

NUMÉRO 14

PRIX : 120 FR.

# TELEVISION

DIRECTEUR : E. AISBERG

MAGAZINE MENSUEL THÉORIQUE ET PRATIQUE

## SOMMAIRE

- Formation et transformation, par E.A.
- Nos coupes grande distance.
- L'obturateur électronique, par J.P. Emichen.
- La Télévision à la Foire de Paris.
- Les amplificateurs à large bande, par A.V.J. Martin.
- Récepteur haute définition à blocs préfabriqués, par P. Berthélémy.
- Abaque pour le calcul d'une ligne d'adaptation quart d'onde.
- Traceur de courbes à large bande, par M. Guillaume.
- Téléviseur Opéra 51 B.
- La télévision? Mais c'est très simple! par E. Aisberg.
- L'amplification à vidéo-fréquence, par B. Machard.

Ci-contre : Bloc Oméga 6441 universel pour toutes linéatures et tous tubes, y inclus les nouveaux tubes à angle de déviation de 72 degrés.

archives B.BRAUN  
<https://vieillesrevueselec.wixsite.com/journauxelectronique>  
N° 14

JUIN 1951

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO - PARIS

TÉLÉVISION • MODULATION DE FRÉQUENCE • RADAR



# WOBULATEUR

2 Mcs-300 Mcs TYPE 409 A

- Tension de sortie 0,1, réglage progressif de 10 db. à lecture directe.
- Atténuateur 9 positions par bond de 10 db.
- Circuit de repérage à 150 Mcs.
- 3 gammes de fréquence :  
2-100 Mcs — 67-155 Mcs — 130-300 Mcs.
- Marqueur au quartz 1 Mcs et 10 Mcs.
- Profondeur de modulation de  $\pm 1$  à 20 Mcs.

ACTA



## RIBET & DESJARDINS

13, RUE PÉRIER, MONTROUGE (SEINE) ALE. 24-40

Notice technique et démonstration  
sur demande



COURBEVOIE, Seine, DÉFense 20-90

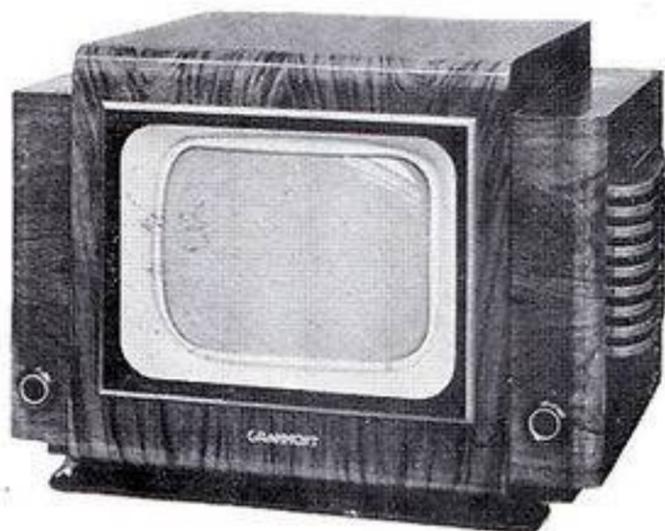
**ALTER**

Résistances et Rhéostats  
Selfs et Transformateurs  
Condensateurs mica et céramique  
Potentiomètres graphités et bobinés

GRAMMONT  
*radio*

# TÉLÉVISION

450 et 819 lignes



11, Rue Raspail

ALÉSIA 50-00

MALAKOFF (Seine)

PUBL. ROPY

## TÉLÉVISION

BULLETIN  
D'ABONNEMENT  
à découper et à adresser à la  
**SOCIÉTÉ DES  
ÉDITIONS RADIO**  
9, Rue Jacob, PARIS - 6<sup>e</sup>  
T. V. 14 \*

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. (Étranger 1200 fr.)

MODE DE RÈGLEMENT (Biffer les mentions inutiles)  
— MANDAT ci-joint — CHÈQUE ci-joint — VIREMENT  
POSTAL de ce jour au C.C.P. Paris 1164-34

Le meilleur moyen pour s'assurer  
le service régulier de nos Revues tout  
en se mettant à l'abri des hausses  
éventuelles, est de **SOUSCRIRE UN  
ABONNEMENT** en utilisant les  
bulletins ci-contre.

Vous lirez dans le N° de ce mois de

**TOUTE LA RADIO** N° 156  
PRIX : 120 Fr.  
Par Poste: 130 Fr.

- Référendum, par E. A.
- Basses sans grand baffle.
- Les lampes-éclairs électroniques, par J. P. Ehmichen.
- Retardateur électronique de déclenchement, par J. P. Ehmichen.
- Le montage Flewelling à super-réaction, par E. T. Flewelling.
- Un pilote « V. F. O. », par Ch. Guilbert.
- Postes à piles et piles-secteur, par W. Sorokine.
- La Foire de Paris.
- L'Exposition de Londres.
- La Foire de Bruxelles.
- Phénomènes mystérieux, par Ch. Guilbert.
- Revue de la presse.

Vous lirez dans le N° de ce mois de

**RADIO** N° 69  
**CONSTRUCTEUR & DÉPANNÉUR** PRIX : 90 Fr.  
Par Poste : 100 Fr.

- Vox Camping, superhétérodyne piles-secteur avec étage H. F.
- Vade Mecum KZ 69 H.F., portatif piles-secteur avec recharge des accumulateurs.
- Caprice TC 5A à lampes américaines miniatures.
- Voltmètre à lampes mégohmmètre : 0,1 à 500 v; 0,1 ohm à 100 Mégohms.
- Les bases du dépannage. Mesure des tensions et erreurs.
- Mesure des condensateurs électrochimiques.
- Multivibrateurs.
- Commande automatique du gain ou antifading.
- Quelques montages avec contre-réaction.
- Compte-pose électronique.
- Questions juridiques.
- La Radio à la Foire de Paris.

## TOUTE LA RADIO

BULLETIN  
D'ABONNEMENT  
à découper et à adresser à la  
**SOCIÉTÉ DES  
ÉDITIONS RADIO**  
9, Rue Jacob, PARIS - 6<sup>e</sup>  
T. V. 14 \*

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. (Étranger 1200 fr.)

MODE DE RÈGLEMENT (Biffer les mentions inutiles)  
— MANDAT ci-joint — CHÈQUE ci-joint — VIREMENT  
POSTAL de ce jour au C.C.P. Paris 1164-34

## RADIO CONSTRUCTEUR & DÉPANNÉUR

BULLETIN  
D'ABONNEMENT  
à découper et à adresser à la  
**SOCIÉTÉ DES  
ÉDITIONS RADIO**  
9, Rue Jacob, PARIS - 6<sup>e</sup>  
T. V. 14 \*

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 740 fr. (Étranger 950 fr.)

MODE DE RÈGLEMENT (Biffer les mentions inutiles)  
— MANDAT ci-joint — CHÈQUE ci-joint — VIREMENT  
POSTAL de ce jour au C.C.P. Paris 1164-34

### IMPORTANT

N'oubliez pas qu'en souscrivant un  
abonnement vous pouvez, en même  
temps, commander nos ouvrages.

Pour la BELGIQUE et le Congo Belge s'adresser à  
la Sté. BELGE des ÉDITIONS RADIO, 204a Chaussée  
de Waterloo, Bruxelles ou à votre libraire habituel.

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

## RÉGULATEUR DE TENSION AUTOMATIQUE

Pour Postes T.S.F et TÉLÉVISION

AUTRES FABRICATIONS  
**SURVOLTEUR - DÉVOLTEUR  
MANUEL**

de 1 Amp. à 50 Ampères

**LAMPOMETRE ANALYSEUR**  
nouveau modèle Type 207

NOTICES TECHNIQUES DÉTAILLÉES SUR DEMANDE

**DYNATRA** 41, rue des Bois  
PARIS-19<sup>e</sup> — NORD 32-48  
C.C.P. PARIS. 2351-37



PUBL. ROPY

## Condensateurs au Mica

SPÉCIALEMENT TRAITÉS POUR HF  
Procédés "Micargent"

Condensateur  
"MINIATURE"  
(jusqu'à 1.000 pf. 1.500 V)  
au mica



Grandeur nature



**André SERF**  
127, Fg du Temple — PARIS-10<sup>e</sup>  
NOR. 10-17

PUBL. ROPY



# Les nouveaux Cathoscopes MAZDA

**C. 30 S.**

*Cathoscope pour oscillographie* - Diamètre d'écran 3 cms - Concentration et déflexion statiques - Ecran vert ou bleu actinique.

**8. SA**

*Cathoscope pour oscillographie* - Diamètre d'écran : 7,5 cms - Faible consommation d'anode N° 1 et excellente concentration grâce à un canon à électrodes fractionnées. Grande sensibilité des deux jeux de plaques défléctrices. Ecran vert non persistant ou vert persistant ou bleu actinique.

**10. SA**

*Cathoscope pour oscillographie* - Diamètre d'écran : 9,5 cms - Faible consommation d'anode N° 1 et excellente concentration grâce à un canon à électrodes fractionnées. Grande sensibilité des deux jeux de plaques défléctrices. Ecran vert non persistant ou vert persistant ou bleu actinique.

**C. 127. S.**

*Cathoscope pour oscillographie* : Diamètre d'écran : 12,7 cms - Faible consommation d'anode N° 1 et excellente concentration grâce à un canon à électrodes fractionnées. Grande sensibilité des deux jeux de plaques défléctrices. Ecran vert non persistant ou vert persistant ou bleu actinique.

**18. MA. 4**

*Cathoscope pour télévision* - Diamètre d'écran : 18 cms - Structure triode. Concentration et déflexion magnétique. Ecran blanc.

**31. MC 4.**

*Cathoscope pour télévision* - Diamètre d'écran : 31 cms - Structure tétrade avec piège à ions éliminant les risques de tache ionique. Ecran blanc. Définition maximum : 850 lignes.

**31. MR. 4**

*Cathoscope pour télévision* - Diamètre d'écran : 31 cms - Structure tétrade avec piège à ions éliminant les risques de tache ionique. Ecran blanc avec miroir d'aluminium procurant une luminosité accrue à tension anodique élevée. Définition maximum : 850 lignes.

**26. MG. 4**

*Cathoscope pour télévision* - Diamètre d'écran : 26 cms - Ampoule à fond plat. Structure tétrade avec piège à ions éliminant les risques de tache ionique. Ecran blanc. Définition maximum : 850 lignes.

**31. MG. 4**

*Cathoscope pour télévision* - Diamètre d'écran : 31 cms - Ampoule à fond plat. Structure tétrade avec piège à ions éliminant les risques de tache ionique. Ecran blanc. Définition maximum : 850 lignes.

**31. MS. 4**

*Cathoscope pour télévision* - Diamètre d'écran : 31 cms - Ampoule à fond plat. Structure tétrade avec piège à ions éliminant les risques de tache ionique. Ecran blanc avec miroir d'aluminium procurant une luminosité accrue à tension anodique élevée. Définition maximum : 850 lignes.

Les cathoscopes C. 127 S. - 26. MG et 31. MG peuvent être fournis avec écran rodar à longue persistance.

DEMANDEZ LA DOCUMENTATION R. 62

## LAMPE MAZDA

COMPAGNIE DES LAMPES - DÉPARTEMENT RADIO  
29, RUE DE LISBONNE - PARIS (VIII<sup>e</sup>) - TÉLÉPHONE : LABORDE 72-60 A 68







# TÉLÉVISION

*Modèles à fuites magnétiques nulles*

# AUDAX

45, AV. PASTEUR - MONTREUIL (Seine)  
TÉL. AVRON - 20-13 ET 20-14



# TRANSFOS

## RADIO & TÉLÉVISION

de 30 à 150 millis

BOBINAGES TÉLÉPHONIQUES

Étude sur demande de  
TRANSFOS SPÉCIAUX  
pour toutes applications ainsi que tous  
BOBINAGES INDUSTRIELS

Fournisseur officiel des P.T.T., de la Télégraphie Militaire et de l'Aviation civile et militaire.

## LA RUCHE INDUSTRIELLE

Service Commercial  
35, Rue Saint-Georges - PARIS-9<sup>e</sup> - Tél. TRU. 79-44

PUBL. RAPHY

# SECURIT

Établissements Robert POGU  
Gamme Complète

## BOBINAGES

BLOC 303 en Rimlock et Miniature 3 gammes OC — PO — GO 455 et 480 kcs.	BLOC 526 en Rimlock et Miniature 5 gammes OC - PO - GO - 2 BE 455 et 480 kcs.
BLOC 454 en Rimlock et Miniature 4 gammes OC - PO - GO - BE 455 et 480 kcs.	BLOC A PILES pour antenne-cadre Types OC — PO — GO ou 2 OC — PO

## M.F.

à noyaux et à coupelles  
dans toutes les applications

10, Avenue du Petit-Parc, VINCENNES (Seine)  
Tél. DAU. 39-77 et 78

PUBL. RAPHY



depuis 1937...

nous  
les construisons  
et les installons !  
leur supériorité  
technique  
et mécanique  
est  
**INDISCUTABLE**  
ce sont  
des productions

**M.P.**

## M. PORTENSEIGNE S.A.

au capital de 7.500.000 francs

80-82, RUE MANIN, PARIS (XIX) - BOTZARIS 31-19 & 31-26

AGENCE DE LILLE: ETS DURIEZ, 108, rue de L'ISLY

## ÉCOLE CENTRALE DE T.S.F.

Fondée en 1919

COURS SUR PLACE, LE JOUR, LE SOIR  
ET PAR CORRESPONDANCE

12, rue de la Lune - PARIS

**2 MICROPHONES**  
*de grande classe*



TYPES  
42-B A RUBAN  
75-A DYNAMIQUE

DEPUIS  
25 ANNÉES  
*La Radiodiffusion  
Française*  
LES UTILISE

# MELODIUM

296, RUE LECOURBE - PARIS-15<sup>e</sup> - TÉL. LEC. 50-80 (3 LIGNES)



18, Rue de Saisset, MONTROUGE - Tél. ALÉsia 00-76

- Condensateurs ajustables à AIR.
- Petits variables pour très haute fréquence.
- Condensateurs 'papillon' (Butterfly).
- Compensateurs.



**A tous vos problèmes  
de circuits magnétiques**

# le FERROXCUBE

(ferrites magnétiques)

**donne des  
solutions nouvelles**



- Haute PERMÉABILITÉ (jusqu'à 1500)
- RÉSISTIVITÉ très élevée, rendant négligeables les pertes par courants de Foucault.
- FACTEUR de QUALITÉ très élevé sous le volume le plus réduit.
- POINT de CURIE : 100 à 600°C.
- Haute STABILITÉ convenant aux applications professionnelles.
- HOMOGENIÉTÉ et grande régularité dans la fabrication.
- Noyaux compacts évitant le laminage, le découpage et l'empilage de tôles.

Formes et caractéristiques variées

## S.A. LA RADIOTECHNIQUE

Division TUBES ÉLECTRONIQUES  
Section "Ferroxcube"

61 130, Avenue Ledru-Rollin - PARIS-XI<sup>e</sup> - VOLtaire 23-09

# 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<sup>e</sup>

Téléphone : LITtré 43-83 et 84

ABONNEMENTS ET VENTE :

**SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO**

9, Rue Jacob, PARIS-VI<sup>e</sup>  
ODÉon 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 Éditions Radio. Paris 1951.

★

Régie exclusive de la publicité :

**Paul RODET, Publicité ROPY**

143, Avenue Émile-Zola, PARIS-XV<sup>e</sup>

Téléphone : SEGur 37-52

## Les Revues

### TOUTE LA RADIO

LE NUMÉRO ..... 120 Fr.

ABONNEMENT D'UN AN

(10 numéros)

FRANCE ..... 1000 Fr.

ÉTRANGER ..... 1.200 Fr.

et

### RADIO CONSTRUCTEUR

LE NUMÉRO ..... 90 Fr.

ABONNEMENT D'UN AN

(10 numéros)

FRANCE ..... 740 Fr.

ÉTRANGER ..... 950 Fr.

sont également publiées par la

**SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO**

# FORMATION ET TRANSFORMATION

**NOUS** sommes loin de connaître en France cet essor de la télévision qui, en peu d'années, a totalement modifié le mode de vie de l'Américain moyen. Et, entre nous soit dit, cela est fort heureux.

Pourquoi ? Imaginez donc un instant que le développement de la télévision prenne dans ce pays la même allure intempestive qu'aux U. S. A. ; sommes-nous prêts à affronter pareille aventure ? Notre industrie serait-elle capable de livrer, en une année, deux millions de téléviseurs, comme celle des États-Unis qui, en 1950, en a produit sept millions?...

Pays de la mesure et du bon sens, la France évitera semblables excès où l'emballage des masses offre un certain caractère pathologique.

Néanmoins, la logique des choses veut que la télévision se développe chez nous à un rythme accéléré. Et il est à craindre que notre industrie soit, d'ici peu, incapable de répondre à la demande toujours croissante des futurs usagers. Il s'agit moins d'un manque d'outillage ou de matériel (encore que certaines craintes seraient fort légitimes sous ce rapport) que de l'absence de cadres techniques de la future industrie de la télévision.

A l'heure actuelle, il existe très peu de bons spécialistes de la nouvelle technique. A tous les échelons, du simple metteur au point à l'ingénieur de recherches, on souffre de l'absence de techniciens connaissant à fond leur métier, tant sous ses aspects théoriques que dans les applications pratiques. Et la situation ne fait que s'aggraver au fur et à mesure du développement de la télévision.

**QUELLES** sont les raisons de ce triste état de choses ? Tout simplement, le fait qu'il n'existe guère d'écoles se donnant pour tâche de former les

futurs spécialistes de la télévision. Certes, de ci de là, on a complété les programmes en ajoutant aux cours existants quelques leçons consacrées à la télévision. Certaines écoles ont fait mieux. Mais, pour l'instant, il s'agit d'efforts dispersés. Comme toujours, les programmes de l'enseignement sont en retard sur la vie.

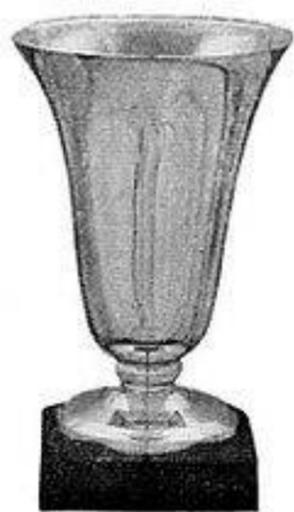
De surcroît, on a souvent le tort de limiter ces programmes à l'étude de tubes et de circuits propres à la technique de la transmission des images, alors qu'ils devraient comporter également des notions variées de physiologie, d'optique, des hyperfréquences, etc...

Or il est urgent de former les cadres d'une industrie qui connaîtra sous peu une croissance rapide. On y parviendra par deux voies : ou bien en commençant au niveau zéro (formation complète) ou bien en partant des techniciens de la radio à qui on enseignera l'ensemble des connaissances complémentaires qui en feront des spécialistes de la télévision (transformation ou « reconversion »).

La seconde méthode semble être plus simple et doit donner des résultats à la fois plus sûrs et plus rapides. Il est donc surprenant de constater qu'aucune des écoles existantes n'ait pris l'initiative d'organiser, ne serait-ce que sous forme de cours du soir, un cycle d'enseignement théorique et pratique de télévision à l'intention des ingénieurs et d'agents techniques actuellement occupés dans l'industrie de la radio. De tels cours, bien organisés et bénéficiant du concours de professeurs compétents, connaîtraient un franc succès et contribueraient utilement aux futures destinées de notre télévision.

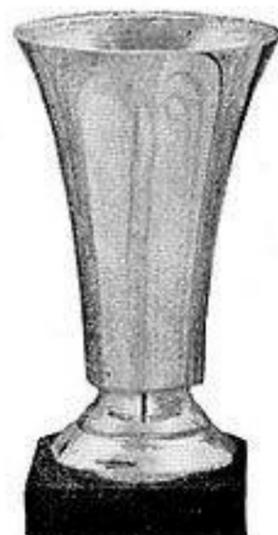
Qui saisira cette idée au vol?...

E. A.



# NOS COUPES

## GRANDE DISTANCE



### Moyenne définition

Monsieur,

J'ai l'avantage de poser ma candidature à la coupe grande distance moyenne définition de *Télévision*.

J'ai essayé de consigner les éléments que je constate être particulièrement influents sur les conditions de réception. Je me permets de vous faire remarquer que d'après ce que je pense, il semblerait que le *temps à venir* ait plus d'influence que n'importe quel facteur sur la propagation.

Par ailleurs, ma situation géographique paraît être favorable (???) en ce sens qu'il me semble être parfois à la limite du décrochage, lorsque la *Télévision Française* oublie de régler ses appareils. Il est fort probable en effet que la réception soit bonne ou moyenne à distances plus courtes, ce qui n'alerte pas l'attention de MM. les techniciens officiels. Malheureusement, en ce qui nous concerne, nous, les pauvres de la longue distance, nous travaillons sur des « quart de micropoils de microvolts » et il ne s'agit pas d'en perdre en route, encore moins d'avoir des hauts et des bas à l'émission, sans quoi, nous entendons siffler nos bases de temps...

Le récepteur est de fabrication maison, du type superhétérodyne; il comprend une EF42 en H.F.; un changement de fréquence par deux lampes EF42 et 6C5; les bases de temps sont à multivibrateur; le tube est un 31MA4; l'antenne est un H quart d'onde à 14 mètres du sol.

L'émission est souvent instable. Il est vraisemblable que MM. les techniciens, s'ils avaient regardé les divers instruments à leur service, auraient vu quelques variations. En local, ces faibles variations n'affectent pas les réceptions, mais, pour nos antifadings saturés et travaillant à leur extrême limite, il est impossible de demander des miracles.

Enfin, je sais qu'il y a beaucoup à dire sur les qualités techniques d'un émetteur alimenté par de faibles crédits. Ce qui m'intéresse, et intéressera, je le crois, beaucoup de techniciens, ce sont les résultats « résultats/météo »...

Veuillez agréer, etc.

**D. DEBOUZIE,**  
25, rue Jean-Jaurès,  
BOHAIN (Aisne)

### JUIN 1951

441 lignes : 180 km

**M. D. DEBOUZIE**  
BOHAIN  
(Aisne)

819 lignes : 82 km  
record battu

**M. M. COFFERNILS**  
TUBIZE  
(Belgique)

Le record moyenne définition reste à M. H. Bardiaux avec 330 km.

Le courrier important que nous recevons concernant les coupes grande distance est la preuve tangible du succès que notre initiative remporte auprès des techniciens.

Il met en évidence aussi la nécessité de répéter cette règle fondamentale : il n'est pas nécessaire de battre le record établi, il suffit d'être le spectateur à plus grande distance de ceux qui nous écrivent dans le mois.

Le règlement complet de la Coupe a été donné dans notre numéro 9, page 250, Décembre 1950.

Les recordmen mensuels bénéficient de :

1.— Une invitation de la *Télévision Française* à visiter ses installations rue Cognacq-Jay et à la Tour Eiffel.

2.— Une présentation à *Télé-Paris* le premier jeudi du mois, en principe, s'ils peuvent effectuer le déplacement;

3.— Un abonnement gratuit de trois mois à *Radio 51*.

4.— Une lampe télévision offerte par la Radiotechnique.

5.— Un certificat personnel attestant leur performance.

M. Debouzie joint à sa lettre un très intéressant tableau détaillant les conditions de réception, tableau que nous avons joint à la documentation déjà importante que nous possédons sur la question.

### Haute définition

Monsieur,

Comme lecteur assidu de votre revue, je me permets de concourir à votre coupe grande-distance pour la haute définition.

Je reçois *Télé-Lille* depuis le 8 avril dernier au moyen d'un téléviseur de même construction et ce à Tubize, soit à 82 km de Lille. Je suis à 18 km au sud de Bruxelles.

Le récepteur est composé comme suit : deux étages H.F. 6AK5 et 6J6, une 6J6 en changeuse de fréquence, cinq étages M.F. 6AC7, deux étages vidéo EF42 et 6AQ5. La chaîne son est de deux étages M.F. EF50, une EAF42 en détectrice et B.F. et 6V6 finale. Le tube est actuellement un électrostatique de 16 cm, que je me propose de remplacer sous peu par un tube de 31 cm.

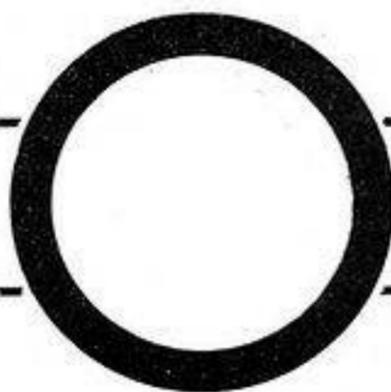
Les résultats obtenus sont : une réception confortable tous les jours, avec des passages de fading lent et quelques variations d'un jour à l'autre. Ceci me donne à croire que je ne capte plus l'onde directe, mais l'onde diffuse, et les conditions météorologiques y ont une légère influence.

