phase introduite par le transformateur les fait apparaître en polarité positive sur la grille, où elles déclenchent l'impulsion suivante. Par un choix convenable de la fréquence propre, on obtient un déclenchement de la période suivante à chaque cinquième impulsion délivrée par l'étage tampon.

Le dernier étage diviseur (5b, 50 Hz) sert accessoirement à la production de diverses impulsions images. Une impulsion positive est obtenue aux bornes de la résistance cathodique; elle est conduite, par câble, à l'appareil commandé où elle synchronise l'impulsion de blanking. Toujours sur la même cathode, on prélève une impulsion qui est appliquée, à travers deux condensateurs, à une plaque de la double diode du discriminateur assurant l'entraînement sur la fréquence du secteur. Une impulsion négative, prélevée sur le circuit plaque du dernier diviseur de fréquence, est appliquée à la cathode de l'autre élément de la double diode. Aux mêmes électrodes on applique également une tension alternative, prélevée sur le transformateur d'alimentation. Un condensateur de 0,75 μF est connecté entre les deux autres électrodes de la double diode et la masse.

Les deux tensions sinusoïdales appliquées au discriminateur se trouvent en phase, les impulsions, en opposition de phase; leur sont superposées. Quand la position des impulsions, par rapport à la sinusoïde, est telle que les premières se placent précisément au milieu d'un flanc de la seconde (fig. 8 et 9), les deux diodes sont appelées à redresser des amplitudes égales, le potentiel sera nul

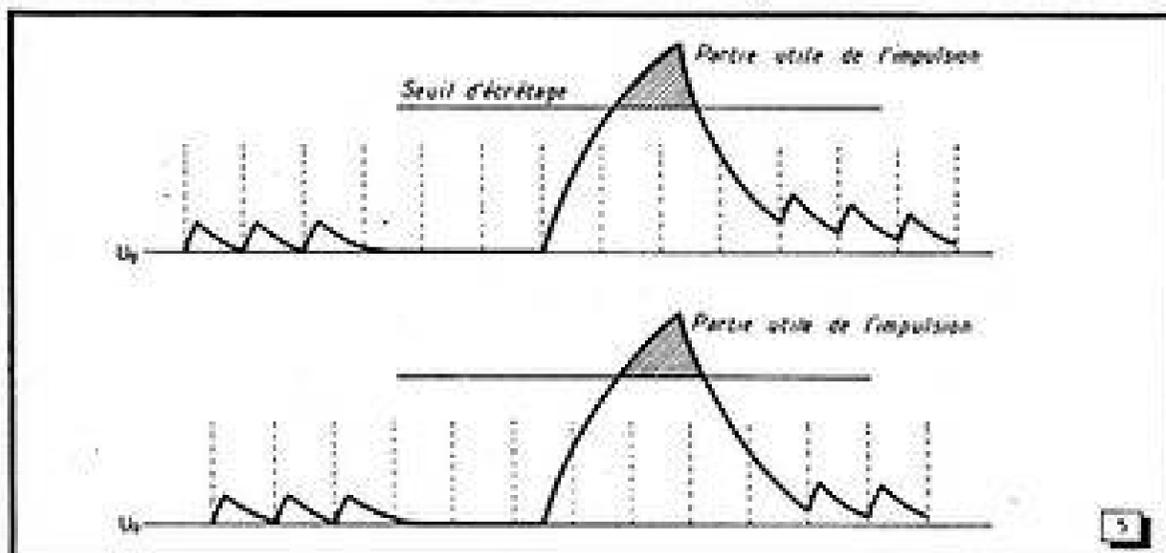


Fig. 5. — L'intervalle précédant l'impulsion images permet une intégration de cette dernière sans erreur de phase.

# SCHEMA du GENERATEUR d'ENTRELACEMENT

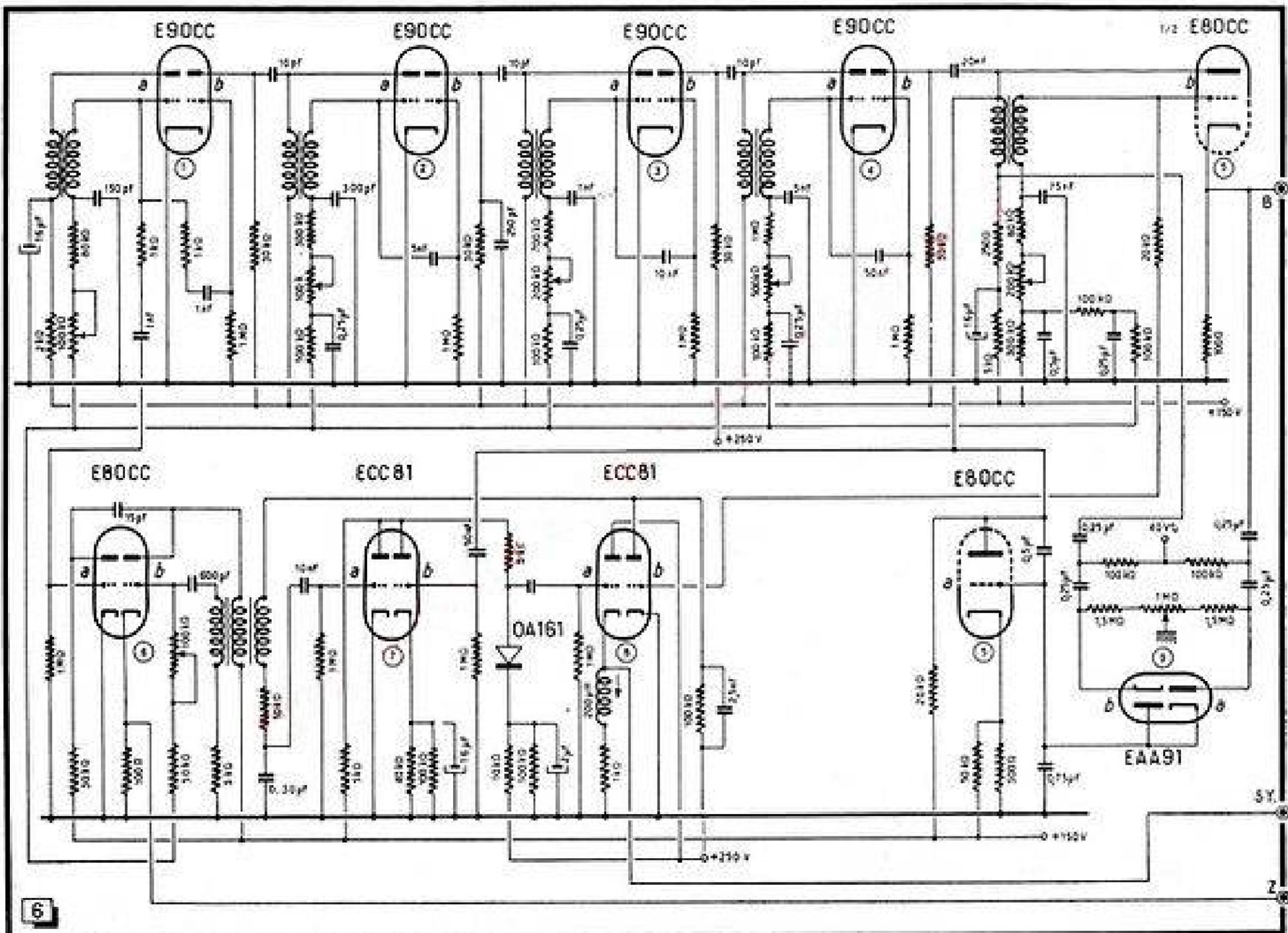


Fig. 6. — Schéma complet de l'appareil d'entrelacement. L'oscillateur de référence travaille sur 31 250 Hz; les fréquences lignes et images sont obtenues par des diviseurs de fréquence à générateurs bloqués. La fréquence de référence suit les variations de la fréquence du secteur.

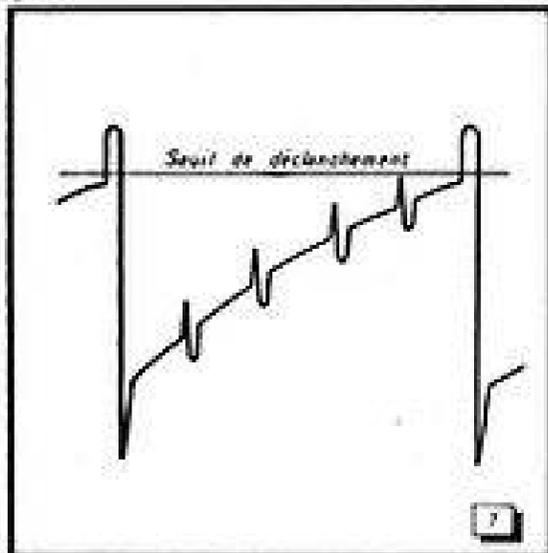


Fig. 7. — Chaque cinquième impulsion déclenche la période suivante du diviseur de fréquence.

sur la grille du tube régulateur (5a). Une différence de phase entre les deux signaux entraîne, par contre, une tension positive ou négative sur cette électrode. Amplifiée par le tube régulateur, cette tension est appliquée au générateur de référence et aux tubes du diviseur de fréquence dont elle modifie la fréquence propre.

A la mise au point, on connecte la grille du tube régulateur provisoirement à la masse, et on règle la fréquence du générateur de référence exactement sur 31 250 Hz. Après suppression de la connexion provisoire, toute différence entre les fréquences du secteur et du dernier étage diviseur se traduit par une composante continue correspondante à la sortie du discriminateur. Le réglage automatique qu'il commande provoque alors, sur le générateur de référence, un glissement de fréquence tel que l'entraînement sur la fréquence du secteur est assuré. Afin que les étages diviseurs travaillent dans les meilleures conditions de stabilité, on leur applique également la tension de réglage.

Il est très important qu'aucune composante alternative ne soit superposée à la

tension continue prélevée sur la plaque du tube régulateur. Autrement, on observerait une modulation de fréquence du générateur de référence, ce qui entraînerait, sur un récepteur à synchronisation directe, une déformation du bord de l'image. Pour éviter un tel phénomène, on a connecté un condensateur de 0,5  $\mu$ F entre la grille et la plaque du tube régulateur; ce condensateur provoque une très forte contre-réaction de la composante alternative.

La fréquence lignes (15 625 Hz) est également obtenue par un oscillateur bloqué travaillant en diviseur de fréquence (tube 6). La première triode (6a) sert d'étage tampon; la seconde effectue une division de fréquence par deux. L'impulsion prélevée sur la cathode est conduite à l'équipement commandé.

### Mélange de synchronisation

L'impulsion prenant naissance sur la grille du dernier diviseur lignes est appliquée à travers une résistance butée de 20 k $\Omega$ , à la grille du tube 8b. Sur la plaque de ce dernier, on obtient une impulsion négative dont la durée serait normalement de 3 lignes. Le condensateur de 2,5 nF dans le circuit de plaque allonge le flanc arrière de cette impulsion, sa partie utile se trouve ainsi élargie à 6 1/2 lignes. L'enroulement tertiaire du transformateur lignes est connecté à la plaque du tube 8b. Le condensateur de 2,5 nF constitue, pour la fréquence lignes, une impédance suffisamment faible pour qu'on puisse considérer l'extrémité correspondante de l'enroulement tertiaire comme point froid de ce dernier.

Le signal issu de l'autre extrémité de cet enroulement est ainsi composé d'impulsions lignes (durée 10 % d'une ligne auxquelles se trouvent superposées des impulsions images (durée 6 à 7 lignes). Le tout est appliqué à une triode limiteuse (7a) dont la plaque délivre une suite d'impulsions lignes fortement écartées et

interrompue, 50 fois par seconde, par un intervalle de 6 à 7 lignes.

Le temps de retour du dernier étage diviseur images est égal à la durée de trois lignes; ensuite, une forte surtension positive prend naissance sur sa plaque. Cette impulsion est conduite à la grille de la triode 7b qui la limite pour la mélanger, sur la résistance de charge commune avec le tube 7a, avec le signal décrit précédemment. Le signal de synchronisation complet comporte ainsi, comme nous l'avions mentionné plus haut, une suite d'impulsions lignes interrompues d'abord par un palier pendant trois lignes, puis par l'impulsion d'images dont la durée est de deux lignes. Les impulsions lignes reprennent après un délai égal à la durée d'une ou deux lignes. Le mélange de synchronisation ainsi obtenu est conduit à un amplificateur cathodique (8a) qui le transmet à l'équipement commandé.

Le fonctionnement de l'adaptateur d'entraînement reste correct pour des variations de la tension de secteur de  $\pm 15$  % et pour des variations de fréquence comprises entre 47 et 53 Hz.

H. LAURENT

D'après Träger, Radio-Mentor, Berlin août 1955.

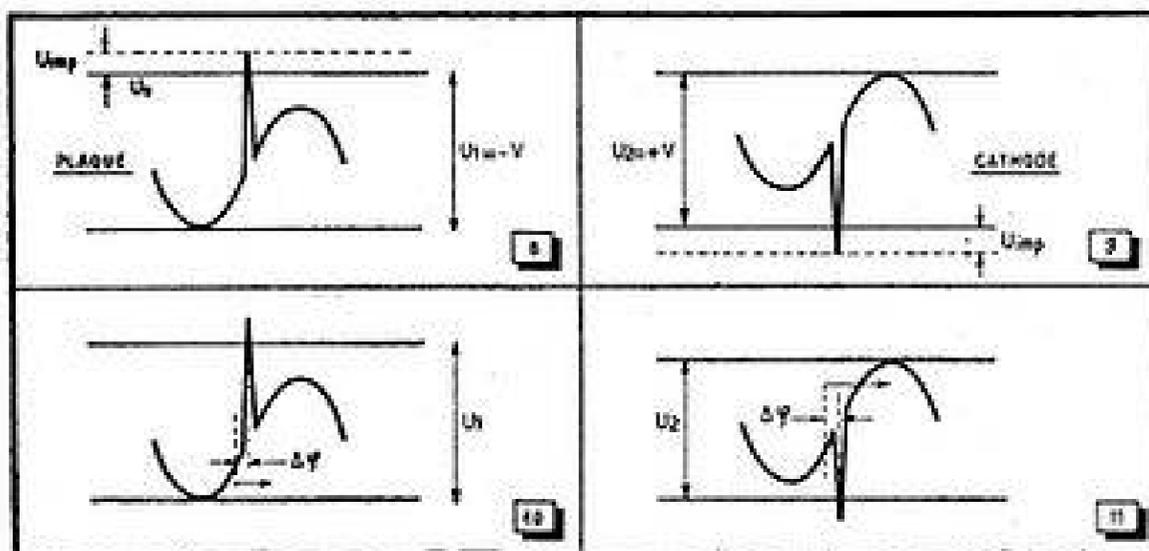


Fig. 8 et 9. — Tensions sur plaque et cathode du discriminateur, quand les deux signaux appliqués sont en phase.

Fig. 10 et 11. — Quand la fréquence du secteur varie, le discriminateur délivre une tension continue dont le polarité dépend du sens de la variation.

## HAUSSE DES SALAIRES ET HAUSSE DES PRIX AUX U. S. A.

Les salaires et le prix des matières premières augmentant, la plupart des gros constructeurs de radio et de télévision aux U.S.A. ont été obligés d'augmenter leurs prix, l'accroissement moyen étant de l'ordre de 10 dollars.

En ce qui concerne la radio, il y avait eu une chute très brutale pendant le mois d'août, peut-être pour liquider des stocks gênants, et les prix commencent à remonter légèrement.

Pour la télévision, le prix n'a cessé de diminuer depuis 1947, la plus grande baisse ayant eu lieu l'année dernière où le prix moyen était passé de 280 à 230 dollars. On pense que ce prix moyen continuera à descendre malgré les augmentations précédemment citées, mais il est possible que la chute soit moins sûre.

Beaucoup de constructeurs portent leur publicité sur des récepteurs à bas prix destinés à être utilisés comme téléviseurs de complément. C'est ainsi que l'on rencontre des modèles à grand écran qui coûtent moins de 100 dollars, et qui se vendent, paraît-il, bien! Il semble que les modèles de table se vendent mieux cette année, et l'on constate que, pour juin par exemple, on avait vendu 60 % de récepteurs de table, contre 40 % de consoles.

# CONSTRUCTION DE BOBINAGES POUR LA MODULATION DE FREQUENCE



La radiodiffusion en modulation de fréquence utilise des fréquences de l'ordre de 100 MHz; les récepteurs travaillent, en général, sur une moyenne fréquence de 10,7 MHz. Les bobinages employés pour ces fréquences ne comportent qu'un très faible nombre de spires; si on voulait évaluer le prix d'un jeu de bobinages F.M. en fonction du nombre des spires que ses bobinages comportent, on arriverait approximativement à 10 ou 20 francs par spire!

Évidemment, à ce prix là, on a tout avantage à faire les bobinages soi-même, d'autant plus qu'il s'agit toujours d'enroulement en spires rangées; on peut donc facilement les exécuter à la main. Pour les mandrins, noyaux, blindages, etc., on peut utiliser des pièces qu'on trouve dans le commerce d'une manière relativement courante, ou, souvent plus facilement, dans la boîte aux vieux jeux de bobinages radio.

Dans cet article, on trouvera une description très détaillée d'un jeu de bobinages pour adaptateur F.M., des bobinages F.M. combinés pour un récepteur A.M./F.M. et même celle d'un transformateur combiné A.M./F.M. à sélectivité variable en A.M.; pièce qui ne se trouve pas encore dans le commerce à notre connaissance.

Bien que l'article comporte toutes les données et dimensions nécessaires à la réalisation des bobinages, le constructeur soucieux de réaliser un appareil de qualité pourra éprouver le besoin légitime de vérifier s'il a bien obtenu la largeur de bande, l'indice de couplage, etc. précis. Or, contrairement à ce que l'on croit généralement, ces grandeurs peuvent facilement être mesurées avec un générateur H.F. et un voltmètre électronique.



## PLATINE H.F. ET CONVERSION

### *Schéma*

Pour obtenir la sensibilité nécessaire et pour éviter un rayonnement de l'oscillateur sur l'antenne, on doit faire précéder l'étage de changement de fréquence d'une amplification H.F. L'expérience prouve qu'un changement de fréquence à deux tubes (oscillateur et conversion) ne donne

ni un meilleur rendement, ni une meilleure stabilité qu'un étage de conversion auto-oscillant. Nous avons donc utilisé ce dernier principe, d'autant plus que sa mise au point n'est pas trop difficile.

Sur les fréquences de l'ordre de 100 MHz, la penthode n'offre plus guère d'avantages sur la triode. Quelquefois, elle permet un gain plus élevé, mais son souffle est généralement supérieur à celui de la triode. Toutefois, cette dernière possède l'inconvénient de présenter une résistance interne relativement faible, ce qui amortit son circuit de plaque. En amplification H.F. sur 100 MHz, ce phénomène n'a aucune importance, car l'impédance des circuits oscillants, amortis par la résistance d'entrée du tube suivant, est toujours plus faible que cette résistance interne.

Le problème est plus grave pour l'étage de conversion; ici, la résistance interne d'une triode risque d'amortir sensiblement le primaire du premier transformateur M.F., ce qui entraînerait une diminution importante du gain de conversion. Or, il est parfaitement possible d'utiliser un circuit de réaction M.F. provoquant une augmentation importante de la résistance interne apparente.

Parlant de ces considérations, nous avons mis au point, après une série d'expériences, le schéma de la figure 1. La descente d'antenne se fait par un bifilaire symétrique; on aurait donc tout avantage à prévoir un amplificateur H.F. également symétrique. Cela ne veut pas dire qu'on doit utiliser deux tubes H.F.; il existe bien des montages inverseurs de phase en B.F. où un tube reçoit un signal asymétrique pour délivrer une tension symétrique; pourquoi ne ferait-on pas le contraire? Comme le schéma de la figure 1 le montre, le tube H.F. est attaqué à la fois sur la grille et la cathode, le point milieu de la bobine d'entrée étant mis à la masse. Bien entendu, ce montage symétrique est légèrement boiteux, car l'impédance cathode-masse est beaucoup plus faible que l'impédance grille-masse. On peut remédier à cet inconvénient en décalant la bobine d'antenne légèrement vers la prise cathode du secondaire, et en shuntant l'enroulement connecté entre grille et masse par une résistance de 2 200 Ω.

La gamme de fréquences à recevoir (87 à 100 MHz) est relativement étroite;

plus précisément, elle est de 15 % environ de la fréquence la plus basse. La gamme P.O. de radiodiffusion, par contre, s'étend sur 300 % de la plus basse fréquence. Dans ces conditions, on peut donc parfaitement se passer d'un accord variable du circuit d'entrée, d'autant plus que ce dernier est fortement amorti par l'antenne. On se contente donc de le régler une fois pour toutes sur le milieu de la gamme.

Le circuit H.F. accordé de notre platine se trouve dans la plaque de la première triode. A travers deux condensateurs de 8,2 pF, le signal est transmis au bobinage d'entretien de l'étage de conversion. On remarque que ce bobinage est disposé d'une manière symétrique par rapport au signal H.F.; d'une part, par les condensateurs de liaison déjà mentionnés, et d'autre part par le condensateur de 10 pF connecté en série avec l'enroulement et qui équivaut aux capacités inter-électrodes et parasite grille-cathode.

L'oscillateur local est accordé par le circuit oscillant de plaque du tube de conversion; ce circuit est relié à la plaque par un condensateur de 22 pF. Ce condensateur constitue également la capacité d'accord du primaire du transformateur M.F. Vu de cet enroulement M.F., il se trouve mis en série avec le circuit oscillateur et un condensateur de 270 pF. L'impédance du premier est négligeable pour la fréquence de 10,7 MHz; le second forme un diviseur de tension pour le signal M.F., dont une partie se trouve appliquée à la grille du tube de conversion. On obtient ainsi la réaction mentionnée plus haut et dont le but est d'augmenter la résistance interne du tube de conversion.

