

# radio plans

AU SERVICE DE L'AMATEUR  
RADIO, T.V. ET ELECTRONIQUE

XXVII<sup>e</sup> ANNÉE

PARAIT LE 1<sup>er</sup> DE CHAQUE MOIS  
N° 157 — NOVEMBRE 1960

1.25 NF

Prix au Maroc : 138 FM

Dans ce numéro :

Entrelacement des trames

★  
Emploi des tubes à 110°

★  
Push-pull haute fidélité

★  
Poste de contrôle  
pour isolants

★  
Variations  
autour du déphaseur  
cathodyne

★  
La diode tunnel

et

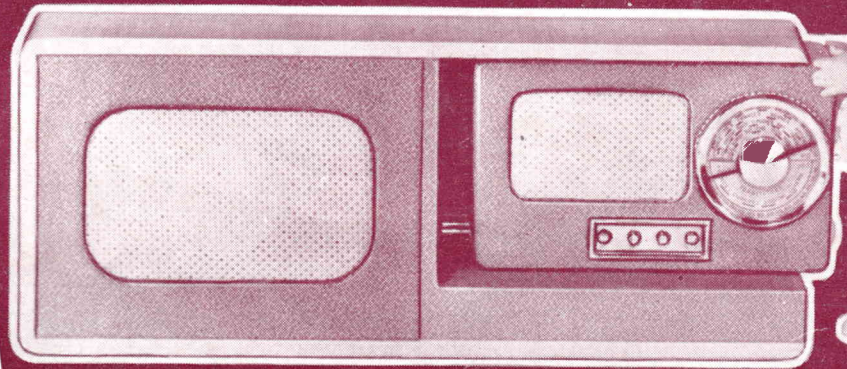
**LES PLANS**  
EN VRAIE GRANDEUR  
d'un

**ÉLECTROPHONE**  
**STÉRÉOPHONIQUE**

d'un  
**AMPLIFICATEUR**  
**HAUTE FIDÉLITÉ**

etc..., etc...

et de ce...



...RÉCETTE  
TRANSFORMABLE

**ABONNEMENTS :**

Un an . . . . . NF 13.50

Six mois . . NF 7.00

Étranger, 1 an . NF 16.75

C. C. Postal : 259-10

# radio plans

la revue du véritable amateur sans-filiste  
LE DIRECTEUR DE PUBLICATION Raymond SCHALIT

**DIRECTION -  
ADMINISTRATION**

**ABONNEMENTS**

43, r. de Dunkerque,  
PARIS-X<sup>e</sup> Tél. : TRU 09-92

## RÉPONSES A NOS LECTEURS

Nous répondons par la voie du journal et dans le numéro du mois suivant à toutes les questions nous parvenant avant le 5 de chaque mois et dans les dix jours aux questions posées par lettre par les lecteurs et les abonnés de RADIO-PLANS, aux conditions suivantes :

1<sup>o</sup> Chaque lettre ne devra contenir qu'une question.

2<sup>o</sup> Si la question consiste simplement en une demande d'adresse de fournisseur quelconque, d'un numéro du journal ayant contenu un article déterminé ou d'un ouvrage de librairie, joindre simplement à la demande une enveloppe timbrée à votre adresse, écrite lisiblement, un bon réponse, une bande d'abonnement, ou un coupon réponse pour les lecteurs habitant l'étranger.

3<sup>o</sup> S'il s'agit d'une question d'ordre technique, joindre en plus un mandat de 1,00 NF.

**C. W..., à Blanc-Mesnil.**

Voudrait adjoindre une antenne auto sur son récepteur à transistors.

Vous pourriez doter cet appareil d'une prise antenne auto en exécutant sur le bâtonnet du cadre un enroulement de 50 tours en fil isolé 20/100.

Un côté de cet enroulement sera relié à la prise et l'autre à la masse.

**T..., à Nice.**

Se plaint de petits sifflements la nuit, alors que les émissions de jour sont parfaites. Ils nous demande la façon d'y remédier.

Pour éviter les sifflements que vous constatez, il faudrait faire un alignement correct avec une hétérodyne.