L'antenne est une dix éléments (deux 5 éléments superposés). J'emploie, certains jours, un amplificateur d'antenne (6AK5 + 6J6 en suiveuse de cathode), ce qui supprime presque complètement la neige.

Pour ce qui est de la finesse de la définition, je ne puis avancer un chiffre de la mire, car l'image est trop petite. Je vous donnerai plus de détails d'ici peu, lors de la mise en service du tube magnétique 31 cm.

Entre temps, veuillez agréer, etc.

**M. COFFERNILS,**  
31, avenue Gabrielle-Petit,  
TUBIZE (Brabant)  
Belgique



Le mode opératoire que nous avons déjà décrit est valable pour ceux qui désirent photographier leur écran sans toucher à leur téléviseur. Mais nos lecteurs ne craindront pas d'ajouter un petit montage au récepteur, car, dans la majorité des cas, ce récepteur est leur œuvre. Ce petit montage est l'obturateur électronique, ne comportant qu'un seul tube, de mise au point facile à qui possède un oscilloscope, et qui rend possible la réussite de photographies excellentes avec n'importe quel appareil, à la seule condition que son objectif soit assez lumineux, et que l'appareil permette la photographie à courte distance, au besoin avec une lentille additionnelle.

## Montage adopté

Le problème est le suivant : il s'agit d'obtenir un signal rectangulaire débloquent le wehnelt du tube en coïncidence exacte avec un top de synchronisation images, et le rebloquant au moment d'un autre top, pas le suivant, mais celui d'après.

Il faut, d'autre part, que ce signal soit déclenché à peu près quand on le désire et qu'il ne se reproduise pas, tout au moins dans la seconde qui suit sa première apparition, pour qu'on ait le temps de refermer l'obturateur de l'appareil.

On pense tout de suite à un univibrateur, appelé aussi flip-flop, réglé à 1/25 de seconde, et déclenché par la synchronisation images. Mais, en fait, cela ne conviendrait pas.

En effet, supposons que nous fermions l'interrupteur qui met en communication la sortie de synchronisation images du récepteur avec l'entrée de la synchronisation du flip-flop : au premier top images, le flip-flop va déclencher, et donner un signal de 1/25 de seconde.

Jusqu'ici tout va bien. Mais, à la fin de ce signal, le flip-flop étant revenu dans sa position stable, il est de nouveau sensible à la synchronisation, et il redéclenche au top suivant..., etc.

Pour l'empêcher de redéclencher, il faudrait avoir ouvert l'interrupteur pendant la durée du top de 1/25 de seconde. Autrement dit, il faudrait que cet inter-

rupteur soit resté fermé au moins 1/50 de seconde dans le cas le plus défavorable ou un top images vient d'avoir lieu quand on le ferme, et, au plus, 1/25 de seconde, pour le cas où un top images aurait lieu juste après la fermeture.

Vous y arriverez peut-être..., après des mois d'entraînement ! Des systèmes mécaniques pourraient le faire avec sécurité, mais nous vous proposons une solution plus simple.

En effet, si vous réalisez le montage de la figure 1, le signal carré débutera 0,04 seconde au minimum et 0,06 seconde au maximum après le moment où vous aurez appuyé sur le bouton, et, après la fin du signal, il n'y aura pas d'autre déclenchement si vous cessez d'appuyer sur le bouton dans les 0,8 seconde.

Autrement dit, il vous faudra appuyer sur le bouton plus de 1/10 de seconde et moins de 0,8 seconde, ce qui est très facile.

Analysons le schéma. Nous y voyons une double triode (6J6) montée en multivibrateur. Malgré les apparences, il ne s'agit pas d'un multivibrateur à couplage cathodique.

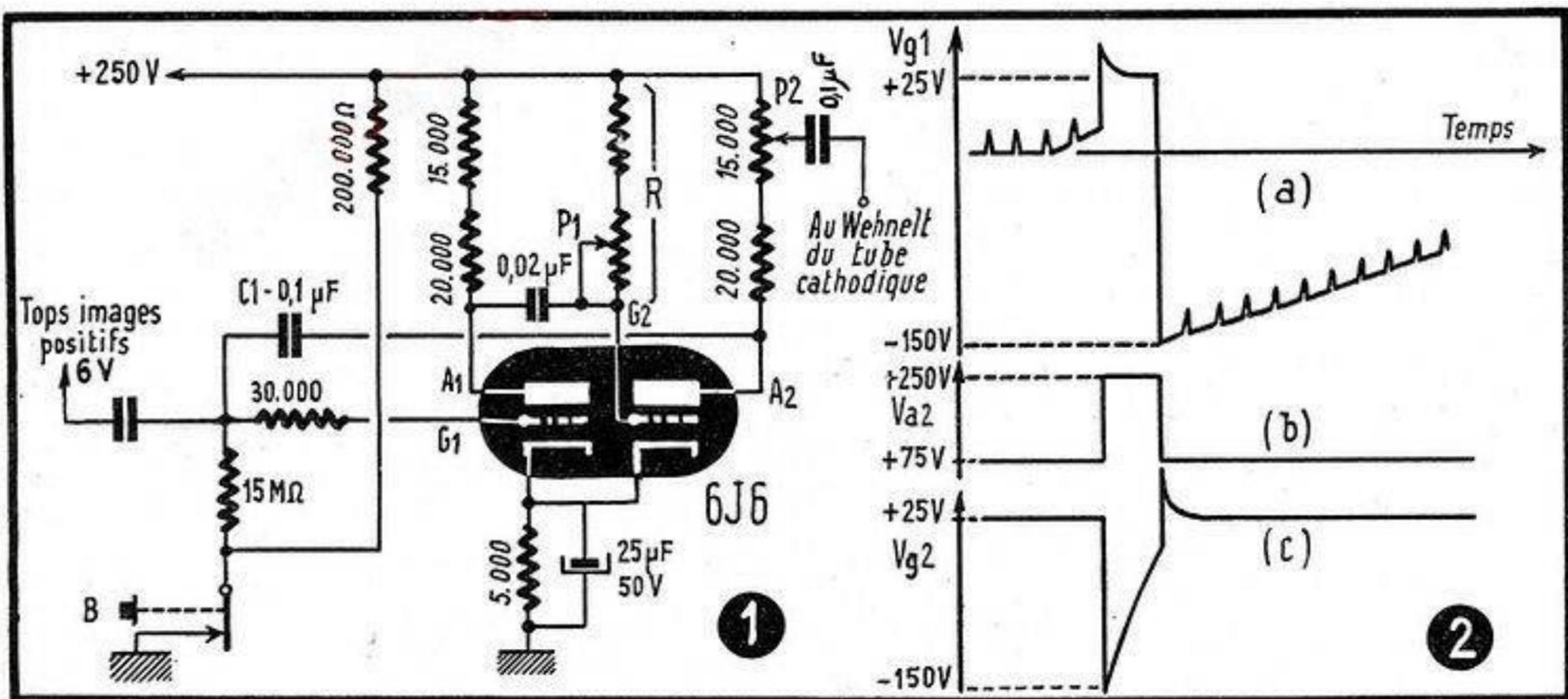


Fig. 1. — Ce flip-flop se transforme en multivibrateur très dissymétrique quand on appuie sur le bouton B.

Fig. 2. — Courbes donnant les tensions de  $G_1$ ,  $G_2$ ,  $A_1$  en fonction du temps dans l'obturateur électronique de la figure 1.

La résistance de  $5\text{ k}\Omega$  entre les cathodes et la masse, découplée par un condensateur de  $25\ \mu\text{F}$ , ne sert qu'à polariser la grille de gauche du multivibrateur, de telle sorte que, lorsque le bouton poussoir B est dans la position repos, le multivibrateur est bloqué.

En effet, le réseau de caractéristiques de la 6J6 indique, pour  $V_g = 0$ , un courant anodique de  $5\text{ mA}$  pour l'anode à  $50\text{ V}$ , et, pour  $V_A = 250\text{ V}$ , une tension de cut-off de  $-15\text{ V}$ . La triode de droite, n'étant pas polarisée, débite. Elle a sa tension de grille « nivelée » à celle de la cathode par courant grille. Avec les résistances utilisées ( $5\text{ k}\Omega$  dans la cathode et  $35\text{ k}\Omega$  total dans l'anode) son courant est de  $5\text{ mA}$ ; son anode étant à  $75\text{ V}$  ( $250 - 35 \times 5$ ) et sa cathode à  $25\text{ V}$ , il y a bien  $50\text{ V}$  anode-cathode.

La grille de gauche est au potentiel 0, donc la triode de gauche est bloquée, son anode est à  $250\text{ V}$ . Ne vous inquiétez pas de voir  $15\text{ M}\Omega$  dans une grille de 6J6, comme la lampe est bloquée cela ne présente aucun inconvénient.

Appuyons maintenant sur le bouton B :  $C_1$  va se charger à courant pratiquement constant au début, ce courant étant de :

$$\frac{250}{15 \cdot 10^6} = 16,6\ \mu\text{A}.$$

La tension de la grille de gauche monte à la vitesse :

$$\frac{dV}{dt} = \frac{i}{C_1} = \frac{16,6 \cdot 10^{-6}}{10^{-7}} = 166\text{ volts par seconde}.$$

Elle atteindra donc  $+10\text{ V}$  (valeur qui correspond au déblocage) au bout de  $\frac{10}{166} = 66$  millisecondes.

Mais cette grille reçoit, chaque 20 millisecondes, un top images positif de l'ordre de  $6\text{ V}$ . Donc, dans cet intervalle de  $60\text{ ms}$ , il y aura la crête d'un top qui dépassera les  $+10\text{ V}$  fatidiques, et le multivibrateur basculera (fig. 2 a).

La triode de gauche débite alors  $5\text{ mA}$ , son anode tombe à  $75\text{ V}$ , envoyant par  $C_2$  une impulsion de  $-175\text{ V}$  sur la grille de la triode de droite qui se bloque; son anode (fig. 2 b) remonte à  $+250\text{ V}$ ; elle transmet par  $C_1$  une impulsion de  $+175\text{ V}$  à la grille de gauche, et c'est pourquoi on a placé, en série avec cette grille, une résistance de  $30\text{ k}\Omega$ , pour limiter le courant grille et pour empêcher le potentiel de cette grille de monter à une valeur trop élevée.

Cependant, la résistance R décharge le condensateur  $C_2$ , les constantes de temps étant calculées pour que la décharge ait lieu de  $-175\text{ V}$  à  $-15\text{ V}$  (par rapport à la cathode), en  $1/25$  de seconde (fig. 2 c).

Donc, au bout de  $1/25$  de seconde, la grille de droite est à  $-15\text{ V}$  par rapport à la cathode et fait rebasculer le multivibrateur.

Une impulsion de  $-175\text{ V}$  est alors appliquée à la grille de gauche. En raison des constantes de temps utilisées, cette grille, dont le potentiel va tout de suite remonter de  $-150\text{ V}$  vers  $+250\text{ V}$ , car le condensateur  $C_1$  est déchargé à travers  $15\text{ M}\Omega$  par l'alimentation H.T., n'atteindra le potentiel de déclenchement

de  $+10\text{ V}$  qu'au bout de  $0,8$  seconde. On a donc largement le temps de lâcher le bouton, et, alors, la grille de gauche a son potentiel qui tend vers 0 et non plus vers  $+250$ . Elle n'arrivera donc plus à  $+10\text{ V}$  et le multivibrateur ne redéclenchera pas.

On aurait pu augmenter un peu  $C_1$ ; par exemple, avec  $C_1 = 0,2\ \mu\text{F}$ , le déclenchement se produirait dans les  $120\text{ ms}$ , et non plus  $60$ , suivant la manœuvre du bouton, mais, après le signal, on disposerait de  $1,6$  secondes pour relâcher le bouton, ce qui augmenterait encore la sécurité de manœuvre, mais diminuerait la rapidité de prise de vue, après le moment où on a pressé le bouton.

### Objections non valables...

La réalisation d'un tel obturateur électronique est relativement simple.

Mais, avant d'entrer dans plus de détails, nous voudrions répondre à deux objections que ne manqueront pas de faire nos lecteurs.

1. « La durée du signal carré produit est réglée à  $1/25$  de seconde par des constantes de temps, et non par les tops d'images; seul, le début du signal est synchronisé par un top. C'est là une cause d'imprécision ».

Théoriquement, cette objection est tout à fait justifiée. Mais en fait, la synchronisation de fin de signal est difficile; nos lecteurs pourront la réaliser en appliquant à l'entrée marquée « tops images », sur le schéma, des tops légèrement dérivés, c'est-à-dire comportant une grande pointe positive et une faible pointe négative comme le représente la figure 3, et en réglant la résistance R.

Cette synchronisation n'est pas indispensable, car la résistance R du schéma 1 retournant à  $+250\text{ V}$ , et non à la cathode comme on aurait pu le faire en prenant une valeur de R plus petite, la période du flip-flop est très constante et dépend peu des caractéristiques de la lampe.

Indiquons, en passant, qu'il s'agit là d'un moyen très général de réaliser des multivibrateurs à période stable.

De plus, le signal de  $1/25$  de seconde peut se terminer, soit exactement au moment de la fin d'un balayage images, soit pendant le signal de blanking qui suit. Ce signal valant  $12\%$  de la durée d'un balayage, la durée du signal de  $1/25$  de seconde peut varier de  $6\%$  ( $+3\%$ ) sans inconvénient.

2. « Ce système, comme l'obturateur à rideau convenablement utilisé, photographie deux demi-images. Mais ces deux demi-images appartiennent-elles sûrement à la même image ? »

Certes non. Il y a une chance sur deux pour qu'elles appartiennent à deux images différentes; c'est tout au moins ce que diront les pessimistes, les optimistes objectant : « Qu'il y a 50 chances sur 100 pour qu'elles appartiennent à la même »; comme quoi tout est dans la façon de présenter les choses. Signalons cependant que, si pour le téléviseur où les demi-images ont un sens très strict, cet inconvénient peut nous gêner, pour la télévision prise en direct, il n'a aucune importance. En effet, pour la vue directe, le sujet a

autant bougé sur la mosaïque de l'icône-scope entre les deux demi-images d'une image, qu'entre la deuxième demi-image d'une image, et la première demi-image de l'image suivante.

Il est théoriquement possible de discriminer les tops de fin de demi-image et les tops de fin d'image.

Mais notre intention n'étant pas de décrire un monstre comportant une avalanche de tubes, des lignes à retard, un oscillographe elliptique de contrôle, etc, nous n'insisterons pas.

### Mise au point

La mise au point de l'obturateur décrit est donc la suivante :

1. On réalise le montage, et on prend son alimentation sur celle du téléviseur, ce qui ne le fatiguera pas beaucoup; il est à noter que si l'on peut stabiliser la tension par des tubes à gaz en série, comme un VR105 et un VR150, ou un OA2 et un OB2, ou trois 4687, c'est préférable.

2. On relie le fil qui va au bouton poussoir, déconnecté du bouton, à un point dont la tension est de  $+10\text{ V}$  (diviseur de tension contrôlé par un voltmètre qu'on laisse branché pendant l'essai, ou piles) et, sans envoyer de synchronisation, le multivibrateur doit osciller, une de ses périodes étant très longue, au moins  $6$  à  $7$  secondes, l'autre de l'ordre de  $1/25$  de seconde; cette oscillation peut se contrôler avec un casque, en série avec un condensateur de  $0,1\ \mu\text{F}$ , branché entre la masse et le curseur du potentiomètre P2, celui-ci étant réglé de façon que le claquement du multivibrateur soit juste perceptible. S'il n'y a pas d'oscillation, diminuer la résistance de cathode. S'il y a oscillation rapide (plus d'un claquement double toutes les  $5$  secondes) augmenter légèrement la résistance de cathode. Ce réglage étant fait, rebrancher le bouton poussoir.

3. Appliquer des tops de synchronisation images positifs à l'entrée synchronisation, et régler leur amplitude à la moitié de la valeur pour laquelle le multivibrateur déclenche sans qu'on ait à appuyer sur le bouton, ce qui correspond à peu près à  $5\text{ V}$  crête (contrôle à faire à l'oscillographe).

4. Relier par un condensateur de  $0,1\ \mu\text{F}$  le curseur de P2 au wehnelt du tube du téléviseur (en supposant qu'il s'agit d'un tube attaqué par la cathode) en mettant ce curseur au point le plus voisin du  $+H.T.$  c'est-à-dire au niveau de signal nul.

5. Appuyer en permanence sur le bouton pendant le fonctionnement du téléviseur, le réglage de lumière étant mis à l'extinction presque complète, et tourner lentement P2 jusqu'à ce que l'image, presque invisible entre les signaux, s'illumine franchement pendant les signaux. Il peut être préférable, pour augmenter le rythme des illuminations, qui est de l'ordre de 1 par seconde, de shunter la résistance de  $15\text{ M}\Omega$  par une résistance de  $3\text{ M}\Omega$ .

Le potentiomètre P1 étant mis au minimum de sa valeur, la résistance de fuite de la grille de droite est réduite à  $1\text{ M}\Omega$ , et

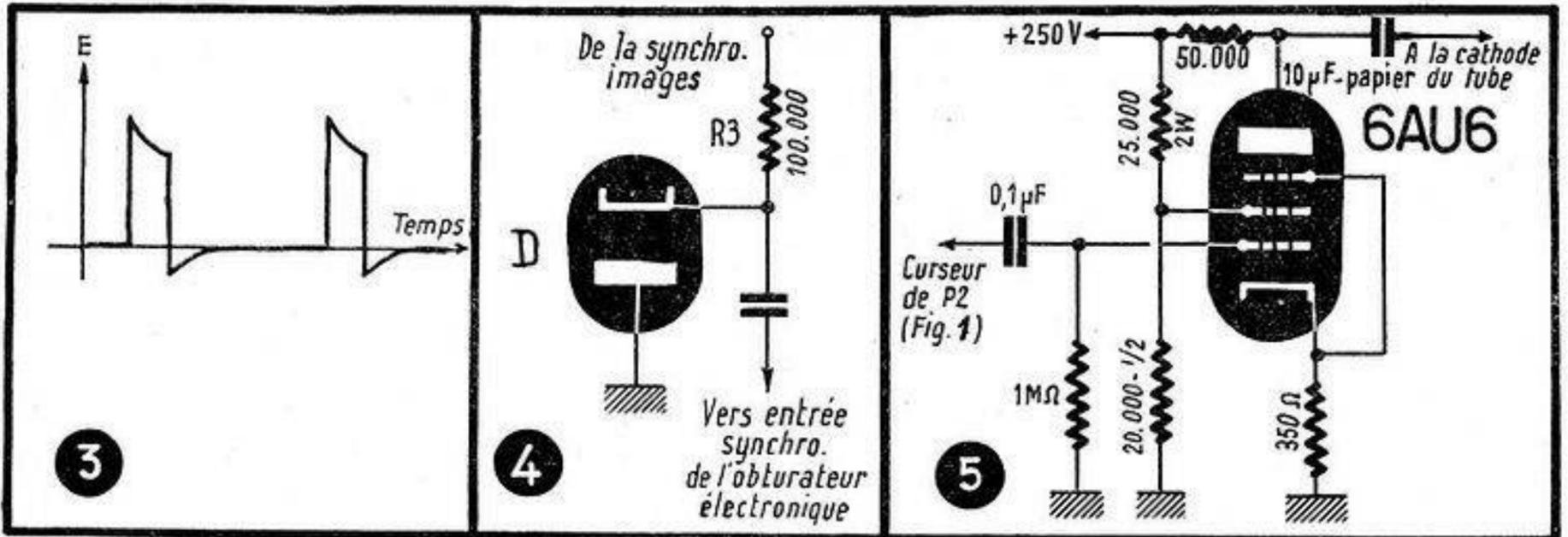


Fig. 3. — Les tops de synchronisation images, légèrement dérivés, ont des pointes négatives, qui, faibles, sont utiles, et trop fortes, sont nuisibles.  
 Fig. 4. — La diode D coupera les pointes négatives trop fortes des tops images s'il y a lieu.  
 Fig. 5. — Cet étage amplificateur retourne le signal de l'obturateur électronique s'il faut attaquer le tube cathodique par la cathode.

le signal carré fourni dure à peu près  $1/100$  de seconde.

C'est donc la moitié supérieure de l'écran qui s'illumine seule. En augmentant la valeur de  $P_1$ , on voit la zone éclairée qui gagne vers le bas, puis la deuxième demi-image qui commence en haut de l'écran (c'est une bande qui paraît plus lumineuse puisque les lignes y sont deux fois plus serrées), puis qui occupe la totalité de l'écran.

A ce moment, l'obturateur électronique est réglé, et il l'est une fois pour toutes, surtout s'il est alimenté avec une tension tant soit peu stable.

On peut rencontrer des difficultés lors de la mise au point, si le signal de synchronisation images comporte, après une pointe positive, une pointe négative trop importante. Suffisamment faible, cette pointe négative ne gêne pas, au contraire, car elle permet de synchroniser la fin du signal sur un top images, mais, trop forte elle peut amener le rebasculement du flip-flop après  $1/50$  de seconde; autrement dit, dans le réglage du paragraphe 5, on ne peut pas arriver à avoir sur l'écran plus d'une demi-image, même en augmentant  $P_1$  au maximum.

Dans ce cas, il faut utiliser le montage de la figure 4 entre la sortie de synchronisation du récepteur et l'entrée de synchronisation du montage de la figure 1.

La diode D qui peut être une diode à germanium du type 1N34, coupe la pointe négative des tops, et tout rentre dans l'ordre.

Cela sera nécessaire en particulier si, ne désirant pas déformer les signaux de synchronisation de votre récepteur, ni faire partir des fils depuis l'étage de séparation, vous avez utilisé, pour avoir les tops images, une partie de la surtension aux bornes des bobines images, une très faible partie s'entend, puisqu'il faut 5 V seulement.

## Emploi

L'obturateur étant connecté et réglé, il n'y aura, en principe, qu'à placer l'appareil

photographique devant l'écran, ouvrir son obturateur réglé sur la pose en 1 temps, appuyer sur le bouton B, et le relâcher dès qu'on a vu l'illumination, au moment où on veut prendre la photographie.

Mais il y a certaines précautions à prendre.

1. Il faut d'abord s'assurer que le signal d'illumination du tube n'est pas trop important : les lignes de retour ne doivent pas apparaître.

2. Il faut vérifier que, pendant l'illumination, la concentration est bonne, ce qui n'est pas certain, car, entre les illuminations, le tube étant éteint, il ne consomme pas de T.H.T. La valeur de cette dernière peut donc monter s'il s'agit d'un générateur de T.H.T., mal conçu et surmené. Il faut donc régler la concentration en utilisant la « rémanence » de l'œil, ce qui n'est pas difficile.

3. L'idéal serait que le tube soit complètement éteint en dehors des éclairs, mais alors, on ne saurait pas à quel moment il est intéressant de prendre la photographie. La solution de choix est d'observer un autre récepteur en fonctionnement, mais on peut aussi bien faire une réplique de l'image sur le tube de l'oscilloscope : on règle son balayage horizontal sur 10.000 périodes et on le synchronise avec les tops lignes du récepteur ou, à défaut, avec un fil approché de la plaque de la lampe de lignes; on applique la dent de scie à 50 périodes, sur son amplificateur vertical, et, avec une liaison cathodique de préférence, on module sur le wehnelt, après inversion de phase dans un tube de gain  $-1$  si nécessaire. Il n'est pas besoin de passer plus de 1 MHz pour un tube de 9 cm. L'image est petite et verte, mais, il y a 15 ans, on l'aurait déjà trouvée superbe...

Pour éviter cette installation, on peut tout simplement régler la lumière du tube, en l'absence de signal, à la quasi-extinction; il faudra seulement ouvrir l'obturateur de l'appareil peu de temps avant d'appuyer sur le bouton B, et le refermer peu de temps après. L'œil étant beaucoup plus sensible que la plaque photographique, les résultats seront très bons.

4. Dans ce qui précède, nous avons supposé que votre tube était attaqué par la cathode, et que nous appliquions au wehnelt, relié par une résistance de l'ordre du mégohm au curseur du potentiomètre de luminosité, le signal en positif.

Si votre tube est attaqué par le wehnelt, il faut appliquer le signal d'allumage en négatif sur la cathode du tube qu'on reliera par 50 k $\Omega$  au point où elle allait initialement, sans aucun inconvénient pour le récepteur.

Pour obtenir ce signal négatif, on pourrait penser à le prendre sur la résistance de charge de la triode de gauche, mais ce n'est pas indiqué; en effet, il n'est pas assez rectangulaire, le meilleur signal d'un flip-flop étant toujours obtenu sur la plaque de la lampe qui est bloquée pendant le signal.