L'oscillateur local travaille sur une fréquence supérieure à la fréquence de réception, soit de 97,7 à 110,7 MHz. On évite ainsi un phénomène très gênant affectant en général les récepteurs F.M. dont l'oscillateur travaille sur une fréquence inférieure à la fréquence de réception (76,3 à 89,3 MHz), et particulièrement sensible dans la région parisienne. L'harmonique deux de l'oscillateur local entre en battement avec les fréquences son et image de la télévision; on reçoit ainsi ces deux signaux assez fortement sur la gamme F.M. Du fait que le spectre de fréquences modulant la porteuse image est assez large, il en résulte une perturbation assez étendue.

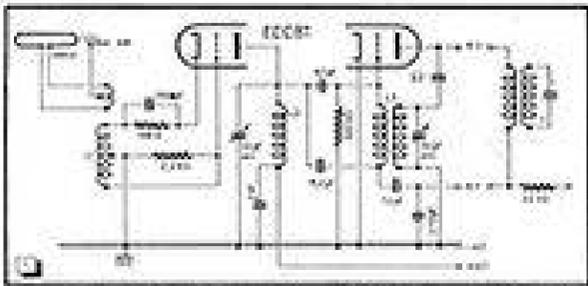


Fig. 10. - Schéma de la plaque 6X4 en conversion.

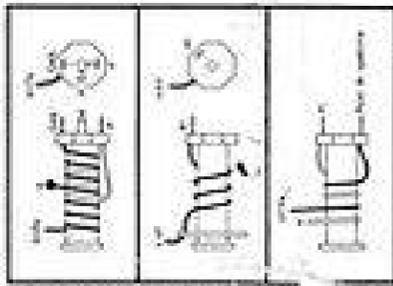


Fig. 11. - Conversion des fréquences en bande.

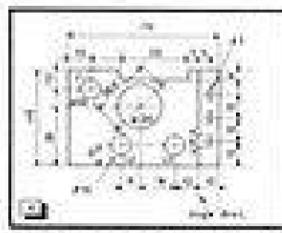


Fig. 12. - Schéma de la plaque 6X4 - Conversion.

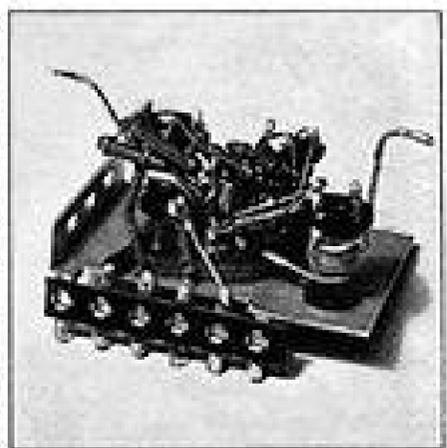


Fig. 13. - La plaque à tubes convertisseur de fréquence AM-FM.

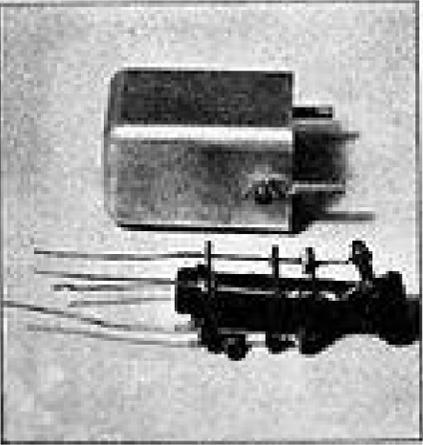


Fig. 14. - Transformateur AM-FM pour 6X4.



Fig. 15. - Composants électroniques utilisés.

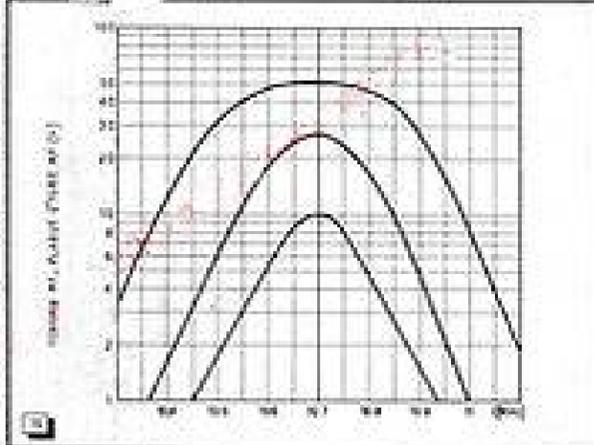


Fig. 16. - Courbes de puissance en fonction de la fréquence.

Fig. 17. - Montage d'un convertisseur AM-FM utilisant un transformateur.

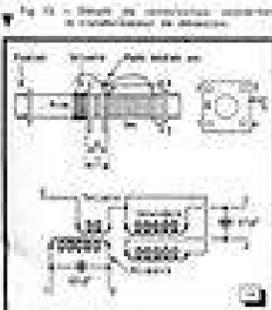
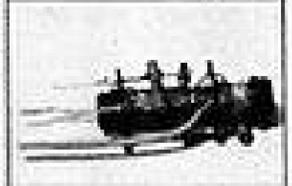


Fig. 18. - Schéma de construction pour le transformateur AM-FM.

# BOBINAGES POUR AM-FM

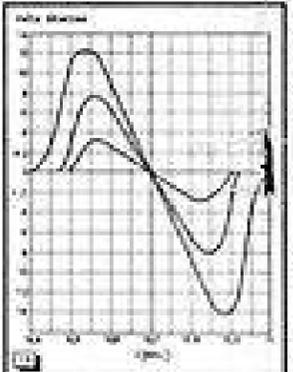


Fig. 19. - Ondes AM et FM.

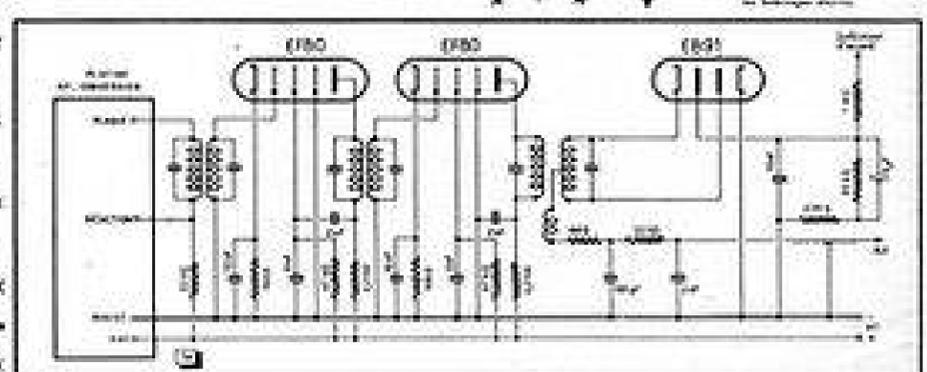


Fig. 20. - Schéma de montage d'un convertisseur AM-FM utilisant un transformateur.

## Bobinages H.F. et conversion

La réalisation des bobinages de la platine H.F. et conversion est illustrée par les figures 2 à 4. Les enroulements sont supportés par des mandrins Lipa d'un diamètre de 8 mm. Ces mandrins sont équipés de noyaux de qualité ordinaire. On remarque que toutes les sorties des enroulements ne sont pas connectées à des cosses; certaines sont amenées directement aux connexions correspondantes.

Le bobinage d'antenne se compose d'un enroulement d'antenne de 3 spires en fil 8/10 et d'un enroulement secondaire comportant 6 spires en fil 5/10 avec prise à trois spires. Ces deux enroulements sont imbriqués l'un dans l'autre, comme la figure 2 le montre.

Le bobinage d'accord (fig. 3) ne possède qu'un seul enroulement de 2 3/4 spires en fil 8/10. Ces spires doivent être espacées sur les 3/4 de la longueur du mandrin. Comme ce dernier ne possède pas de cosses près de sa base de fixation, nous avons maintenu l'extrémité + H.T. de l'enroulement par une petite plaquette rectangulaire en bakélite. Cette plaquette possède un trou central dont le diamètre est égal à celui du mandrin, elle se glisse à force sur ce dernier. Un trou de 3 mm dans un des coins de la plaquette, reçoit un oillet dans lequel on soude l'extrémité de l'enroulement.

Le bobinage oscillateur comporte un enroulement d'entretien (grille) de 1,5 spires en fil 5/10 et un enroulement accordé (plaque) de 2 spires en fil 8/10. Pour éviter tout court-circuit entre les enroulements, on a avantage à utiliser du fil isolé pour au moins l'un de ceux-ci.

## Montage de la platine H.F. et conversion

Il est nécessaire de placer les bobines accord et oscillateur le plus près possible du condensateur variable et du tube. En effet, une connexion dont la longueur dépasse deux centimètres constitue une self-induction non négligeable et nécessiterait une modification des bobinages. Or, l'emplacement du condensateur variable dans un récepteur est souvent subordonné à des considérations mécaniques; on a donc tout avantage à réaliser les étages H.F. et conversion sur une petite platine qu'on peut facilement placer au voisinage du C.V. On s'efforcera également de rapprocher le premier transformateur M.F. le plus près possible de cette platine; toutefois, l'importance de la longueur des connexions est moins grande dans ce cas.

Cette platine est représentée par la photo de la figure 5; son plan de perçage est donné figure 6. Sur ce croquis, la platine est vue du côté câblage. Le support du tube est à orienter avec ses deux cosses de chauffage en haut, à droite. L'encoche du haut est destiné à recevoir un relais pour les connexions + H.T., chauffage, masse, sortie M.F. et réaction M.F.

Les condensateurs variables pour récepteurs F.M. et combinés comportent généralement trois cosses de masse; l'une au

milieu, les deux autres sur les flasques latérales. On connecte la première au canon central du support qu'on relie à la platine, les deux autres directement à la platine. Notre maquette était fixée par un repli, sur le côté droit, comportant trois trous; on peut aussi bien envisager tout autre mode de fixation.

La platine peut être montée couchée ou debout, mais on évitera une disposition où le tube se trouve sous les bobinages. Dans ce cas, la lampe risque d'échauffer les circuits oscillants, ce qui produit un glissement de fréquence désagréable. Suivant la disposition de la platine, on montera les trimmers sur les bobinages ou directement sur le C.V. On s'efforcera de les disposer de façon qu'ils soient facilement accessibles sans que les connexions deviennent trop longues. Pour notre maquette, nous avons utilisé des trimmers de la Radiotechnique et un C.V. Star de deux fois 10,5 pF.

★

## JEU DE TRANSFORMATEURS M. F. POUR ADAPTEUR

### Largeur de bande et couplage

Pour la réception d'une station éloignée, on a avantage à travailler avec une bande passante assez réduite pour obtenir une bonne sélectivité. Une bande passante large serait, par contre, nécessaire pour recevoir une émission locale dans de bonnes conditions de fidélité. En modulation d'amplitude, il est difficile de concilier ces deux aspects autrement que par une sélectivité variable par commutation.

En modulation de fréquence, le problème est beaucoup plus simple, à condition qu'on n'utilise pas un anti-fading, mais un limiteur d'amplitude. Aux fortes amplitudes (émission locale) on obtient ainsi une tension relativement élevée sur la grille du dernier étage M.F.; ce tube travaille avec courant de grille, limite l'amplitude du signal et amortit le transformateur M.F. qui le précède. On peut donc établir les transformateurs M.F. pour une bande passante « à vide » de 200 kHz à 6 dB; avec un signal suffisamment fort, cette bande s'élargira automatiquement à 400 kHz et plus. La sensibilité de la modulation de fréquence aux perturbations étant extrêmement faible, la bande passante ainsi élargie peut couvrir sans inconvénient le canal voisin.

Si la modulation de fréquence est parfaitement insensible aux distorsions d'amplitude, il n'en est pas de même pour les distorsions de phase. Comme nous l'avions exposé dans la série d'articles sur la modulation de fréquence publiés dans cette revue, ainsi que dans notre livre *Technique de la Modulation de Fréquence*, le moyen le plus simple pour éviter cette distorsion de phase consiste à établir les transformateurs M.F. avec un indice de couplage de 0,8.

## Construction de transformateurs M.F.

Partant de ces considérations, nous avons mis au point un jeu de transformateurs M.F. dont un échantillon est représenté figure 7. Il est constitué par deux mandrins Lipa du même type que précédemment; les deux extrémités recevant normalement la plaquette de cosses sont accouplées par une vis en bakélite. Les branchements et sorties se font sur trois plaquettes en carton bakéliné; les pièces constituant nos transformateurs M.F. sont représentées figure 8.

Le croquis de la figure 9 donne les détails de construction valables pour les deux premiers transformateurs M.F. On prend deux mandrins; on utilise deux plaquettes de carton bakéliné sur le premier, et une sur le second. Au préalable, on munie d'oilettes les quatre trous extérieurs de ces plaquettes. Ensuite, on accouple les deux mandrins; puis, on dispose les plaquettes suivant les indications du dessin.

Les enroulements comportent chacun 22 3/4 spires jointives en fil 10/100 isolé une couche émail et une couche soie, ou 20 3/4 spires jointives en fil 10/100 émaillé. On fera tenir les enroulements avec une goutte de cire ou de colle; puis, on enfiler quatre morceaux de fil nu 8/10 dans les oilettes de façon à constituer une cage à quatre barreaux autour des enroulements. Suivant les indications du croquis de la figure 9, on soude ensuite les extrémités des bobinages à ces fils.

Le primaire du premier transformateur est accordé par un condensateur de 22 pF contenu dans la platine H.F.; aux bornes des autres enroulements, on connecte un condensateur de 22 pF. Pour notre maquette, nous avons utilisé des condensateurs céramiques; mais des condensateurs au mica feront probablement aussi bien l'affaire. Les noyaux de réglage utilisés sont de type standard.

Le bobinage terminé se monte dans un blindage de section carrée (25 x 25 mm), sa hauteur est de 35 mm. La fixation se fait par un écrou en bakélite sur la partie supérieure; les noyaux de réglage restent accessibles en haut et en bas. L'indice de couplage est de 0,8 pour les deux premiers transformateurs.

Les courbes de réponse de la figure 10 ont été relevées sur un amplificateur M.F. à deux étages équipé de deux des transformateurs décrits. On voit très nettement l'action de la limitation, provoquant un élargissement de la bande passante aux fortes amplitudes.

### Transformateur de détection

Pour notre maquette, nous avons utilisé un détecteur de rapport dont on connaît les avantages, notamment en ce qui concerne son effet anti-àparasites. Il nous est impossible d'expliquer, dans le cadre de cet article, les considérations théoriques qui nous ont amené à la conception exposée plus loin; nos lecteurs trouveront les renseignements désirés dans

la série d'articles et le livre cités plus haut. Ces mêmes publications donnent, d'ailleurs, toutes les indications nécessaires pour la mesure de la largeur de bande et de l'indice de couplage des transformateurs.

Le transformateur de détection (fig. 11) a été réalisé avec les mêmes pièces que les transformateurs de liaison. Pour le montage de la carcasse, les instructions données plus haut restent donc valables.

L'enroulement primaire (fig. 12) est identique à ceux des transformateurs de liaison: il comporte  $22 \frac{3}{4}$  spires jointives en fil 10/100 émail-soie ou  $20 \frac{3}{4}$  spires jointives en fil 10/100 émail; son condensateur d'accord est de 22 pF. Pour obtenir un couplage aussi serré que possible, on bobine l'enroulement tertiaire sur le primaire en l'étalant de façon que ce dernier soit entièrement couvert. Le tertiaire comporte  $4 \frac{3}{4}$  spires en fil 1/10; aucun condensateur d'accord n'est à prévoir. Une extrémité de cet enroulement est à relier au point médian du secondaire, l'autre se soude dans un crillet sur la plaquette isolante avec un fil de sortie isolé. Les quatre autres sorties se font, comme précédemment, sur la plaquette inférieure.

L'enroulement secondaire est exécuté en biliaire. On prend deux morceaux de fil 1/10 isolé, de couleurs différentes,

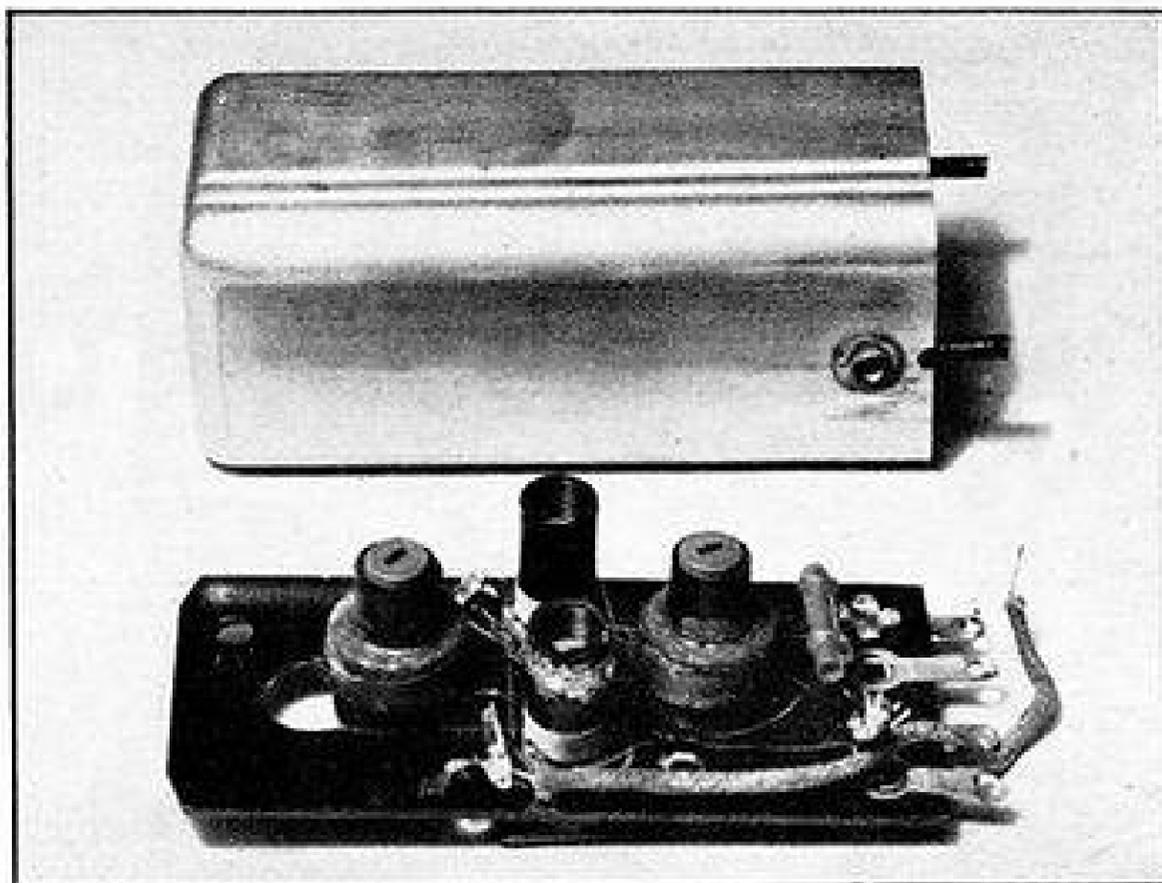


Fig. 15. — Transformateur M.F. combiné A.M./F.M.

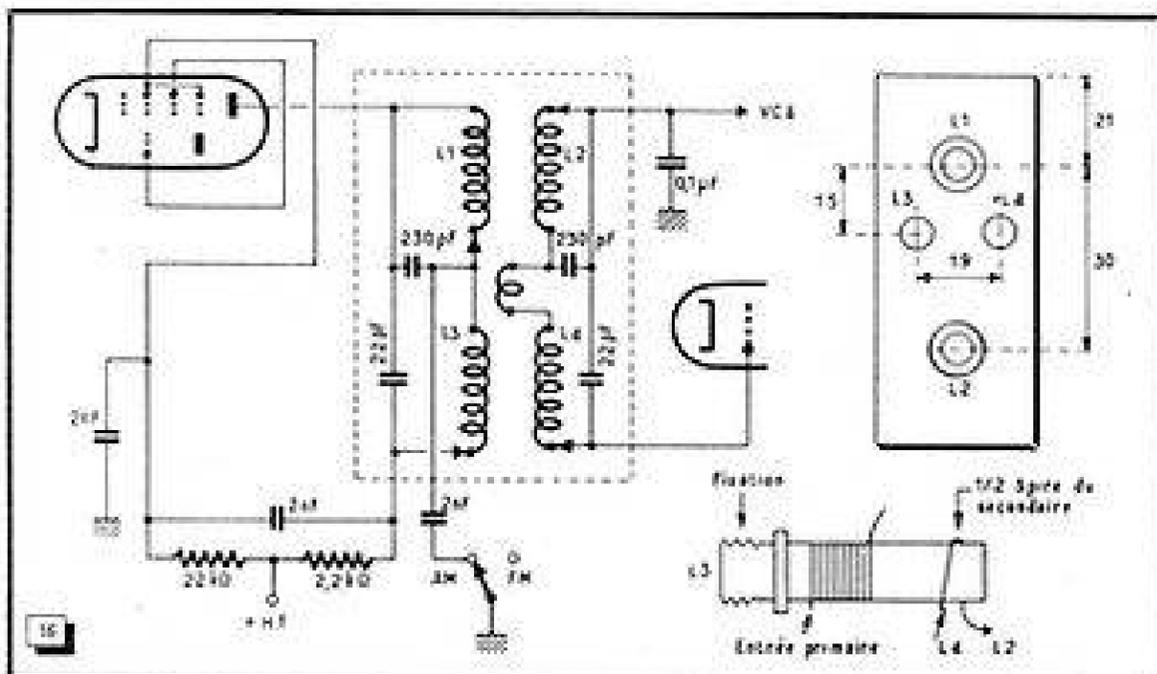


Fig. 16. — Schéma et détails de construction concernant le transformateur de la figure 15. Voir le texte pour les données des bobinages.

si possible, et on les enroule simultanément pour constituer deux enroulements de 12 spires chacun. Ensuite, on relie la sortie de l'un des enroulements avec l'entrée de l'autre; cette connexion constitue la prise médiane. Aux deux extrémités encore libres, on connecte un condensateur de 47 pF et les fils de sortie menant aux électrodes du tube détecteur.