A défaut, vous pourriez utiliser un appareil simplifié appelé « aligneur » pour régler les transfo MF exactement et ajuster les circuits accord et oscillation en prenant des émissions voisines des points d'alignement indiqués par le constructeur des bobinages.

Il est toutefois possible que subsistent certains sifflements, ceux-ci étant dus à l'interférence d'émetteur de longueur d'ondes trop voisines. Il n'y a malheureusement aucun remède à cela.

**G..., à Maugino (Hérault).**

Nous demande si on peut diminuer les aigus ou corriger seulement les graves lorsqu'il y a distorsion d'amplitude sur les fréquences graves seulement.

Votre question n'est pas très claire.

Quand il y a distorsion sur les fréquences graves, c'est que l'amplificateur est mal étudié ou qu'on exige de lui une puissance trop grande.

La distorsion d'amplitude se produit toujours spécialement sur les fréquences graves parce l'amplitude des tensions pour une puissance donnée, est d'autant plus grande que la fréquence est plus basse.

D'autre part, l'oreille est beaucoup moins sensible aux basses.

Il faut donc rechercher la cause de cette distorsion et la corriger.

Le fait d'introduire une contre-réaction n'augmente pas la puissance que peut fournir un amplificateur, au contraire.

**D..., à Mouvoux.**

Possesseur d'un téléviseur 43 cm 1954 constate les anomalies suivantes :

— Durant le quart d'heure qui suit la mise en route, un affaiblissement régulier du contraste.

— D'une façon régulière, le son vibre dans les basses comme dans les aigus, sans pouvoir incriminer le HP.

Le phénomène en question est dû à la fatigue d'un ou plusieurs tubes électroniques. Il faudrait vérifier ces tubes après les avoir fait fonctionner pendant au moins une demi-heure.

De toute manière, vous aurez sans doute intérêt, après près de cinq années, à remplacer à peu près tous les tubes.

Les vibrations anormales du son sont probablement dues à la même cause.

**M. S..., à La Peyrade.**

Désireux de monter un récepteur nous demande quelle doit être l'orientation des condensateurs, ainsi que des résistances.

Le fil du condensateur qui doit être relié à la masse est généralement indiqué sur le corps, mais lorsqu'il s'agit d'un condensateur fixe cette liaison n'est pas indispensable et en particulier, comme vous le signalez, lorsque les deux fils du condensateur sont soudés entre deux cosses, non à la masse, le sens de branchement est indifférent.

En ce qui concerne les résistances, le sens de branchement est absolument indifférent.

**R. L..., à Herstat (Belgique).**

Demande s'il nous est possible de lui procurer un numéro ayant donné la description du BC696A U.S.A.

Le « BC696 » est l'un des émetteurs de la série Command Set, tout identique à l'exception des bobinages.

Un article a été publié à ce sujet dans le n° 114 de Radio-Plans (avril 1957), sous le titre : « Introduction aux Command Transmitters ». Nous sommes à votre disposition pour vous fournir ce numéro contre la somme de 70 F.

Ces émetteurs sont parmi les plus recommandables de ceux que l'on trouve au surplus.

**J. S..., à Umetz.**

A un téléviseur commercial et constate que le haut de l'image est trop serré et le bas trop allongé. Il nous demande comment y remédier.

Le mal provient d'un défaut de linéarité de la base de temps image. Normalement, tout téléviseur comporte :

- a) Réglage de hauteur.
- b) Réglage de linéarité.

C'est en jouant sur ces deux réglages qu'on peut faire disparaître le défaut signalé.

Si c'est impossible, il faut revoir le montage et pour cela s'adresser au constructeur ou à l'un de ses représentants.

**R. A..., à Itteville.**

En possession d'un poste T. C. constate une déformation sur la gamme GO et nous demande si un des transfo MF pourrait être en cause.

Le défaut que vous constatez est certainement dû à un décrochage de l'oscillateur local.

Si la ECH3 n'est pas à incriminer, il faudrait changer les condensateurs et les résistances relatifs à la partie triode de cette lampe, et vérifier la tension plaque qui doit être de l'ordre de 100 V.

Enfin, en désespoir de cause, il faudrait envisager le remplacement du bloc.