Aussi est-il préférable d'utiliser le montage représenté sur la figure 5. On y remarque l'absence de condensateur de polarisation sur la lampe qui retourne le signal, ainsi que l'énorme valeur du condensateur de liaison en sortie, nécessaire pour éviter de déformer le signal.

## Où nous sortons de la technique...

Nous tenons à signaler un petit fait à nos lecteurs qui réaliseront des photographies par télévision : il est vraisemblable que de telles photographies ne doivent pas être vendues, ou présentées en public (exactement comme les enregistrements d'émissions radiophoniques) à moins d'un accord avec la direction de la Télévision Française, et, sans doute, avec la compagnie qui a produit le film, dans le cas où il s'agit de télécinéma.

Mais, si vous réalisez pour votre usage personnel notre petit obturateur électronique, vous pourrez vous constituer une série de photographies d'actualité ou d'art très intéressante sans aucun risque d'accrochage... juridique.

J. P. GEHMICHEN

# LA TÉLÉVISION

## A LA

# FOIRE DE PARIS

La Foire de Paris est destinée à toucher le grand public, et ne constitue pas une exposition spécialisée. C'est sans doute ce qui lui a valu, chez les techniciens de la radio, la réputation assez justifiée de « Foire aux ébénisteries ».

En fait, le professionnel y va pour jeter un coup d'œil d'ensemble, voir ce qui se passe chez les concurrents, et découvrir, peut-être, la nouveauté sensationnelle de la saison.

### Tonus

Destinée à établir ou resserrer les liens entre les constructeurs et le grand public, la Foire n'atteint son but qu'en fonction du nombre de visiteurs. Or, de l'avis unanime des exposants, jamais les premiers jours n'ont été aussi creux. Il est vrai qu'ils le répètent chaque année avec tout autant de conviction et de sincérité, mais on doit tout de même reconnaître que la foule était plutôt clairsemée dans les allées, même les jours d'affluence ordinaires.

Il est heureux que les choses se soient considérablement améliorées vers la fin de l'exposition. En attendant, les visiteurs étrangers, qui paraissent, eux, tout aussi nombreux qu'auparavant, sinon plus, ont été reçus avec un empressement d'autant plus justifié que certains ont, nous confie-t-on, passé des commandes très importantes.

Bien qu'on ne puisse pas dire que les affaires vont très fort, la plupart des constructeurs ne paraissent pas autrement affectés. Sans doute ceux-là ont-ils en poche quelque joli marché d'état ou quelque ordre fructueux pour l'exportation...

Pour la technique qui nous intéresse ici, la télévision, les choses se sont quand même améliorées, du point de vue commercial, depuis l'année dernière.

On enregistre un regain d'activité, expliqué sans doute par la constatation surprenante au premier abord que les prix des téléviseurs sont dans l'ensemble restés stationnaires ou même quelquefois ont baissé depuis la précédente Foire.

Il faut en chercher les raisons, à notre avis, dans les causes suivantes : apparition sur le marché de matériel spécialisé (blocs déviation-concentration, boîtes T.H.T., transformateurs de blocking, etc.) de prix plus raisonnables et de bon fonctionnement; simplification des schémas; rationna-

lisation et économie dans la construction; réduction des marges bénéficiaires dans l'espoir justifié d'attirer la clientèle par des prix plus bas; enfin, la concurrence commence à jouer...

Voilà pourquoi, malgré les hausses souvent sensibles qui ont frappé certains éléments, les prix ont été maintenus ou même réduits.

Nous ne pouvons que nous en réjouir, qui menons depuis longtemps dans ces colonnes campagne pour le lancement de récepteurs de qualité à des prix tirés au maximum, afin d'élargir le marché possible et accélérer la diffusion de la télévision dans le public.

Une promenade au hasard des stands montre, avec évidence, que rares sont les constructeurs de radio qui n'ont pas aussi quelques téléviseurs à exposer.

La haute définition semble avoir conquis droit de cité; on la rencontre partout...

Tendance générale très nette à l'augmentation de la surface des écrans : le plus répandu semble être le 31 cm. Le 22 cm est en régression; par contre, on rencontre des 40 et 50 cm, et des ensembles à projection jusqu'à 1,3 mètre.

Sur les petits tubes, on ajoute des lentilles pour agrandir l'image.

Les tubes à fond plat sont déjà utilisés par certains constructeurs, et le ferrocube prospère sur la quasi totalité des châssis.

### Une mention particulière...

...au combiné radio-télévision de table *Ducetel*, ensemble économique équipé d'un tube statique de 18 cm qu'une lentille agrandit aux dimensions « virtuelles » d'un 22 cm;

... au TV3 819 lignes *Sonora*, de présentation identique à son aîné 441 lignes. Tous deux sont maintenant équipés d'une loupe;

... aux téléviseurs 441-819 lignes *Unic-Radio*;

... aux récepteurs et à l'équipement de mesures *F.G.B.*;

... au modèle 441 et 819 lignes combiné *Ducastel*, qui se fait en ébénisterie de table ou en console;

... au meuble *Grandin*, radio-changeur de disque-téléviseur 31 cm;

... à la gamme des téléviseurs *Philips*

qui s'étend du 22 cm de table au meuble *Jumbo* à écran de 75 x 100 cm, en passant par les 31 cm et 40 cm à projection de table;

... aux récepteurs *Radio-Industrie*, en modèles de table ou en pied, équipés de tubes de 25 à 40 cm plats;

... au combiné *Télé-Ariane*, sans doute le meuble le plus cher de la Foire, vendu par *Innovation*, avec son châssis radio de grand luxe à douze gammes, son téléviseur à tube de 40 cm à fond plat, et son enregistreur microsillon sur bande multitrace, selon le nouveau procédé qui autorise la reproduction à 50.000 exemplaires à la rotative;

... à la présentation luxueuse des récepteurs *Lancia*;

... aux régulateurs automatiques *Dynatra* qui maintiennent constante la tension à l'entrée des récepteurs, quelles que soient les variations du secteur;

... au récepteur haute définition *Andrels*, équipé d'un tube de 50 cm à fond plat;

... aux antennes et accessoires pour télévision de *Portenseigne*, *Diéla* et *Optex*. J'en passe, et des meilleurs...

### Conclusion

Nous avons l'habitude, chaque année, de donner un tableau synoptique qui résumait les caractéristiques essentielles des récepteurs exposés.

Une telle énumération deviendrait, maintenant, proprement fastidieuse en raison même du nombre et de la variété des modèles présentés, tant en haute qu'en moyenne définition.

Contentons-nous de dire que, de 7 à 130 cm, toutes les dimensions d'image sont représentées; que la plupart des modèles se font en haute ou moyenne définition avec une légère différence de prix; que certains, même, sont combinés et donnent, au choix, l'une ou l'autre des linéatures par simple commutation (*Ducastel*).

En un mot, les constructeurs sont prêts à parer à toute éventualité; il ne manque plus que les clients...

A. V. J. MARTIN

# AMPLIFICATEURS A LARGE BANDE

## PREMIÈRE PARTIE : MÉTHODE DE CALCUL

### Expérience et calcul

En moyenne définition, avec une bande passante de 3,5 MHz et deux amplificatrices M. F. ou trois amplificatrices H. F., il était encore possible d'obtenir des résultats acceptables d'un récepteur de télévision en se fiant à son expérience.

Par exemple, avec un récepteur à amplification directe à trois H. F., on amortissait les circuits accordés à l'aide d'une résistance physique de 10.000 ohms mise en parallèle sur la résistance d'entrée des EF42, et on réglait les décalages des fréquences d'accord en observant la mise de finesse transmise par l'émetteur.

Avec un peu d'habitude, on obtenait ainsi, assez rapidement, des performances honorables, sinon optima, et le travail était facilité par le nombre relativement restreint des variables.

La haute définition, plus exigeante en qualité, avec sa bande passante de 10 MHz, et plus complexe, avec ses amplificatrices M. F. en nombre assez élevé, pose des problèmes beaucoup plus délicats, et que bien peu de techniciens peuvent résoudre « au pifomètre », d'abord en raison du manque d'expérience, ensuite parce que le nombre des variables est, en général, plus élevé que dans le cas du 441 lignes.

### Symboles utilisés

- $C$  : capacité shunt totale;
- $C_1$  : capacité de liaison;
- $C_2$  : capacité de découplage;
- $X = 1/C\omega$  : réactance de la capacité  $C$  à la pulsation  $\omega$ ;
- $\omega = 2\pi f$  : pulsation correspondant à la fréquence  $f$ ;
- $f_a$  et  $f_b$  : fréquences qui limitent la bande passante;
- $f_0 = \sqrt{f_a \cdot f_b}$  : fréquence centrale;
- $B = f_b - f_a$  : bande passante;
- $f_1, f_2, \text{ etc.}$  : fréquences d'accord des circuits;
- $g$  : gain moyen par étage;
- $N$  : nombre d'étages;
- $G = g^N$  : gain total;
- $M = f_0/B$  : rapport de bande passante;
- $a$  : coefficient de décalage;
- $R$  : résistance totale d'amortissement;
- $Z$  : résistance d'entrée de la lampe;
- $P$  : résistance physique d'amortissement;
- $L$  : self-induction;
- $n$  : rapport de transformation;
- $s$  : pente de la lampe;
- $C_e$  : capacité d'entrée de la lampe;
- $C_s$  : capacité de sortie de la lampe.

En fait, il est devenu absolument nécessaire, lors de la genèse d'un téléviseur à 819 lignes, d'établir sérieusement un projet complet, avec calcul des gains, des amortissements, des fréquences d'accord, des corrections, etc.

On ne peut guère que s'en réjouir d'un point de vue strictement technique, et ce d'autant plus que les calculs indispensables, s'ils peuvent quelquefois paraître fastidieux, relèvent simplement des opérations élémentaires et sont à la portée de tout le monde.

Il est inutile de rechercher une grande précision, et la règle à calcul fournit des résultats bien assez approchés pour les besoins de la pratique. Avec son aide, il suffit d'une demi-heure au grand maximum pour calculer complètement tous les éléments d'un projet qui tienne debout.

Nous allons voir aujourd'hui comment établir un amplificateur M. F. de caractéristiques déterminées, et, en raison des répercussions qu'ont les circuits de détection sur le dernier étage M. F., nous aborderons aussi le problème de la détectrice.

### L'amplificateur M. F.

Strictement parlant, l'amplificateur M. F. commence à la sortie de l'étage changeur

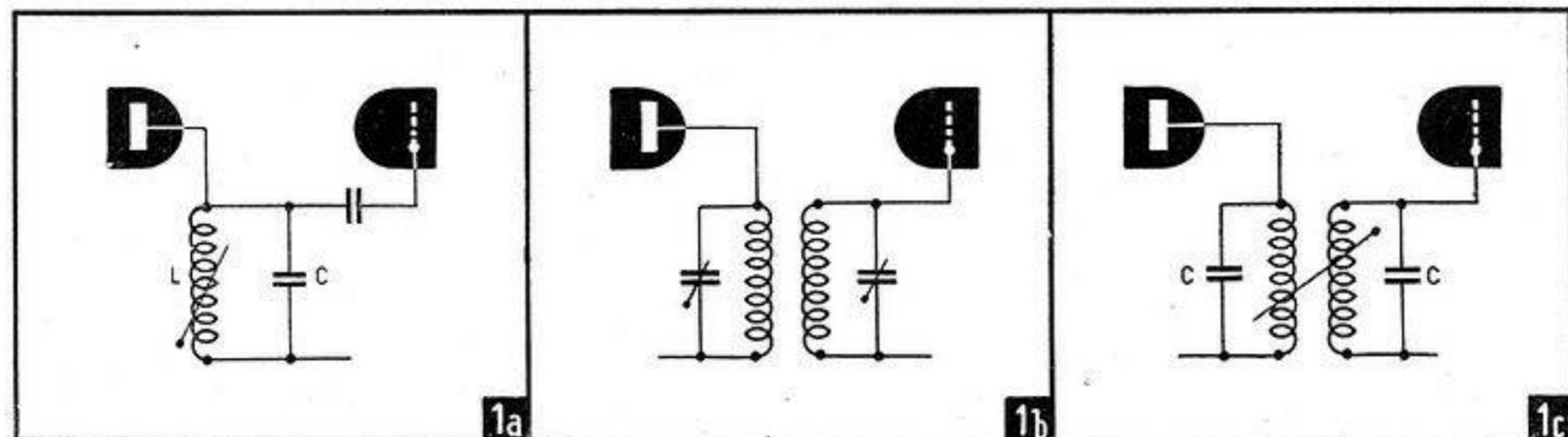


Fig. 1 a. - Circuit bouchon. — Fig. 1 b. - Transformateur à primaire et secondaire accordés. — Fig. 1 c. - Bobinage bifilaire.

de fréquence et finit à l'attaque de la détectrice.

Ils comprennent plusieurs lampes à forte pente, reliées entre elles par des circuits accordés qui peuvent être de trois sortes : circuits bouchons concordants, circuits bouchons décalés, transformateurs à primaire et secondaire accordés (fig. 1). Nous laissons intentionnellement de côté les enroulements bifilaires, dont le calcul est identique à celui des circuits bouchons, et les filtres complexes très rarement utilisés.

Le gain de l'étage est d'autant plus élevé que la capacité du circuit accordé est plus faible. On la réduit donc au strict minimum en se contentant des inévitables capacités parasites : capacité d'entrée de la lampe suivante, capacité de sortie de la lampe précédente, capacité de câblage. Avec du soin, on arrive à réduire cette dernière à 6 picofarads, et la capacité parasite shunt totale C sera pour une EF 42  $4,5 + 9,5 + 6 = 20$  picofarads.

En principe, le transformateur, qui sépare en deux la capacité parasite shunt, assure un gain supérieur. Pratiquement, on ne peut accorder les circuits par noyaux réglables, ce qui modifierait le couplage, donc la courbe de réponse, et on est bien obligé d'accorder primaire et secondaire à l'aide de deux condensateurs ajustables supplémentaires, ce qui annule l'avantage théorique et augmente le prix de revient (fig. 1 b). De plus, le moindre dérèglement revêt des proportions catastrophiques sur la courbe de réponse totale, et le couplage entre enroulements est très critique.

On préfère donc de beaucoup employer le circuit bouchon simple de la figure 1a, et, comme le montage à circuits décalés ne coûte pas plus cher et donne un gain total supérieur à celui des circuits concordants, c'est celui que l'on adopte dans l'immense majorité des cas.

Le montage à enroulement bifilaire de la figure 1c est équivalent au circuit bouchon. On l'obtient en enroulant simultanément côte à côte deux fils, l'un pour le primaire, l'autre pour le secondaire; le couplage doit être serré au maximum.

Le seul avantage sur le circuit bouchon est l'économie d'un condensateur de liaison, largement compensée par la fabrication plus délicate.

### Circuits bouchons décalés

Le gain d'un étage diminue quand la capacité shunt augmente. Pour obtenir le maximum d'amplification, on se sert des inévitables capacités parasites comme condensateur du circuit accordé. Dans le cas de la EF 42, on peut considérer 20 picofarads au total comme une excellente valeur pratique pour un montage soigné.

Cette même valeur sera adoptée, pour simplifier, pour le premier circuit M. F., ce qui est assez justifié, et aussi pour le dernier circuit M. F., ce qui l'est moins en raison de la capacité d'entrée de la détectrice, en général assez différente de la capacité d'entrée d'une amplificatrice H. F. On n'aura aucune peine à rectifier le calcul dans le cas d'une valeur de capacité para-

site shunt totale nettement différente de 20 picofarads, les formules indiquées s'y prêtant aisément.

Deux montages sont possibles : dans le premier (fig. 2) le circuit bouchon est monté dans la plaque de la lampe, et la résistance d'amortissement P sert de fuite de grille à la lampe suivante. L'inconvénient est que le bobinage est porté à la haute tension continue, inconvénient négligeable dans le cas qui nous occupe où l'on accorde par noyau réglable. (Si l'on accordait par condensateur ajustable, celui-ci serait porté à la haute tension). L'avantage est que la résistance peut-être de très faible puissance. La capacité de liaison C<sub>1</sub>, au mica ou à la céramique, doit être de bonne qualité et présenter une réactance négligeable à la fréquence d'emploi; on utilise couramment 100 à 500 picofarads.

Dans le second montage (fig. 3), le circuit accordé est monté entre grille et masse, et la résistance d'amortissement est disposée dans le circuit anodique de la lampe précédente. L'avantage est que le bobinage est à la masse du point de vue continu. L'inconvénient est que la résistance d'amortissement, parcourue par le courant anodique, doit pouvoir dissiper une puissance suffisante.

A l'instar de la majorité des constructeurs, nous adopterons le montage de la figure 2.

### Détection

Pour débayer le terrain, débarrassons-nous d'abord de la question accessoire de l'amortissement dû à la détection.

La résistance d'entrée d'une diode détectrice est celle qui apparaît entre les points A et B de la figure 4, en parallèle sur le circuit accordé qui l'alimente. On peut la calculer simplement de la façon suivante.

Du point de vue de l'utilisation (fig. 5), la tension disponible est divisée entre la résistance de charge R<sub>1</sub> et la résistance interne de la diode R<sub>2</sub>. Le rendement p de la détection est donc

$$p = \frac{R_2}{R_2 + R_1} \quad (1)$$

Après les premières alternances, la diode ne conduit que pendant les crêtes du signal H. F., ce qui correspond à un courant moyen de diode I. Cela veut dire que le condensateur C s'est chargé, et que par conséquent la tension continue à ses bornes, donc aux bornes de R<sub>2</sub>, est sensiblement égale à la tension de crête V<sub>c</sub> du signal appliqué à l'entrée.

Selon la formule bien connue

$$P = EI \quad (2)$$

la puissance absorbée à la détection est

$$P = V_c I \quad (3)$$

Mais

$$I = \frac{V_c}{R_2 + R_1}$$

et, en introduisant le rendement de détection de la formule (1)

$$P = \frac{R_2}{R_2 + R_1}$$

il vient

$$I = \frac{V_c P}{R_2}$$

La formule (3) devient

$$P = \frac{V_c^2 P}{R_2} \quad (4)$$

En passant de la valeur de crête V<sub>c</sub> à la valeur efficace V à l'aide de

$$V_c = 1,414 V$$

ou encore :

$$V_c^2 = 2 V^2$$

la formule (4) s'écrit :

$$P = V^2 \frac{2P}{R_2}$$

ou encore :

$$P = \frac{V^2}{R_2} \cdot \frac{2P}{2P}$$

Mais comme

$$P = \frac{V^2}{R}$$

on voit immédiatement que la résistance équivalente R qui absorbe de la puissance, donc introduit un amortissement, est égale à

$$\frac{R_2}{2P}$$

### Calcul de la résistance de charge

Naturellement, même si l'on ne prévoit aucune capacité physique en parallèle sur la résistance de charge de détection (fig. 4), il y a tout de même une capacité shunt composée de la capacité de sortie de la diode, de la capacité d'entrée de la lampe suivante (amplificatrice V. F.) et de la capacité de câblage. Cette capacité shunt entraîne une baisse d'amplification aux fréquences élevées, baisse que l'on compense par l'un des classiques procédés de correction.

Adoptons par exemple la correction shunt de la figure 6, dans laquelle une bobine de correction L, en série avec la résistance R de charge de détection, relève la réponse aux fréquences élevées. C représente la capacité parasite shunt, que nous prendrons égale à 15 picofarads.

Les formules qui donnent les valeurs des éléments sont

$$R = 0,85 X$$

$$L = \frac{0,3 X}{\omega}$$

avec :

$\Omega$  = pulsation maximum à amplifier

et  $X = 1/C\omega$ .

Envisageons deux cas courants.

a) la bande V. F. est de 8 MHz :

$$\omega = 2\pi \times 8 \times 10^6$$

$$X = \frac{1}{15 \times 10^{-12} \times 2\pi \times 8 \times 10^6} = 1.328$$

$$R = 0,85 X = 1.130 \text{ ohms}$$

$$L = \frac{0,3 X}{\omega} = 7,9 \text{ microhenrys}$$

en tenant compte des unités.

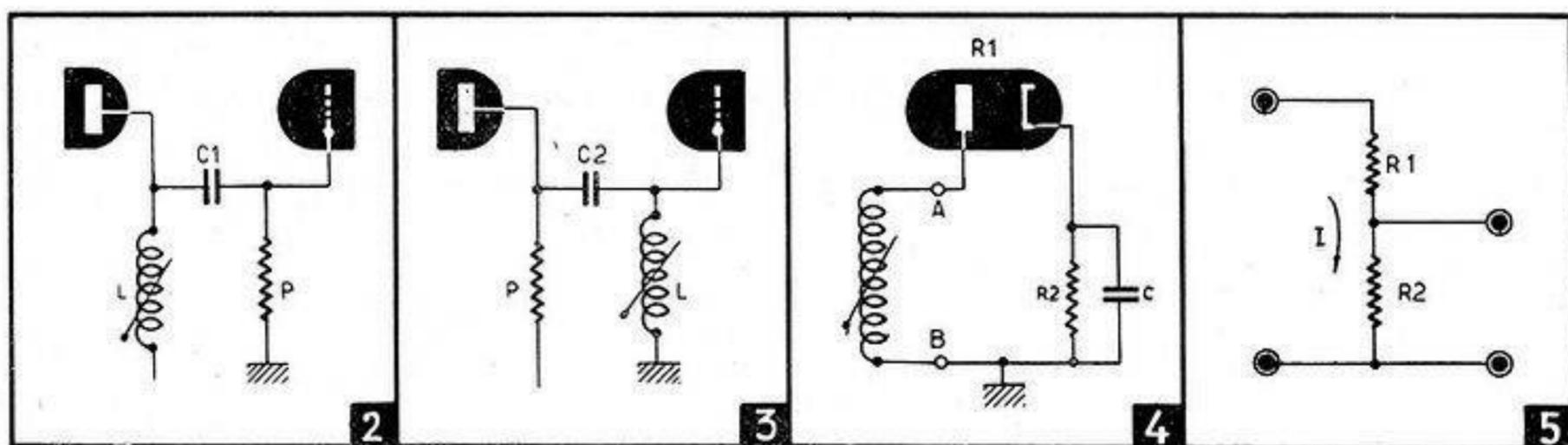


Fig. 2. - Circuit bouchon dans l'anode. — Fig. 3. - Circuit bouchon dans la grille. — Fig. 4. - Circuit de détection. — Fig. 5. - Effet de la résistance interne.

b) La bande V. F. est de 10 MHz :  
 $\omega = 2\pi \times 10 \times 10^6$

$$X = \frac{1}{15 \times 10^{-12} \times 2\pi \times 10^7} = 1.060$$

$$R = 0.85 X = 900 \text{ ohms}$$

$$L = \frac{0.3 X}{\omega} = 5 \text{ microhenrys.}$$

Les résistances de charge sont donc respectivement de 1.130 et 900 ohms, mais, pour calculer l'amortissement réfléchi sur le circuit accordé, il nous faut la valeur de la résistance interne du détecteur, qui varie d'un type à un autre. Elle est de l'ordre de quelques milliers d'ohms pour les diodes thermioniques, et de quelques centaines d'ohms pour les redresseurs à cristal de plus en plus utilisés maintenant en télévision. On peut donc considérer, pour ces derniers, que le rendement de détection est de 50 %, et nous supposons que la résistance d'amortissement réfléchi sur le circuit accordé est simplement égale à la résistance de charge de la détection.

Nos lecteurs n'auront aucune peine à rectifier selon les cas d'espèce, soit pour le rendement de la détection, soit en cas d'adoption de procédés de correction différents.

### Amplificateurs usuels

Les amplificateurs que nous considérons sont donc du type à circuits bouchons décalés dans l'anode, équipés de lampes à forte pente en nombre variable.

Pratiquement, on a 3, 4 ou 5 amplificatrices, ce qui correspond à 4, 5 ou 6 circuits décalés. Comme, de par les caractéristiques même du standard à haute définition, nous travaillons à bande latérale unique, l'affaiblissement à chaque extrémité de la bande passante (8 ou 10 MHz selon le cas) sera obligatoirement de 6 db.

Il existe une méthode simple de calcul des circuits décalés, basée sur un affaiblissement de 3 db aux extrémités de la bande passante. Nous l'adapterons aisément à nos besoins en divisant les circuits en deux groupes à chacun desquels nous appliquerons la méthode simplifiée. Les affaiblissements s'ajoutant, nous aurons bien au total les 6 db que nous désirons.

Dans les trois cas envisagés de 4, 5 ou 6 circuits, nous aurons donc :

a) Deux fois deux circuits, ou, comme on dit habituellement, deux doublets;

b) Deux circuits et trois circuits, c'est-à-dire un doublet et un triplet;

c) Deux fois trois circuits, c'est-à-dire deux triplets.