L'indice de couplage entre primaire et secondaire doit être de 1,5 à vide et de 0,5 en charge; les courbes de détection relevées sur un adaptateur complet sont représentées dans la figure 13.

### Schéma type d'un adaptateur F.M.

Le schéma d'un adaptateur F.M. que nous avons réalisé avec notre jeu de bobinages est représenté dans la figure 14. Pour utiliser pleinement la forte pente des tubes amplificateurs M.F., nous avons appliqué un neutrodynage par grille-écran. On obtient ainsi un fonctionnement parfaitement stable et une courbe de réponse bien symétrique. Les courbes des figures 10 et 13 ont été relevées avec ce montage.

L'adaptateur était monté sur une platine très étroite; tous les éléments se trouvent ainsi dans une suite logique, et les connexions se réduisent au minimum. La composante continue issue du détecteur de rapport peut être utilisée pour la commande d'un indicateur d'accord.

## ★ JEU DE TRANSFORMATEURS COMBINÉS A.M./F.M.

### Mode de commutation

Pour la conception de notre jeu de bobinages A.M./F.M., nous avons utilisé un bloc A.M. et un jeu de transformateurs M.F. du commerce, auxquels nous avons ajouté les éléments nécessaires pour le fonctionnement en F.M.

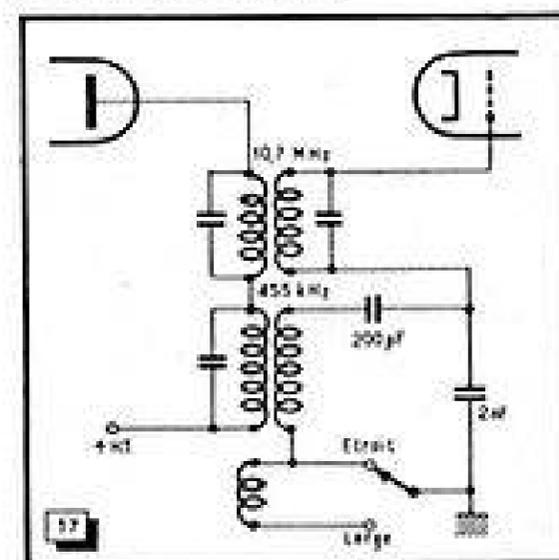


Fig. 17. — Cette façon d'opérer la sélectivité variable est souvent utilisée; elle présente l'inconvénient de faire perdre les 9/10 du signal M.F.

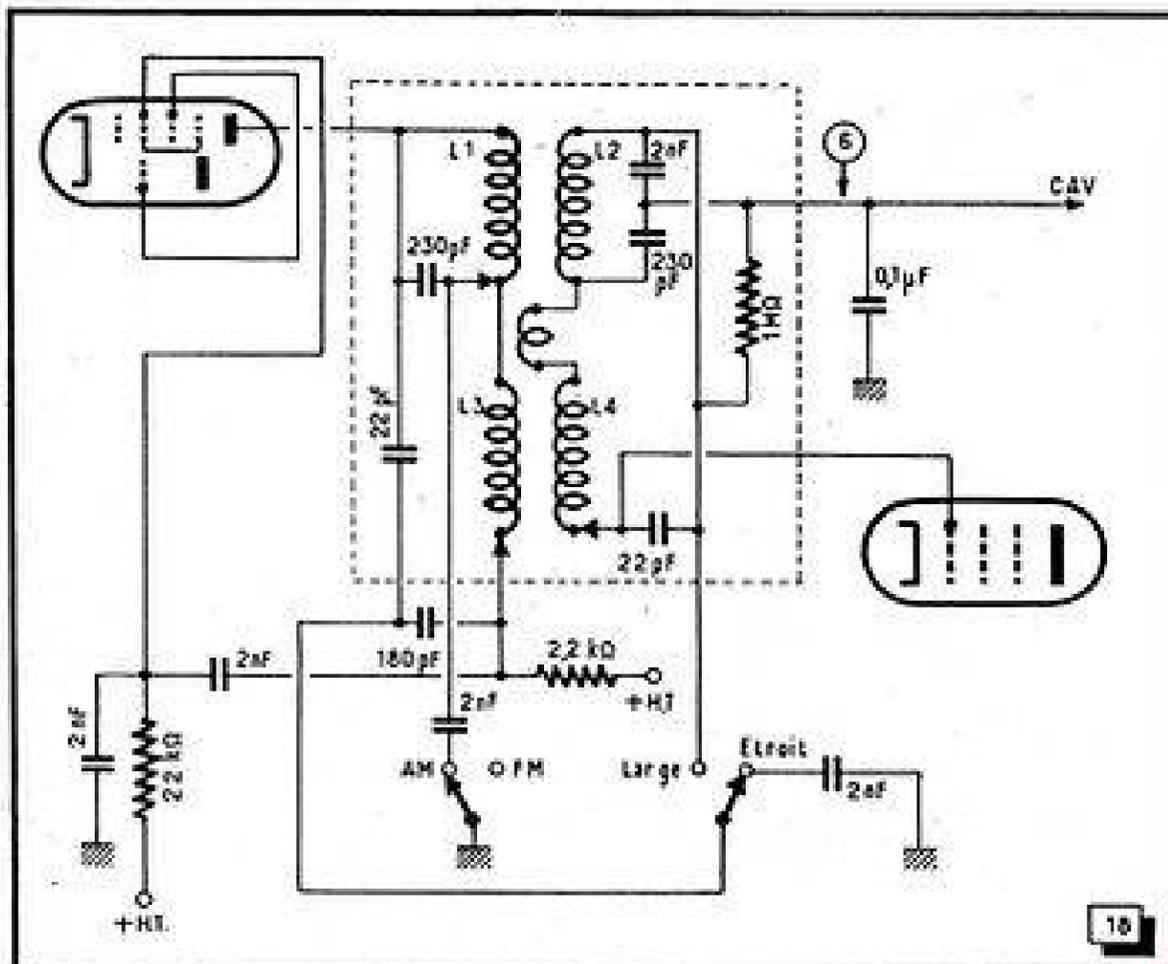


Fig. 18. — Ce montage de sélectivité variable permet non seulement de conserver entièrement l'amplitude du signal M.F., mais facilite aussi la construction de bobinages.

En A.M., notre récepteur fonctionne donc avec un étage de changement de fréquence, suivi d'un étage M.F. et de la détection. En F.M., nous utilisons, pour l'amplification H.F. et la conversion, la platine décrite précédemment. L'étage de changement de fréquence est suivi d'un transformateur M.F. comportant uniquement les bobinages F.M.; ce transformateur attaque l'heptode utilisée pour la conversion A.M. et qui est suivie d'un transformateur M.F. combiné.

L'étage suivant (amplificateur M.F. unique en A.M., second amplificateur M.F. en F.M.) attaque un transformateur de détection à primaire combiné. Les enroulements secondaires de ce transformateur sont connectés aux détecteurs correspondants.

Le bloc de bobinages est donc à munir de quatre circuits de commutation supplémentaires, utilisés :

1. — Pour commuter le + H.T. sur la platine d'entrée F.M. ou sur l'oscillateur local A.M.;
2. — Pour commuter la grille du tube de conversion A.M. sur le premier transformateur M.F./F.M. ou sur la cosse correspondante du bloc A.M.;
3. — Pour commuter l'entrée de l'amplificateur B.F. sur les détecteurs F.M. ou A.M.;
4. — Pour court-circuiter, en A.M., le primaire du transformateur F.M. suivant l'étage de conversion A.M.

Cette dernière commutation est nécessaire pour éviter que, lors de la réception des O.C., le signal de l'oscillateur local ne soit amplifié par la chaîne M.F./F.M.,

ce qui pourrait provoquer un blocage de l'amplificateur M.F.

Dans le cas fréquent d'un récepteur à 6 gammes (C.O., P.O., O.C., B.E., F.M., P.U.), il suffit donc de munir le bloc de deux galettes supplémentaires, comportant chacune deux circuits à six positions. Avec la plupart des blocs du commerce, une telle adjonction est facile à effectuer.

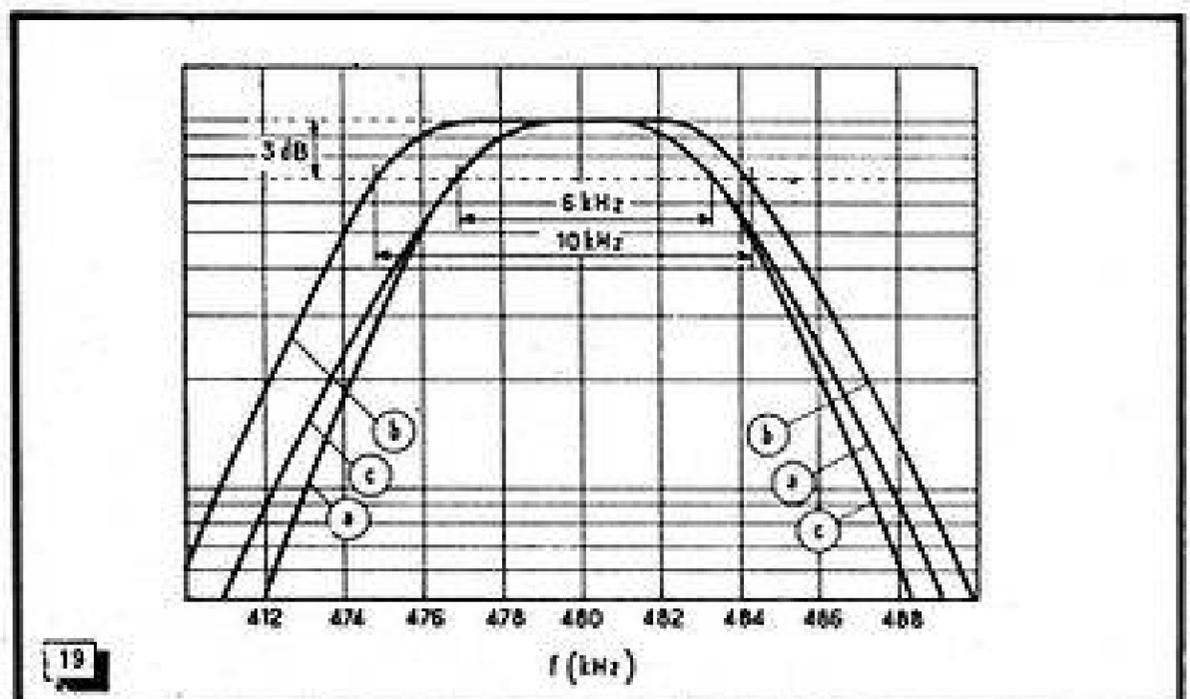


Fig. 19. — Courbes de réponse A.M. relevées sur l'ensemble d'un amplificateur H.F. Courbe a : transformateur selon figures 15 et 16; courbe b : transformateur à sélectivité variable en position « bande large »; courbe c : même transformateur, position « bande étroite ». Dans les trois cas le transformateur de détection utilisé correspond aux figures 20 et 21.

## Transformateur de liaison combiné

Les transformateurs combinés qu'on trouve dans le commerce sont généralement logés dans des blindages énormes, ce qui ne facilite pas la construction d'un appareil compact. Nous avons donc choisi, pour nos transformateurs, des boîtiers de  $35 \times 35$  mm. Toutefois, à la mise au point nous avons pu nous apercevoir qu'il fallait utiliser certaines astuces pour obtenir un fonctionnement correct d'un jeu de bobinages logé dans un espace aussi restreint.

L'intérieur de notre transformateur est reproduit figure 15. Il comportait, à l'origine, deux bobinages en nid d'abeille sur noyaux Lipa identiques à ceux que nous avons utilisé précédemment. Nous y avons adjoint les bobines  $L_3$  et  $L_4$  (fig. 16), comportant chacune 22 spires jointives en fil 10/100 émail-soie ou 20 spires jointives en fil 10/100 émaillé.

À la mise au point, nous nous sommes aperçu que notre blindage était trop petit, pour que nous puissions atteindre l'écartement nécessaire (couplage 0,8) entre les bobines F.M. Nous avons donc ajouté au secondaire une demi-spire que nous avons bobinée sur le mandrin primaire, dans le sens contraire à l'induction mutuelle entre les deux bobines. Ainsi, le couplage de 19 mm entre les axes de bobines.

Après mise au point des bobinages F.M., nous avons pu constater que leurs masses métalliques et magnétiques diminuent le couplage entre les circuits A.M.; et nous avons dû diminuer de 15 % environ la distance entre ces derniers.

Comme nous l'avons signalé, nous avons utilisé un transformateur A.M. comportant des bobinages en nid d'abeille. Il est aussi possible de monter les circuits F.M. avec des bobinages A.M. à pot fermé, etc.; il est peu probable qu'il en résulte une modification importante des dimensions indiquées figure 16. Sur cette figure, les

connexions comportant une flèche marquent l'entrée ou le début de chaque enroulement, soit la première spire qu'on effectue dans le cas du nid d'abeille, soit la spire la plus proche de la base de fixation dans le cas des bobines F.M. Tous les bobinages sont enroulés dans le même sens.

Les deux circuits primaires et les deux secondaires sont à connecter en série; la plaque de l'étage précédant le transformateur est à relier à l'extrémité d'un enroulement A.M.; la sortie « grille » du secondaire sera constituée par un enroulement F.M. Si on voulait insérer les deux circuits F.M. dans les sorties « chaudes », on réaliserait un couplage parasite en tête des circuits A.M.

### Transformateur combiné à sélectivité variable en A.M.

Celui qui achète ou construit un récepteur comportant une gamme F.M. est, en général, un amateur de la haute fidélité. Il est probable qu'il désire recevoir certaines émissions locales peu perturbées dans des conditions meilleures que la sélectivité poussée des récepteurs A.M. du commerce peuvent l'offrir. En d'autres termes, il sera enchanté de posséder un récepteur à sélectivité variable.

Or, dans le cas du récepteur combiné, les procédés de sélectivité variable qu'on a imaginé jusqu'ici posent des problèmes assez particuliers. En effet, on préfère généralement une commutation à basse impédance, procédé permettant de loger le commutateur assez loin du transformateur M.F. Dans ces conditions, on est obligé de laisser les deux bobines F.M. en tête du transformateur et d'adopter la disposition illustrée par la figure 17. Pour que la capacité entre les deux circuits M.F. n'introduise pas de couplage parasite, on n'utilise qu'un dixième environ de la tension M.F. disponible aux bornes du circuit secondaire. Bien entendu, le gain des étages M.F. diminue dans les mêmes proportions; et on est obligé de prévoir un étage M.F. supplémentaire en A.M.

La disposition que nous avons imaginée permet une variation de la bande passante dans des limites relativement larges sans affecter le gain M.F. Comme précédemment, les circuits A.M. du primaire et F.M. du secondaire forment les sorties chaudes. Suivant la position du commutateur de sélectivité variable, la sortie froide du primaire est, ou connectée à la masse par un condensateur de 2000 pF, ou branché sur une prise capacitive sur le secondaire. Dans cette dernière position (bande large), une partie du signal circulant dans le circuit primaire est appliquée au secondaire, ce qui correspond à une augmentation du couplage.

A l'intérieur du blindage, les éléments sont disposés exactement comme dans la figure 16, seulement le sens de branchement du secondaire A.M. est inversé. Les courbes de réponse relevées sur un récepteur équipé avec un transformateur construit suivant la figure 18 sont représentées

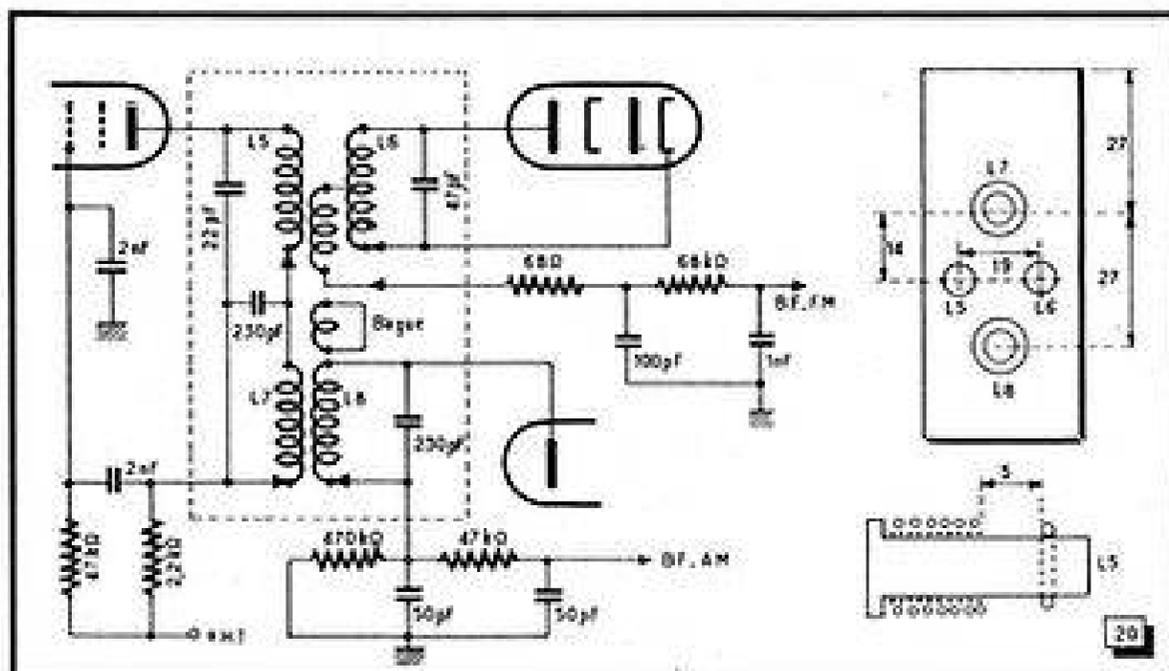


Fig. 20. — Schéma et disposition des éléments dans un transformateur combiné de détection.

figure 19. La commutation de la sélectivité s'opère à basse impédance; on peut donc placer le commutateur à 10 ou 20 cm du transformateur.

### Transformateur combiné de détection

Un boîtier de blindage identique aux précédents a pu être utilisé pour le transformateur de détection. Son schéma et la disposition des éléments sont indiqués dans la figure 20; un transformateur

réalisé suivant ces indications est représenté figure 21. Comme précédemment, le boîtier n'était pas assez large pour permettre l'espacement nécessaire entre les bobines F.M. Pour diminuer leur couplage, nous avons prévu une bague de court-circuit sur le mandrin primaire. De plus, il fallait encore rapprocher légèrement les circuits A.M.

Pour les circuits F.M., les données de bobinage sont les suivantes :

Primaire : 22 spires jointives 10/100 émail-soie, ou 20 spires jointives en fil

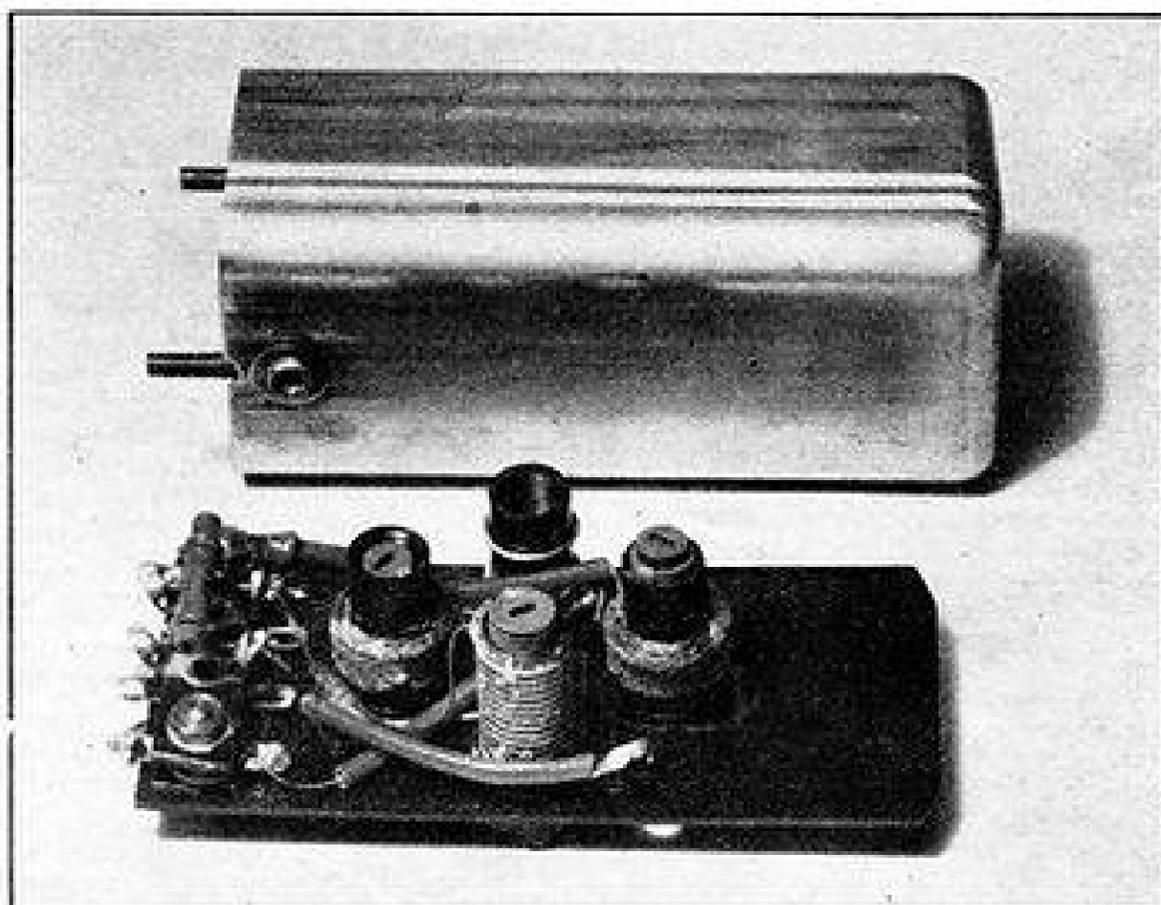


Fig. 21. — Transformateur combiné de détection suivant figure 20.