**C. G..., à Cornimont.**

Voudrait réaliser un poste à germanium ondes courtes et ultra-courtes et nous demande la marche à suivre.

Un poste à germanium ne permet pas la réception des ondes courtes et ultra-courtes. Son domaine d'utilisation se situe uniquement dans les gammes PO et GO.

Un cristal germanium ne peut non plus constituer un poste émetteur.

Un dispositif à buzzer ne peut servir à émettre du morse.

En ce qui concerne la réception des émissions spatiales dont vous nous entretenez, nous pensons que vous désirez écouter les signaux émis par les satellites et les fusées, la chose est assez difficile. Un récepteur OC doit permettre de telles récep-

## SOMMAIRE

DU N° 157 NOVEMBRE 1960

Entrelacement des trames.....	21
Electrophone stéréophonique à étages de sortie push-pull sans transformateur UCL82 (2) - UL84 (2).....	27
Récepteur transformable à 7 transistors SFT107 (3) - SFT151 (2) - SFT121 (2).....	31
Emploi des tubes à 110°.....	36
Nouvel essor de la télévision sur grand écran.....	40
Amélioration du RF27 - Réalignement des BC312 et BC342.....	41
Push-pull haute fidélité : EF89 - EF41 - 6A05 (2).....	44
Amplificateur haute fidélité : 12AX7 - EBC81 - 12AX7 - EL84 (2) - EZ80 - 12AT7.....	47
Poste de contrôle pour isolant.....	53
Petits montages à transistors.....	54
Qu'est-ce qu'un atome.....	57
Variations autour du déphaseur cathodyne.....	61
La diode tunnel.....	62

tions à la condition de couvrir les bandes de fréquences qui sont utilisées et qui varient d'un satellite à l'autre.

**J. A..., à Bruxelles.**

En possession d'un récepteur de trafic, se plaint des perturbations sur la première MF et nous demande conseil pour supprimer ces parasites.

Les ennuis que vous avez ne sont probablement pas étrangers au fait que vous n'avez pas conservé les lampes d'origine de l'appareil, notamment la 6C76 HF et la régulatrice OD3.

Si le rétablissement de ces lampes ne suffisait pas, la solution serait d'insérer un circuit bouchon accordé sur la première MF 1.650 kc entre l'antenne et la prise d'entrée d'antenne AI.

La self du circuit bouchon peut être un bobinage PO dont on a débobiné 10 à 20 spires.

Situation d'avenir à très bon vendeur technicien connaissant si possible le matériel de surplus, CIRQUE-RADIO, 24, bd des Filles-du-Calvaire, Paris-XI<sup>e</sup>. Tél. VOLtaire 22-76.

**MATÉRIEL RADIO, ÉLECTRONIQUE, TÉLÉPHONE, NEUF ET DE SURPLUS**

Catalogue gratuit sur demande. Expédition tous pays. 2 magasins ouverts tous les jours :  
F9FA - 91, quai Pierre-Scize, LYON 5<sup>e</sup>, Tél. 28-65-43.  
F9FA-BERIC, 28, rue de la Tour, Malakoff (Seine). Tél. ALésia 23-51.

**BON DE RÉPONSE Radio-Plans**



**PUBLICITÉ :**  
**J. BONNANGE**  
44, rue TAITBOUT  
- PARIS (IX<sup>e</sup>)  
Tél. : TRINITÉ 21-11

Le précédent n° a été tiré à 42.140 exemplaires. Imprimerie de Sceaux, 5, rue Michel-Chaire, Sceaux.

# L'ENTRELACEMENT DES TRAMES

Par L. CHRÉTIEN, Ingénieur E. S. E.

Autres mystères de réaction sur la MF permettant d'augmenter la sélectivité et la sensibilité de récepteurs surplus déficients.

Si l'on y regarde de près, on s'aperçoit que le nombre des téléviseurs qui présentent un entrelacement impeccable est infime. Le téléviseur qui entrelace dans toutes les circonstances, partout et toujours est un oiseau extrêmement rare...

La majorité des appareils fournissent un entrelacement partiel... ce qui permet de croire qu'ils fonctionnent normalement.