Dans le doublet, les deux circuits sont accordés (fig. 7) sur deux fréquences  $f_1$  et  $f_2$  symétriques par rapport à la fréquence centrale  $f_0$ , c'est-à-dire que l'on a :

$$f_1 f_2 = f_0^2$$

La fréquence centrale  $f_0$  est elle-même la moyenne géométrique des fréquences extrêmes  $f_a$  et  $f_b$  de la bande passante :

$$f_0^2 = f_a f_b$$

La bande passante est :

$$B = f_b f_a$$

Si B est petit devant  $f_0$ , il est possible de confondre moyenne arithmétique et moyenne géométrique en prenant simplement :

$$f_0 = \frac{1}{2} (f_a + f_b)$$

Dans le triplet, un des circuits est accordé sur  $f_0$  et les deux autres (fig. 8) symétriquement de part et d'autre.

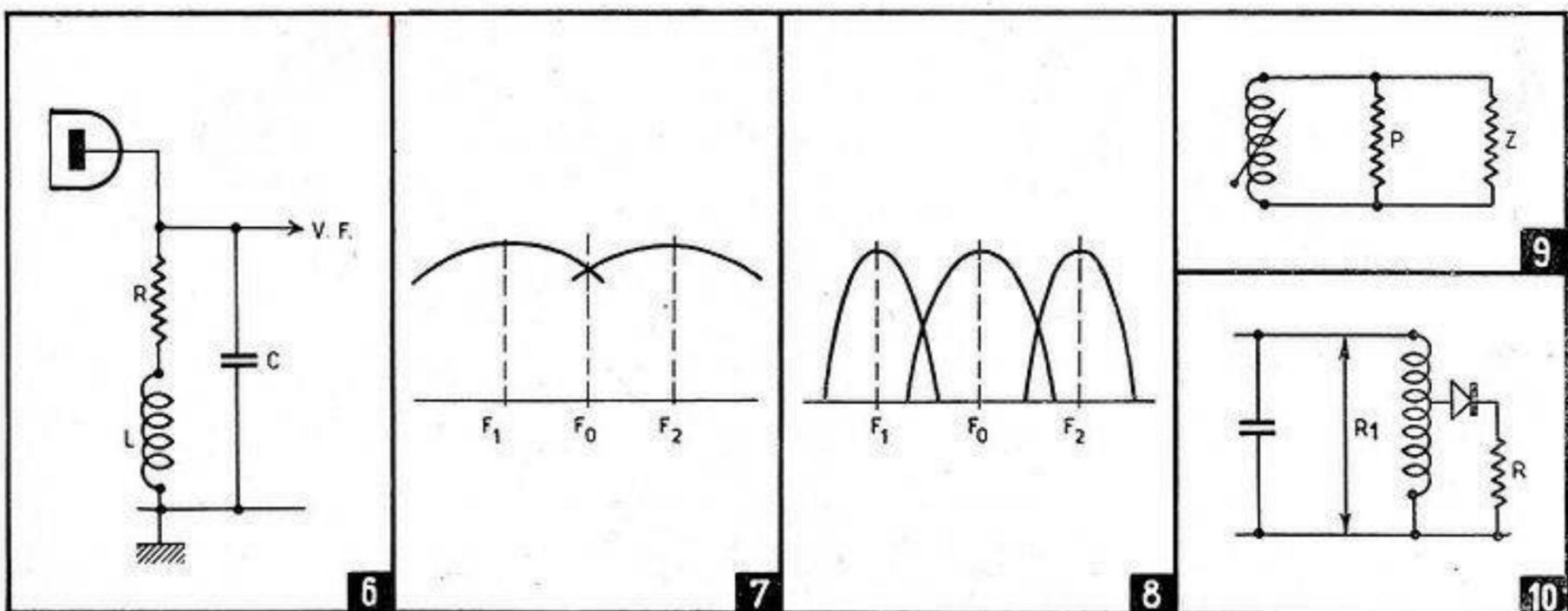


Fig. 6. - Charge de détection. — Fig. 7. - Deux circuits décalés. — Fig. 8. - Trois circuits décalés. — Fig. 9. - Amortissement. — Fig. 10. - Atténuation de la détectrice.

## Méthode de calcul

### 1. — Données.

- a) Le gain total G, ou, ce qui revient au même, une sensibilité déterminée;
- b) La bande passante B;
- c) La fréquence centrale  $f_0$ , déterminée par des considérations d'interférences ou de réalisation pratique;
- d) La capacité parasite shunt totale C aux bornes du circuit. Elle n'est pas obligatoirement identique pour tous.

### 2. — On cherche

- a) Le nombre d'étages nécessaire;
- b) Les fréquences d'accord des circuits;
- c) Les résistances d'amortissement nécessaires;
- d) Éventuellement, les valeurs des bobines accordées.

### 3. — Nombre d'étages.

Le gain moyen par étage g est donné par

$$g = \frac{159 s}{BC}$$

avec s : pente en mA/V, B en MHz et C en pF.

Le gain total G étant connu, on en déduit le nombre d'étages N donné par

$$g = G$$

N étant naturellement arrondi à l'unité supérieure. On divise les étages en deux groupes, doublets ou triplets.

### 4. — Pour le doublet.

On calcule le rapport de bande passante M :

$$M = f_0/B.$$

avec  $f_0$  et B en MHz.

On en déduit le coefficient de décalage a

$$a = 1 + \frac{0,35}{M}$$

et les fréquences d'accord sont :

$$f_1 = f_0/a$$

$$f_2 = af_0.$$

Les résistances d'amortissement correspondantes sont :

$$R_1 = \frac{225 a}{BC}$$

$$\text{et } R_2 = \frac{225}{aBC}$$

les unités étant respectivement le kilohm, le MHz et le pF.

### 5. — Pour le triplet.

On calcule :

$$M = f_0/B$$

comme pour le doublet.

On en déduit le coefficient de décalage :

$$a = 1 + \frac{0,43}{M}$$

et les fréquences d'accord qui sont :

$$f_1 = f_0/a$$

$$f_2 = af_0.$$

Les résistances d'amortissement correspondantes sont :

$$R_0 = \frac{159}{BC}$$

$$R_1 = \frac{318 a}{BC}$$

$$R_2 = \frac{318}{aBC}$$

avec les mêmes unités que précédemment, soit le kilohm, le MHz et le pF.

### 6. — Résistances physiques d'amortissement.

Les résistances d'amortissement trouvées ci-dessus sont les valeurs théoriques.

La valeur pratique des résistances à souder aux bornes des bobinages est différente, car la résistance d'entrée Z de la lampe fournit déjà un certain amortissement.

On a donc en réalité (fig. 9), aux bornes de chaque bobine, deux résistances en parallèle : l'une est la résistance d'entrée Z de la lampe, l'autre la résistance physique P à ajouter. La combinaison de P et Z en parallèle donne la valeur théorique R précédemment calculée. On a donc :

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{Z} + \frac{1}{P}$$

ou, comme on cherche P :

$$\frac{1}{P} = \frac{Z - R}{ZR}$$

$$\text{et } P = \frac{ZR}{Z - R}$$

La résistance d'entrée de la lampe doit être calculée pour chacune des fréquences d'accord. Elle varie comme l'inverse du carré de la fréquence. Par exemple, si le fabricant donne sa valeur  $Z_m$  pour une fréquence  $f_m$ , on en déduit la valeur cherchée  $Z_2$  pour une fréquence  $f_2$  à l'aide de

$$Z_2 = Z_m \left( \frac{f_m}{f_2} \right)^2$$

et on en déduit

$$P_2 = \frac{Z_2 R_2}{Z_2 - R_2}$$

### 7. — Valeur des bobinages.

Pour calculer les coefficients de self-induction, on fait simplement appel à la formule de Thomson sous forme simplifiée, car on connaît la fréquence d'accord f et la capacité shunt C.

On a :

$$f = 159 / \sqrt{LC}$$

avec f en kHz, L en  $\mu$ H et C en  $\mu$ F.

Si plusieurs capacités shunt sont identiques, on a intérêt à calculer une formule commune plus commode.

Par exemple, pour C = 20pF, on obtient

$$L = 1.280 / f^2$$

les unités étant le  $\mu$ H et le MHz.

On peut aussi employer un abaque, de même que pour certains des calculs précédents.

Nous avons fait les calculs pour quelques-uns des cas envisagés.

### 8. — Circuit de détection.

Le dernier circuit décalé, celui qui attaque la détectrice, pose un cas particulier, car il n'est pas amorti par une résistance d'entrée, mais par la résistance de charge de détection réfléchie à travers la diode.

Deux solutions sont possibles : ou l'on ajoute une résistance physique comme précédemment, mais il y a évidemment impossibilité si la résistance réfléchie est déjà plus faible que la valeur théorique, ou on attaque la diode avec un rapport de transformation déterminé (fig. 10). Si  $R_1$  est l'amortissement nécessaire et R la charge réfléchie par la diode, on doit avoir

$$n = \sqrt{\frac{R}{R_1}}$$

n étant le rapport abaisseur vers la diode.

Si R et  $R_1$  ne diffèrent pas de plus de 20 % il est inutile de compliquer la réalisation du bobinage en prévoyant une prise. En raison de la dispersion tolérée des caractéristiques des lampes et de l'incertitude où l'on se trouve quant à la valeur exacte du rendement de la détection, il est pratiquement suffisant d'attaquer directement le redresseur depuis le sommet du circuit accordé.

## Ordre du décalage

En principe, l'ordre dans lequel on dispose les fréquences d'accord n'a aucune importance, la courbe de réponse totale restant la même. Pratiquement, cependant, il n'en est pas ainsi. En effet, tout d'abord il est possible que l'amortissement introduit par certains étages, détection par exemple, soit suffisant ou même excessif, et on dispose en cet endroit un circuit fortement amorti.

Ensuite, pour tous les circuits communs au son et à l'image, on a intérêt à s'accorder sur les fréquences les plus proches du son, afin de ne pas trop affaiblir ce dernier.

Enfin, il faut éviter de régler sur des fréquences voisines les circuits dans lesquels on se trouve en phase, c'est-à-dire les circuits séparés par deux amplificatrices, afin de réduire au minimum les risques d'accrochage.

Ces trois considérations ayant été données par ordre d'importance décroissante, on en tiendra compte lors de la distribution des fréquences, où l'on rencontrera quelquefois des exigences contradictoires.

Les répartitions indiquées le sont à titre purement documentaire, et peuvent sans gros inconvénient être modifiées au gré de chacun en accord avec les principes que nous venons d'exposer.

## Choix de la M. F.

La valeur de la moyenne fréquence est déterminée par plusieurs considérations. D'abord, il est nécessaire qu'elle soit plusieurs fois plus grande que la fréquence V. F. la plus élevée à transmettre. D'un autre côté, des considérations pratiques de facilité de montage font qu'on cherche à employer la fréquence la plus basse possible. Le choix est cependant encore fort large, mais les considérations d'interférences possibles réduisent le spectre disponible à quelques bandes étroites bien déterminées. On consultera avec fruit, à ce sujet, l'article que nous avons consacré à la question dans « Toute la Radio » (n°138), où l'on trouvera un abaque spécial.

Dans les amplificateurs qui suivent, nous avons adopté une fréquence centrale de 33 MHz lorsque la bande passante est réduite à 8 MHz, et une fréquence centrale de 40 MHz lorsque la bande est de 10 MHz.

Ces valeurs sont données à titre indicatif, et peuvent être changées si besoin est. Cependant, des amplificateurs réalisés selon ces données n'ont présenté aucun signe d'interférences.

# DEUXIÈME PARTIE : LA PRATIQUE

## Montages pratiques

Afin d'illustrer par des exemples concrets l'étude théorique qui précède, nous allons calculer quelques amplificateurs pour télévision selon la méthode indiquée, en choisissant comme exemples les cas les plus couramment rencontrés dans la pratique.

Les lampes utilisées étant des pentodes à forte pente du type européen, nous rappelons ci-dessous, pour la EF42 rimlock et la EF80 noval, les caractéristiques qui nous intéressent.

### EF 42

$s = 9,5 \text{ mA/V}$ ;  $C_e = 9,5 \text{ pF}$ ;  $C_s = 4,5 \text{ pF}$ ;  $Z = 13.500 \text{ ohms}$  à 30 MHz.

Avec 6 pF de capacité parasite, nous adopterons une capacité shunt totale de 20 pF.

Le brochage est donné figure 11.

### EF 80

$s = 7,2 \text{ mA/V}$ ;  $C_e = 7,2 \text{ pF}$ ;  $C_s = 3,4 \text{ pF}$ ;  $Z = 12.000 \text{ ohms}$  à 50 MHz.

Le brochage est donné figure 12.

Les capacités de la lampe totalisant 10,6 pF, il est possible d'obtenir, avec un montage soigné, une valeur de capacité shunt plus faible qu'avec la EF42 du cas précédent. Nous adopterons 15 pF, ce qui prévoit 4,4 pF de capacité de câblage.

Pour la détection, nous emploierons les valeurs précédemment calculées, avec un rendement de détection de 0,5.

Nous traiterons entièrement le premier cas pour illustrer le calcul. Pour les suivants, la marche à suivre est identique et les calculs seront abrégés. La précision est celle, bien suffisante, de la règle à calcul de poche.

## Trois EF 42

Données :

Bande passante : 8 MHz.

Fréquence centrale : 33 MHz.

Gain :

Par étage :

$$g = \frac{159 \times 9,5}{8 \times 20} = 9,45$$

Total :

$$G = 9,45^3 = 845.$$

Nous avons trois lampes, donc 4 circuits, c'est-à-dire deux doublets identiques.

Doublet :

$$M = 33/8 = 4,125$$

$$a = 1 + 0,35/M = 1,086$$

Les fréquences sont :

$$f_1 = 33 : 1,086 = 30,4 \text{ MHz.}$$

$$f_2 = 33 \times 1,086 = 35,83 \text{ MHz.}$$

Les résistances totales d'amortissement sont :

$$R_1 = \frac{225 \times 1,086}{8 \times 20} = 1,528 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{225}{1,086 \times 8 - 20} = 1,297 \text{ k}\Omega$$

Les impédances d'entrée des lampes sont :

$$Z_1 = 13.500 \left( \frac{30}{30,4} \right)^2 = 13150 \text{ ohms}$$

$$Z_2 = 13.500 \left( \frac{30}{35,83} \right)^2 = 9.375 \text{ ohms.}$$

On en déduit les résistances physiques :

$$P_1 = \frac{13.150 \times 1.528}{13.150 - 1.528} = 1730 \text{ ohms}$$

$$P_2 = \frac{9.375 \times 1.297}{9.375 - 1.297} = 1500 \text{ ohms.}$$

Pratiquement, on prendra 1.500 et 1.750 ohms, valeurs plus courantes. On peut aussi mesurer un lot de résistances et prendre la valeur la plus approchée.

Les valeurs des bobinages sont :

$$L_1 = \frac{1.280}{(30,4)^2} = 1,4 \text{ microhenry}$$

$$L_2 = \frac{1.280}{(35,83)^2} = 1 \text{ microhenry.}$$

Détection :

La charge, calculée précédemment, est de 1.130 ohms; la bobine de correction mesure 7,9 microhenrys. Avec le rendement de 0,5 l'amortissement réfléchi sur le circuit accordé d'attaque de diode est de 1.130 ohms, et nous pouvons attaquer directement le redresseur à partir du circuit dont l'amortissement théorique est de 1.297 ohms, c'est-à-dire celui accordé sur 35,83 MHz.

Schéma :

Avec les renseignements obtenus, nous pouvons établir le schéma de la figure 13, dans lequel n'ont pas été prévus les circuits auxiliaires (son, réglage de contraste, réjecteurs, etc.).

Les capacités de liaison  $C_1$  auront par exemple une valeur de 200 à 500 pF, et les condensateurs de découplage  $C_2$  de 500 à 1.500 pF.

Le découplage des alimentations H. T. est assuré par des bobines d'arrêt B. A. On peut tout aussi bien prévoir des résistances de faible valeur.

## Trois EF 42

Données :

Bande passante : 10 MHz.

Fréquence centrale : 40 MHz.

Gain :

par étage :

$$g = \frac{159 \times 9,5}{10 \times 20} = 7,55$$

total :

$$G = 420 \text{ environ}$$

Nous avons deux doublets identiques.

Doublet :

$M = 4$ ;  $a = 1,088$ .

$$f_1 = 36,76 \quad f_2 = 43,52 \text{ MHz}$$

$$Z_1 = 9.000 \quad Z_2 = 6.428 \Omega$$

$$R_1 = 1.225 \quad R_2 = 1.034 \Omega$$

$$P_1 = 1.444 \quad P_2 = 1.232 \Omega$$

$$L_1 = 0,95 \quad L_2 = 0,68 \mu\text{H}$$

Détection :

$R = 900 \Omega$ ;  $L = 5 \mu\text{H}$ .

Attaque directe par un des circuits accordés sur 43,52 MHz.

Schéma :

Voir la figure 14. On a pris 1.500 ohms pour  $P_1$  et 1.250 ohms pour  $P_2$ .

## Quatre EF 42

Données :

$B = 8$

$f_o = 40$

Gain :

par étage :

$g = 9,45$

total :

$G = 7.935$ .

Nous avons cinq circuits, donc un doublet et un triplet.

Doublet :

$M = 5$   $a = 1,0707$

$f_1 = 37,35$   $f_2 = 42,83$

$Z_1 = 15.500$   $Z_2 = 11.800$

$R_1 = 1.514$   $R_2 = 1.318$

$P_1 = 1.680$   $P_2 = 1.485$

soit pratiquement 1.700 et 1.500 ohms.

Triplet :

$M = 5$   $a = 1,086$

$f_o = 40$   $f_1 = 36,91$   $f_2 = 43,44$

$Z_o = 7.600$   $Z_1 = 9.000$   $Z_2 = 6.460$

$R_o = 997$   $R_1 = 2.160$   $R_2 = 1.838$

$P_o = 1.150$   $P_1 = 2.850$   $P_2 = 2.560$

Détection :

$R = 1.130 \text{ ohms}$ ;  $L = 7,9 \mu\text{H}$ .

Attaque directe par le circuit accordé sur la fréquence centrale de 40 MHz, pour lequel nous n'avons alors pas besoin de calculer  $P_o$ .

Schéma :

Le schéma est donné figure 15. On notera les valeurs arrondies pour les résistances d'amortissement. Nous reviendrons plus loin sur cette question.

## Quatre EF 42

Données :

$B = 10$

$f_o = 40$

Gain :

$g = 7,55$

$G = 3.200$  environ

Nous avons un doublet et un triplet.

Doublet :

Calculs déjà faits.

$f_1 = 36,76$   $f_2 = 43,52$

$R_1 = 1.225$   $R_2 = 1.034$

$Z_1 = 9.000$   $Z_2 = 6.428$

$P_1 = 1.444$   $P_2 = 1.232$

soit pratiquement 1.500 et 1.250 ohms.

Triplet :

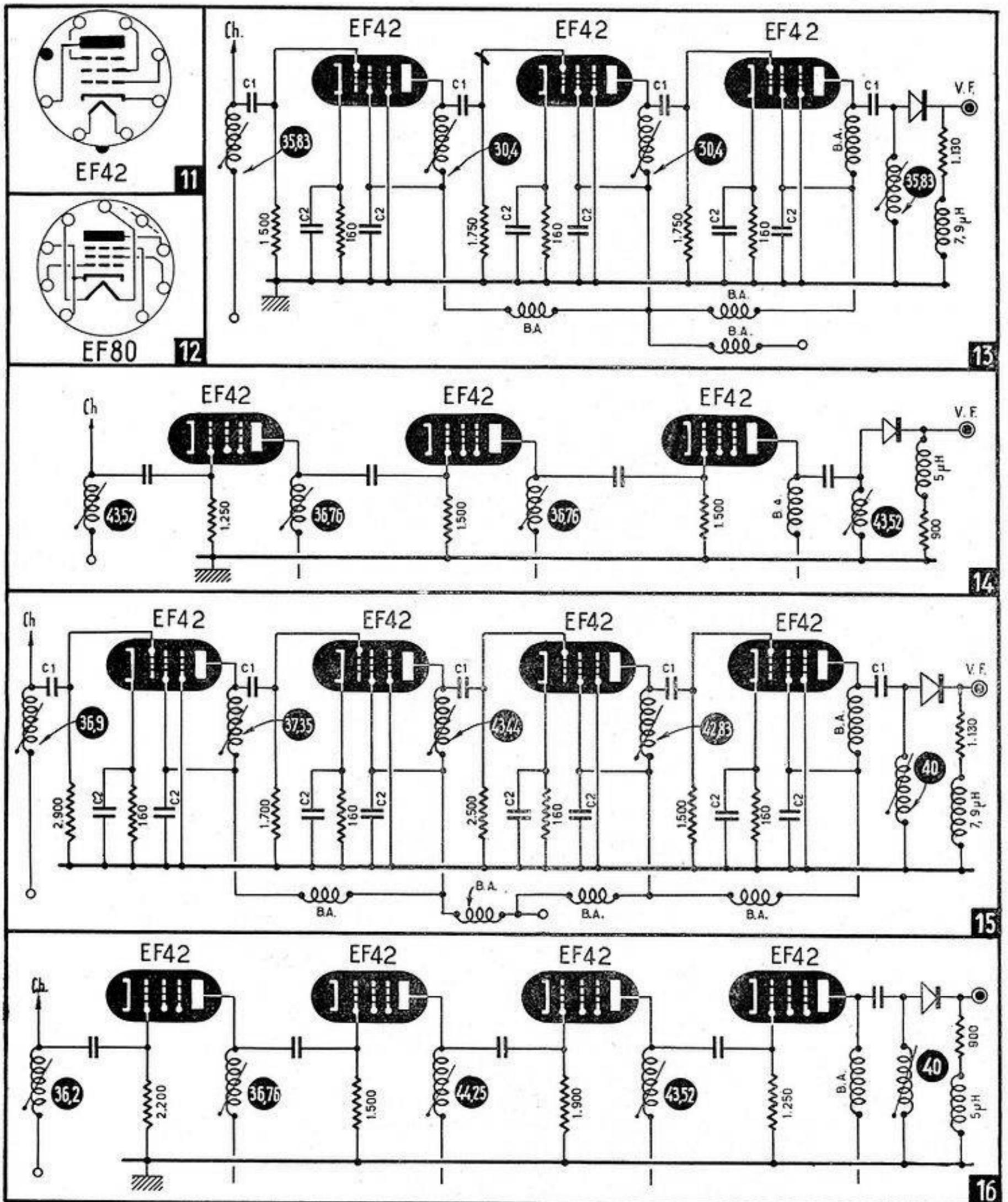
$f_o = 40$   $f_1 = 36,2$   $f_2 = 44,25$

$R_o = 795$   $R_1 = 1.760$   $R_2 = 1.440$

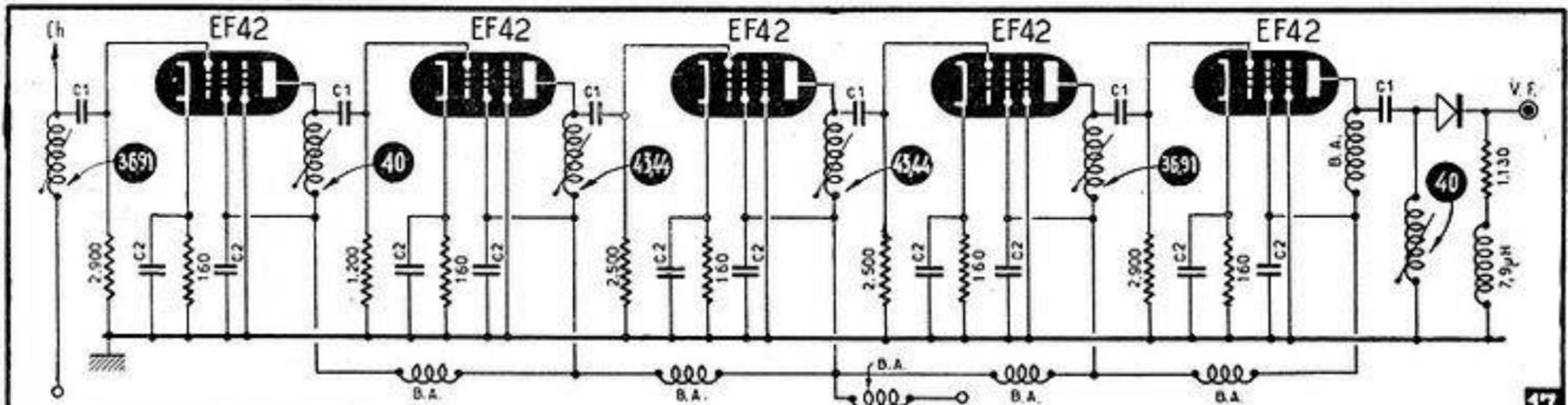
$Z_o = 7.580$   $Z_1 = 9.160$   $Z_2 = 5.650$

$P_o = 890$   $P_1 = 2.180$   $P_2 = 1.900$

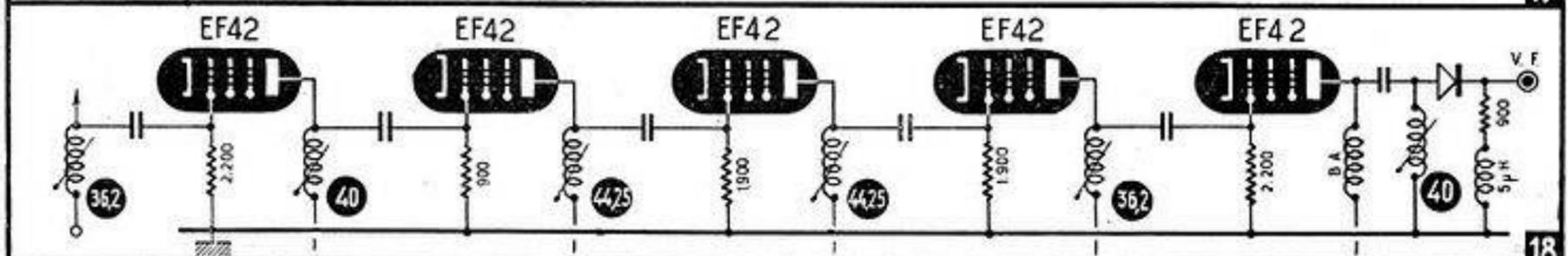
soit pratiquement 900, 2.200 et 1.900 ohms.