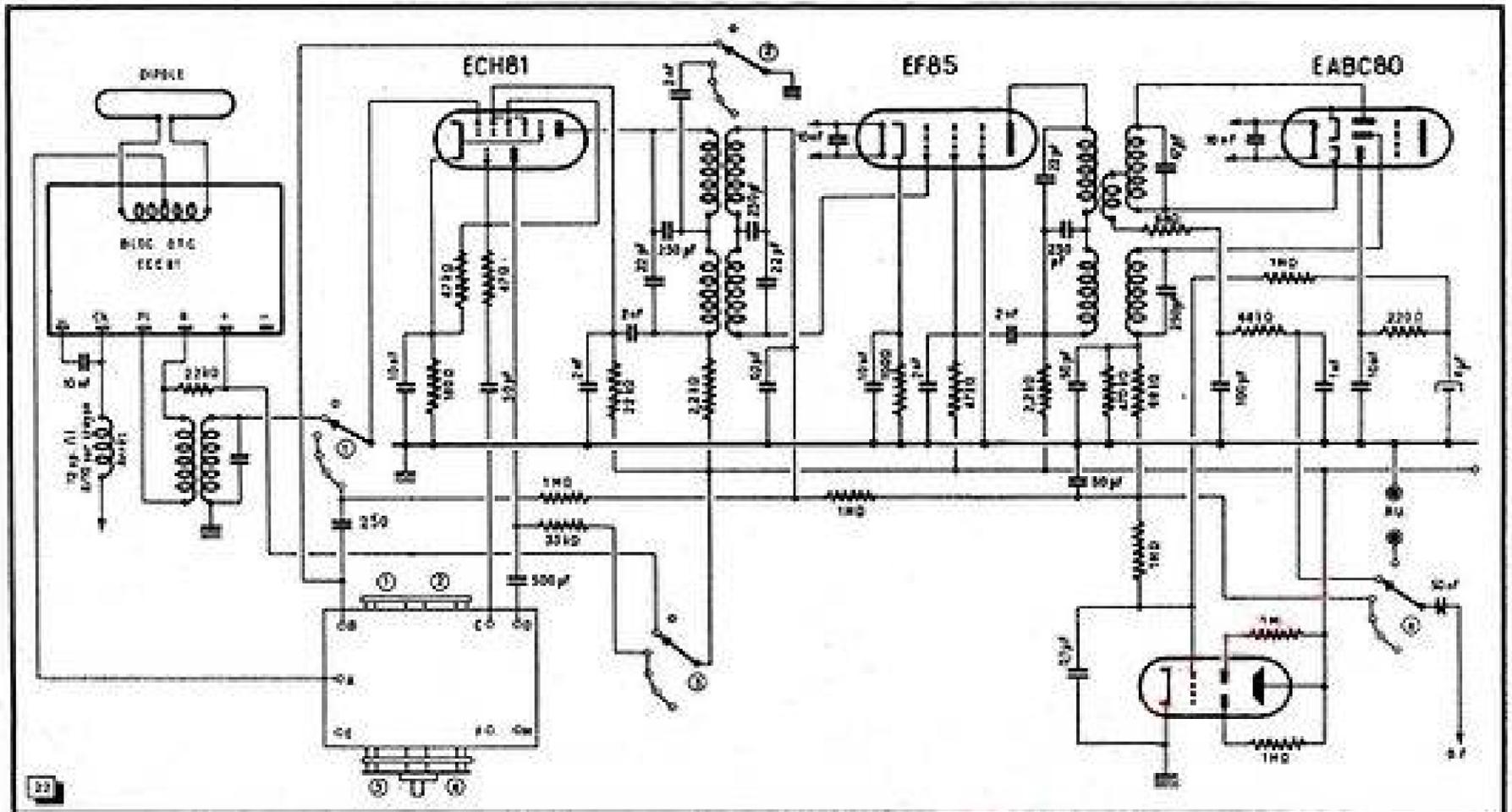


Fig. 22. — Schéma partiel d'un récepteur A.M./F.M. équipé des jeux de bobinages écrits. Les chiffres encadrés d'un cercle désignent les galettes supplémentaires dont on doit équiper le bloc de bobinages A.M.

10/100 émaillé; par-dessus, couvrant entièrement le premier enroulement, 6 spires 40/100; à 5 mm de la fin de cet enroulement, une bague fermée en fil 8/10 nu.

Secondaire : Enroulement bifilaire de  $2 \times 13$  spires en fil 4/10 émail-soie.

Pour les couplages et bandes passantes, les indications données à propos des transformateurs pour adaptateur restent valables. En A.M., le couplage doit être de 1,7 environ pour le premier et de 0,9 pour le second transformateur.

### Schéma d'un récepteur combiné

Le schéma type d'un récepteur A.M./F.M. construit avec nos bobinages est représenté dans la figure 22 jusqu'aux étages de détection. Il est évident qu'on devra utiliser une amplification B.F. digne des qualités offertes par la modulation de fréquence.

Les tubes ECH81 et EF85 travaillent avec un neutrodynage par grille-écran. Bien entendu, ce neutrodynage, est valable en F.M. aussi bien qu'en A.M.; on obtient

ainsi une meilleure stabilité sur ce dernier mode de fonctionnement. Pour éviter des réactions sur plusieurs étages, il est prudent de découpler les filaments comme le schéma l'indique.

Nous n'insisterons pas ici sur la mise au point et sur l'alignement d'un tel récepteur. Ces procédés ont été publiés à plusieurs reprises dans la littérature technique et notamment dans notre livre *Technique de la Modulation de Fréquence*.

H. SCHREIBER

## CHOIX D'UNE ANTENNE

★

Est-ce qu'une antenne de deux étages, possédant chacun quatre éléments, est préférable à un aérien dont les dix éléments sont disposés dans un même plan?

Le choix d'une antenne dépend non seulement du champ de l'émetteur à recevoir, mais aussi de l'intensité et de la direction des sources de parasites (route à forte circulation, émission sur le même canal, etc.). Tantôt on recherchera donc un angle d'ouverture très étroit, tantôt un rapport avant/arrière particulièrement élevé.

Dans certains cas, il peut encore être avantageux d'utiliser une antenne à large bande, capable de capter tous les canaux de la gamme III. Pour faciliter le choix d'une antenne, nous donnons dans les deux tableaux ci-contre les caractéristiques types de quelques formes courantes d'antennes. Il s'agit là d'ordres de grandeur qui peuvent différer d'un constructeur à l'autre.

### ANTENNES POUR UN SEUL CANAL DE LA GAMME 3

Nombre de nappes	Nombre d'éléments	Gain en dB	Rapport AV/AR en dB	Angle d'ouv. hor.	Angle d'ouv. vert.
1	4	6,5	21	66°	94°
1	10	9,2	19	44°	85°
2	4	9,5	22	66°	50°
1	10	11,5	19,5	44°	30°
4	4	12,5	21,5	66°	24°

### ANTENNES A LARGE BANDE GAMME 3

Nombre de nappes	Nombre d'éléments	Gain en dB	Rapport AV/AR en dB	Angle d'ouv. hor.	Angle d'ouv. vert.
1	3	5	13,5	80°	156°
1	4	5,5	19	70°	120°
2	3	7	17	80°	60°
2	4	8	17	70°	60°
4	4	10	14	70°	25°

## Antifading images. — Montages utilisant la tension détectée. — Montages à lampe commandée. — Emploi d'une diode.

Dans le standard américain à modulation négative, les tops de synchronisation correspondent au maximum de puissance émise. Les impulsions parasites éventuelles, s'ajoutant à la modulation V.F., sont dirigées dans le même sens que les tops de synchronisation, et en cas de perturbation violente, peuvent les dépasser. Aussi, en cas de détection de crête, il est parfaitement possible que dans une zone particulièrement parasitée, la tension de crête détectée soit celle des impulsions parasites et non pas celle des fonds des tops de synchronisation, correspondant en principe au maximum de la modulation. La plupart des récepteurs de télévision américains ont donc abandonné le système simple de détection de crête pour assurer la tension de commande automatique de gain par des systèmes plus compliqués, dans lesquels on mesure le niveau du top de synchronisation à l'aide d'un dispositif commandé par le retour de lignes.

### Montages simples utilisant une diode

La figure 1 A indique l'utilisation d'une double diode dont la moitié supérieure est utilisée pour détecter la vidéo fréquence et dont la moitié inférieure, couplée par capacité au dernier circuit accordé, et montée en détectrice shunt, fournit la tension de C.A.G. On notera la valeur importante de la résistance de charge qui est de 560 000 Ω. Le système fonctionne en détecteur de crête, et la tension de commande automatique de gain obtenue est donc celle qui correspond au fond du top de synchronisation. L'inconvénient du système se présente, ainsi qu'on l'a dit plus haut, en cas de parasites intenses, où la tension de commande automatique de gain devient dans ce cas-là égale à celle de la crête des parasites.

Une amélioration immédiate et simple du montage est donnée figure 1 B. On voit que dans ce cas la tension de commande automatique de gain est prélevée à l'aide d'un commutateur, soit sur la diode d'antifading comme précédemment, soit sur la résistance de charge de la détectrice, de sorte que l'on obtient dans la position de gauche l'antifading de crête du premier montage, et sur la position de droite l'antifading moyen, qui est en fait une commande automatique de luminosité moyenne, mais rend pratiquement les mêmes services. Dans les deux cas, on a introduit une constante de temps élevée, 560 000 Ω et 0,25 μF, dans la ligne d'antifading, de manière à corriger seulement les variations lentes du niveau. Ces montages sont donc inefficaces contre les variations rapides de luminosité, et en particulier celles dues au passage d'avions, au voisinage ou à la verticale de l'antenne.

### Penthode commandée

Dans le schéma de la figure 2, on reconnaît une 6CB6 amplificatrice vidéo fréquence, et la tension V.F. nécessaire au fonctionnement de l'antifading est prélevée sur la seule résistance de charge, après les bobines de correction, de manière à ne

pas augmenter inutilement les capacités parasites toujours nuisibles en ce point du montage. De plus, une résistance d'isolement de 39 000 Ω sépare la capacité d'entrée de la lampe commandée d'antifading, qui est une penthode 6AU6. Comme la liaison est directe, entre l'anode de la 6CB6 et la grille de commande de la 6AU6, un ensemble potentiométrique porte cette grille à une tension de 185 V. La cathode retournant au plus 200 V, on voit qu'il y a une polarisation de 15 V au repos sur la 6AU6. L'écran de cette même lampe est relié au plus 275 V, mais la plaque n'est alimentée par aucune haute tension continue. Normalement, donc, aucun courant ne peut circuler dans le circuit anodique de la 6AU6. Cependant, l'anode reçoit, à travers un condensateur de 220 pF, les impulsions positives de grande amplitude développées sur un enroulement spécial du transformateur de lignes lors du retour du balayage. Cette impulsion

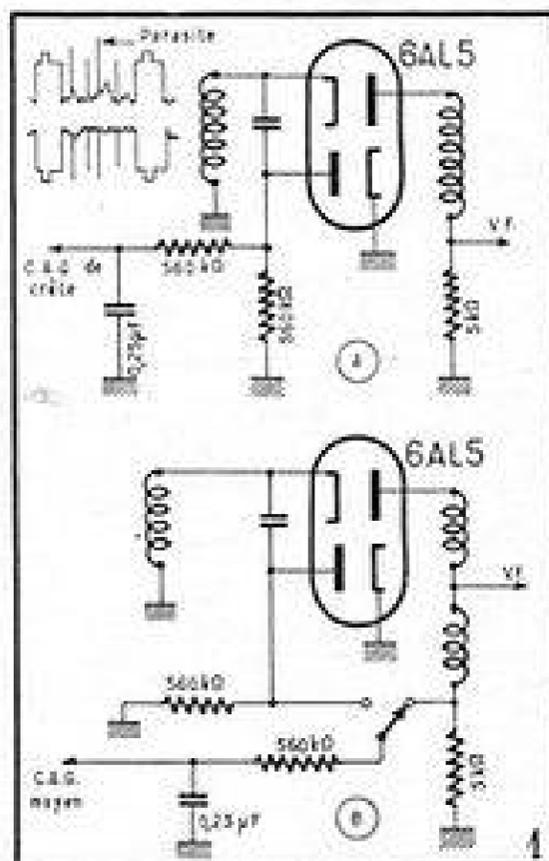


Fig. 1. — Deux schémas d'antifading utilisant la tension continue de détection.

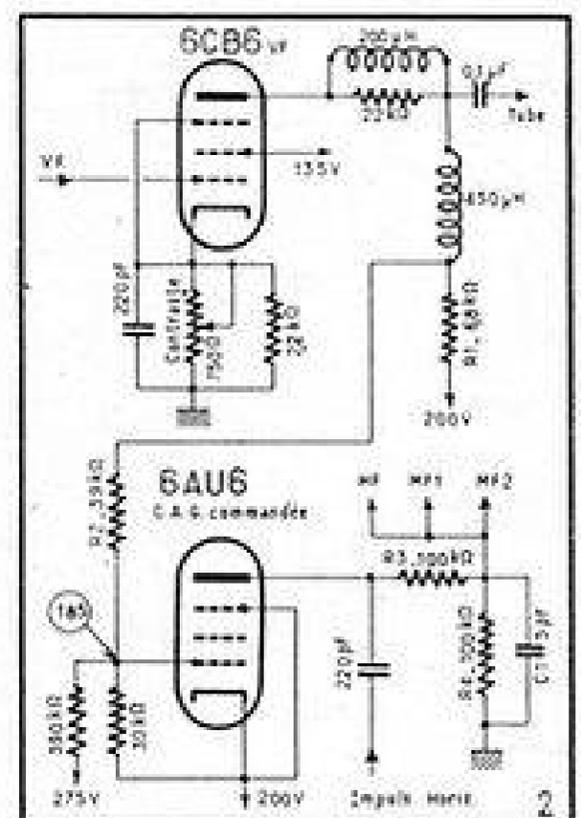


Fig. 2. — Emploi d'une 6AU6 débloquée pendant le retour horizontal.

positive, appliquée à l'anode de la 6AU6, la met en fonctionnement pendant la durée du retour seulement. Or, c'est pendant le retour du balayage que se présente le top de synchronisation, qui correspond au niveau maximum, et sur lequel on effectue la mesure du niveau du signal reçu. La lampe n'est donc pratiquement en fonctionnement que pendant la durée du top horizontal, et le courant anodique qui circule à travers la résistance de 100 000  $\Omega$ , crée à ses bornes une chute de tension telle que le négatif est vers le haut. C'est cette chute de tension que l'on utilise pour la tension d'antifading qui commande les amplificateurs H.F. et M.F. Une résistance d'isolement de 100 000  $\Omega$  est prévue entre l'anode et la résistance d'antifading, de manière à appliquer à l'anode les impulsions provenant du transformateur horizontal.

Les amplificateurs H.F. et M.F. fonctionnent donc de façon à fournir une tension à peu près constante à la détection. Le réglage du contraste s'effectue par la cathode de l'amplificateur V.F. à l'aide d'un potentiomètre bobiné.

### Triode commandée

Le montage de la figure 3 fait appel à une double triode 6SN7, dont une moitié fonctionne en première amplificateur vidéo fréquence et dont la seconde moitié est la lampe d'antifading commandée par le retour de lignes.

Dans ce montage, représenté figure 3, la tension vidéo fréquence, prélevée sur la résistance de cathode de la première amplificateur V.F., est directement transmise à la cathode de la lampe commandée.

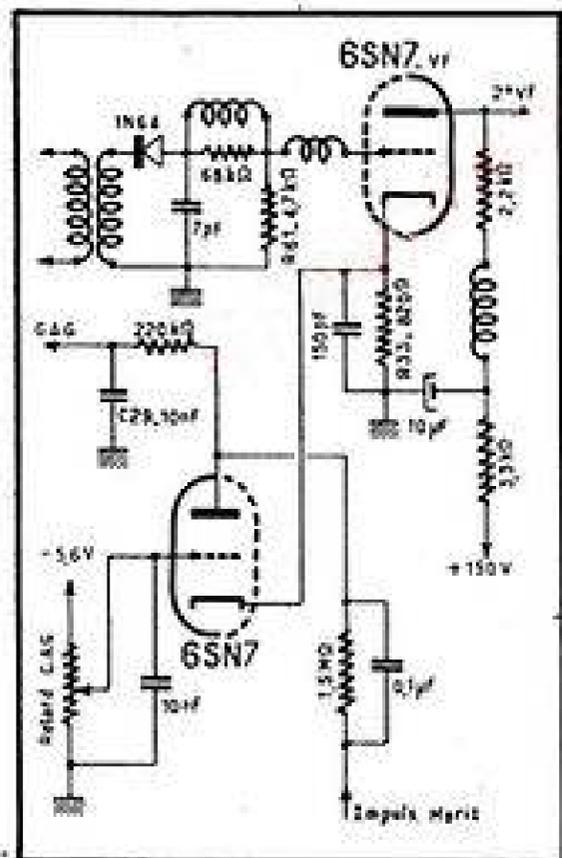


Fig. 3. — Une double triode 6SN7 est employée comme amplificateur V.F. et comme lampe d'antifading.

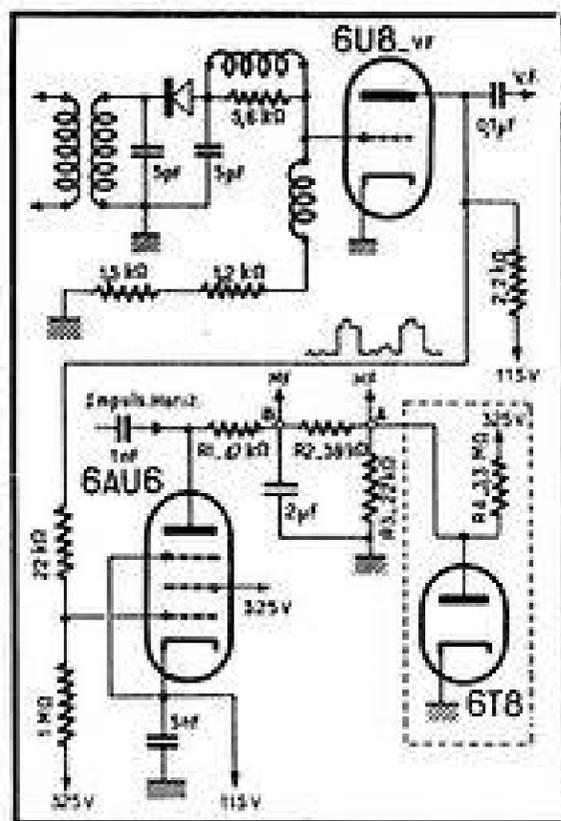


Fig. 4. — Utilisation d'une diode pour fixer la tension de la ligne d'antifading.

dont la grille est portée à une tension négative qui sert à régler le retard de la commande automatique de gain, et par conséquent le contraste. Comme précédemment, l'impulsion horizontale développée pendant le retour du balayage lignes est appliquée à l'anode et débloque la lampe de façon que l'on mesure en fait le niveau correspondant au top de synchronisation.

Un circuit de distribution, non représenté, et similaire à celui précédemment indiqué, fournit les tensions d'antifading aux amplificateurs H.F. et M.F.

### Emploi d'une diode

Le montage de la figure 4 utilise, comme celui de la figure 2, une 6AU6 montée de façon très similaire pour mesurer le niveau des tops de synchronisation à l'aide d'une tension de déblocage développée pendant le retour du balayage horizontal. La partie triode d'une 6J8 est employée comme première amplificateur vidéo fréquence et c'est sur la résistance de plaque, de 2 200  $\Omega$ , que l'on prélève la vidéo fréquence appliquée à la grille de la penthode. Comme précédemment aussi, un réseau de distribution alimente les amplificateurs H.F. et M.F., mais on notera la résistance de 3,3 M $\Omega$  qui retourne à la haute tension et alimente cette chaîne de diviseurs.

La partie diode d'une 6T8 est montée entre le point extrême de la chaîne de diviseurs et la masse, de sorte qu'elle fixe obligatoirement le potentiel de cette ligne d'antifading à une tension qui ne peut qu'être négative. Au plus, le point A peut atteindre 0 V. Or le jeu du diviseur de

3,3 M $\Omega$  et de 22 000  $\Omega$ , fait que normalement ce point tend à devenir positif. Comme il reçoit par ailleurs la tension négative due à l'antifading, on voit que celui-ci n'entrera en fonctionnement qu'à partir d'un certain seuil, de sorte que l'amplificateur H.F. ne recevra une tension d'antifading que pour les stations locales puissantes, alors que les amplificateurs M.F. reçoivent la tension de C.A.G. quel que soit le niveau du signal.

### Emploi d'une tension négative

Le montage de la figure 5 fait également appel à une 6AU6 montée de façon habituelle, et on notera que cette fois-ci c'est la partie diode d'une 6SQ7 qui est utilisée pour empêcher le point A d'atteindre une tension positive. Les tensions négatives qui apparaissent sur l'anode de la 6AU6 sont directement transmises à l'amplificateur M.F. à l'aide d'un pont dont une partie est variable, de manière à ajuster la sensibilité M.F.