Quand on examine le problème avec attention, on s'aperçoit que beaucoup de techniciens expérimentés n'ont jamais vu un appareil fonctionnant d'une manière parfaitement et constamment correcte.

Le problème est-il donc si difficile à résoudre? Certainement pas : il suffit souvent d'ajouter une résistance et un condensateur pour qu'un téléviseur récalcitrant se mette à entrelacer les trames d'une manière presque parfaite.

Alors, comment expliquer cela?

C'est très simple : beaucoup de techniciens vont chercher la cause des défauts d'entrelacement là où elle n'est pas. Il en résulte que les remèdes qu'ils proposent sont sans aucune action.

## Le principe de l'entrelacement.

Dans tous les systèmes de télévision transmettant des images pour le public, on utilise, dans le monde entier, le principe de l'entrelacement des trames. Qu'est-ce que cela veut dire exactement? Cela veut dire que l'exploration d'une même image s'effectue au moyen de deux trames qui sont transmises successivement. Dans le standard français à 819 lignes, il y a environ 736 lignes apparentes par image : les autres lignes disparaissent dans les paliers d'effacement de trame qui occupent normalement deux fois 41 lignes — c'est-à-dire 82. En fait, on a bien  $737 + 82 = 819$ ...

L'exploration commence (fig. 1) par la ligne n° 1 et se poursuit par toutes les lignes de rang impair 1-3-5, etc..., en sautant par conséquent toutes les lignes de rang pair.

La transmission de la première trame se termine au milieu de la dernière ligne de

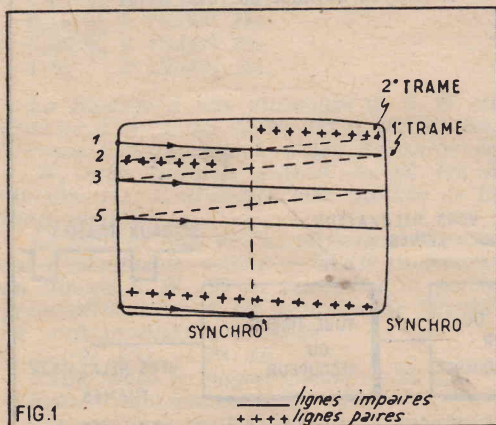


FIG. 1. — Schéma général de l'entrelacement des trames. Les deux trames doivent s'imbriquer exactement à mi-distance l'une de l'autre.

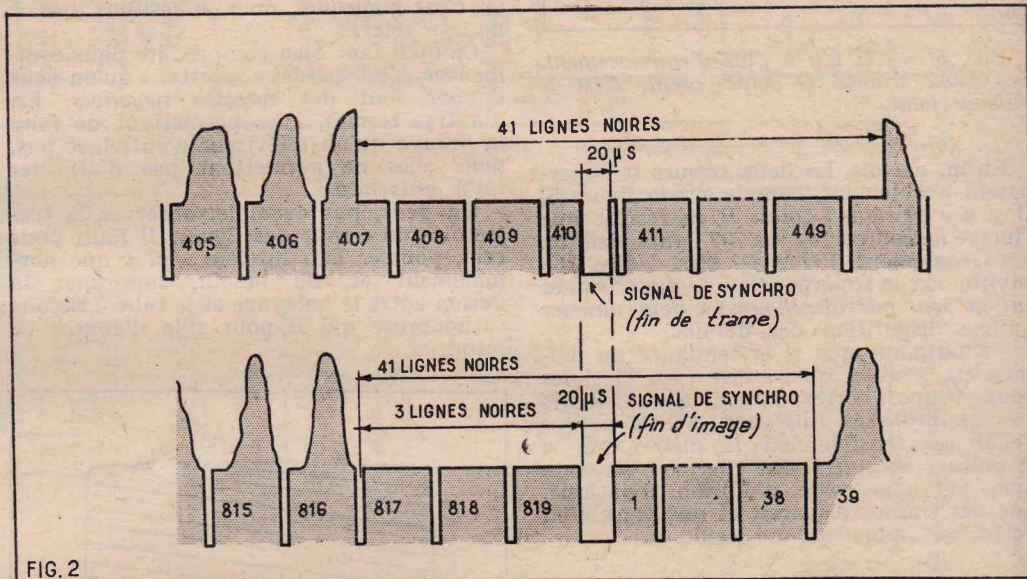


FIG. 2. — Schéma général des signaux de trames permettant d'obtenir l'entrelacement. On notera que les deux signaux ne sont pas exactement semblables puisque l'un d'eux est suivi, presque immédiatement, d'un signal de ligne.

rang impair. Le signal de synchronisation est alors transmis, provoquant le retour de la base de temps.