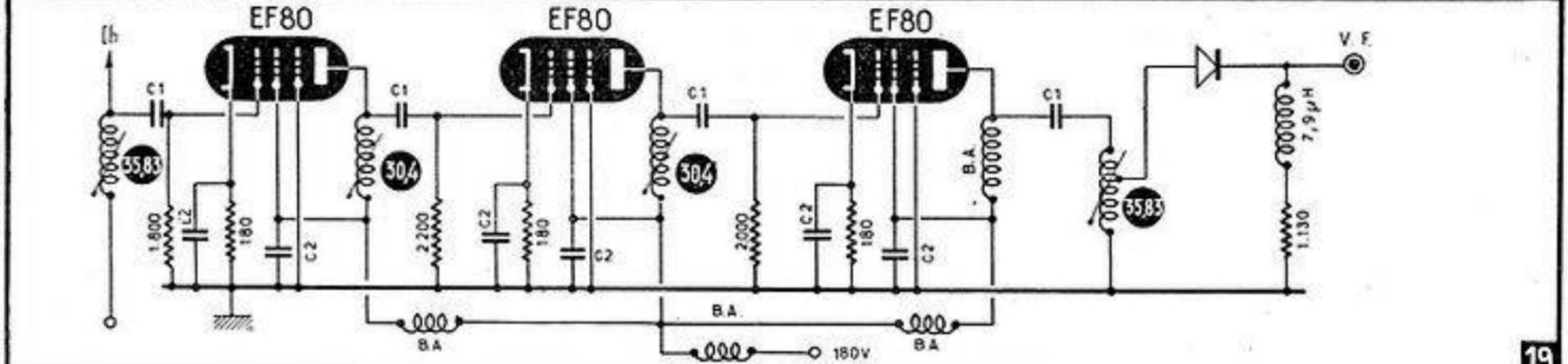
# AMPLIFICATEURS M.F. TYPES



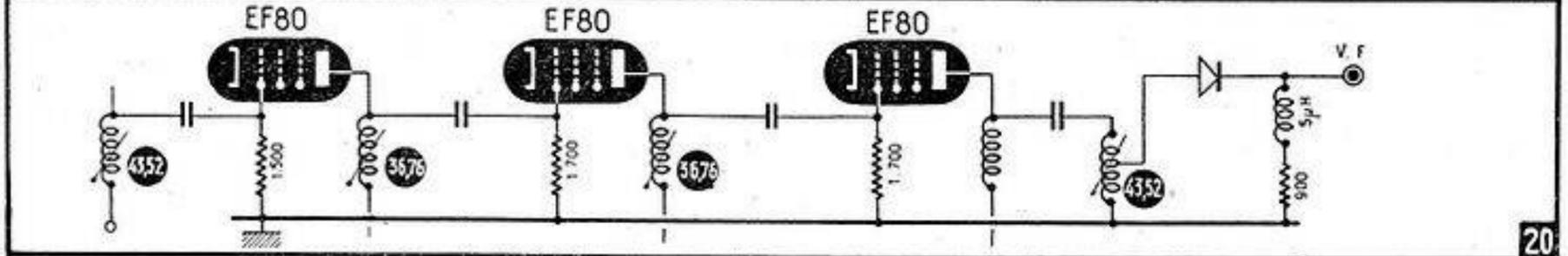
17



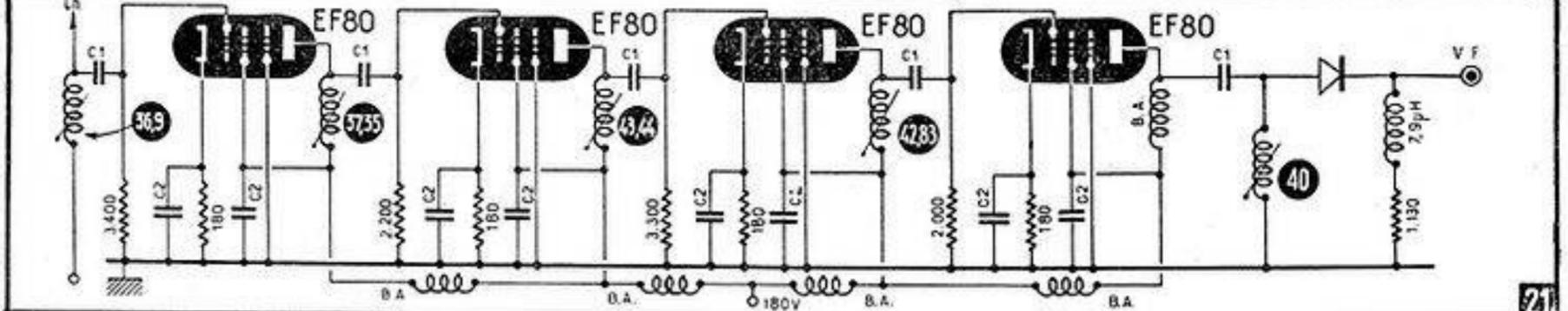
18



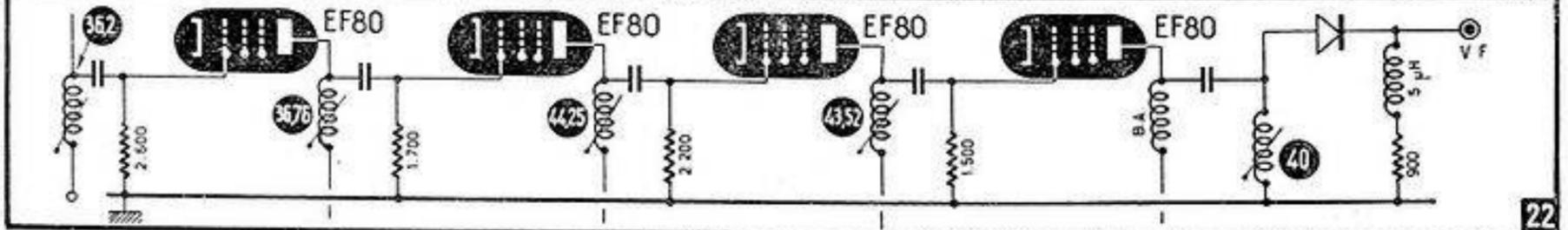
19



20



21



22

# A CIRCUITS DÉCALÉS

**Détection :**

$R = 900 \Omega; \quad L = 5 \mu H.$

Attaque directe par le circuit accordé sur la fréquence centrale de 40 MHz.

**Schéma :**

Voir figure 16.

**Cinq EF 42**

**Données :**

$B = 8$   
 $f_o = 40$

**Gain :**

$g = 9,45$   
 $G = 75.800$  environ.

Nous avons six circuits, donc deux triplets, pour lesquels les calculs sont déjà faits.

**Triplet :**

$M = 5 \quad a = 1,086$   
 $f_o = 40 \quad f_1 = 36,91 \quad f_2 = 43,44$   
 $Z_o = 7.600 \quad Z_1 = 9.000 \quad Z_2 = 6.460$   
 $R_o = 997 \quad R_1 = 2.160 \quad R_2 = 1.838$   
 $P_o = 1.150 \quad P_1 = 2.850 \quad P_2 = 2.560$

**Détection :**

$R = 1.130$  ohms;  $L = 7,9 \mu H.$

Attaque directe par le circuit accordé sur la fréquence centrale de 40 MHz.

**Schéma :**

Le schéma est donné figure 17. On remarquera les valeurs plus courantes adoptées pour les résistances d'amortissement.

**Cinq EF 42**

**Données :**

$B = 10$   
 $f_o = 40$

**Gain :**

$g = 7,55$   
 $G = 24.000$  environ.

Nous avons six circuits, donc deux triplets. Calculs déjà faits.

**Triplet :**

$M = 4; \quad a = 1,108.$   
 $f_o = 40 \quad f_1 = 36,2 \quad f_2 = 44,25$   
 $R_o = 795 \quad R_1 = 1.760 \quad R_2 = 1.440$   
 $Z_o = 7.580 \quad Z_1 = 9.160 \quad Z_2 = 5.650$   
 $P_o = 890 \quad P_1 = 2.180 \quad P_2 = 1.900$

**Détection :**

$R = 900$  ohms;  $L = 5 \mu H.$

Attaque directe par le circuit accordé sur la fréquence centrale de 40 MHz.

**Schéma :**

Voir figure 18. On notera les valeurs arrondies des résistances d'amortissement.

**Trois EF 80**

**Données :**

$B = 8$   
 $f_o = 33$

**Gain :**

$g = 9,5$   
 $G = 9,5^3 = 860.$

Nous avons deux doublets, pour lesquels une bonne partie des calculs a été faite avec les trois EF42.

**Doublet :**

$M = 4,125 \quad a = 1,086$   
 $f_1 = 30,4 \quad f_2 = 35,83$   
 $R_1 = 2.030 \quad R_2 = 1.726$   
 $Z_1 = 32.400 \quad Z_2 = 23.520$   
 $P_1 = 2.130 \quad P_2 = 1.830$

respectivement arrondis à 2.000 et 1.800 ohms.

**Détection :**

$R = 1.130 \Omega \quad L = 7,9 \mu H.$

Attaque par le circuit accordé sur 35,83 MHz, avec  $n = 0,8.$

**Schéma :**

Le schéma est donné figure 19.

On remarquera la valeur de la H. T., soit 180 volts, normale pour les lampes de la série noval. On notera que le gain obtenu est sensiblement égal à celui procuré par des EF 42. Cela est dû au fait que la diminution de la capacité shunt compense très sensiblement la perte due à la pente moins élevée.

**Trois EF 80**

**Données :**

$B = 10$   
 $f_o = 40$

**Gain :**

$g = 7,6$   
 $G = g^3 = 420.$

Nous avons deux doublets, pour lesquels une bonne partie des calculs a été faite avec les trois EF42.

**Doublet :**

$M = 4 \quad a = 1,088.$   
 $f_1 = 36,76 \quad f_2 = 43,52$   
 $R_1 = 1.630 \quad R_2 = 1.380$   
 $Z_1 = 22.200 \quad Z_2 = 15.820$   
 $P_1 = 1.500 \quad P_2 = 1.550$

valeurs que nous arrondirons à 1.700 et 1.500 ohms.

**Détection :**

$R = 900 \Omega \quad L = 5 \mu H.$

Attaque par un des circuits accordés sur 43,52 MHz, avec  $n = 0,8.$

**Schéma :**

Voir la figure 20.

Mêmes remarques que précédemment.

**Quatre EF 80**

**Données :**

$B = 8$   
 $f_o = 40$

**Gain :**

$g = 9,5$   
 $G = g^4 = 8.000$

Nous avons cinq circuits, répartis en un doublet et un triplet, pour lesquels une bonne partie des calculs a déjà été faite.

**Doublet :**

$M = 5 \quad a = 1,070$   
 $f_1 = 37,35 \quad f_2 = 42,83$   
 $R_1 = 2.020 \quad R_2 = 1.760$

$Z_1 = 21.430 \quad Z_2 = 16.380$   
 $P_1 = 2.150 \quad P_2 = 2.003$   
Soit pratiquement 2.200 et 2.000 ohms.

**Triplet :**

$M = 5 \quad a = 1,086$   
 $f_o = 40 \quad f_1 = 36,91 \quad f_2 = 43,44$   
 $R_o = 1.328 \quad R_1 = 2.880 \quad R_2 = 2.448$   
 $Z_o = 18.760 \quad Z_1 = 22.000 \quad Z_2 = 16.000$   
 $P_o = 1.450 \quad P_1 = 3.360 \quad P_2 = 3.000$   
arrondis à 1.500, 3.400 et 3.000 ohms.

**Détection :**

$R = 1.130 \Omega \quad L = 7,9 \mu H$

Attaque directe par le circuit accordé sur la fréquence centrale de 40 MHz.

**Schéma :**

Le schéma est donné figure 21. Mêmes remarques que précédemment.

**Quatre EF 80**

**Données :**

$B = 10$   
 $f_o = 40$

**Gain :**

$g = 7,6$   
 $G = 3.200$

Nous avons un doublet et un triplet, pour lesquels nous utiliserons des calculs déjà faits.

**Doublet :**

$M = 4 \quad a = 1,088.$   
 $f_1 = 36,76 \quad f_2 = 43,52$   
 $R_1 = 1.630 \quad R_2 = 1.380$   
 $Z_1 = 22.200 \quad Z_2 = 16.000$   
 $P_1 = 1.700 \quad P_2 = 1.550$

soit pratiquement 1.700 et 1.500 ohms.

**Triplet :**

$M = 4 \quad a = 1,108$   
 $f_o = 40 \quad f_1 = 36,2 \quad f_2 = 44,25$   
 $R_o = 1.060 \quad R_1 = 2.350 \quad R_2 = 1.920$   
 $Z_o = 18.720 \quad Z_1 = 22.800 \quad Z_2 = 15.360$   
 $P_o = 1.120 \quad P_1 = 2.600 \quad P_2 = 2.200$   
arrondis à 1.100, 2.600 et 2.200 ohms.

**Détection :**

$R = 900$  ohms  $L = 5 \mu H$

Attaque directe par le circuit accordé sur la fréquence centrale de 40 MHz.

**Schéma :**

Voir figure 22.

Mêmes remarques que précédemment.

**Emploi d'abaques**

La précision demandée est de l'ordre de celle que l'on obtient en faisant les calculs à la règle, et on peut ainsi établir très rapidement un projet quelconque. Cependant, si l'on a à faire plusieurs calculs utilisant des paramètres identiques (bande passante, fréquence centrale, capacité shunt, etc.) on peut, soit employer des formules simplifiées comme nous l'avons fait, par exemple, pour le calcul des self-inductions, soit encore établir des abaques spécialisés qui fournissent immédiatement des résultats très suffisamment précis pour les besoins de la pratique.

**A. V. J. MARTIN**



# RÉCEPTEUR

## 819 LIGNES

## PRÉFABRIQUÉ



### Présentation

La difficulté de réalisation d'un récepteur haute définition réside dans l'obtention d'une bonne sensibilité alliée à la bande passante correcte. En effet, la propagation des O. U. C. est relativement irrégulière, et il ne s'agit pourtant pas de limiter la réception à Paris ou Lille, d'où la nécessité de posséder une sensibilité élevée.

La construction du récepteur dont nous donnons la description est rendue très aisée par le fait qu'elle utilise des éléments pré-fabriqués et réglés, ces éléments constituant les points critiques du récepteur : la conversion, la fréquence intermédiaire image, la fréquence intermédiaire son. Nous donnons cependant une description détaillée de ces blocs, ce qui facilitera la compréhension du schéma général. Bien que ce schéma soit très loin d'être révolutionnaire, les difficultés de réalisation résident dans une quantité de points de détail que nous nous efforcerons de préciser.

La haute définition donne des images d'excellente qualité à la seule condition que le récepteur passe une bande correcte, soit entre 8 et 10 MHz. En dessous, le rapport définition verticale/définition hori-

zontale n'est plus respectée. Pour obtenir cette bande, il faut un certain nombre d'étages. Par ailleurs, le gain par étage étant faible, la sensibilité est assez mauvaise. Enfin, le problème est d'obtenir un gain de conversion maximum, ce qui n'est guère facile à 180 MHz. Nous allons passer en revue les différents blocs constitutifs, et voir comment les problèmes ont été résolus.

### Bloc convertisseur

La tension reçue par l'antenne est d'abord appliquée à une H. F. EF 42, le circuit de L, étant suffisamment amorti par l'impédance d'entrée très faible de ce tube à 180 MHz. Cette M.F. est couplée à la modulatrice EF 42 à travers un circuit résonnant série réglé sur le centre de la bande, soit 180 MHz. La résistance élevée (1 mégohm) entre grille et masse de la modulatrice constitue l'élément détecteur de ce changement de fréquence.

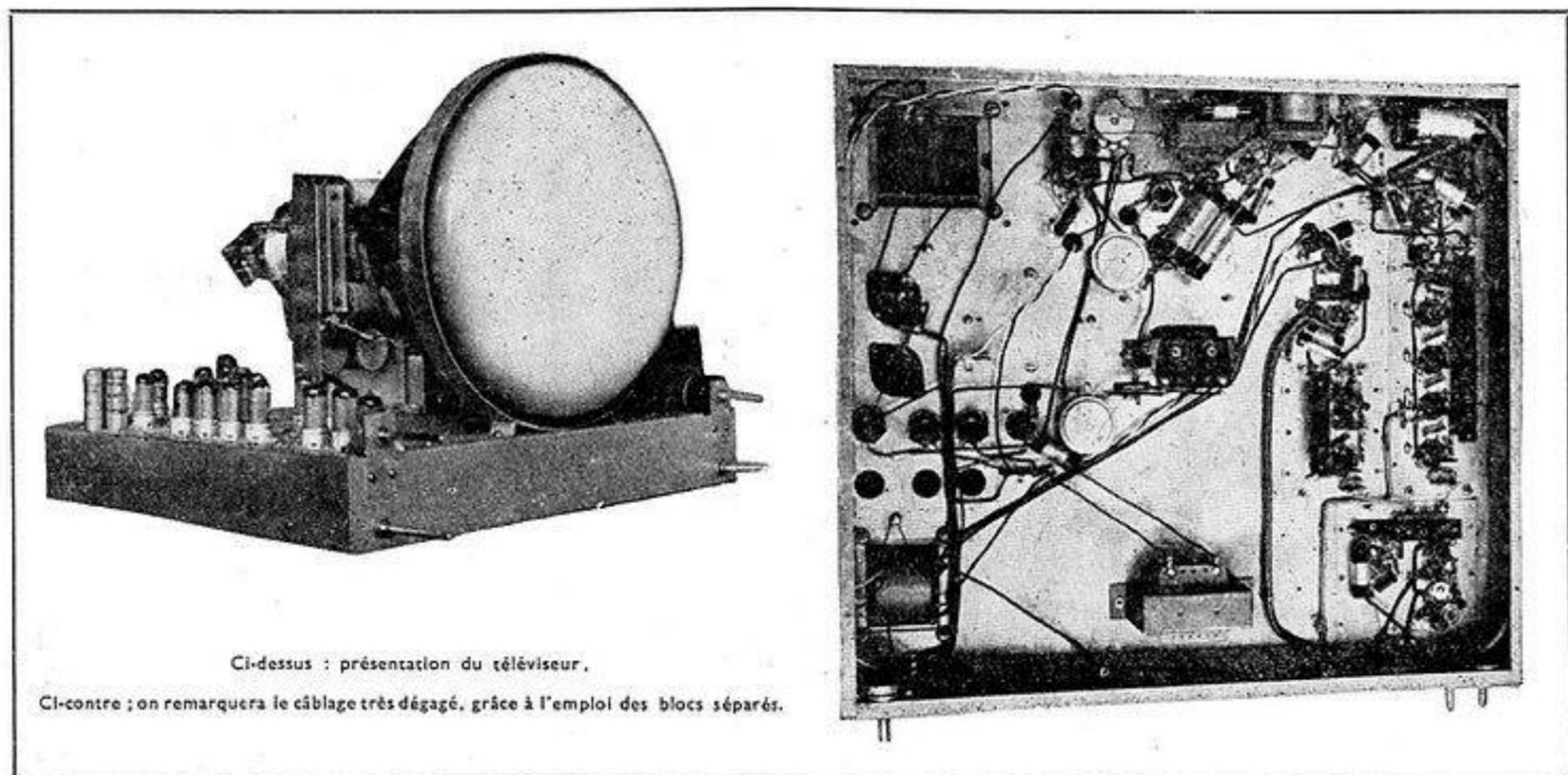
Pour obtenir un gain de conversion élevé allié à une excellente stabilité, nous avons fait appel à une oscillatrice séparée EC 41. Le circuit oscillateur est un Hartley, et l'oscillation est appliquée à G<sub>1</sub> de la modu-

latrice à travers une faible capacité (4 pF). La valeur de cette capacité est très critique, ainsi d'ailleurs que la tension d'oscillation : trop forte ou trop faible, la pente de conversion tombe dans des proportions catastrophiques. Mais pour une valeur correcte, on obtient une pente de 2,5 mA/V, ce qui est acceptable à cette fréquence. Dans la plaque de la modulatrice, on trouve le premier circuit MF images et le premier réjecteur MF son qui sert également de couplage son.

Dans ce bloc, comme dans les suivants, les éléments constitutifs doivent être de dimensions miniatures. Mais, là plus que partout ailleurs encore, la disposition des éléments est primordiale, car, à cette fréquence, 5 mm de fil, même gros, constituent une jolie self-induction. Les points de masse sont critiques, si l'on veut qu'ils soient « froids ». D'autre part, il faut utiliser une disposition rationnelle et surtout peu acrobatique, de façon à ce que la fabrication en série donne toujours des résultats identiques.

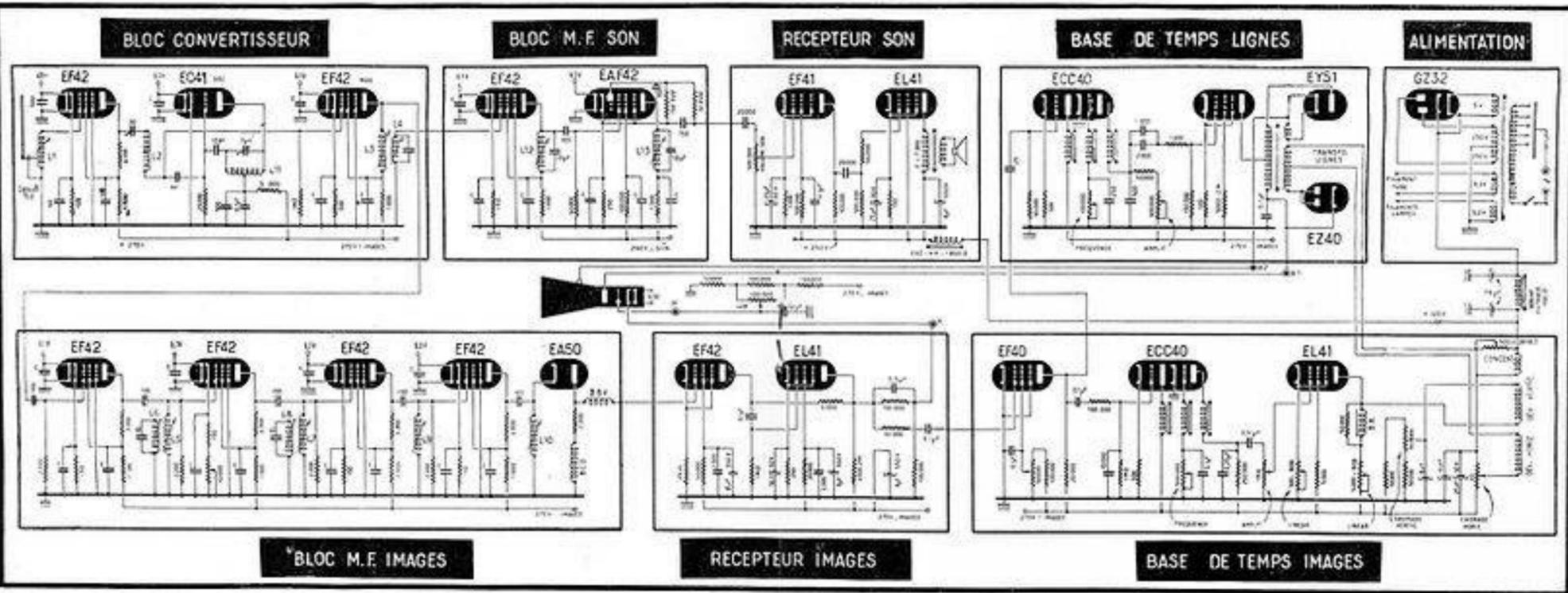
### Bloc M. F. Images

Pour la sensibilité et la bande correctes, cet élément comporte 4 étages MF, la



Ci-dessus : présentation du téléviseur.