Par ailleurs, et du côté où la diode est utilisée, on remarquera qu'un pont de 3 résistances est disposé entre la haute tension de 265 V et une tension négative de quelques dizaines de volts provenant du tube de puissance lignes. De cette façon, la tension d'antifading appliquée à l'amplificateur H.F. ne réagit sur le gain de la H.F. que lorsqu'elle dépasse une certaine valeur, de sorte que l'on a encore une fois établi un seuil de fonctionnement à partir duquel, pour un signal fort, on a un antifading énergique qui agit à la fois sur la M.F. et sur la H.F.

A. V. J. MARTIN

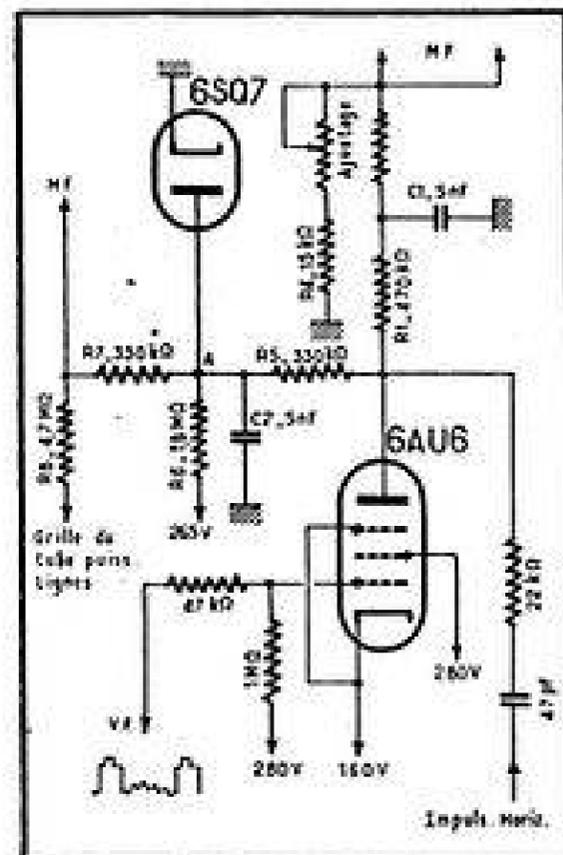


Fig. 5. — La partie diode d'une 6SQ7 fixe au plus à la masse le potentiel du point A.

## NÉCROLOGIE

Une grande figure de l'Industrie française vient de s'éteindre. M. Georges Grammont, Président Directeur général du Groupe Industriel de Radio et Télévision qui porte son nom, vient de mourir après une courte maladie dans sa propriété de Saint-Tropez, à l'âge de 58 ans.

Le nom de Grammont est attaché à l'électricité, à la radio et maintenant à la télévision. C'est une longue chaîne de recherches en laboratoire et de travaux féconds qui a amené la famille Grammont à occuper dans notre pays la place qu'elle y tient. C'est l'usine Grammont de Lyon qui a fabriqué la première lampe radio « Triode », pendant la guerre 1914-1918.

En 1953, à la mort de son frère François, M. Georges Grammont était appelé aux hautes fonctions de Président Directeur général des Etablissements de ce nom.

Digne continuateur de son grand-père et de son père, Georges Grammont travaillait sans cesse à donner à sa grande maison la place qu'elle mérite. Héritier du nom illustre, il avait à le défendre sur tous les marchés et il allait à son tour devenir un des pionniers de la vulgarisation de la télévision.

Et puisque nous avons parlé de l'industriel, il est juste d'évoquer aussi l'homme bon et généreux qui vient se doubler d'un artiste au cœur délicat. Il fut un mécène généreux de ce musée d'Annonciade, à Saint-Tropez, musée d'art, musée de peinture et musée de sculpture qui lui doit sa vie même et dont il était le conservateur. Georges Grammont avait fait de ce temple un pôle attractif pour tous les artistes.

Le Gouvernement, en reconnaissance de toute son œuvre, l'avait fait Officier de la Légion d'honneur.

Après que de nombreuses voix se sont élevées pour dire ce que fut le disparu et ce que fut son œuvre, il est bon de saluer aussi le Dauphinois très attaché à sa petite Patrie qu'il eut l'occasion de servir si souvent à travers la plus grande.

# Changement de fréquence et amplification HF en FM et TV



## Généralités

Dans les récepteurs modernes prévus pour la FM ainsi que dans les téléviseurs, on utilise presque exclusivement des changeurs de fréquence à une seule grille. Ces montages répondent le mieux aux conditions suivantes, auxquelles doivent répondre les changeurs de fréquence pour ondes métriques :

1. Le gain de l'étage changeur de fréquence doit être maximum;
2. La réaction de l'oscillateur local sur l'entrée du récepteur doit être minimum;
3. Le niveau de bruit du changeur de fréquence doit être minimum.

## Particularités des changeurs de fréquence triodes

Lorsque la fréquence incidente est supérieure à 60-80 MHz, on utilise surtout des triodes, en tant que lampes changeuses de fréquence, car la résistance équivalente de bruit et la conductance d'entrée d'une triode sont nettement plus faibles que les grandeurs correspondantes d'une penthode. De plus, l'utilisation d'une double triode à cathodes séparées permet de réunir, en un seul tube, l'étage changeur de fréquence et l'étage amplificateur H.F., ce dernier travaillant le plus souvent en montage « grille à la masse ».

Il faut remarquer que pour les fréquences plus basses, de l'ordre de 45 à 60 MHz, l'utilisation des penthodes pour le changement de fréquence s'avère souvent plus rationnelle.

Les changeurs de fréquence à triode sont presque toujours réalisés suivant le principe d'un double pont, montage qui permet, lorsque sa mise au point est

soigneusement effectuée, d'améliorer très sensiblement les performances de l'étage. Le premier pont est calculé pour neutraliser le couplage direct entre le circuit d'entrée et celui de l'oscillateur local, ce qui est primordial d'une part pour affaiblir la transmission de l'oscillation locale vers l'antenne, et d'autre part pour éviter le phénomène d'entraînement, autrement dit pour améliorer la stabilité.

Le second pont doit neutraliser la contre-réaction en M.F. à travers la capacité anode-grille, toujours assez élevée dans une triode. Pour augmenter le gain en M.F. (c'est-à-dire le gain de conversion) les paramètres de ce pont sont choisis de façon que la réaction introduite compense, avec un léger excès, la contre-réaction due à la capacité anode grille.

## Changeur de fréquence à triode avec un pont inductif dans le circuit grille

Le schéma d'un tel montage est représenté dans la figure 1 et nous voyons que la disposition adoptée permet, éventuellement, l'accord des circuits à l'aide d'un condensateur variable à rotor à la masse (condensateurs  $C_3$  et  $C_{10}$ ).

Le circuit anodique de la première triode, fonctionnant en amplificateur H.F., comporte le circuit  $L_3 - C_{10}$  (la capacité  $C_{10}$ , qui doit être beaucoup plus grande que  $C_{12}$ , sert simplement de « protection »). A travers la capacité  $C_2$  la haute fréquence amplifiée est appliquée au point milieu de la bobine de réaction  $L_2$ , couplée inductivement avec le circuit accordé de l'oscillateur ( $L_1 - C_1$ ).

La tension, M.F., résultant de l'action simultanée sur la grille de la deuxième

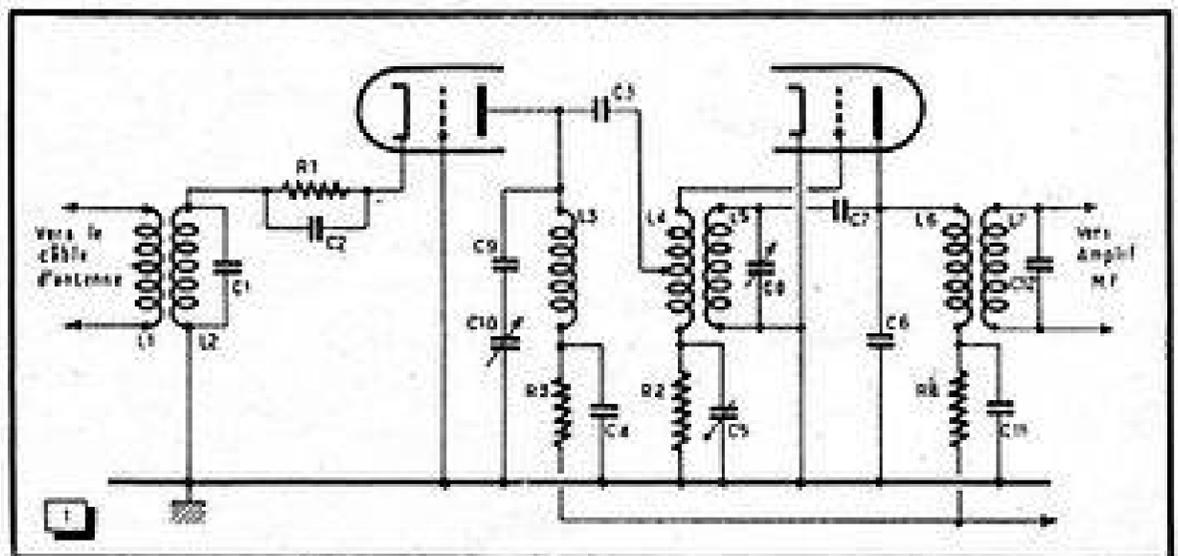


Fig. 1. — Amplification H.F. et changement de fréquence à triodes.

triode du signal et de l'oscillation locale, apparaît aux bornes du circuit composé de la bobine  $L_4$  et des capacités  $C_6$ ,  $C_7$  et  $C_8$  (l'action de  $C_{11}$  est négligeable, car la capacité de ce condensateur doit être beaucoup plus élevée que celle de  $C_4$ ). Le condensateur  $C_6$ , qui fait partie de la capacité totale du circuit M.F., sert également pour court-circuiter à la masse les harmoniques supérieures de l'oscillateur local. Cela contribue non seulement à réduire le rayonnement de ces harmoniques, mais aussi les empêche de pénétrer dans les autres circuits du récepteur.

Pour neutraliser le couplage direct entre les circuits d'entrée et ceux de l'oscillateur on met en œuvre le pont formé par les deux moitiés de l'inductance  $L_4$  et les capacités  $C_1$  et  $C_2$ , cette dernière capacité étant celle d'entrée (grille-cathode) de la triode changeuse de fréquence (fig. 2).

Étant donné que la résistance d'entrée  $r$  du tube changeur de fréquence et la résistance de fuite  $R_2$  sont beaucoup plus élevées que la réactance des bras correspondants, on peut négliger l'influence de ces deux paramètres sur l'équilibre du pont, qui est conditionné alors uniquement par l'identité des deux moitiés de  $L_4$  et par l'égalité

$$C_1 = C_2.$$

Le deuxième pont, destiné à compenser la réaction négative due à la capacité anode-grille,  $C_{ag}$ , de la deuxième triode, comporte les capacités  $C_{ag}$ ,  $C_3$ ,  $C_4$ ,  $C_5$  et  $C_7$  (fig. 3). Ce pont est en équilibre si les relations suivantes sont satisfaites

$$C_{ag} C_4 = C_3 (C_5 + C_7);$$

$$C_{11} \approx C_4.$$

Si l'on veut pousser un peu le gain de conversion, il faut, comme nous l'avons indiqué plus haut, déséquilibrer légèrement le pont de façon à favoriser la réaction positive, c'est-à-dire augmenter la tension correspondante, prélevée aux bornes de  $C_4$ , en diminuant la valeur de cette capacité. Il faut noter cependant qu'un excès dans ce sens peut rendre l'étage changeur de fréquence instable.

Le gain de l'étage amplificateur H.F. est donné par la relation suivante :

$$K_{HF} = (\mu + 1) \frac{R_a}{R_a + P_i} \frac{1}{1 + \frac{\omega^2 L_4 C_8}{2}}$$

Dans cette formule, le dernier facteur tient compte de la distribution de la tension H.F., prélevée sur le circuit  $L_3 - C_{10}$ , entre la moitié de l'inductance  $L_4$  et l'espace grille-cathode du tube changeur de fréquence. On suppose que la condition  $\omega L_4 C_8 \gg 1$

est réalisée, ce qui est pratiquement toujours le cas.

Par ailleurs, nous avons dans la même formule :

$C_1$ , capacité d'entrée du tube changeur de fréquence;

$\mu$ , coefficient d'amplification de la triode correspondante;

$R_i$ , résistance interne de la même lampe;

$R_a$ , résistance équivalente de charge de la lampe amplificatrice H.F., donnée par la relation

$$R_a = \frac{Z_R}{R + R}$$

Pour cette dernière relation nous avons :

$Z$ , impédance à la résonance du circuit, égale à  $\rho Q$ ,  $\rho$  étant la résistance équivalente du circuit d'entrée et  $Q$  son coefficient de surtension;

$R$ , résistance d'entrée du changeur de fréquence rapportée au circuit d'anode, c'est-à-dire

$$R = r \left( \frac{1}{(\omega C_1)^2} + (0,5 \omega^2 L_4 C_1 - 1)^2 \right)$$

$r$ , étant, rappelons-le, la résistance d'entrée du tube considéré. Le calcul de  $R$  se fait en partant du schéma de la figure 2 et en supposant, comme plus haut, que  $\omega C_1 \gg 1$ .

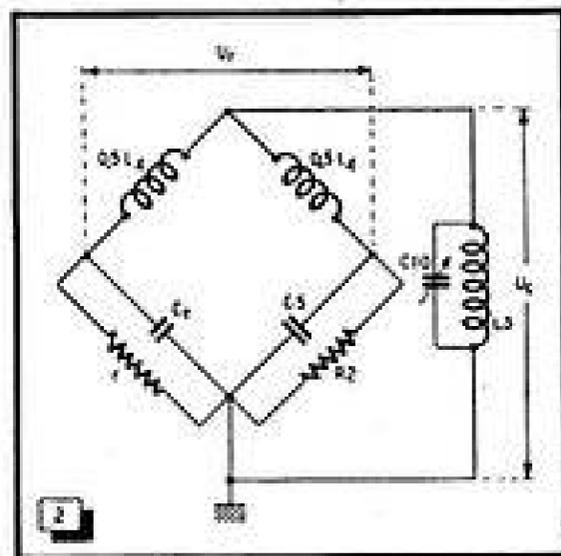


Fig. 2. — Montage en pont équivalent pour la neutralisation.

Le coefficient de surtension effectif,  $Q_e$ , permettant de déterminer la sélectivité de l'étage amplificateur H.F., est

$$Q_e = \frac{QR}{R + Z}$$

Le gain de l'étage changeur de fréquence, dans les conditions d'équilibre du pont de la figure 3, est donné par la relation

$$K_c = S_c \sqrt{\frac{Z_1 R_{ic}}{Z_1 + R_{ic}} \cdot \frac{Z_2 R_a}{Z_2 + R_a} \cdot \frac{k}{1 + k^2}}$$

où nous avons :

$S_c$  est la pente de conversion, égale à 0,25 S,  $S$  étant la pente statique maximum de la lampe;

$R_{ic}$  est la résistance interne de la triode changeuse de fréquence;

$Z_1$  est l'impédance à la résonance du circuit  $L_4$ ;

$Z_2$  est l'impédance à la résonance du circuit  $L_7 - C_{11}$  (premier circuit grille de l'amplificateur M.F.)

$R_a$  est la résistance d'entrée de la première lampe amplificatrice M.F.;

$k$  est le coefficient de couplage.

La formule ci-dessus tient compte de l'effet shunt de la résistance interne de la triode changeuse de fréquence et de la résistance d'entrée de l'amplificateur M.F., ces deux résistances pouvant être, très souvent du même ordre de grandeur que les impédances à la résonance des circuits  $L_4$  et  $L_7 - C_{11}$  du transformateur M.F.

## Résultats

Il a été procédé à la vérification expérimentale des résultats du calcul portant sur un montage conforme au schéma de la figure 1, fonctionnant dans la gamme 66—73 MHz et utilisant une double triode dont les caractéristiques statiques se rapprochaient de celles de la 6BQ7-A ( $\mu = 40$ ;  $S = 5 \text{ mA/V}$ ;  $R_i = 8\,000 \text{ ohms}$ ). Les résultats ont donné les chiffres suivants (à 70 MHz) :

	Calculé	Mesuré
$K_{HF}$ ...	14,4 (23,2 dB)	12 (21,6 dB)
$K_c$ ...	10,5 (20,4 dB)	9,5 (19,6 dB)
Gain total mesuré : 114 (41,2 dB).		

Une certaine divergence entre les résultats théoriques et réels s'explique par les difficultés d'appréciation exacte des différentes capacités parasites et par l'impossibilité d'arriver à un équilibre idéal des deux ponts.

### Calcul pratique

Voici quelques relations numériques entre les différents éléments d'un schéma conforme à la figure 4, analogue, à quelques variantes près, au schéma de la figure 1.

**Calcul du circuit d'entrée.** — On commence par déterminer la capacité totale  $C_{11}$  qui se trouve en parallèle sur le circuit  $L_2$  et qui se compose de :

$C_e$ , capacité d'entrée de la triode correspondante;

$C_6$ , capacité répartie de la bobine  $L_2$ ;

$C_c$ , capacité de câblage (connexions, support etc.);

$C_1$ , capacité matérielle en parallèle sur  $C_1$ .

L'ordre de grandeur des capacités  $C_6$  et  $C_c$  est le suivant :

$$C_6 = 1 \text{ à } 2,5 \text{ pF};$$

$$C_c = 2 \text{ à } 4 \text{ pF}.$$

Nous pouvons alors calculer la self-induction de la bobine  $L_2$ . Ce calcul sera basé sur une certaine fréquence fixe  $f$  (milieu du canal TV à recevoir, par exemple) ou sur la fréquence minimum  $f_1$  de la bande FM à couvrir. La relation correspondante est

$$L_2 = \frac{159}{f^2 C_{11}}$$

où  $L_2$  est en  $\mu\text{H}$ ;  $f$  en MHz;  $C_{11}$  en pF.

La self-induction de la bobine primaire  $L_1$  sera donnée par la relation approximative suivante

$$L_1 = \frac{Z_1}{3 \omega}$$

où  $Z_1$  est l'impédance caractéristique du câble d'antenne (en ohms);  $\omega = 2 \pi f$ , avec  $f$  en MHz;  $L_1$  en  $\mu\text{H}$ . Pratiquement, pour des valeurs de  $Z_1$  comprises entre 300 et 75 ohms, on aboutit à des valeurs de  $L_1$  de l'ordre de 0,04 à 0,1  $\mu\text{H}$  (pour  $f = 100 \text{ MHz}$ ), c'est-à-dire des bobines de 1 à 3 spires, suivant le diamètre.

Le coefficient de couplage  $k_1$  entre les bobines  $L_1$  et  $L_2$  doit être

$$k_1 = 0,58 \sqrt{Z_1 S}$$

où  $S$  est la pente de la triode d'entrée (en A/V).

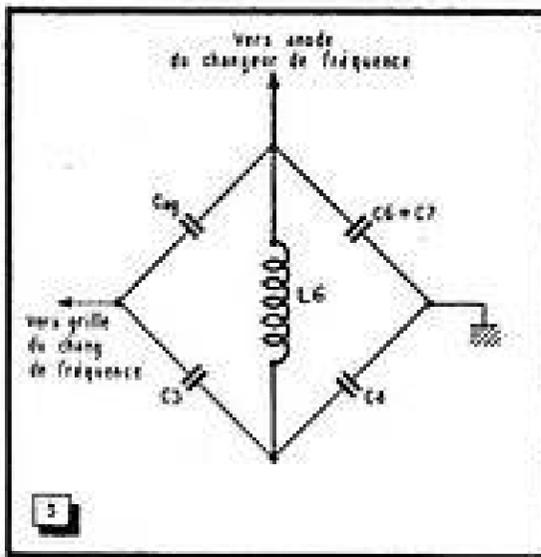


Fig. 3. — Ce pont est destiné à compenser la contre-réaction négative due à la capacité anode-grille.

On peut également calculer le nombre de spires  $n_1$  de  $L_1$ , en partant du nombre de spires  $n_2$  de  $L_2$ , par la relation suivante

$$\frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{R_e}{Z_1}}$$

où  $R_e$  est la résistance d'entrée de la lampe, dont l'ordre de grandeur se situe entre 200 et 300 ohms (grille à la masse).

Le coefficient de transmission  $K_1$  du circuit d'entrée est,

$$K_1 = 0,5 \sqrt{\frac{3}{Z_1 S}}$$

c'est-à-dire compris entre 0,6 et 1,3 environ suivant les valeurs de  $Z_1$  et de  $S$ .

L'emplacement de la prise de masse sur le bobinage d'entrée  $L_2$  peut varier suivant la lampe utilisée et suivant le montage adopté (grille à la masse ou cathode à la masse). En d'autres termes cette prise sera placée du côté de l'électrode qui est prévue « à la masse », à une distance variant entre une demi-spire et 2 spires. L'existence d'une prise sur  $L_2$  (au lieu de mettre directement à la masse la grille, par exemple) permet d'améliorer le gain

de l'étage H.F. dans des proportions assez sensibles. C'est ainsi qu'avec un tube ECC85 et la prise située à 0,5 spire côté grille on trouve un gain de 13, tandis qu'avec la grille réunie à la masse ce gain n'est que de 9. A remarquer également qu'une prise « excessive » peut provoquer l'accrochage.

**Calcul de l'étage amplificateur H.F.** — La capacité totale,  $C_{T2}$ , en parallèle sur le circuit d'anode  $L_2$ , se compose d'éléments suivants :

$C_{ag}$ , capacité anode-grille de la triode H.F.;

$C_e$ , capacité d'entrée de la triode H.F.;

$C_a$ , capacité répartie de la bobine  $L_2$ ;

$C_c$ , capacité de câblage;

$C_m$ , capacité matérielle en parallèle sur  $L_2$ .