Le point explorateur, après sa trajectoire de retour (qui occupe au total 41 lignes) se retourne au milieu d'une ligne, au-dessus de la première. On procède alors à l'exploration de la seconde trame, comportant toutes les lignes de rang pair. Le signal de synchronisation de fin de seconde trame (c'est-à-dire de fin d'image) est transmis à la fin de la dernière ligne de rang pair.

D'une manière plus précise, on peut représenter le schéma des signaux de notre standard français comme sur la figure 2. On notera cette fois que, pour plus de commodité, nous avons numéroté les lignes dans leur ordre de passage. Il ne faut donc plus considérer, dans ce cas, les lignes de rang pair et celles de rang impair.

On remarquera que le signal de synchronisation qui commande le retour de la base de temps verticale se produit tantôt au milieu d'une ligne, tantôt à la fin.

Il est important de souligner que, dans ce dernier cas, il fait disparaître un des signaux de synchronisation de la base de temps horizontale. Dans l'autre cas, l'impulsion de  $20 \mu s$  est suivie, presque immédiatement, d'une impulsion de  $2,5 \mu s$ .

## De l'entrelacement parfait au « pairage » total.

Pour que l'entrelacement soit parfait, il faut que les lignes de la seconde trame viennent se placer exactement à mi-distance entre les lignes de la première trame. C'est ce qu'on peut représenter comme nous l'avons fait sur la figure 3. Il va sans dire que cette perfection doit pouvoir se constater sur la surface entière de l'écran.

(1) Voir les nos 155 et 156 de Radio-Plans.

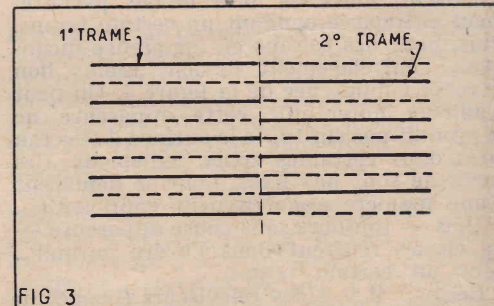


FIG. 3. — L'entrelacement est parfait.

Mais il arrive assez souvent que les deux trames ne sont pas exactement à la place qu'elles doivent occuper. Les lignes de la seconde trame ne se placent pas exactement à mi-chemin entre deux lignes successives de la première trame. Le résultat est celui que nous avons représenté figure 4. Il y a tendance au « pairage ».

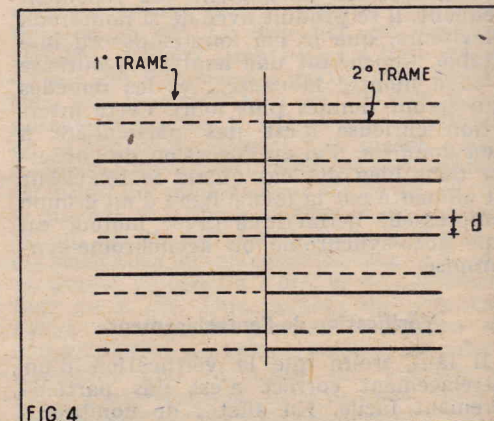


FIG. 4. — L'entrelacement n'est pas parfait. Il y a tendance au « pairage ».