Ci-contre ; on remarquera le câblage très dégagé, grâce à l'emploi des blocs séparés.



La rumeur, pour combattre les oscillations parasites, il faut une disposition soigneusement étudiée avec des éléments antisaturés. Cet amplificateur est du type bien connu à circuits amortis et décalés. Deux injecteurs sont injectés à la fois, de façon à éliminer toute trace de son dans l'image. La commande de sensibilité est effectuée au 2<sup>e</sup> étage.

Aux valeurs près d'accord des bobines, ces étages sont semblables. Le dernier attaque un détecteur EA 50, qui, muni de ses bobines de correction, passe 9,5 MHz. La sortie vers la vidéo est prévue en polarité négative, de façon à attaquer deux vidéos avec la phase correcte. Cependant, rien ne s'oppose à servir en positif pour n'utiliser qu'une seule vidéo.

**Bloc M. F. Son**

Il comporte deux étages, accordés sur 24,1 MHz, la conversion étant effectuée au deuxième inférieur. Une pentode EF 42 attaque la partie pentode d'une EAF 42, la diode de cette dernière

servant à la détection. La tension détectée et filtrée est sortie pour l'attaque de la HF.

On remarque en passant, et nous y reviendrons au chapitre de l'alimentation, que le - HT images et le - HT son ne sont pas communs. Cela est nécessaire si l'on veut éviter l'interaction son-image par couplage par les sources. Faute de ces précautions, les « forte » du son démodulent l'image. Dans tous ces éléments, les capacités marquées C sont des condensateurs rigides de  $3 \times 1.500$  pF, qui permettent des découplages aisés sans un très faible encombrement.

Ces blocs sont de très petites dimensions, le bloc M. F. images (le plus grand) mesurant  $145 \times 75$  mm. Ils sont exécutés en tôle caduquée, et munis de capots-blinés. Dans la réalisation du châssis général nous avons prévu des ajouts tels que les capots peuvent être faits sans démontage du bloc, ce qui facilite l'accessibilité en cas de panne.

Le châssis général, de dimensions relativement petites, permet le montage des

blocs, et de tout le reste du récepteur, y compris l'alimentation. Étant donné le poids de l'ensemble, il doit être réalisé en tôle de 12/10 caduquée. Nous allons voir ce qu'il comporte.

**Vidéo-fréquence**

Deux lampes vidéo-fréquence à charge anodique commune (contre-réaction) ont été prévues, pour obtenir le gain maximum et une bande de 9,5 MHz. La première lampe EF 42 est attaquée en liaison directe de la diode, la composante continue et la tension de contact de la diode EA 50 la polarisant négativement. Une résistance de 33 ohms a été prévue dans la cathode pour limiter le débit hors émission. Elle attaque à son tour une EL 41, deuxième vidéo, mais la charge anodique vient de la plaque EL 41, ce qui constitue une contre-réaction très importante qui rend la courbe de réponse pratiquement indépendante de la fréquence. Cette EL 41 est chargée à 3.000 ohms. Les valeurs des



résistances d'écrans de ces deux lampes, 20.000 ohms pour la EL 41, 50.000 ohms pour la EF 42, sont telles que les tensions d'écrans ne sont pas supérieures aux tensions anodiques. La modulation sert en négatif et attaque la cathode du tube. Cela facilitera la séparation des signaux de synchronisation: la prise de ces signaux comporte une résistance de 50.000 ohms, avant le condensateur de liaison, afin de ne pas augmenter la capacité plaquemaître de la dernière vidéo.

**B. F. Son**

La partie basse-fréquence son de ce montage est très classique. Elle comporte une pentode EF 41 montée en préamplificatrice, suivie d'une EL 41 finale de puissance. Elle pourra être agencée de tous les systèmes de correction par contre-réaction, la sensibilité son étant très élevée (70 microvolts). Le haut-parleur prévu est du type à excitation. L'excitation servant d'une part à ramener la haute tension à une

valeur correcte sur les lampes son, d'autre part à effectuer une séparation efficace des sources haute tension entre le son et l'image comme nous l'avons exposé plus haut. Cependant une bobine de 1.500 ohms peut aisément remplacer l'excitation, sa place étant prévue sous le châssis. On utilise alors un haut-parleur à aimant permanent de type quelconque, pourvu cependant que l'aimant soit blindé pour éviter un champ de dispersion qui décentrerait l'image si le haut-parleur est placé près du tube.

Il est également recommandé de placer le transformateur de modulation sur le châssis, de façon à ce que les connexions allant à la lampe finale soient courtes. On peut, en effet, avoir des accrochages en promenant la plaque EL 41 à travers le châssis.

**Séparation**

Une pentode à pente fixe EF 40 est utilisée en détection par coude inférieur. Une résistance élevée (2 mégohms), ins-

érée dans la grille, assure la détection et donne un très léger écrêtage des tops. La détection est obtenue en portant l'écran à une tension assez faible, par l'intermédiaire d'un pont constitué par une résistance de 100.000 et un potentiomètre de 50.000 ohms. Le curseur de ce potentiomètre, relié à l'écran, est à placer une fois pour toutes à la disposition nécessaire pour l'écrêtage correct de la modulation à la valeur des tops de synchronisation. On recueille dans la plaque les tops lignes et images. Ces tops sont alors amplifiés séparément par deux éléments d'ECC 40, les deux éléments restant servant à la relaxation.

**Bases de temps**

En images, la moitié d'une ECC 40 sert à l'amplification des tops. La plaque est chargée par le tertiaire du transformateur de blocking, et les valeurs sont telles que l'arrêlage est rigoureux. L'autre moitié est montée en relaxation par oscillateur bloqué, selon un schéma bien connu.

Après intégration dans un condensateur de 0,25  $\mu$ F, la dent de scie obtenue est amplifiée par une EL 41; la déviation images est à haute impédance. Le retour des bobines images s'effectue sur un système potentiométrique assurant le cadrage vertical.

En lignes, le même système est utilisé pour la synchronisation. La relaxation est également obtenue par oscillateur bloqué. L'amplification est assurée par une EL 38. La déviation est du type à basse impédance, aussi un transformateur est-il utilisé. Le primaire de ce transformateur est inséré entre la plaque EL 38 et la cathode de la valve de récupération EZ 40. Les plaques de cette valve sont reliées au côté chaud de l'enroulement secondaire. La tension ainsi recueillie sur la cathode est appliquée à l'anode EL 38, ce qui fait que, tout en partant d'une tension d'alimentation de 270 V, on trouve finalement 400 V sur la cathode EZ 40. Le primaire est monté en autotransformateur, et la surtension à ses bornes pendant le temps de retour de lignes est redressée par une valve EY 51 qui fournit la T. H. T. de 9.000 volts à l'anode 2 du tube. Pour obtenir une plus grande finesse de spot, l'anode 1 est relié à la cathode de la valve de récupération ce qui permet de lui appliquer une tension plus élevée.

### Alimentation

C'est une question souvent négligée, et pourtant très importante. Il faut en effet que les éléments: transformateur, bobine de filtrage, soient disposés de façon à ne pas influencer le tube (distorsion de ronflement).

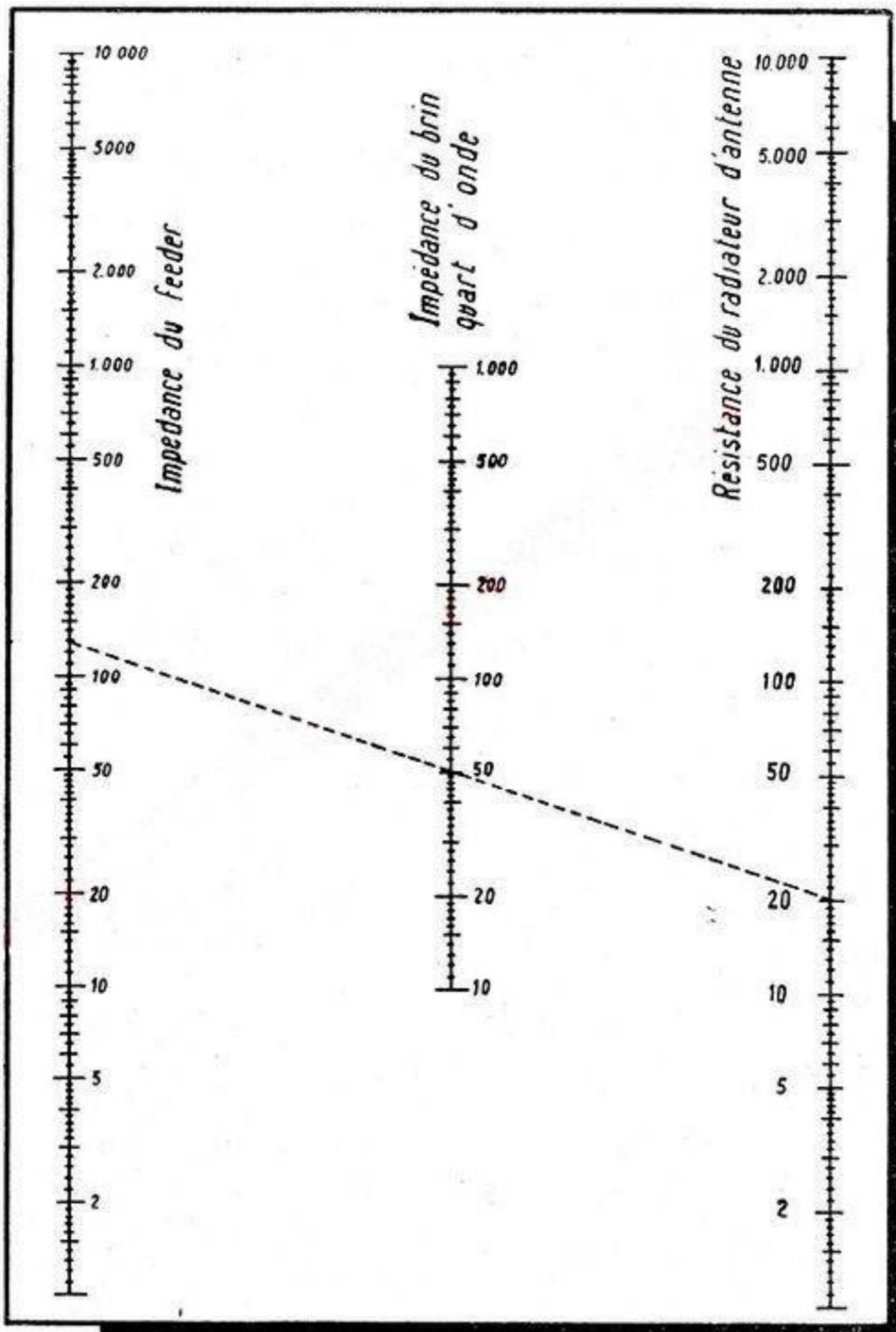
En haute définition, l'alimentation est volumineuse : 285 milliampères de haute tension, et une quinzaine d'ampères de chauffage : Si l'on bobine un seul transformateur, on tombe dans des circuits tels que le champ de fuite devient très important. En regardant la question de près, on s'aperçoit qu'on a déjà 80 VA de chauffage. Il est donc intéressant de scinder l'alimentation : un transformateur pour tous les filaments, y compris la valve, et un autre transformateur, uniquement pour la haute tension ( $2 \times 325$  V, 300 mA). En les disposant judicieusement sur le châssis, et en opposant le sens des enroulements, il n'y a plus d'influence sur le tube, les verticales restent droites. Quant à la bobine, il est possible de la monter sous le châssis qui sert de blindage. Une seule valve GZ 32 est nécessaire.

Il est à noter aussi un potentiomètre de 30 ohms qui sert au cadrage horizontal. La faible chute de tension à ses bornes permet de compenser la chute dans le secondaire du transformateur de lignes; ainsi, les bobines lignes ne sont pas traversées par le courant continu. Sa variation permet de déplacer l'image de gauche à droite.

Tel qu'il a été réalisé, ce récepteur permet la réception sur antenne intérieure dans Paris. La sensibilité images est de 100 microvolts pour 15 volts de modulation à 30 % sur la cathode du tube.

P. BERTHÉLÉMY

# ADAPTATION DES IMPÉDANCES



L'abaque ci-dessus, extrait de notre confrère italien *Selezione Radio*, permet de calculer l'impédance du brin quart d'onde à intercaler entre une antenne et un feeder afin d'en adapter les impédances différentes.

Si  $Z_1$  est l'impédance de l'antenne,  $Z_2$  l'impédance de la descente, l'adaptation sera correcte si l'on intercale entre les

deux un brin de longueur égale à un quart d'onde et d'impédance  $Z$  telle que

$$Z = \sqrt{Z_1 Z_2}$$

Par exemple (ligne en pointillé sur la figure), si les impédances sont respectivement de 125 et 200 ohms l'impédance du quart d'onde doit être de 50 ohms.



Peu d'instruments facilitent autant la mise au point et l'alignement d'un téléviseur qu'un traceur de courbes, qui donne en un seul coup d'œil tous les renseignements concernant la courbe de réponse totale ou partielle d'un récepteur, et met immédiatement en évidence les effets de tel réglage ou de telle modification.

Nous avons déjà donné, il y a un an, la description d'un tel appareil, dans notre numéro 2 de mars-avril 1950. La réalisation en était due à notre ami J. Leduc et faisait appel à des triodes à grille positive oscillant sur ondes décimétriques: une variante du système consiste à utiliser des klystrons plus modernes, mais, dans les deux cas, l'appareil devient assez coûteux.

Une solution économique réside dans l'adoption d'un balayage de fréquence mécanique, tel celui employé dans l'instrument que nous allons décrire maintenant.



## Utilité

L'alignement des étages haute ou moyenne fréquence d'un récepteur de télévision à l'aide de la méthode classique, générateur et micro-ampèremètre inséré dans la résistance de détection, a donné depuis le début de la télévision des résultats pratiques satisfaisants. Mais cette méthode, longue et délicate, nécessitait de l'opérateur une certaine habitude pour arriver à une courbe de réponse correcte.

Tout comme on le pratique maintenant pour les M. F. des récepteurs de radiodiffusion, le technicien de la télévision devra posséder, pour une mise au point rapide et sûre, un appareil lui permettant de voir instantanément la courbe de réponse du récepteur en cours de mise au point. Il

# TRACEUR DE COURBES A LARGE BANDE

PREMIÈRE PARTIE

## LE WOBBULATEUR

pourra, avec cet appareil, régler rapidement une série de récepteurs en étant sûr qu'ils ont tous une bande passante correcte.

Des appareils de ce genre ont déjà été publiés dans la presse, mais leur prix de revient est un obstacle à leur vulgarisation.

Le wobulateur que nous allons décrire emploie une solution mécanique. Un procédé électronique aurait été plus élégant mais il nécessite l'emploi, soit

- de lampes à grille positive,
- soit de klystrons fonctionnant sur quelques centimètres de longueur d'onde, le tout nécessitant une tension d'alimentation rigoureusement stabilisée.

### Caractéristiques

- L'appareil que nous décrivons permet
- l'alignement des moyennes fréquences des récepteurs de télévision à moyenne ou

haute définition, ainsi que les vérifications directes en H. F. sur une plage comprise entre 0 et 200 MHz;

- le relevé des courbes de réponse des amplificateurs vidéo-fréquence, y compris l'étage de détection.

### Principe

Un oscillateur modulé en fréquence, à l'aide d'un condensateur variable spécial, commandé par un petit moteur, interfère avec un autre oscillateur, pour donner un signal de fréquence voulue, celle-ci variant de  $\pm 10$  MHz. Le schéma complet de l'appareil montre les différentes parties du montage (fig. 1).

### Montage mécanique

La présentation de ce wobulateur est analogue, à peu de chose près, à celle d'un oscillographe. Le bâti comprend un panneau avant et deux châssis superposés (fig. 2).

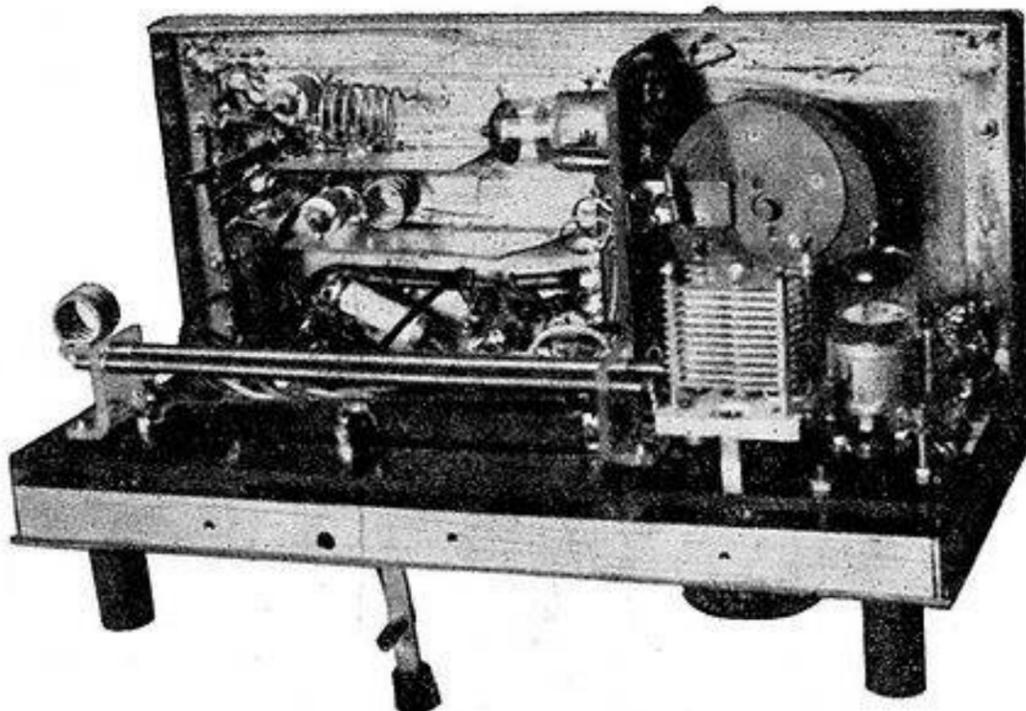
Sur le châssis inférieur (fig. 3) sont disposés l'alimentation haute tension, la source T. H. T. pour le tube cathodique, ainsi que le marqueur à quartz.

Le châssis supérieur supporte le tube cathodique et sa base de temps, ainsi qu'un petit générateur de signaux carrés à 50 Hz (fig. 4).

Sur le panneau avant, se trouvent les différents potentiomètres et commutateurs indiqués sur la figure 2. L'ensemble oscillateur modulé proprement dit est monté sur un petit châssis (fig. 5) qui est fixé verticalement contre le panneau avant, entre le châssis inférieur et le châssis supérieur.

### Condensateur variable

Sur la photographie montrant le dessous du châssis du bloc oscillateur, on aperçoit au fond et à droite le rotor du conden-



On distingue nettement, sur cette photographie, les principaux éléments du wobulateur.



## ECHOS ET RÉFLEXIONS

### Cuba

C'est à la fin d'octobre dernier qu'a été inaugurée la première station cubaine de télévision, sise à La Havane et exploitée par l'Union Radio Télévision S.A. On estime à 2.000 le nombre d'appareils récepteurs qui ont été vendus au public avant l'ouverture de la station, et à 5.000 au total ceux qui étaient installés chez les particuliers à la fin de 1950.

Les programmes, donnés pour la plupart dans la soirée, comportent surtout des informations et actualités sportives. La société exploitrice s'est assurée pour 30.000 dollars par an les droits exclusifs de transmission des matches de base-ball qui, à La Havane, se déroulent la nuit.

L'indicatif de la station est CMUR-TV. Les émissions sont commerciales et conformes au standard américain; la station disposait déjà de deux commanditaires le jour de son inauguration.

Des plans sont à l'étude en vue de l'installation d'une seconde station de télévision que l'URT aménagerait à Santa-Clara, à 300 milles de La Havane, les deux villes devant être reliées l'une à l'autre par relais micro-ondes.

À La Havane, CMUR-TV sera prochainement placée en compétition avec la station CMQ, clé d'un autre réseau cubain de radiodiffusion qui compte entreprendre un service de télévision au milieu de 1951, avec un choix de programmes dramatiques et de variétés devant concurrencer les émissions sportives et d'actualités de CMUR-TV.

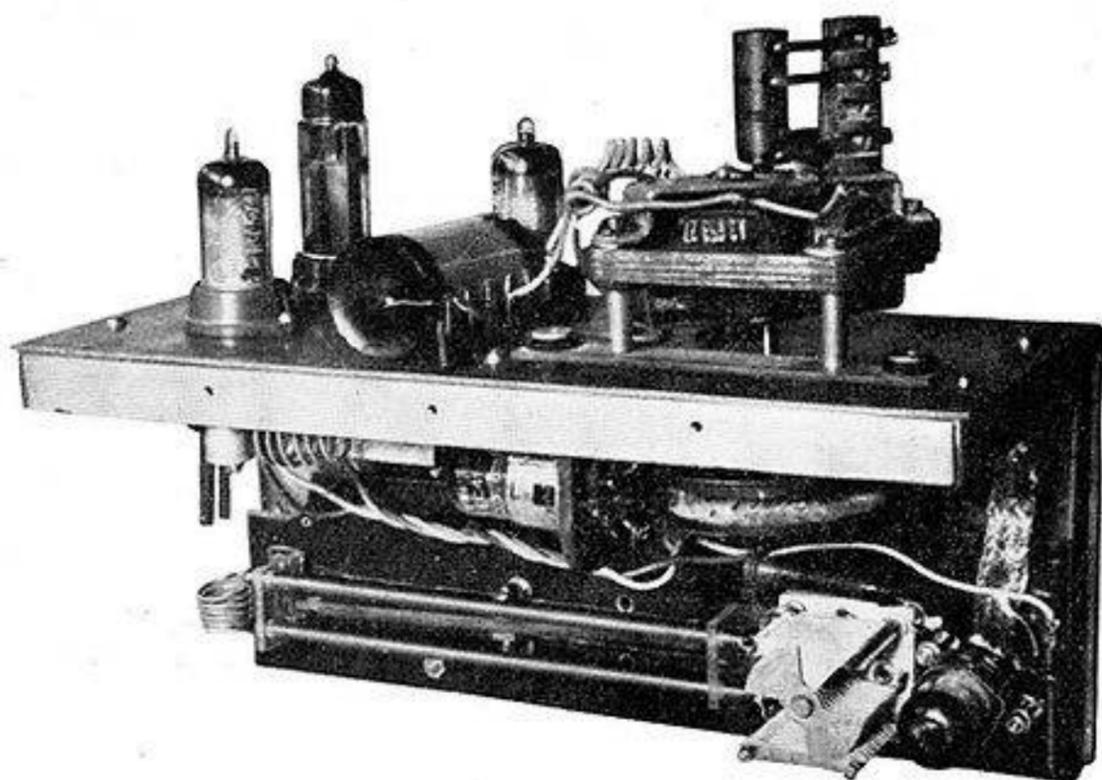
Enfin, un troisième organisme cubain, RHC, engage ses auditeurs à ne pas tabler sur la télévision monochrome, ayant l'intention, quant à lui, d'introduire la télévision en couleurs au cours de l'année 1951.

### Danemark

Les autorités danoises ont mis au point un plan qui permettrait la transmission des émissions de télévision de Copenhague sur l'ensemble du territoire danois. Un premier relais serait envisagé entre Copenhague et Alborg, via Odense, Kolding et Viborg, et un autre, qui traverserait le territoire suédois, vers l'île de Ranne.

De plus, des échanges de programmes seraient envisagés avec la Suède, par l'intermédiaire de relais installés notamment à Göteborg et à Malmö. Enfin, un troisième relais vers Hambourg, à travers le Schleswig-Holstein, serait également prévu.

Doc. U.E.R.



sateur tournant. Ce rotor est composé d'un disque en bakélite de 60 mm de diamètre et de 10 mm d'épaisseur, sur lequel deux lames de cuivre en forme d'escargot sont montées de chaque côté. Elles sont fixées par des rivets de cuivre traversant de part en part le disque de bakélite et soudés de chaque côté sur les lames.