L'expression de la capacité totale est

$$C_{T2} = \frac{C_{ag} + 1,5 C_e}{C_{ag} + 1,5 C_e} + 0,5 C_a + C_c + C_m$$

Pour déterminer la self-induction de l'enroulement de couplage  $L_c$  (prise sur la bobine  $L_2$ ) on se servira de la relation

$$L_c = L_2 \sqrt{\frac{R_e}{R_i}}$$

où  $R_e$  est la résistance d'entrée de la triode changeuse de fréquence, et  $R_i$  la résistance interne de la même triode.

Dans le cas présent, la lampe attaquée n'est pas montée avec grille à la masse et sa résistance d'entrée est donc relativement élevée (p. ex. 60000 ohms à 100 MHz pour une ECC85). Il en résulte que la racine carrée du rapport  $R_e/R_i$  est généralement peu inférieure à 1 (0,7 à 0,8), de sorte que la prise devra être disposée dans la moitié « supérieure » du bobinage.

La gain maximum possible  $K_2$  de l'étage H.F. est donné par la relation

$$K_2 = 0,5 \mu \sqrt{\frac{R_e}{R_i}}$$

où  $\mu$  est le coefficient d'amplification de la lampe.

La self-induction de la bobine  $L_2$ , compte tenu de la capacité totale à ses bornes ( $C_{T2}$ ), se calcule exactement de la même façon que pour  $L_1$ .

**Calcul de l'oscillateur.** — Le circuit accordé de l'oscillateur ( $L_3$ ) se trouve shunté par une capacité totale  $C_{T3}$  se composant de :

$C_s$ , capacité de sortie de la triode changeuse de fréquence;

$C_1$ , capacité qui se trouve en série avec  $C_s$ ;

$C_0$ , capacité répartie de la bobine  $L_3$ ;

$C_c$ , capacité de câblage;

$C_m$ , capacité matérielle en parallèle sur  $L_3$ . S'il s'agit d'une capacité variable on prend sa valeur maximum.

L'expression de  $C_{T3}$  s'écrit donc

$$C_{T3} = \frac{C_s C_1}{C_s + C_1} + C_0 + C_c + C_m$$

La self-induction du bobinage  $L_3$  se calcule comme celle des bobines  $L_1$  et  $L_2$  à cette différence près que la fréquence devient  $f + f_0$  ou  $f - f_0$ , suivant le battement utilisé,  $f_0$  étant la valeur de la M.F. S'il s'agit d'un ensemble couvrant une certaine bande (récepteur FM), on remplacera  $f$  par  $f_0$ , c'est-à-dire par la fréquence limite inférieure de la bande.

La relation entre la self-induction de  $L_3$  et celle de la bobine d'entretien  $L_2$  est, approximativement,

$$L_3 = 0,5 L_2$$

Dans la pratique les bobines  $L_3$  et  $L_2$  sont disposées « bout à bout », sur un même support, à 4—8 mm l'une de l'autre. Le rapport des « selfs » ( $L_3/L_2 = 2$ ) fait prévoir un rapport de spires de 1,42 environ. En d'autres termes,  $L_3$  a un peu moins de spires que  $L_2$ .

La valeur de la capacité de couplage  $C_4$  doit représenter 20 à 40 fois celle de la capacité d'entrée de la triode changeuse de fréquence. Donc, 50 à 100 pF dans la pratique.

Le condensateur d'équilibre (ajustable de préférence)  $C_7$  doit être théoriquement égal à  $C_e$ . On prendra donc un ajustable céramique de 7 pF de capacité maximum. La résistance  $R_1$  sera de quelque 100 000 ohms environ.

Enfin, la capacité du condensateur  $C_5$ , dont dépend la réaction positive en M.F., sera donnée par la relation

$$C_5 = \frac{C_4 C_a}{C_{ag}}$$

Par exemple, si  $C_4 = 22$  pF et  $C_a = 100$  pF, la valeur de  $C_5$  sera, pour  $C_{ag} = 1,5$  pF,

$$C_5 = \frac{2 \cdot 200}{1,5} = 1 \cdot 500 \text{ pF}$$

La capacité de  $C_5$  sera 10 fois plus élevée que celle de  $C_3$ , tandis que la résistance  $R_2$  sera de 1000 ohms environ.

Nous pensons que ces quelques indications sont suffisantes pour aider à construire et à mettre au point un montage réalisé suivant les schémas 1 ou 4 et utilisant une double triode quelconque.

R. LAPIE

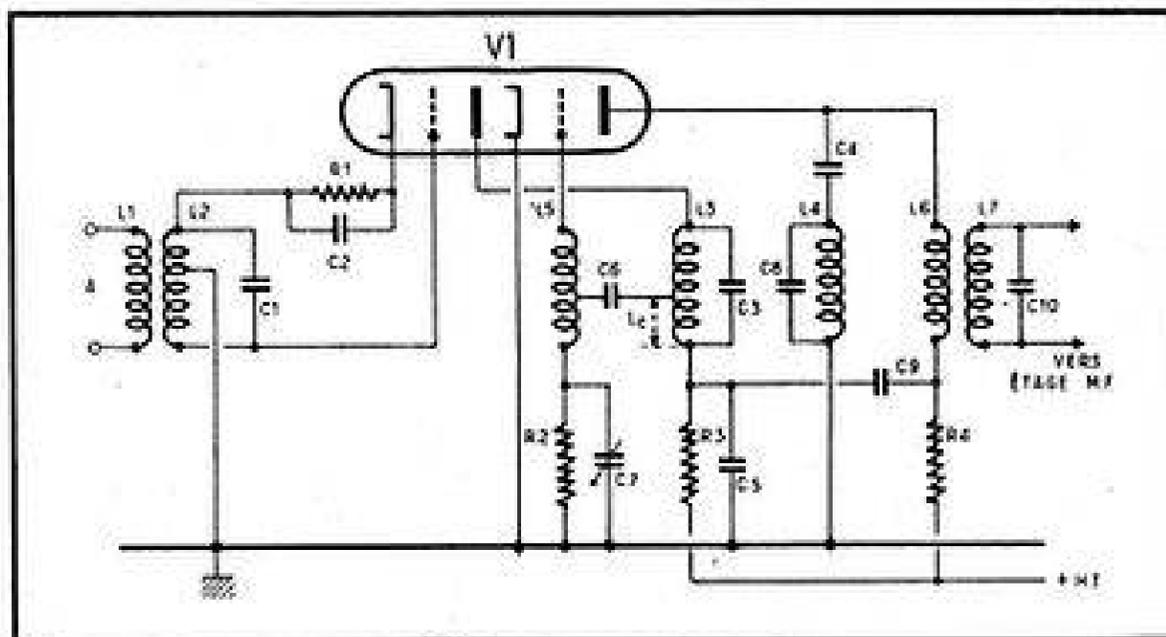


Fig. 4. — Montage expérimental à double triode servant au calcul des éléments.

Messieurs,

J'ai réalisé la mire décrite page 177 du n° 55 de TELEVISION, et j'en tire satisfaction totale après avoir toutefois corrigé les deux erreurs du schéma,

a. Germanium mélangeur 0.150 monté à l'envers;

b. Branchement incorrect de l'inverseur de polarité S2;

Le schéma normal de cette partie de la mire est celui de la figure 1.

A titre documentaire, il m'a fallu encore supprimer la résistance de 40 k $\Omega$  entre masse et enroulement plaque du transformateur blocking, pour obtenir un top de synchronisation lignes atteignant le cut-off du tube EF80-3, et mettre 22 pF entre cet enroulement et la grille de l'ECC82-4 pour obtenir une synchronisation rigoureuse des barres de modulation verticales.

J'ajoute qu'il est dommage que l'amplitude du signal de blanking soit déterminée d'une façon fixe par le rapport des résistances de 50 k $\Omega$  et 10 k $\Omega$  sur l'anode de l'ECC82-1, alors qu'en supprimant la résistance de 1 M $\Omega$  entre la grille d'arrêt de l'EF80-2 et la masse, et en reliant cette grille au curseur d'un potentiomètre ajustable de 1 M $\Omega$ , placé entre masse et la capacité de 0,1  $\mu$ F, on peut doser à sa juste valeur l'amplitude du blanking dont la forme se trouve, en outre, améliorée par cette intervention. J'ai baptisé P9 ce nouveau potentiomètre et supprimé évidemment la résistance de 10 k $\Omega$  entre anode de l'ECC81-2 et la masse.

Enfin, pour relever sur l'écran de l'oscilloscope des tracés se rapprochant de ceux des lignes 4 et 5, la réponse de l'amplificateur vertical de cet oscilloscope doit être plate depuis les fréquences les plus basses (créneaux à 50 Hz) jusqu'à celles les plus élevées (créneaux à plus de 120.000 Hz correspondant à 6 barres verticales en 819 lignes).

Il y a d'ailleurs un moyen très simple de vérification, et, éventuellement, un remède au moins... provisoire, à y apporter.

L'amplitude maximum que les signaux d'image peuvent atteindre se situe entre le courant anodique de repos du tube EF80-2 en l'absence de signaux, et l'annulation de ce courant par l'arrivée sur les grilles du tube de signaux négatifs d'amplitude atteignant ou dépassant le cut-off.

## Nos lecteurs écrivent

# A PROPOS DE LA MIRE ÉLECTRONIQUE

Il en est exactement de même pour les signaux de lignes, sur le tube EF80-3.

L'amplitude des tensions appliquées sur les deux grilles de la mélangeuse finale ECC82-5, varie donc en ce cas entre la pleine haute-tension de 170 volts (pour l'annulation du courant plaque des tubes EF80-2 et EF80-3) et la valeur de la tension anodique de ces tubes en l'absence de signaux.

Si la haute tension est différente de 170 V, on agit sur la résistance de filtrage qui, dans mon cas, mesure 3 000 ohms.

Restera à vérifier que la tension plaque des tubes EF80-2 et 3, est bien la même au repos, en choisissant d'abord pour ces tubes, des résistances écran et plaques de même valeur, en branchant ensuite un voltmètre continu entre ces deux plaques, puis en supprimant l'arrivée des signaux en mettant côté masse les curseurs des potentiomètres P<sub>2</sub>, P<sub>4</sub> et P<sub>5</sub> après avoir débranché la capacité de 1 000 pF de la grille de l'EF80-2 et la capacité de 5 000 pF de la grille d'arrêt de l'EF80-3.

On essaie toutes les EF80 dont on dispose pour obtenir la déviation minimum du voltmètre, qu'on peut finalement réduire à zéro en agissant sur l'une ou l'autre des résistances d'écran.

Après avoir enlevé le voltmètre, et rétabli l'arrivée des capacités sur les tubes EF80-2 et 3, on tourne à fond les potentiomètres P<sub>2</sub>, P<sub>4</sub> et P<sub>5</sub> de façon à ce que tous les signaux annulent le courant anodique de ces tubes.

Tous les signaux doivent maintenant, par définition, reposer sur une même ligne sur l'écran de l'oscilloscope si celui-ci est correct.

Sinon, on attaque la grille du premier tube de l'amplificateur vertical par un atténuateur compensé suivant figure 2, et en réglant l'ajustable de cet atténuateur

pour favoriser les fréquences élevées, on obtient rapidement satisfaction.

On peut ensuite, se servir utilement de l'oscilloscope ainsi « chargé » pour réduire d'un quart l'amplitude du blanking par P<sub>9</sub>, des barres horizontales par P<sub>2</sub>, et des barres verticales par P<sub>4</sub>.

A signaler encore que, pour obtenir la même tension de sortie pour S2 sur + ou -, il faut agir avec précaution sur la valeur de la résistance de 1 000 ohms entre haute-tension et plaques de l'ECC82-5.

Enfin, pour ceux que la bande I de Télévision n'intéresse pas, et qui préfèrent la remplacer par deux gammes couvrant 25 à 43 MHz pour le réglage des M.F., je joins les caractéristiques des bobines que j'ai réalisées à cet effet, après avoir porté à trois les tubes EC92 montés sur le petit châssis H.F. qui n'a subi aucune modification d'encombrement.

Le contacteur S3 est évidemment à 3 positions et permet de mettre en service :

- Un premier tube EC92 monté en oscillateur avec L<sub>1</sub> accordée par une première cage du CV Gelson type 2783 (gamme 25 à 33 MHz);
- Un deuxième tube EC92 en ECO avec L<sub>2</sub> accordée par une deuxième cage du CV (gamme 33 à 43 MHz);
- Un troisième tube EC92 en COLPITTS avec L<sub>3</sub> accordée par les troisième et quatrième cages du CV (gamme 160 à 220 MHz).

L<sub>1</sub> et L<sub>2</sub> sont réalisées sur mandrins lapa de 8 mm avec noyaux et spires espacées d'un diamètre de fil et collées au vernis H.F., L<sub>3</sub> est bobinée en l'air sur un diamètre intérieur de 8 mm avec spires espacées d'un diamètre de fil.

L<sub>1</sub> = 20 tours fil émail 3 à 4/10 avec prise à 5 tours de la masse.

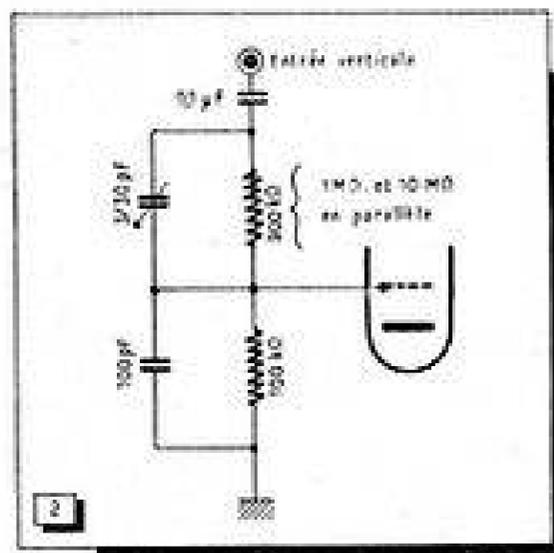
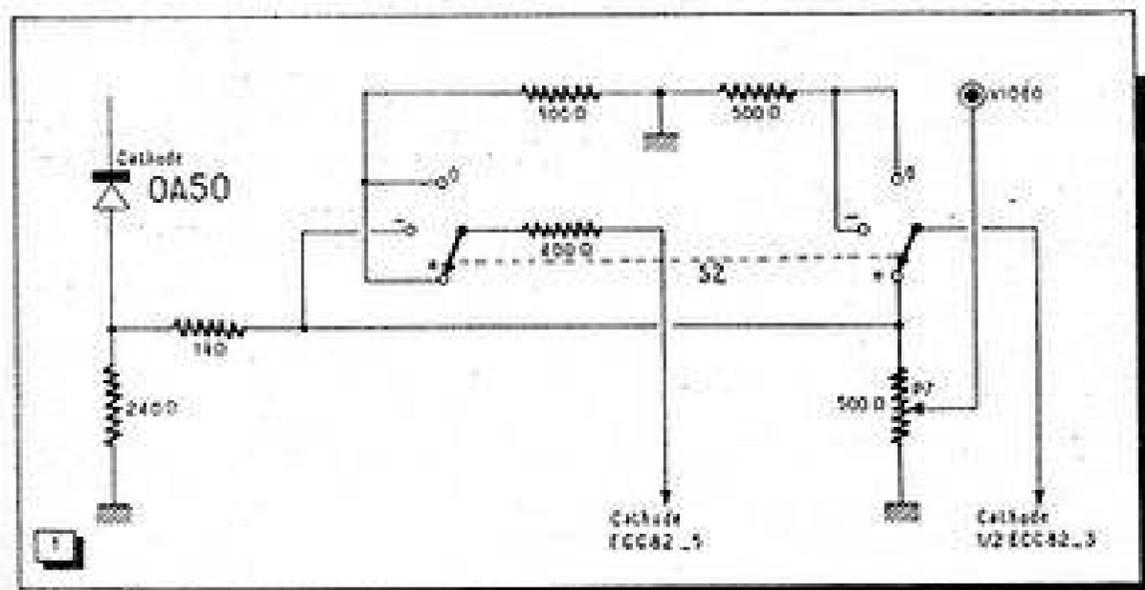
L<sub>2</sub> = 16 tours fil émail 5/10 avec prise à 4 tours de la masse.

L<sub>3</sub> = 4 tours fil argenté 8/10 avec prise à 2 tours 1/2 du côté grille.

Dans l'espoir que cette... littérature pourra être de quelque secours pour les réalisateurs de cette mire qui vous a déjà valu un copieux courrier, je vous prie d'agréer Messieurs, etc.

M. LOYER

Bethencourt-sur-Mer  
(Somme)

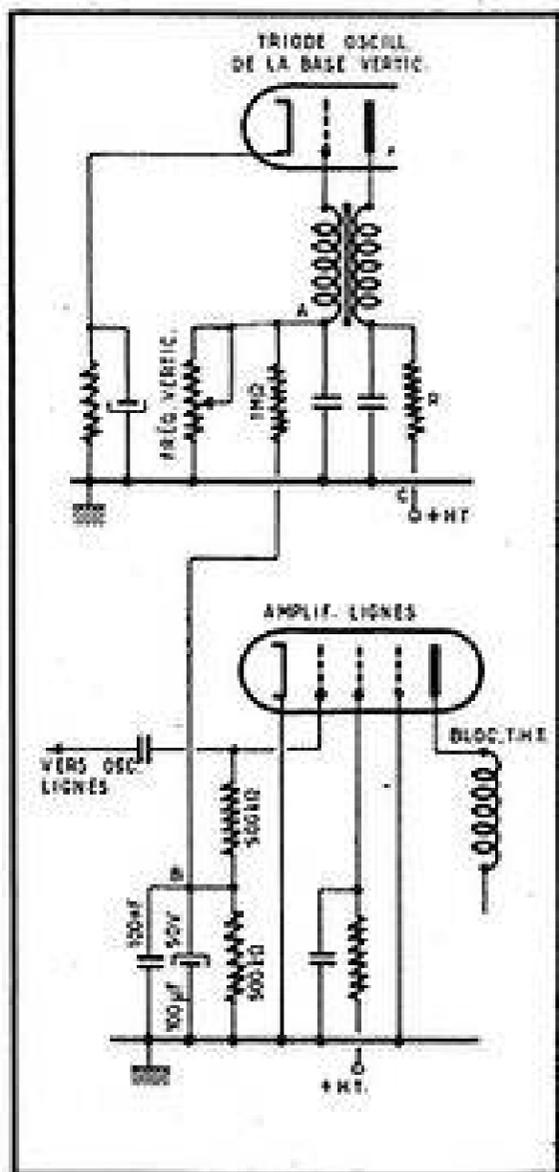
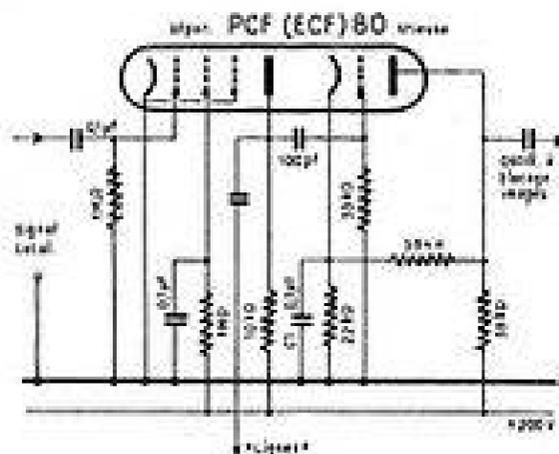


# Notes de laboratoire

## SÉPARATRICE ET TRIEUSE COMBINÉES

L'apparition de la nouvelle lampe triode-penthode de la série Noval, PCF80 en tous courants ou ECF80 en alternatif, permet des combinaisons intéressantes. La partie penthode est sensiblement l'équivalent d'une EF80, aussi peut-on l'utiliser comme une excellente séparatrice de signaux de synchronisation. Par ailleurs, la partie triode peut être utilisée au tri des tops d'images par différentiation du front arrière selon les procédés classiques. Cette façon d'utiliser la lampe est représentée dans le schéma que nous publions. Le Bulletin de La Radiotechnique duquel ce schéma est extrait signale que, pour fonctionner en séparatrice convenable, la penthode doit travailler avec une faible tension de grille écran et une forte résistance de charge dans l'anode. Le fonctionnement optimum en séparateur est obtenu pour une tension de grille écran de 40 V.

Le montage indiqué surclasse de très loin celui qu'on avait l'habitude d'utiliser avec la ECL80. L'amplitude des tops de synchronisation recueillis sur l'anode de la penthode est à peu près constante et indépendante des variations du signal vidéo appliqué à la grille. Par exemple, pour une variation de la vidéo de 8% à 100%, la tension de crête, des tops de synchronisation ne varie que de 93 à 100%, soit pratiquement treize fois moins. On notera que la partie triode est montée à l'aide d'un diviseur de tension à trois résistances, inclus entre haute tension et masse, et qui alimente la plaque et la cathode. Du côté de la plaque, on réduit ainsi la tension d'anode et on diminue le recul de grille. Par dessus le marché, en polarisant la cathode de la triode à une valeur constante, et indépendante du niveau du signal appliqué à la grille, on obtient un tri extrêmement efficace qu'il n'est pas besoin d'ajuster à l'aide d'un potentiomètre. La valeur de la constante de temps introduite dans la grille de la triode est un peu plus faible que celle couramment rencontrée, puisqu'elle est seulement de 3,3  $\mu$ s. On évite ainsi le doublage de l'impulsion qui peut quelquefois conduire à un mauvais entrelaçage. Simple à monter et d'une utilisation très souple, ce schéma a donné entière satisfaction.



## PROTECTION DE L'AMPLIFICATRICE LIGNES

Une panne fréquente des téléviseurs est l'arrêt de l'oscillatrice lignes, soit par défaut de la lampe, soit par coupure du blocking quand ce montage est employé. A moins d'arrêt immédiat du téléviseur, cas rare, car les téléspectateurs attendent la fin de la panne (par habitude!) la lampe amplificatrice lignes rougit, sa grille n'étant plus négative, et est généralement hors d'usage après ce traitement.

Une résistance de polarisation insérée dans la cathode diminue la largeur d'image et ne peut convenir qu'à un montage prévu pour son emploi.

La modification indiquée sur le schéma n'a pas cet inconvénient, protège la lampe et est peu onéreuse, puisqu'elle ne nécessite que deux condensateurs et trois résistances.

Il a été figuré l'oscillatrice verticale par blocking et l'amplificatrice lignes suivant le procédé classique actuel.

La résistance de grille de l'amplificatrice qui, suivant les schémas, va de 300 k $\Omega$  à 3,3 M $\Omega$  a été remplacée par deux résistances en service de 500 k $\Omega$  (les modifications sont figurées en pointillé).

Le point de fonction B (négatif) est fortement découplé par 100 nF et 100  $\mu$ F-50 volts type polarisation. Ce dernier condensateur doit être sélectionné pour présenter sous 20 volts continus une résistance égale, ou, mieux, supérieure à 1 M $\Omega$ . Le joint de jonction est ensuite réuni par une résistance de 1 M $\Omega$  à la sortie de l'enroulement grille du transformateur de blocking images, point A, la résistance étant soudée aussi près que possible de cette sortie.

La tension négative au point A, produite par l'oscillateur de base verticale, est assez importante.

Une fraction de cette tension négative se retrouve au point B et polarise la grille de l'amplificatrice lignes en cas d'arrêt de l'oscillateur lignes, cette polarisation étant suffisante pour éviter la détérioration de la lampe.

Cette modification ne perturbe pas le fonctionnement des bases de temps, une légère retouche de la fréquence verticale est seule nécessaire.

Sur certains montages, l'oscillateur de base verticale est alimenté par la H.T. récupérée, au point C. Une modification est alors nécessaire car cette H.T. disparaît avec l'arrêt de l'oscillateur lignes.

Dans ce cas, la résistance R est généralement de 470 k $\Omega$ . Elle doit être supprimée et remplacée par une résistance de 100 à 200 k $\Omega$  reliée au + H.T. général (valeur à essayer). Cette modification est à effectuer avant celle du report de tension négative pour s'assurer qu'il est possible, après retouche des circuits de correction (essais à faire sur mire).

R. PASQUES  
Bures sur Yvette  
(Seine et Oise)



### GÉNÉRATEUR DE BRUIT

K. G. Klickfeld, Funk-Technik,  
Berlin, novembre 1955.

La mesure de la sensibilité d'un récepteur est généralement considérée comme une chose très délicate. En effet, on utilise un générateur étalonné dont l'étage oscillateur est capable de produire quelques watts et on s'efforce, à grand renfort de blindages multiples, de découplages et d'atténuateurs, de laisser échapper seulement une fraction minime de cette puissance qu'on baptise ensuite « 1  $\mu$ V ». Même en admettant que cela soit possible, il n'en reste pas moins vrai qu'un technicien habile peut tirer un excellent rapport signal/bruit d'un récepteur médiocre en jouant sur la fréquence et la profondeur de modulation, sur la courbure de la caractéristique de détection du récepteur, etc. Mais admettons encore qu'un cahier de charges puisse être rédigé de telle façon qu'il ne soit plus possible de tricher; il reste toujours vrai que l'indication d'une sensibilité de tant avec un rapport signal/bruit de tant n'est utilisable que pour la comparaison de deux récepteurs d'un même type, mais ne permet pas de mettre en évidence les performances absolues d'un appareil.

Or, rien n'est plus facile à trouver et à mesurer qu'un tel critère absolu. Il suffit

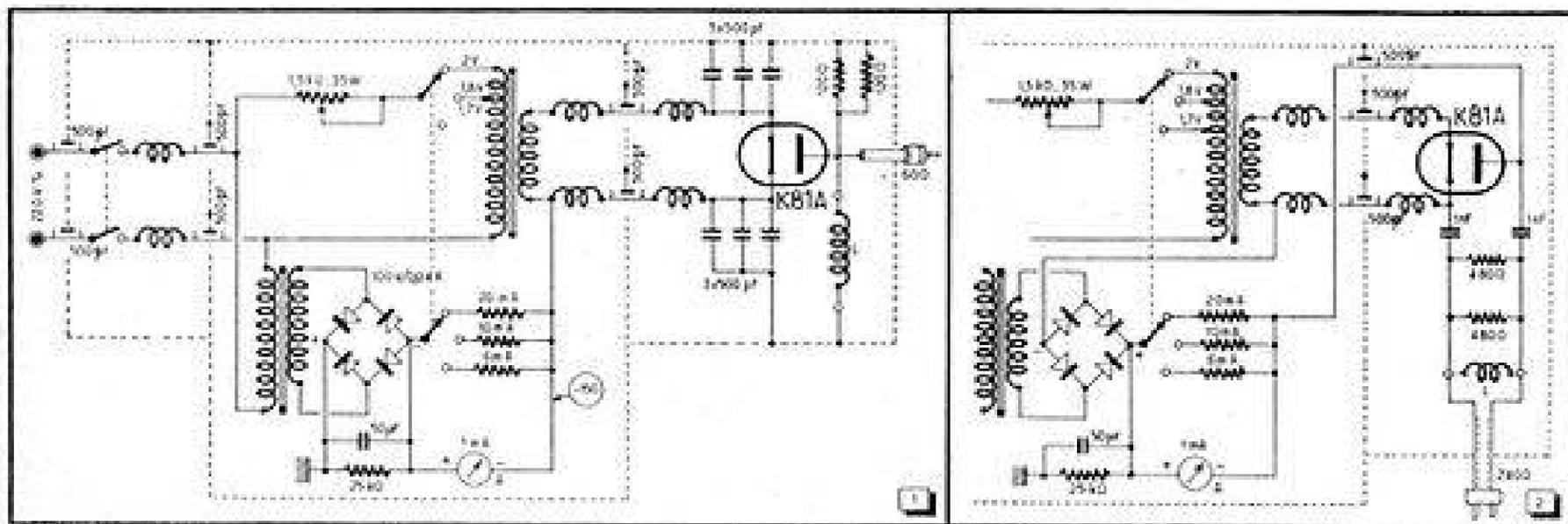
d'indiquer combien de fois le récepteur examiné souffle plus qu'un récepteur idéal, possédant comme seule source de bruit l'impédance de son antenne. Pour la mesure, on se contente d'appliquer, à l'entrée du récepteur, un bruit H.F. dont on connaît l'intensité. En absence de signal, on mesure le bruit propre du récepteur à sa sortie. Ce bruit se trouve augmenté par celui qu'on applique à l'entrée; et il sera facile de déduire, de cette augmentation, le facteur de bruit du récepteur. Une étude technique de la mesure du bruit a été publiée dans le numéro 45 de TELEVISION (p. 196 et 197). Nous nous contenterons ici de prélever de l'article cité quelques indications pratiques concernant la réalisation d'un générateur de bruit.

Ce générateur étant alimenté sur le secteur, il est important que les perturbations éventuellement véhiculées par celui-ci ne soient pas transmises à l'entrée du récepteur. Les diverses parties de l'appareil ont été logées en trois compartiments blindés; le filtre d'alimentation occupe le premier (fig. 1). L'entrée et la sortie se font par deux paires de condensateurs de passage, la self-induction des bobines d'arrêt est à choisir suivant la gamme de fréquences sur laquelle on désire travailler (jusqu'à 450 MHz). On peut aussi bien les remplacer par des lignes quart d'onde.

Le deuxième compartiment contient les transformateurs alimentant la diode de bruit.

Son courant de chauffage (alternatif brut) est réglable par un commutateur sur le primaire du transformateur correspondant; un rhéostat de 1 500  $\Omega$  sert de vernier. Un galvanomètre permet la mesure du courant de plaque de la diode, qui est proportionnel à la tension de bruit délivrée par le générateur. L'alimentation filament de la diode se fait par des bobines d'arrêt quart d'onde. Le tube se trouve dans un troisième compartiment qu'on peut éventuellement réaliser sous forme d'un probe. Le découplage de son filament est effectué par plusieurs condensateurs connectés en parallèle; par cet artifice on obtient une diminution sensible de leur self-induction parasite. Pour des raisons analogues, deux résistances connectées en parallèle ont été utilisées pour la charge du tube. Avec la disposition indiquée en figure 1, on obtient une sortie asymétrique sur 15  $\Omega$ ; un montage symétrique pour une impédance de sortie de 300  $\Omega$  est indiqué figure 2.

Pour compenser les capacités et self-inductions parasites, on doit prévoir une bobine L, accordé sur la même fréquence que le récepteur examiné. Un grid-dip est très commode pour le réglage de cette bobine. Pour la bande III T.V., elle doit comporter 5 spires en fil 10/10; son diamètre intérieur sera de 10 mm, sa longueur de 12 mm environ.



Pour mesurer le facteur de bruit d'un récepteur, on branche d'abord le générateur de bruit sans l'alimenter; et on mesure, à la sortie du récepteur, la tension engendrée par son bruit propre. Puis, on alimente la diode de bruit et on règle son courant de chauffage de façon qu'elle engendre un bruit tel que la tension relevée à la sortie du récepteur augmente 1,4 fois. On lit le courant de plaque de la diode et on calcule le facteur de bruit par

$$F = 20 I_p R_c$$

où  $I_p$  est le courant de plaque de la diode et  $R_c$  sa résistance de charge.

★

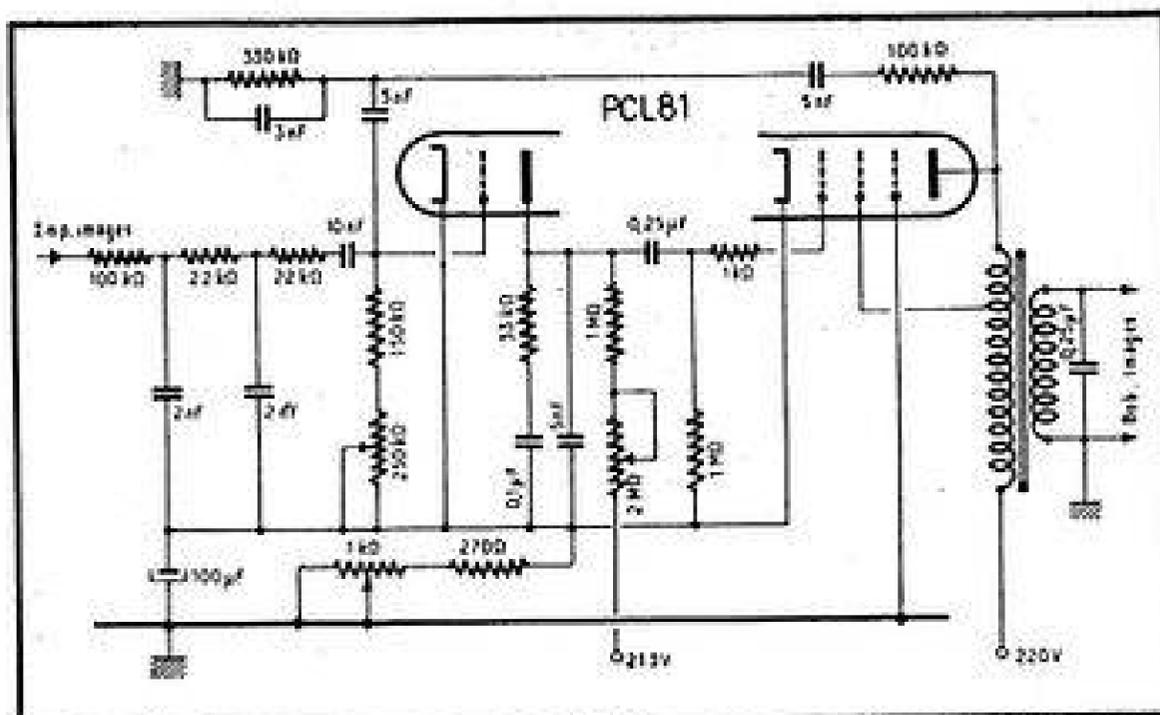
### SYNCHRONISATION A VOLANT

Funk-Technik, Berlin, octobre 1955

Un montage de synchronisation particulièrement simple est utilisé dans un nouveau téléviseur de la marque Imperial. Un discriminateur à diodes, dont le schéma est reproduit ci-contre, reçoit et les impulsions de synchronisation et la tension en dents de scie issue du transformateur de lignes.

Quand ces deux signaux sont de même fréquence, la composante continue est nulle à la sortie du discriminateur. Une tension négative ou positive apparaît, quand l'une de ces fréquences est plus élevée ou plus basse que l'autre. Elle est filtrée par un circuit R-C et appliquée à la grille d'une oscillatrice L-C du type ECO, travaillant sur la fréquence lignes. La tension de commande continue permet de varier la fréquence de cet oscillateur en faisant travailler son tube dans des régions de pente différente. La synchronisation peut ainsi être obtenue sur une plage de  $\pm 400$  Hz. Un potentiomètre de  $1\text{ M}\Omega$  permet de choisir, au départ, une polarisation moyenne.

L'oscillateur travaillant avec une résistance de charge assez élevée, on obtient des impulsions brèves sur sa plaque. Ces impulsions peuvent être utilisées directement pour la commande de la lampe de puissance horizontale.



### GÉNÉRATEUR DE BALAYAGE IMAGES SIMPLE

Radio Mentor, Berlin, octobre 1955

Quand on désire abaisser le prix de revient d'un téléviseur, la suppression du transformateur de blocking peut permettre une économie sensible. Le schéma ci-contre, appliqué dans un récent modèle Nora, montre que le générateur bloqué habituel peut être remplacé par un multivibrateur dont un étage attaque directement le transformateur images.

La synchronisation se fait par l'impulsion images qui est soumise à un circuit intégrateur triple. La fréquence est ajustée par le potentiomètre de  $0,25\text{ M}\Omega$  dans le circuit de grille de la triode; la hauteur de l'image se règle par le potentiomètre de  $2\text{ M}\Omega$  dans le circuit de plaque; la correction de linéarité se fait par un potentiomètre de  $1\text{ k}\Omega$  dans la cathode commune des deux tubes. Le circuit R-C entre plaque et cathode de la triode, ainsi que les éléments insérés dans

le circuit de réaction, permettent d'obtenir la forme d'onde désirée.

Sur l'enroulement secondaire du transformateur de sortie, une tension est prélevée par un circuit non représenté, et appliquée, avec une impulsion provenant du transformateur lignes, au wehnelt du tube. On obtient ainsi une extinction du spot pendant le retour.

★

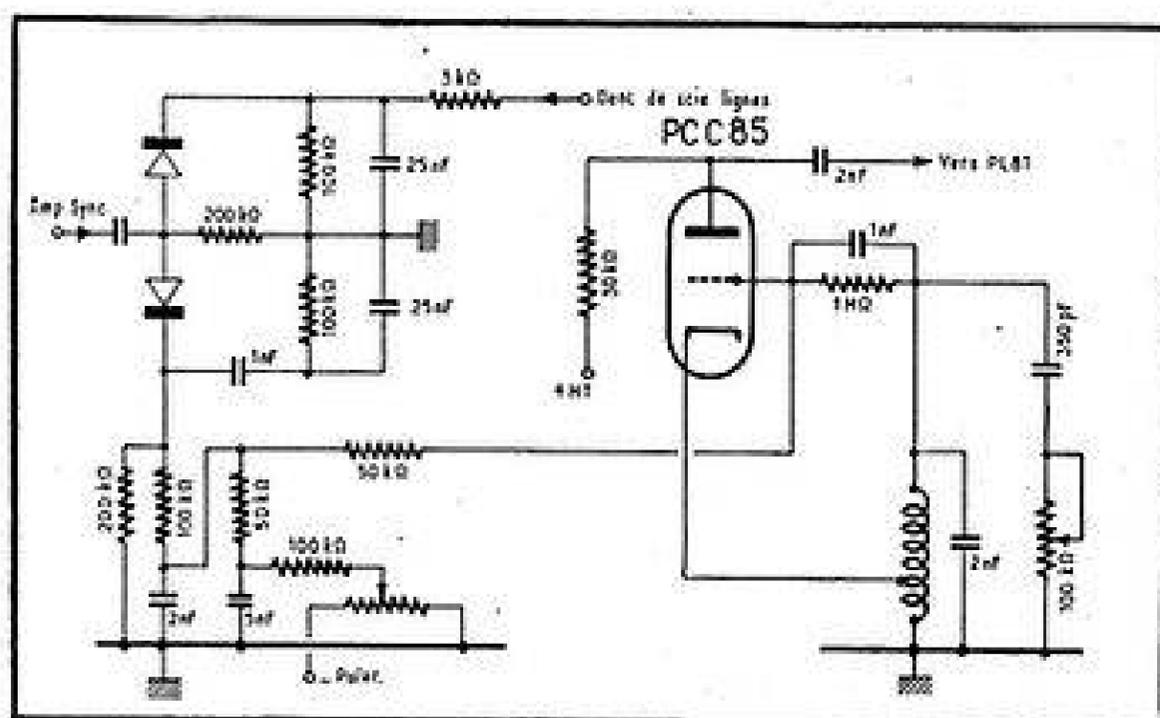
### C.A.S. PRÉLEVÉ SUR UNE FINALE VIDÉO

Radio Mentor, Berlin, octobre 1955

Un montage très économique pour l'amplification vidéo et la commande automatique de sensibilité a été mis au point récemment par Körting. Le schéma reproduit ci-contre montre que la détection M.F. se fait par une diode au germanium; le condensateur de  $10\text{ pF}$  assure le filtrage et la résistance de charge de  $3000\ \Omega$  se trouve connectée entre grille et cathode. La résistance de cathode de  $300\ \Omega$  est parcourue par le signal et commande la triode dont la grille est connectée à la masse. La plaque de cette triode est alimentée par le transformateur lignes.

Dans ces conditions, une tension de commande de sensibilité ne peut prendre naissance aux bornes de la résistance de  $0,5\text{ M}\Omega$  que pendant un bref instant, c'est-à-dire toutes les fois que l'amplitude du signal est indépendante du contenu de l'image. Cette tension continue est conduite aux deux premiers étages M.F. ainsi qu'au convertisseur.

Une bobine de correction est insérée dans le circuit de grille de la penthode; dans son circuit de plaque se trouve le primaire d'un transformateur accordé sur  $5,5\text{ MHz}$ , premier transformateur M.F. de la chaîne son intercarrié. Les résidus du signal  $5,5\text{ MHz}$  sont dérivés à la masse par un circuit série composé d'un condensateur de  $10\text{ pF}$  et d'une bobine. Comme ce circuit possède une impédance très faible à  $5,5\text{ MHz}$ , l'extrémité opposée à la plaque du primaire





# OPÉRA 56

**2** dimensions 43 et 54 cm

**3** versions par dimensions

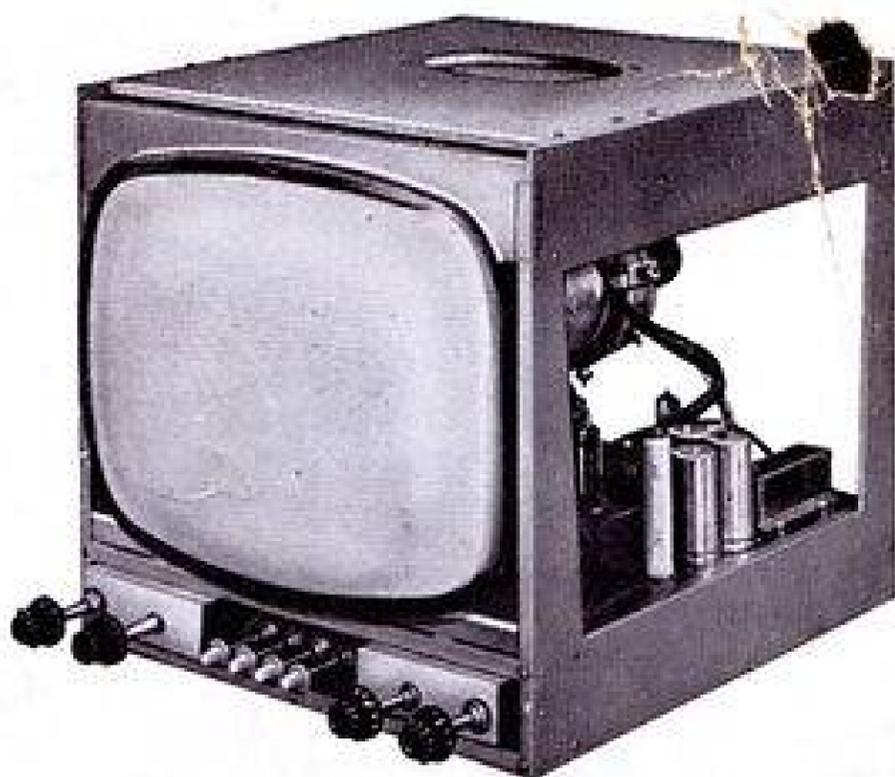
**STANDARD 14 lampes** - (voir TEL. PRATIQUE Nov.)  
**LUXE 17 lampes** - (voir TÉLÉVISION Oct. et Nov. 55)  
**RECORD 18 lampes** - Sensibilité maximum  
 EN PRÉPARATION

LES PLATINES DE CHAQUE VERSION SONT INTER-CHANGÉABLES ET COMMUNES AUX DEUX DIMENSIONS

Nouveau bâti indéformable - Survolteur-devolteur incorporé sur demande - Indicateur visuel de surtension - Multicanaux par rotacteur 6 positions - Transfos M.F. surcouplés

43 - OPÉRA STANDARD - Complet :	65.745
— - — LUXE - — :	69.148
54 - — STANDARD - — :	75.260
— - — LUXE - — :	78.663

Maximum de combinaisons - Minimum de blocs



## TÉLÉVISEUR A PROJECTION MEP

Les pièces détachées pour le montage de ce Téléviseur sont disponibles, fournies avec schéma (voir TÉLÉVISION Fev. 55)

## HAUTE FIDÉLITÉ

### CONCERTO

8 watts : se loge dans une mallette pick-up normale. P. P. Pl. 82 - 8 W à 1%. Contrôle de tonalité séparé des graves et des aigues.