On remarquera que l'axe du moteur est dégagé des lames afin d'isoler de la masse le rotor du condensateur, et d'éviter ainsi tout crachement.

Cette pièce devra être particulièrement soignée dans son exécution, elle doit tourner parfaitement rond. Afin d'équilibrer le balourd apporté par les lames de cuivre, il est nécessaire de creuser le disque de bakélite pour compenser ce balourd et éviter des vibrations (fig. 6).

### Moteur d'entraînement

Le moteur utilisé dans cette réalisation est un moteur de tourne-disque. Il est du type à cage d'écureuil, le déphasage étant assuré par un condensateur. Ce genre de moteur n'est malheureusement pas synchrone, d'où la nécessité de prévoir un dispositif de synchronisation de la base de temps.

Nous avons utilisé un petit collecteur qui envoie des tops positifs sur la grille du thyatron EC 50. Il serait préférable d'utiliser un moteur synchrone, ce qui éviterait l'emploi d'un collecteur où les crachements et les étincelles sont toujours à craindre.

On aperçoit le collecteur sur la seconde photographie. Il est tourné (fig. 7) dans un morceau de écloron de 12 mm de diamètre. Il comporte une seule lame couvrant environ 60 degrés d'angle de rotation. Cet angle est égal à l'angle mort pendant lequel le condensateur variable passe de son maximum à son minimum.

### Oscillateur wobblé

Les caractéristiques en sont données sur le schéma. Il est monté sur une plaquette de bakélite que l'on aperçoit placée

verticalement sur les photos. Elle supporte le tube EC 41, le bobinage, et les lames fixes du condensateur tournant.

### Oscillateur de battement

Il est monté lui aussi sur une plaquette de bakélite (voir photo); il est équipé d'un tube EC 41.

Le condensateur d'accord est du type papillon. Sa capacité maximum est de 100 pF. Les bobines oscillatrices sont remplacées par une ligne, et la commutation est assurée par deux courts-circuits montés sur un levier.

Trois positions sont prévues :

1) *gamme 0 à 120 MHz* : l'oscillateur de battement doit couvrir la plage de 250 à 130 MHz. Le court-circuit utilisé est donc celui qui se trouve le plus près du condensateur d'accord.

2) *gamme 120 à 180 MHz* : l'oscillateur de battement doit couvrir la plage de 130 à 70 MHz. Le court-circuit est alors en bout de ligne.

3) *gamme 180 à 210 MHz* : l'oscillateur de battement doit couvrir la plage de 70 à 40 MHz. Les court-circuits sont inutilisés, et la longueur électrique de la ligne est augmentée par la bobine L<sub>2</sub>.

Le dispositif de commutation est représenté figure 8. Il pourrait être avantageusement remplacé par un rotacteur. On utilisera alors des bobines d'accord ordinaires. Les fréquences élevées à atteindre ne permettent pas l'emploi d'un simple commutateur.

L<sub>1</sub> : 2 spires 10/10, D intérieur = 12 mm, l = 15 mm;

L<sub>2</sub> : 6 spires 10/10, D int. = 12 mm, l = 16 mm;

L<sub>3</sub> : 25 spires jointives 10/100 émail, D = 8 mm;

L<sub>4</sub> : 6 spires, 10/10 D int. = 10 mm, l = 15 mm, prise à 2 spires;

L<sub>5</sub> : 6 spires 10/10, D int. = 10 mm, l = 15 mm, prise à 1,5 spire.

M. GUILLAUME

(A suivre)

# OPÉRA 51 B

## 441 et 819 lignes automatiquement

Nombreux sont nos lecteurs qui ont monté l'excellent téléviseur Opéra 51 décrit dans notre numéro 11, et qui nous ont écrit pour nous faire part de leur satisfaction. Nous les en remercions vivement. Sans doute apprendront-ils avec intérêt que, au prix de modifications minimales, ce récepteur peut être adapté au standard d'essai à 819 lignes sur 46 MHz.

Du même coup, toute la partie alimentation et bases de temps constituant le châssis principal, est immédiatement utilisable, sans nouvelle modification, sur le standard définitif à 819 lignes, pour la réception duquel il est alors nécessaire de changer le petit châssis H.F. afin de recevoir le 185,25 MHz.

Ces modifications ne nuisent en rien au fonctionnement à 441 lignes, au contraire.

La différence de linéarité est considérable, puisqu'en fait le lignage varie presque du simple au double; cela n'empêche pas que, avec le contraste normal, la synchronisation est tellement vigoureuse que la fréquence du balayage horizontal se règle sans difficulté sur celle des tops, avec le résultat extraordinaire que le récepteur s'adapte automatiquement au standard transmis par l'émetteur.

Au cas de réception à grande distance avec une amplitude V.F. faible, il est possible que l'on ait à retoucher le potentiomètre de fréquence lignes pour faire accrocher le relaxateur horizontal.

Insistons cependant sur le fait qu'avec le contraste normal, la fréquence se règle toute seule sans que l'utilisateur ait à intervenir.

### Schéma modifié

Nous publions ci-contre le schéma complet du téléviseur. Plusieurs modifications ont été apportées, elles sont repérées par les numéros d'ordre employés dans les titres. On a profité de l'occasion pour rectifier le schéma original aux points 1, 2 et 3.

Le nouveau schéma s'applique intégralement et directement au 441 lignes, et nous engageons les réalisateurs éventuels à l'utiliser plutôt que celui paru dans notre numéro 11. Ils n'auront ainsi que le châssis H.F. à changer pour passer en 819 lignes.

### Modifications de tôlerie

L'Opéra type B se présente avec une

platine D (alimentation) légèrement différente, ce qui ne change rien au montage général. Toute l'alimentation a été faite sur une moitié de la platine; l'autre moitié, libre, porte un bouchon dans lequel vient éventuellement s'engager un petit châssis supplémentaire, portant un préamplificateur pour grande distance.

Établi sur le même principe que le châssis B (récepteurs) ce préamplificateur se monte et se démonte sans soudure.

### 1 et 2. - Amortissement

Les valeurs des deux résistances d'amortissement, primitivement prévues de 10.000 ohms, ont été réduites à 6.800 ohms. La perte de sensibilité est insignifiante; par contre, le récepteur est beaucoup moins nerveux, l'alignement est facilité, et surtout la bande passante atteint le maximum nécessaire, pour le moment, pour le 819 lignes sur 46 MHz.

### 3. - Détection son

Un ajustable de 30 pF est ajouté en parallèle sur le bobinage qui attaque la diode de la EAF42. Il est indispensable pour s'accorder sur la fréquence désirée.

### 4. - Balayage lignes

Afin de ne pas excéder les limites de dissipation de la EL38, on a prévu une résistance de 4.700 ohms, 1/2 watt, en série dans l'écran, avec un condensateur de découplage de 0,1 microfarad.

### 5. - Synchronisation verticale

En raison de la forme (durée) du top images en 819 lignes, la synchronisation verticale a dû être modifiée. On a simplement remplacé le condensateur de 50.000 pF par un de 1.000 pF. La constante de temps obtenue convient aux deux standards indifféremment.

### 6. - Diode de récupération

La charge de la diode de récupération, primitivement constituée par un des enroulements de la bobine de concentration, est maintenant une résistance de 8.000 ohms

de dissipation suffisante, au sommet de laquelle on prélève une tension « gonflée » qui dépasse 350 volts en moyenne définition.

### 7. - Concentration

La concentration n'étant plus partiellement alimenté par la récupération, il est nécessaire de modifier le montage. L'enroulement série *b-d* est traversé par la H.T. du récepteur son, et l'enroulement shunt *a-c* est placé entre cette H.T. et masse. Un potentiomètre bobiné de 20.000 ohms règle la focalisation.

On remarquera au passage qu'on a économisé la bobine de filtrage de 500 ohms, devenue inutile.

### 8. - Linéarité

Afin d'obtenir une linéarité verticale pratiquement parfaite, deux corrections de linéarité par intégrateur et différentiateur ont été ajoutées dans la liaison entre relaxateur et EL41. De plus, la résistance de cathode de la EL41 a été remplacée par un potentiomètre bobiné de 1.000 ohms.

Une fois ces trois réglages et l'amplitude convenablement ajustés, on obtient sur la mire une linéarité remarquable qui se traduit par un cercle « au compas ».

### 9. - Blocking images

La fuite de grille de la ECC40 est ramenée à la H.T. au lieu de la masse, ce qui améliore la linéarité et réduit le temps de retour.

### L'envers de la médaille

En fonctionnement sur 819 lignes, le temps de retour est un peu trop long et la première rangée du damier périphérique de la mire est perdue à gauche. Cela n'est guère gênant, l'image débordant toujours un peu le cadre. Ce défaut est dû à l'emploi d'un transformateur lignes prévu pour la moyenne définition. Le nouveau modèle élimine cet inconvénient, grâce à ses capacités parasites plus faibles.

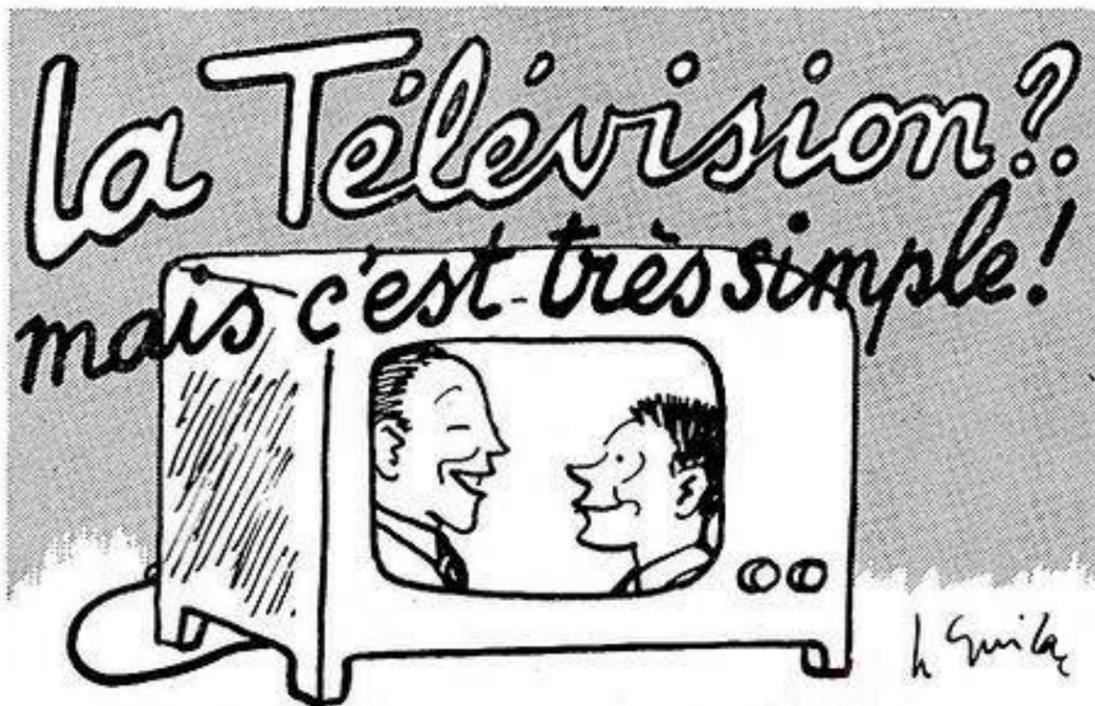
A.V.J. MARTIN



Aujourd'hui, nos deux amis vont étudier un problème en apparence simple, mais en vérité assez ardu : la restitution de la composante continue.

On verra que le passage des signaux de vidéo-fréquence à travers un condensateur de liaison fait disparaître cette composante. Le meilleur moyen est donc d'éviter l'emploi des condensateurs de liaison dans les montages dits « à liaison directe ». Mais leur principe n'est facilement applicable qu'au cas des récepteurs à un seul étage V.F. Avec deux étages, le système d'alimentation se trouverait singulièrement compliqué.

Aussi est-on conduit à utiliser des artifices servant à reconstituer la composante perdue. Les moyens mis en œuvre sont, d'ailleurs, très simples...



## QUATORZIEME CAUSERIE

# APRÈS LES CONDENSATEURS

### Le doux balancement des électrons

**IGNOTUS.** — En étudiant, la dernière fois, l'amplification à vidéo-fréquence, vous vous êtes longtemps appesanti sur le problème des fréquences les plus élevées. Mais, à l'autre bout de la gamme, il doit y avoir aussi des difficultés.

**CURIOSUS.** — Que voulez-vous dire par là ?

**IG.** — Je me demande si, dans certains cas, le signal vidéo ne se réduit pas à une simple tension continue. Par exemple, si l'image comporte une large bande horizontale de teinte uniforme. Or, une tension continue n'est pas transmise à travers les condensateurs de liaison entre étages...

**CUR.** — La difficulté serait réelle s'il n'y avait pas de tops de synchronisation qui, à la fin de chaque ligne, viennent modifier rapidement la valeur de la tension et empêchent ainsi le signal vidéo d'avoir une valeur constante même dans l'exemple que vous donnez. Certes, il faut utiliser des condensateurs de liaison de capacité suffisante pour transmettre des composantes de fréquence assez faible. Mais, comme vous le dites fort à propos, un condensateur n'est pas apte à transmettre une tension continue. Et cela crée certaines difficultés d'un ordre un peu différent.

**IG.** — Si vous voulez être moins mystérieux, je parviendrai peut-être à les comprendre et — qui sait ? — à les vaincre.

**CUR.** — Eh bien, réfléchissez un peu à la façon dont une tension variable est transmise dans le circuit classique de liaison par condensateur C avec résistance de fuite R.

**IG.** — Nous l'avons analysé naguère, et rien n'est plus simple. Une tension alternative est appliquée à l'armature de gauche du condensateur. Pendant l'alternance positive, il s'y forme une raréfaction des électrons. Dès lors, en raison de l'attraction que des atomes positifs (ceux qui sont déficients en électrons) exercent sur les électrons, ceux-ci sont appelés vers l'armature de droite. D'où peuvent-ils venir ? Évidemment de la masse. Ils traversent donc la résistance R de bas en haut en déterminant une chute de tension telle que l'extré-

mité supérieure devient positive. Tout se passe comme si l'alternance positive avait traversé le condensateur.

**CUR.** — Avec, toutefois, cette différence que si une tension continue est superposée à la composante alternative — et c'est le cas dans un circuit anodique où l'on trouve la haute tension — celle-ci n'est pas transmise par le condensateur. Que se passe-t-il maintenant pour l'alternance négative ?

**IG.** — Les électrons affluent à l'armature de gauche et, par conséquent, en chassent d'autres de celle de droite, car rien n'est plus repoussant pour un électron qu'un autre électron... Les électrons ainsi expulsés iront vers la masse en traversant la résistance R de manière à rendre négative son extrémité supérieure. Là encore tout se passe comme si, à la place du condensateur, un conducteur laissait passer la tension alternative.

**CUR.** — Tout cela est juste. Et vous remarquerez que nos électrons se balancent doucement et symétriquement comme des enfants sur une escarpolette.

### Symétrie et équilibre

**IG.** — Je le sais depuis longtemps. Pourquoi donc m'avez-vous fait évoquer à nouveau toutes ces notions ?

**CUR.** — Parce que, pour le signal vidéo, les choses se déroulent un peu différemment.

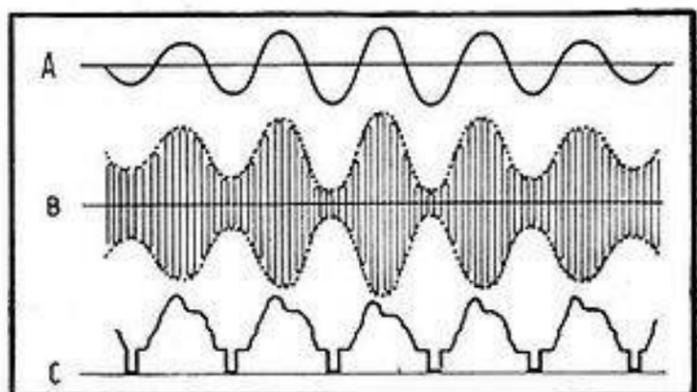


Fig. 1 — Si les tensions de B.F. (en A) ou de H.F. modulée (en B) sont symétriques, celle de vidéo-fréquence représentée en C ne l'est plus.



IG. — Pour quelle raison ?

CUR. — Parce que, contrairement à la forme des signaux H. F. modulés et des signaux B. F. correspondant à des sons, les signaux V. F. ne sont pas symétriques, c'est-à-dire ne comportent pas d'alternances positives et négatives qui se ressemblent comme le reflet dans un miroir ressemble à l'objet réfléchi.

IG. — En effet, à la sortie de la détectrice, notre signal V. F. est, selon la polarité de la détection, ou entièrement positif ou entièrement négatif. Seuls, les fonds des tops de synchronisation sont au potentiel zéro. Aucun axe de symétrie ne peut, d'ailleurs, être tracé pour les signaux de cette forme.

CUR. — Essayez, maintenant, d'examiner la façon dont de tels signaux seront transmis par notre circuit de liaison CR de la détectrice à l'amplificatrice V. F.

IG. — Quelle sera la polarité de la détection ?

CUR. — Admettons qu'il s'agisse du cas le plus fréquent d'un récepteur à un seul étage V. F. et à modulation appliquée sur le wehnelt. La détection est alors...

IG. — ... négative. Nous aurons donc constamment un excédent d'électrons sur l'armature de gauche, sauf aux courts instants des tops de synchronisation. Par conséquent, de l'armature de droite, un nombre plus ou moins grand d'électrons sera expulsé.

CUR. — Très juste. Lorsque la tension négative détectée atteint le maximum (blanc de l'image), le plus grand nombre d'électrons est expulsé de l'armature de droite pour aller à la masse à travers la résistance. A ce moment, le courant des électrons rend le sommet de la résistance négatif.

IG. — Je vois où vous voulez en venir. Quand nous avons des tensions moins négatives, comme le niveau du noir ou même la valeur nulle des tops, une partie des électrons expulsés revient vers l'armature de droite. Le courant qui les y amène de la masse va alors dans l'autre sens et rend le sommet de la résistance positif.

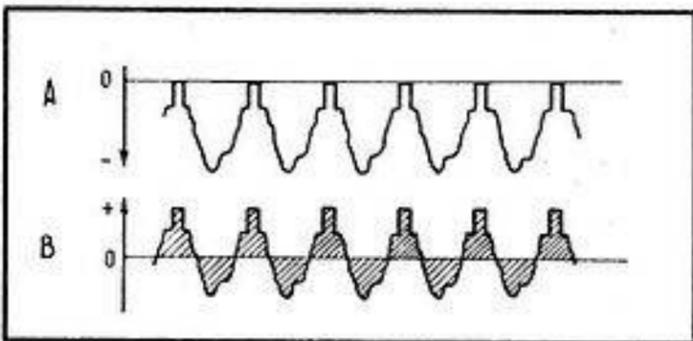


Fig. 2 — La tension vidéo de polarité négative à la sortie de la détection a l'aspect représenté en A. Après son passage à travers un condensateur de liaison, elle revêt la forme représentée en B. Dans cette dernière courbe, les surfaces hachurées au-dessus et au-dessous de l'axe horizontal s'équilibrent.

CUR. — Vous voyez donc que, si nous retrouvons, après le condensateur, une tension de la même forme que la tension détectée, elle n'est plus entièrement négative (ou entièrement positive si la polarité de la détection est telle). Nous trouvons sur la grille de l'amplificatrice V. F. une tension qui, sans être symétrique, comporte des alternances positives et négatives qui se répartissent équitablement autour du potentiel nul de la masse.

IG. — Qu'appellez-vous « équitablement » ?

CUR. — De manière que la quantité totale des électrons quittant l'armature de droite (alternance négative) soit égale à celle qui y revient (alternance positive), car, comme un bon comptable, je cherche à équilibrer les recettes et les dépenses. Et pour peu que vous y réfléchissiez, sans faire appel au calcul intégral, vous trouverez que ces quantités

d'électrons sont proportionnelles aux surfaces que limite la courbe de chaque alternance.

IG. — En somme, pour trouver à quel endroit de la courbe passera maintenant l'axe au potentiel zéro, je n'ai qu'à découper la courbe de telle manière qu'en posant l'axe sur une lame de couteau, elle tienne en équilibre.

CUR. — Du moins est-ce le moyen de vérifier si l'axe est bien tracé... Vous voyez donc qu'en faisant passer notre signal détecté par le condensateur de liaison, vous l'avez rendu alternatif, vous l'avez privé de sa polarité, vous avez surtout arraché les tops de synchronisation de leur niveau constant de zéro volts.

## Nouveaux méfaits de la capacité

IG. — Et c'est grave ?

CUR. — Catastrophique ! Car selon la forme du signal, c'est-à-dire selon l'aspect de l'image transmise, nos tops iront se promener plus ou moins haut. On ne pourra pas alors assurer une synchronisation correcte. De plus, les teintes mêmes de l'image risquent d'être altérées.

IG. — Pourquoi donc ?

CUR. — Pour mieux vous faire comprendre l'étendue du désastre, je vous propose un exemple concret et fort simple. Supposons que l'image se compose d'un triangle équilatéral uniformément blanc sur un fond uniformément noir. Essayer de tracer la forme du signal vidéo détecté (toujours en polarité négative) pour trois lignes de balayage : l'une située en haut, l'autre au milieu, la troisième en bas.

IG. — Pas difficile, pour la première ligne, nous avons les tops jusqu'à 30 % de l'amplitude maximum, puis un palier noir à 30 %, à l'exception d'une courte pointe à 100 % correspondant au sommet du triangle blanc. Pour la ligne du milieu, les paliers noirs se rétrécissent au profit d'un palier blanc. Et celui-ci occupe la presque totalité de la dernière ligne.

CUR. — Parfait. Pourriez-vous maintenant

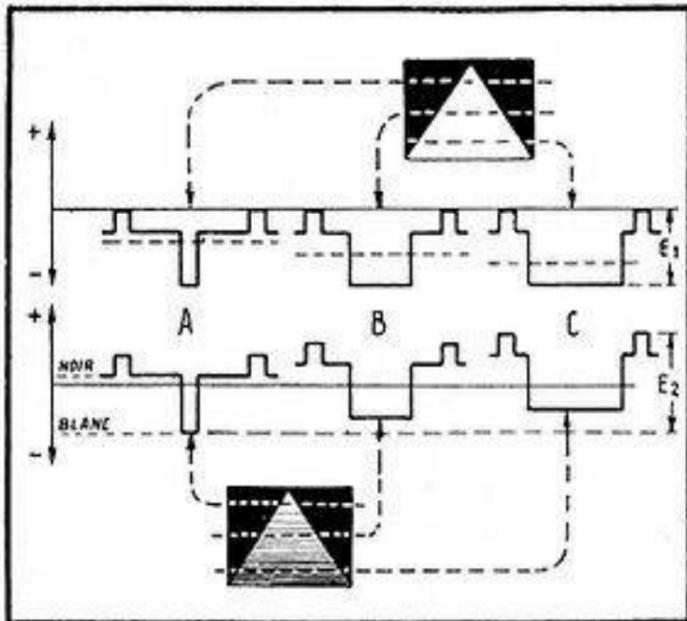
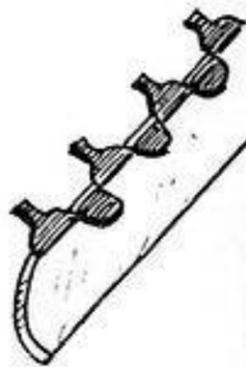


Fig. 3 — Les trois lignes analysées dans l'image placée en haut sont, à la sortie de la détectrice, traduites par des tensions A, B et C représentées en haut. Après passage à travers un condensateur, ces tensions sont décalées comme il est montré en bas. Et si l'on ne prend pas de précautions appropriées, on verra sur l'écran du récepteur l'image représentée en bas.

tracer en pointillé, pour chacune des trois lignes, l'axe potentiel zéro tel qu'il se situera après le passage des signaux à travers le condensateur ?

IG. — Voici. Je crois que mes surfaces ne sont pas



trop mal équilibrées.

**CUR.** — Poursuivons nos exercices graphiques. Voulez-vous maintenant retracer ces mêmes signaux tels qu'ils seront effectivement situés par rapport à un axe de zéro volts, après leur passage à travers le condensateur de liaison.

**IG.** — C'est facile. Les voici tous les trois.

**CUR.** — Vous constatez maintenant que nos tops de synchronisation se trouvent à des potentiels différents, ce qui empêchera le fonctionnement correct du dispositif de synchronisation. Mais ce n'est pas tout, si vous appliquez de tels signaux au wehnelt d'un tube cathodique, en le réglant de manière à obtenir une gradation correcte des teintes du noir au blanc pour la première ligne, les teintes ne seront plus restectées pour les suivantes : ce qui aurait dû être blanc dans la ligne du milieu sera gris, et le blanc de la dernière ligne sera d'un gris encore plus foncé. En définitive, notre triangle, loin d'être uniformément blanc, sera de plus en plus foncé vers le bas.