Prix : 10.292



### SYMPHONIE

12 watts : 3 dB de 10 Hz à 60 kHz - 0 dB de 20 Hz à 40 kHz -  $d = 0,3\%$  à 2 W, 0,5% à 8 W, 0,8% à 12 W - Sensibilité : 10 mV - Souffle : < - 60 dB - Ronflement : < - 60 dB.

Prix : 21.702

## RADIO

**Bengali** - 5 lampes - tous courants - 4 gammes - cadre incorporé..... Prix : 12.492  
**Colibri 56** - 4 lampes - alternatif - clavier - cadre incorporé (voir HAUT-PARLEUR Oct. 55). Prix : 15.200  
**Mistral 56** - 6 lampes - alternatif - clavier - cadre inc. (voir RADIO-CONSTRUCTEUR Oct. 55). Prix : 21.000  
**Ouragan** - 5 lampes - alternatif - clavier push-pull.....  
**CAT 567 Traffic** - 5 O. G. P. O. - Bellier professionnel - Cadran Wireless (voir TOUTE LA RADIO Nov. 55)

# RADIO S<sup>T</sup> LAZARE

LA MAISON DE LA TÉLÉVISION  
 3, RUE DE ROME — PARIS (8<sup>e</sup>)

ENTRE LA GARE SAINT-LAZARE ET LE BOULEVARD HAUSSMANN  
 Tél. Europe 61-19 - Ouvert tous les jours de 9 h. à 19 h. (sauf dimanche et lundi matin) — C.C.P. 452-431 PARIS

AGENCE POUR LE SUD-EST : C. R. T., Pierre Grand, Ing<sup>r</sup>, 14, rue Jean-de-Bernardy — MARSEILLE-1<sup>er</sup> — Téléphone : NA 16-02  
 AGENCE POUR LE NORD : RADIO-SYMPHONIE, R. DECOCK, 341-343, rue Leon-Gambetta — LILLE — Téléphone : 5748-46

TÉLÉVISION \* MODULATION DE FRÉQUENCE

*Un ensemble  
homogène*

**268 A**  
OSCILLOSCOPE  
PORTATIF  
10 - 1 MHz  
16 mV eff/cm  
Balayage relaxé  
10-30 KHz  
Ø = 70 mm.



**267 B**  
OSCILLOSCOPE  
UNIVERSEL  
0-1MHz ou 20-800 KHz  
Balayage déclenché  
1-140 KHz  
Contrôle tensions  
Ø = 90 mm.



**410 A**  
MODULATEUR T.V.  
ET MODULATION DE FRÉQUENCE  
3 gammes 0-80, 80-125, 160-220 MHz  
Marqueur au quartz et oscillo SF. incorporés.



**466 A**  
MIRE ELECTRONIQUE  
gamme 20-40 et 40-55 MHz  
gamme étalée 160-220 MHz

Pour les revendeurs  
\*  
Pour les centres  
techniques de dépannage  
\*  
Pour les contrôles  
de fin de chaîne

ACTA

**Ribet  
Desjardins**

13, R. PÉRIER, MONTROUGE (SEINE) - ALE. 24-40 (5 lignes)

Liste de nos Agents adressée sur demande

VENTE A CRÉDIT GE-TE-RA - 3 - 6 - 9 - 12 MOIS

# TOUTE LA RADIO

## BULLETIN D'ABONNEMENT

à découper et à adresser à la  
**SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO**  
 7, Rue Jacob, PARIS - 6<sup>e</sup>  
 T. V. 61 ★

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 1.250 fr. (Etranger 1.500 fr.)

Abonnement | Réabonnement

MODE DE RÈGLEMENT (Biffer les mentions inutiles)  
 — MANDAT ci-joint — CHÈQUE ci-joint — VIREMENT  
 POSTAL de ce jour au C.C.P. Paris 1144-34

# RADIO constructeur & dépanneur

## BULLETIN D'ABONNEMENT

à découper et à adresser à la  
**SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO**  
 7, Rue Jacob, PARIS - 6<sup>e</sup>  
 T. V. 61 ★

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 1.000 fr. (Etranger 1.200 fr.)

Abonnement | Réabonnement

MODE DE RÈGLEMENT (Biffer les mentions inutiles)  
 — MANDAT ci-joint — CHÈQUE ci-joint — VIREMENT  
 POSTAL de ce jour au C.C.P. Paris 1144-34

# TELEVISION

## BULLETIN D'ABONNEMENT

à découper et à adresser à la  
**SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO**  
 7, Rue Jacob, PARIS - 6<sup>e</sup>  
 T. V. 61 ★

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 980 fr. (Etranger 1.200 fr.)

Abonnement | Réabonnement

MODE DE RÈGLEMENT (Biffer les mentions inutiles)  
 — MANDAT ci-joint — CHÈQUE ci-joint — VIREMENT  
 POSTAL de ce jour au C.C.P. Paris 1144-34

# électronique Industrielle

## BULLETIN D'ABONNEMENT

découper et à adresser à la  
**SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO**  
 7, Rue Jacob, PARIS - 6<sup>e</sup>  
 T. V. 61 ★

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 1.500 fr. (Etranger 1.800 fr.)

MODE DE RÈGLEMENT (Biffer les mentions inutiles)  
 — MANDAT ci-joint — CHÈQUE ci-joint — VIREMENT  
 POSTAL de ce jour au C.C.P. Paris 1144-34

DATE : \_\_\_\_\_

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

Tous les chèques bancaires, mandats, virements doivent être libellés au nom de la SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO, 7, Rue Jacob - PARIS-6<sup>e</sup>

## TOUTE LA RADIO

N° 203 - Prix : 150 Fr. - Par poste : 160 Fr.

- ★ Une étude expérimentale très approfondie sur le trigger de Schmitt;
- ★ La présentation avec schéma du « Tuner FM »
- ★ Un microvotmètre pour courant continu;
- ★ La mise au point des machines vibrantes, article d'électronique appliquée où l'on fera connaissance de jouets ingénieux et de petits outils commodes comme l'électro-scie;
- ★ Une idée pour un générateur B.F. et T.B.F.;
- ★ Caractéristiques et courbes de ECF80 et PCF80;
- ★ Description d'une vedette téléguidée remarquable par sa conception mécanique et les caractéristiques de la commande radio à trois canaux;
- ★ Quatre pages de technigrammes : fils nus et isolés, B.F.
- ★ Fin de la description de l'Ondulette;
- ★ L'amortissement variable dans les amplificateurs B.F. : la nouvelle tendance en haute fidélité.

## RADIO N° 116

CONSTRUCTEUR | PRIX : 120 Fr.  
 & DEPANNEUR | Par poste : 130 Fr.

- 30 watts modulés, telle est la puissance qui peut fournir l'amplificateur « Virtuose PP30 » dont vous trouverez la description complète dans ce numéro. En dehors de cela, les techniciens y liront :
- ★ La description d'un appareil simple pour la mesure des self-inductions en H.F.;
  - ★ Une méthode complète de réglage et de relevé des courbes des transformateurs H.F.;
  - ★ Quelques pannes curieuses;
  - ★ Un générateur B.F. de signaux sinusoidaux et rectangulaires;
  - ★ La description d'un commutateur électronique et celle d'un électrophone;
  - ★ L'étude générale des pannes de la partie H.F. d'un récepteur radio;
  - ★ La fin de la description du collimateur ECO;
  - ★ Une introduction à l'étude des systèmes de synchronisation et des bases de temps.

## PETITES ANNONCES

La ligne de 44 signes ou espaces : 150 fr. (demande d'emploi : 75 fr.) Domiciliation à la revue : 150 fr.

PAIEMENT D'AVANCE. — Mettre la réponse aux annonces domiciliées sous enveloppe affranchie ne portant que le numéro de l'annonce.

### ★ OFFRES D'EMPLOIS ★

Industriel fabricant antennes télévision cherche représentant actif à la commission désirant s'adjoindre cet article pour Paris et banlieue, visitant électriciens revendeurs TV. Se charge des installations par service rapide compétent. Référ. exig. Ecr. Revue n° 843.

Importance Scé d'ELECTRONIQUE rech. pour Laboratoire Paris  
**Jeunes Ingénieurs**  
 diplômés Grandes Ecoles  
**Jeunes Agents techniques**  
 formation électronique  
 Situat. d'avenir. Adres. Cur. vit. à 87.937 Contesse et Cie, 8, Sq. Dordogne, Paris, 6<sup>e</sup> tr.

Importance Scé d'ELECTRONIQUE rech. pour Laboratoire Paris :  
**Ingénieurs**  
 de recherches positions II et III  
 diplômés Grandes Ecoles  
**Sous-Ingénieurs**  
 Agts techniques  
 CAT. II et III apt. une expérience technique RADAR et TELEVISION. Ecr. à n° 87.937 - CONTESSE & Cie, 8, Sq. Dordogne, PARIS (17<sup>e</sup>) qui tr.

### ★ DEMANDES D'EMPLOIS ★

Technicien tôle, avec voiture, outillage, libre plusieurs heures par jour, cherche dépannage, entretien service, rég. Paris. Ecr. Revue n° 842.

A.T.V. ay. par. cont. cherche maison p. dépan. soir et samedi. Ecr. Revue n° 845.

### ★ VENTES DE FONDS ★

A vendre, pas porte 82 m2, long bail, emplacement unique, artère principale, immeuble neuf, Nantes (L.-L.), Agence s'abat. Ecr. Revue n° 847.



## en RADIO et TÉLÉVISION

nos fabrications  
répondent à toutes  
vos exigences.



**SURVOLTEUR-DÉVOLTEUR**



**TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION**

Documentation sur demande



Bureaux et Usines à  
**MOREZ (Jura) TÉL. 214**

PUBL. RADY

*...L'extrême perfection:*  
**LE HAUT-PARLEUR  
ELECTRO-STATIQUE  
ET  
COAXIAL  
STATO-DYNAMIQUE**

**AUDAX**

45, AV. PASTEUR - MONTREUIL - 93015 - BOIS COLOMBES - Tél. 57-53 - 15 lignes groupées  
C.A. AU CAPITAL DE 82 MILLIONS DE FRANCS



# SALON NATIONAL *de la* PIÈCE DÉTACHÉE *Radio- Télévision*

**INVITATION**

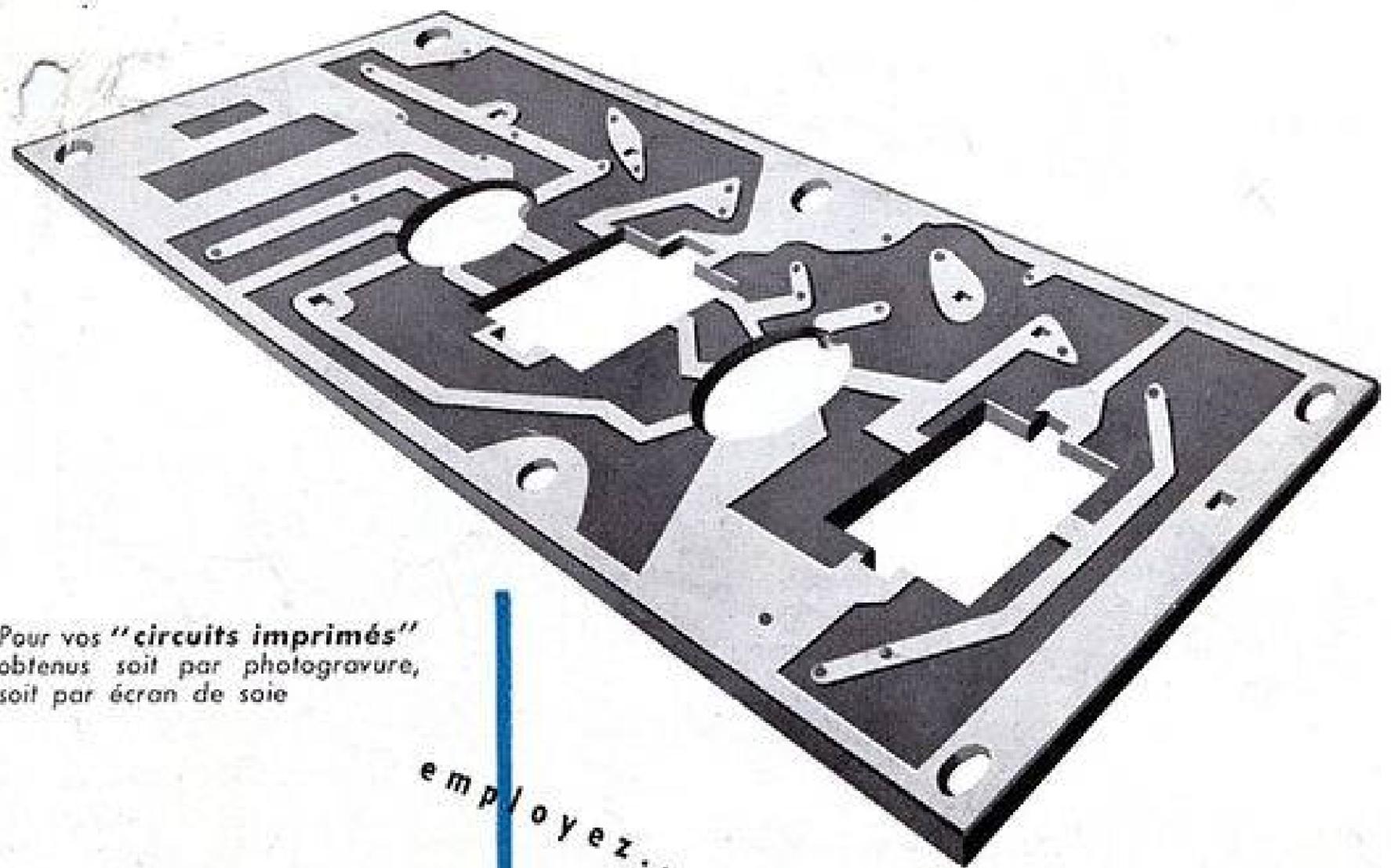
Nous invitons nos lecteurs de la Métropole,  
de l'Union Française et de l'Étranger, à visiter  
le **SALON NATIONAL DE LA PIÈCE DÉTACHÉE  
RADIO-TÉLÉVISION** qui aura lieu à  
Paris, au Parc des Expositions, Porte de  
Versailles, du 2 au 6 Mars inclus.

**SALON RÉSERVÉ  
AUX  
PROFESSIONNELS**

*Découpez cette invitation, elle sera valable  
pour votre entrée gratuite au SALON  
" TELEVISION "*

Le Salon est organisé par :

Le S.I.P.A.R.E. (Syndicat des Industries de Pièces Détachées et Accessoires Radioélectriques et Electroniques) avec la collaboration de : La Chambre Syndicale des Constructeurs de Compteurs, Transformateurs de Mesure et Appareils Electriques et Electroniques de Mesure de Contrôle ; Le S.C.A.R.T. (Syndicat des Constructeurs d'Appareils Radio-Récepteurs et Téléviseurs) ; Le S.I.T.E.L. (Syndicat des Industries de Tubes Electroniques), le Syndicat des Constructeurs Français de Condensateurs Electriques fixes.



Pour vos "circuits imprimés" obtenus soit par photogravure, soit par écran de soie

employez...

# MÉTALCLAD

Marque déposée \*

**DILECTO** de hautes caractéristiques mécaniques et électriques recouvert sur une ou deux faces d'une mince feuille de métal très fortement adhérente.

EXTRAORDINAIRE RÉSISTANCE

**A L'HUMIDITÉ**

**A LA CHALEUR**

Le DILECTO 3XP utilisé comme support, a les meilleures qualités électriques, les plus faibles absorptions d'eau, les meilleures qualités d'usinage obtenues jusqu'ici en France dans les matériaux similaires.

Le collage de la feuille métallique sur le Dilecto est fait de telle façon que l'ensemble puisse résister aux températures utilisées pour souder les connexions soit au trempé soit à la main.



**LA FIBRE DIAMOND**

72, RUE DU LANDY LA PLAINE SAINT-DENIS SEINE  
PLAINE 17-71

**DÉVIATION — CONCENTRATION**  
THT sécurité absolue

Transformateur de ligne auto-oscillateur pour Récepteur économique 11 lampes + Y  
Ensembles pour tubes 70" et 90"  
THT de 16.000 volts pour tube 43 cm  
" " 25.000 volts " " 63 ou 70 cm  
Grande finesse de spot: concentration impeccable sur toute la surface de l'écran.

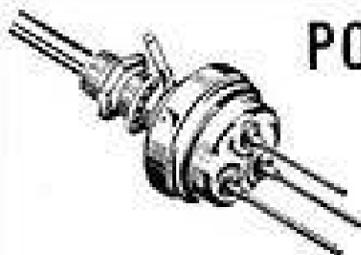


**TÉVÉTECHNIQUE**

1, passage Dagarna — PARIS-20<sup>e</sup> — ROQ. 39-75

PUBL. PAPY

**POTENTIOMÈTRES**



- GRAPHITÉS OU BOBINÉS
- ÉTANCHES ou STANDARDS
- A PISTE MOULÉE

**Variohm**



Rue Charles-Vapereau, RUEIL-MALHAISON (S.-S.-O.) TEL. MAL. 24-54

PUBL. PAPY



**Table MD**  
DÉMONTABLE

**MOBILE, ROBUSTE, ÉLÉGANTE**

(Pieds métalliques, dessus bois ou métal)

Le complément indispensable et idéal de toute installation de **TÉLÉVISION** ou de **RADIO**

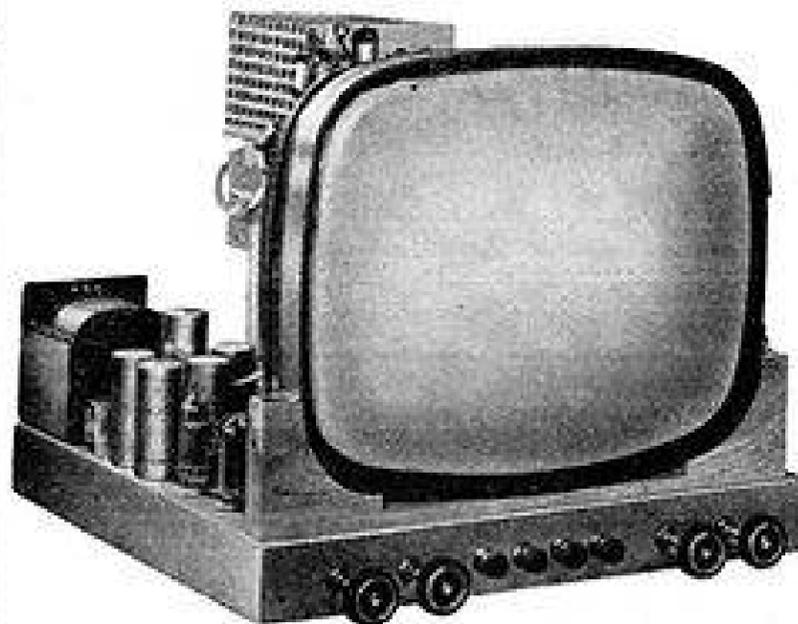
1<sup>er</sup> modèle radio, 2<sup>e</sup> modèles télévision (43 cm ou 54 cm)

Démontable pour l'expédition (encombrement réduit 75 x 55 x 12) se monte en trois minutes. Professionnels consultez-nous

E. S. Marcel DENTZER  
S.A. AU CAPITAL DE 10.000.000  
13 bis, RUE RABELAIS  
MONTREUIL (SEINE) France  
TEL. AVR. 22-94

**EDEN**

**TÉLÉ-MÉTÉOR**  
MULTICANAUX



**LUXE** ..... Bande passante 10 Mcs 2 — Sensibilité 65 µV  
Description parue dans Télévision Française d'octobre 1955

**LONGUE DISTANCE** à comparateur de phases  
Description parue dans le Haut-Parleur de janvier 1956

Bande passante 10 Mcs 2 — Sensibilité 15 µV

Ces 2 modèles pour tubes 43 et 54 cm ALUMINISÉS

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

Nombreuses références de réception à longue distance

Autres fabrications : Récepteurs modulation de fréquence, tuner F.M., électrophones, amplificateurs, mailleries tourne-disques, tables-baffles à charge acoustique, récepteurs type « Europe », postes tropicaux, etc...

Catalogue 1956 contre 100 frs en timbres

**GAILLARD**

5, Rue Charles-Lecocq  
PARIS-15<sup>e</sup>

Tél. : LECourbe 37-25

FOURNISSEUR DE LA RADIO-TÉLÉVISION FRANÇAISE ET DES GRANDES ADMINISTRATIONS

PUBL. PAPY

Ouvert tous les jours sauf dimanche et fêtes de 11 h. à 20 h.



**LE JOUR, LE SOIR**  
(EXTERNAT - INTERNAT)

ou par **CORRESPONDANCE**  
avec TRAVAUX PRATIQUES CHEZ SOI

Guide des carrières gratuit n° **TEL 62**

**ECOLE CENTRALE DE TSF ET D'ÉLECTRONIQUE**  
12 - RUE DE LA LUNE,  
PARIS 2<sup>e</sup>, TEL. CEN 7887