### A bas les condensateurs

**IG.** — Vous m'en voyez tout à fait désolé. En somme, qu'il s'agisse de capacités parasites ou de celles de condensateurs qui n'ont rien à cacher, toutes exercent les effets les plus néfastes en télévision. Et si on les supprimait purement et simplement ?

**CUR.** — Ce que vous dites par boutade est réalisé dans certains montages dits « à liaison directe ». Rien ne s'oppose à la suppression du condensateur de liaison entre la détectrice et la grille de l'amplificatrice V. F. Le montage n'est, d'ailleurs, utilisé que dans le cas d'un seul étage V. F. Ce qui est un peu plus délicat, c'est la liaison directe entre l'anode de l'amplificatrice et le wehnelt. En l'absence de condensateur, le wehnelt se trouve porté au potentiel positif élevé de l'anode du tube V. F.

**IG.** — Mais c'est impossible ! Ne m'avez-vous pas dit que le wehnelt doit être polarisé négativement par rapport à la cathode, au même titre que la

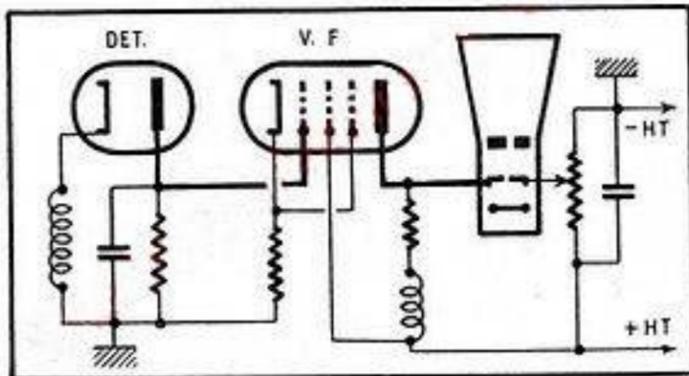


Fig. 4 — Le moyen le plus simple pour ne pas perdre la composante continue est d'assurer la liaison directe entre les étages qui suivent la détectrice.

grille d'un vulgaire triode ?

**CUR.** — C'est exact. Aussi s'arrange-t-on, dans ce montage, pour porter la cathode du tube cathodique à un potentiel positif fixe supérieur à celui du wehnelt. De la sorte, celui-ci se trouve négatif par rapport à la cathode.

**IG.** — Et voilà nos condensateurs de liaison supprimés ! Je ne croyais pas que la solution était si simple.

**CUR.** — Ne criez pas trop tôt victoire. En réalité, les choses sont un peu moins simples. Tel que je vous l'ai décrit, le montage est affligé de certains défauts. La vie du tube cathodique, notamment, est soumise à un certain risque.

**IG.** — Pourquoi, mon Dieu ?

**CUR.** — Supposez que, pour une raison quelconque, ne serait-ce que le classique grillage du

filament, le tube V. F. cesse de fonctionner. Aussitôt la tension sur son anode monte considérablement, puisque, en l'absence de courant anodique, il n'y a plus de chute de tension dans la résistance de charge.

**IG.** — Je vois la tragédie. La tension sur l'anode, soignée sur le wehnelt, devient égale à la haute tension. Au lieu d'être négativement polarisé, le wehnelt devient positif et vide rapidement la cathode du tube cathodique. Privé de son émission électronique, il sera juste bon pour la poubelle... Belle affaire pour le fabricant des tubes !... Que faire alors ?

**CUR.** — Il existe des montages plus compliqués à liaison directe, où ce risque, ainsi que certains autres défauts, sont éliminés. Il y a, toutefois, d'autres moyens que la liaison directe pour remettre en place les tensions V. F. après leur passage dans les condensateurs de liaison.

### Une simple restitution

**IG.** — Je voudrais bien les connaître, à moins qu'ils soient plus complexes que les montages perfectionnés à liaison directe.

**CUR.** — Vous avez noté que tous les ennuis causés par le condensateur de liaison sont dus au passage des électrons dans les deux sens à travers la résistance R. Ce sont les chutes de tension déterminées par ces courants électroniques qui font apparaître des alternances tour à tour positives et négatives.

**IG.** — Évidemment, si on pouvait faire revenir les électrons vers l'armature de droite sans les faire passer par la résistance, il n'y aurait plus d'alternances positives. Mais je ne vois pas du tout le moyen de le faire.

**CUR.** — Il existe pourtant, et il est simple. Il suffit pour cela de brancher, en parallèle sur la résistance R, une diode dont la cathode est reliée à la masse.

**IG.** — Je n'y avais pas pensé ! Je comprends que, dans ces conditions, les électrons chassés de l'armature de droite ne peuvent aller vers la masse que par la voie de la résistance, car la diode leur oppose

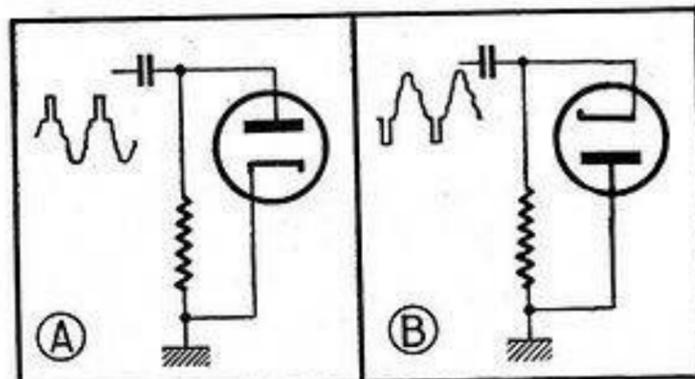
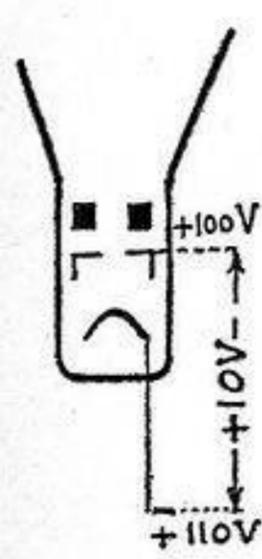
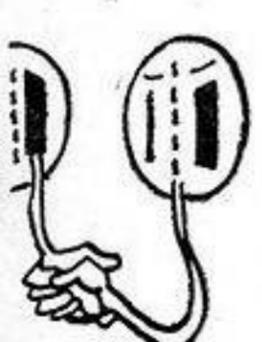
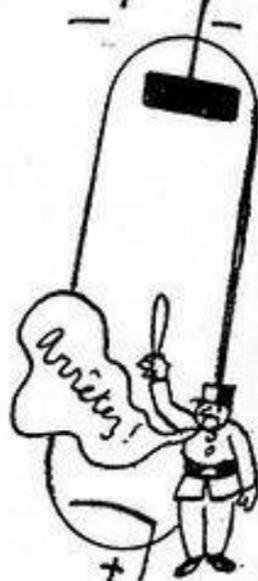
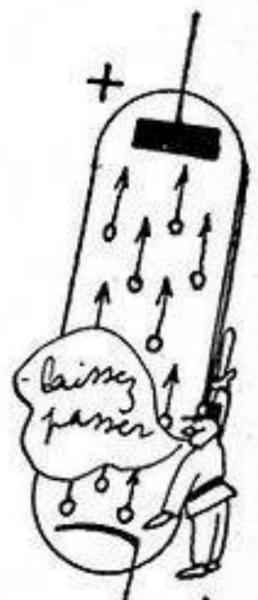
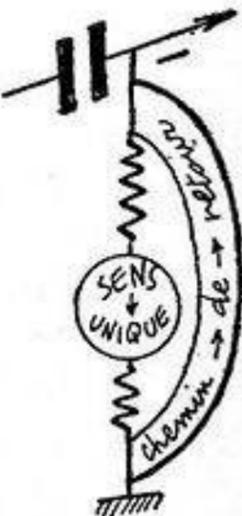


Fig. 5 — Montage de la diode de restitution pour signaux à polarité négative (en A) et positive (en B).

son sens interdit. Ils créent donc la tension négative voulue. Mais pour revenir vers l'armature, les électrons, à la place de la résistance élevée R, choisiront le chemin beaucoup plus facile que leur offre l'espace cathode-anode de la diode. Et, sur cette faible résistance, il n'apparaîtra qu'une insignifiante tension positive.

**CUR.** — En fait, les phénomènes qui se déroulent dans ce circuit élémentaire sont loin d'être simples. Les électrons dont est chargé le condensateur C ne s'écoulent pas instantanément à travers la résistance R. Le rôle de la diode est donc d'amener à l'armature droite du condensateur une charge suffisante d'électrons pour que tout le signal V. F. se trouve dans le domaine des tensions négatives, les tops étant seuls à atteindre le potentiel zéro. Grâce à l'action de la diode, au lieu d'avoir pour



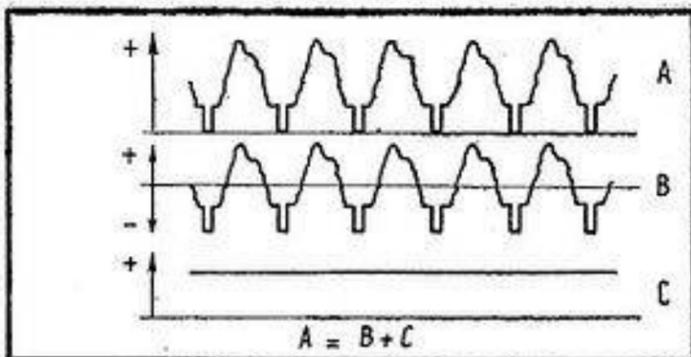
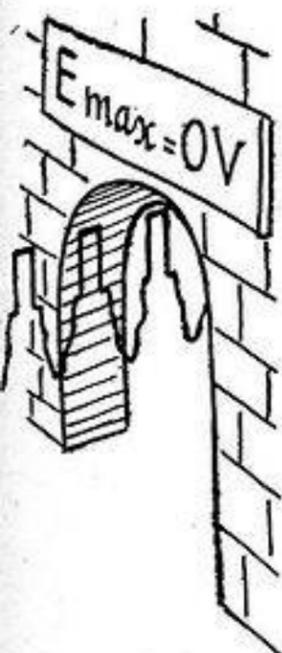


Fig. 6 — Un signal video de polarité positive tel qu'il est représenté en A peut être considéré comme la somme d'un signal équilibré B et d'une composante continue C.

potentiel moyen celui de la masse, c'est-à-dire zéro volt, l'armature droite du condensateur a zéro volt comme potentiel maximum.

IG. — Est-ce que les électrons traversent la diode à chaque ligne de balayage ?

CUR. — Pas obligatoirement. Si les tensions des lignes successives ont sensiblement la même forme ou, plus exactement, mettent en mouvement la même charge d'électrons, la diode n'a pas à intervenir après avoir convenablement chargé le condensateur. Mais si des quantités plus importantes d'électrons sont mis en jeu, la diode en laisse passer suffisamment pour compléter la charge. Et quand les charges doivent être plus faibles, l'excédent des électrons s'écoule à travers la résistance R. De toute manière, la diode de restitution...

IG. — Est-ce ainsi qu'on l'appelle ?

CUR. — J'ai, en effet, omis de faire les présentations. Aussi ai-je l'honneur de vous présenter la diode de restitution de la composante continue. Tel est, en effet, son appellation officielle.

IG. — Et quelle est la composante continue en question ?

CUR. — C'est une sorte de vue de l'esprit. La tension d'une seule polarité (c'est-à-dire entièrement positive ou entièrement négative) telle qu'on la trouve après la détection, peut être considérée comme la somme de deux tensions : une tension alternative ayant justement la forme de celle que l'on trouve après le passage par le condensateur de liaison, et une tension continue de signe convenable et de valeur suffisante pour la situer entièrement dans le domaine des tensions positives ou négatives.

IG. — Je devine, d'ailleurs, que cette tension continue est égale à celle que j'ai dessinée en pointillé sur mon graphique pour partager en surfaces égales la courbe du signal V. F.

CUR. — Une fois de plus, vous êtes dans le vrai, Ignotus.

IG. — Vous avez envisagé le cas des tensions de polarité négative. Comment faut-il procéder dans le cas contraire ?

CUR. — Rien de plus simple. Si vos tensions ont la polarité positive, inversez le sens de la diode, c'est-à-dire connectez l'anode à la masse et la cathode au sommet de la résistance. Refaites pour ce cas tous nos raisonnements et vous constaterez que le dispositif fonctionne aussi bien... et de surcroît vous aurez accompli un bon exercice de gymnastique cérébrale.

### Diode par ci, diode par là...

IG. — A quel point précis de la chaîne de V. F. doit-on restituer la composante continue ? Pour ma part, je suppose qu'il suffit de le faire à la sortie du dernier étage d'amplification, sur la liaison avec le wehnelt ou avec la cathode du tube cathodique.

CUR. — On pourrait s'en contenter, à condition, bien entendu, que les tensions de synchronisation

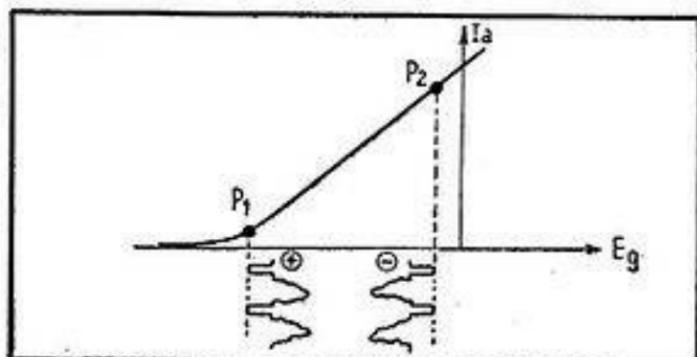


Fig. 7 — La polarisation d'un étage V.F. doit être réglée de manière que le point de fonctionnement permette au signal unipolaire de s'étendre dans la région rectiligne de la courbe caractéristique. Ci-dessus, cas des signaux à polarisations positive et négative.

soient prélevées en ce point, ce qui est fréquemment le cas. Mais on pourrait utiliser plusieurs diodes de restitution : l'une après la détectrice, l'autre après l'étage V. F. et, s'il y a deux étages V. F., une troisième diode après le second étage.

IG. — Etes-vous actionnaire d'une usine de diodes pour préconiser pareille profusion de ces petites lampes ?

CUR. — Mes conseils sont tout à fait désintéressés. Revenez à l'exemple que nous avons examiné tout à l'heure. Ne voyez-vous pas que, en l'absence de la diode, le domaine des tensions  $E_2$  occupés par les signaux est nettement supérieur à celui  $E_1$  qui suffit aux signaux quand ils sont bien sagement alignés sur la même ligne de départ grâce à l'action de la diode.

IG. — Et pourquoi faut-il éviter cet étalement des signaux sur l'échelle des tensions ?

CUR. — Parce que les amplificatrices V. F. fonctionnent dans des conditions peu favorables et qu'il est inutile de leur donner à digérer des signaux s'étalant sur un domaine étendu des tensions de grille. Toutefois les amplitudes assez faibles des signaux mis en jeu, nous dispensent de cette orgie de diodes.

IG. — Je me demande, d'ailleurs, de quelle manière il faut polariser les tubes V. F. quand il s'agit d'amplifier des signaux non symétriques et «unipolaires».

CUR. — Vous avez tout à fait raison de poser cette question. Il est, en effet, inutile de fixer ici le point de fonctionnement au milieu de la partie rectiligne de la caractéristique située dans le domaine des tensions négatives de grille. Ici, pour des signaux à polarité négative, on se place au point zéro volt ou moins un volt. Et s'il s'agit de signaux à polarité positive, le point de fonctionnement sera fixé à l'extrémité la plus négative de la partie rectiligne. Dans les deux cas, grâce à cette disposition, le signal disposera de l'étendue maximum de la partie rectiligne de la caractéristique.

IG. — Pour résumer, si je prends le cas concret d'un récepteur à un seul étage V. F. où la tension de modulation est appliquée au wehnelt, nous y aurons une détection à polarité négative. Une diode de restitution suffira en dérivation sur la résistance de fuite du wehnelt.

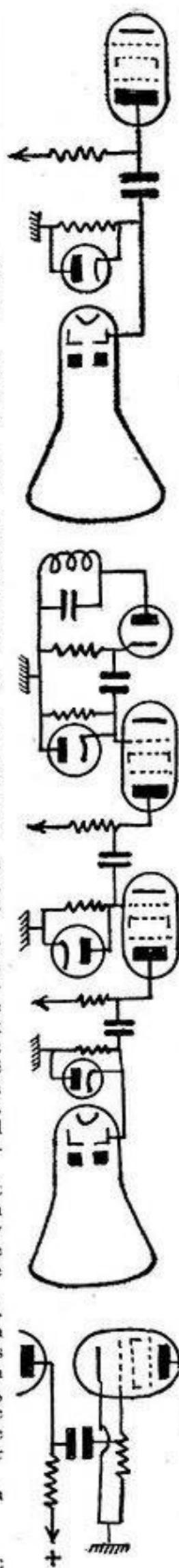
CUR. — Notez encore que, pour des signaux V. F. de polarité négative, l'espace cathode-grille d'un tube remplacera la diode. Depuis l'époque où nous avons analysé le mécanisme de la détection par la grille, vous savez qu'en réalité cette électrode peut, dans un tube non polarisé, jouer le rôle d'anode d'une petite diode. Dans le cas du signal négatif elle est branchée dans le sens convenable, pour remplacer la diode de restitution.

IG. — Et moi qui vous accusais de faire de la propagande pour l'usage massif des diodes!...

(A suivre)

E. AISBERG

Illustrations marginales de H. GUILAC



## L'ANCIEN ET LE NOUVEAU



Non, il ne s'agit pas des deux testaments, ainsi que dans la célèbre chanson, mais des standards. Nous sommes, on le sait, en période transitoire, le standard définitif à 819 lignes étant déjà entré en exploitation commerciale, alors que le 441 lignes continue cabin-caba son bonhomme de chemin.

Plusieurs lecteurs nous ont écrit pour nous apporter des suggestions concernant la transition de l'ancien au nouveau standard. Nous publions une lettre typique que nous avons reçue récemment à ce sujet.

Monsieur le Directeur,

Je prends la liberté de vous écrire pour vous faire part d'une suggestion susceptible d'intéresser les spectateurs de télévision. Pourquoi la direction générale de la Radiodiffusion n'exempterait-elle pas de la taxe de 3.000 francs les possesseurs d'anciens appareils à 441 lignes, et ceci pendant 6 ou 7 ans, par exemple? La somme ainsi économisée (18 à 21.000 francs) représenterait la transformation de leurs appareils en 819 lignes. L'état pourrait donc pratiquement cesser immédiatement ses émissions sur basse définition d'où une économie appréciable, permettant des programmes plus nombreux et plus choisis en haute définition. Un certain nombre de possesseurs d'anciens appareils n'ont d'ailleurs pas attendu et ont effectué, déjà, la modification. Un récepteur sur 441 lignes paraît, en effet, comparé à un 819 lignes à tube plat, aussi primitif que les premiers postes de radiophonie comparés aux meilleurs modèles actuels.

Il serait peut-être intéressant d'insérer cette lettre dans votre publication, afin de recueillir les avis des spectateurs intéressés.

Veuillez croire, Monsieur le Directeur, etc.  
M. Pierre DONARRE  
90, boulevard Flandrin,  
PARIS (16<sup>e</sup>).

D'autres correspondants proposent que l'État rachète les récepteurs 441 lignes, ou les échange pour des récepteurs 819 lignes; certains suggèrent le paiement, aux possesseurs d'appareils à moyenne définition, d'une indemnité forfaitaire correspondant aux frais de transformation en 819 lignes.

La Radiodiffusion Française n'est, en principe, pas opposée à ces solutions qui résoudraient rapidement le problème de la période transitoire, mais ne serait disposée à considérer que les possesseurs d'appareils officiellement déclarés.

Bien que cette attitude soit compréhensible d'un point de vue strictement légal, il nous semble que ce serait, là, imposer une bien lourde pénalité aux personnes, pour la plupart amateurs assez peu fortunés, se trouvant... provisoirement en infraction avec la loi.

# AMPLIFICATION V. F. A CONTRE-REACTION

Comme chacun le sait, un étage vidéo-fréquence doit permettre l'amplification d'une large bande de fréquence. Cette amplification linéaire est très souvent obtenue par l'utilisation de self-inductions placées en série ou en parallèle, ou même les deux à la fois, de telle façon qu'elles relèvent l'amplification aux fréquences élevées.

On utilise maintenant de plus en plus, surtout pour la réception du 819 lignes, le montage à deux lampes amplificatrices à réaction négative. Cette réaction négative peut être obtenue à l'aide d'une charge plus ou moins commune aux deux lampes. Le but de cette étude, essentiellement pratique, est de montrer les courbes d'amplification en fonction de la fréquence obtenues à l'aide de différents montages, lampes et valeurs de charges. De plus, il ne sera question, ici, que de largeurs de bande utiles comprises entre 0 et 5 MHz, et trouvant, par conséquent, une application immédiate dans la réception du 441 lignes.

## Méthode de relevé

L'outillage, malheureusement assez rudimentaire (il faut en tenir compte lors de l'interprétation des résultats) comprend :

— un générateur H.F. couvrant de 100 kHz à 30 MHz et pourvu d'un voltmètre de sortie incorporé;

— un voltmètre à lampes à plusieurs sensibilités;

— un transformateur 50 Hz fournissant, à l'aide d'un potentiomètre bobiné, une tension ajustable.

Les mesures ont été faites à 100 kHz, 300 kHz, 500 kHz, 1, 2, 3, 4, et 5 MHz. Certaines courbes, particulièrement intéressantes, ont été prolongées à 50 Hz et à 10 MHz. L'impédance de sortie du générateur H.F. est de 250 ohms sur la sortie où ont été faites les mesures. Le voltmètre à lampes a une résistance d'entrée égale à 10 M $\Omega$  et sa capacité est de 12 pF.

Chaque courbe a été tracée après avoir transformé le gain en db; ensuite, chacune des courbes a été placée selon son degré d'amplification relative par rapport aux autres. Cette façon d'opérer permet de comparer d'un simple coup d'œil les différentes particularités de chaque courbe.

## Courbe référence 1

Afin de mieux apprécier les qualités et les défauts des différents montages, la courbe I, qui peut servir de base de comparaison, est celle du schéma de la figure 1. C'est simplement un étage amplificateur, nanti d'une lampe 6AC7, chargée par une résistance de 5.000 ohms sans correction.

## Courbe 2

Le montage est indiqué figure 2. Il s'agit de deux étages équipés de lampes 6AC7. Les lampes ont une résistance de charge individuelle égale à 5.000 ohms, plus une résistance de charge commune égale à 4.000 ohms. On gagne 7db à 100 kHz par rapport à la courbe 1 et l'amplification ne tombe que de 2 db à 2 MHz au lieu de 5,5 db dans le premier cas.

## Courbe 3

La suppression de tous condensateurs de découplage sur la cathode nous amène à la courbe 3.

## Courbe 4

La réaction négative est augmentée et la résistance de charge de la deuxième lampe abaissée selon les valeurs indiquées figure 3. L'amplification générale tombe, mais la courbe se redresse nettement.

## Courbe 5

Les valeurs des résistances de charge sont modifiées selon la figure 4.

## Courbe 6

La lampe de sortie est maintenant une EL41 (fig. 5).

$R_1 = 1.000$  ohms;  $R_2 = 2.000$  ohms.

## Courbe 7

$R_1 = 2.000$  ohms;  $R_2 = 1.000$  ohms.

## Courbe 8

Le schéma de la figure 6 est celui qu'on utilise souvent en 819 lignes, mais les valeurs des résistances de charge sont différentes.

## Montage adopté

En conclusion, le schéma de la figure 7 a été monté sur un récepteur fonctionnant à 100 km de Paris. La bande passante du récepteur est relativement étroite, 2 MHz, permettant la réception régulière de la mire 6. On voit qu'il comporte, par rapport à la figure 5, certaines modifications ayant pour but d'augmenter l'amplification jusqu'aux environs de 2 à 3 MHz. La lampe d'entrée à sa cathode découplée avec des condensateurs de 0,1  $\mu$ F et 50  $\mu$ F. Le taux de réaction négative est diminué;  $R_1$  et  $R_2$  de la figure 5 ont pour valeurs respectives 2.250 ohms et 500 ohms.

Ce montage a donné toute satisfaction, et s'est montré nettement supérieur à la lampe 6AC7 corrigée par une self-induction, précédemment montée sur le récepteur en question.

B. MACHARD