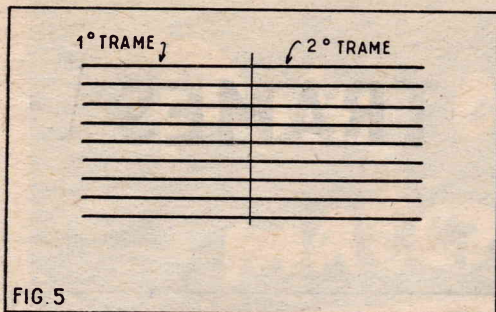


FIG. 5

FIG. 5. — Il n'y a plus d'entrelacement. Les deux trames se superposent, c'est le pairage total.

Enfin, parfois, les deux trames se superposent exactement, comme sur la figure 5. Il y a « pairage » total. Il en résulte que l'image ne comporte plus 737 lignes visibles, mais seulement  $737/2$  — c'est-à-dire 368 environ car la superposition de deux trames qui ne sont pas identiques ne peut amener qu'une disparition des détails.

Remarquons que si la tendance au pairage est grande, c'est-à-dire (fig. 4) si les deux trames correspondent à des lignes très rapprochées (distance  $d$  très petite) l'effet est sensiblement le même que si le pairage est total. En effet, on constate que, par une sorte d'illusion d'optique, une des trames disparaît et nos yeux n'en perçoivent plus qu'une seule.

#### Ce qu'on observe souvent dans la pratique.

Les trois cas que nous venons d'examiner sont des absolus qu'on observe rarement en pratique. En effet, il est fréquent qu'un téléviseur fournisse une image parfaitement entrelacée pendant un certain temps. Puis, pour des raisons en apparence inconnues, l'entrelacement devient moins bon et revêt l'apparence de la figure 4. On peut d'ailleurs noter que cette apparence ne se produit pas sur toute la surface de l'écran mais dans certaines zones seulement. Ces zones ne sont pas fixes, mais se déplacent d'une manière apparemment capricieuse...

Puis — toujours sans cause apparente — les choses rentrent dans l'ordre normal... pour un certain temps.

Certes... il y a des téléviseurs (beaucoup trop nombreux) qui ne donnent jamais des images parfaitement entrelacées.

Les circonstances extérieures jouent un rôle assez facile à contrôler. C'est ainsi, par exemple, que la plupart des téléviseurs essayés dans mon laboratoire personnel cessent totalement d'entrelacer quand le moteur de l'armoire frigorifique se met à tourner. On constate généralement un pairage presque total, avec un balancement régulier de quelques secondes, d'une trame sur l'autre. Le phénomène est tellement fréquent, il se produit avec de si nombreux téléviseurs, que je l'ai longtemps cru inévitable. Cependant une analyse rigoureuse m'en a montré la cause... et les remèdes (qui seront donnés plus loin). Cette interaction curieuse n'est pas particulière à mon domicile. J'ai eu l'occasion de l'observer dans bien des cas quand le téléviseur est alimenté par la même ligne d'un groupe compresseur hermétique (avec moteur du type auto-synchrone ou asynchrone-synchrone).

#### Vérification de l'entrelacement.

Il faut croire que la vérification d'un entrelacement correct n'est pas particulièrement facile. En effet : de nombreux techniciens affirment qu'une image est « entrelacée »... alors qu'elle ne l'est pas. La première chose à faire, c'est donc

d'indiquer comment on peut vérifier la présence ou l'absence du « pairage ».

Il est certain que la meilleure méthode est l'examen direct de l'écran par l'œil d'un technicien ayant acquis une expérience parfaite de la chose... Mais on n'acquiert cette expérience qu'à force de s'exercer et, pour s'exercer avec fruit, il faut avoir un moyen de vérification.

Nous avons déjà eu l'occasion d'examiner cette question ici même. Nous considérons toutefois que la chose est fort importante et c'est pourquoi nous n'hésitons pas à nous répéter.

Ce qu'il faut bien comprendre pour commencer, c'est que les « recettes » qu'on peut donner sont des recettes négatives. En d'autres termes, elles permettent de faire la preuve qu'un téléviseur n'entrelace pas, mais elles ne permettent pas d'affirmer qu'il entrelace.

On peut, par exemple, observer la trajectoire de retour des lignes. Il faut, pour cela, pousser la « lumière » plus que normalement et, au besoin, supprimer la liaison entre le balayage et le tube à rayons cathodiques qui a pour rôle d'effacer ce retour.

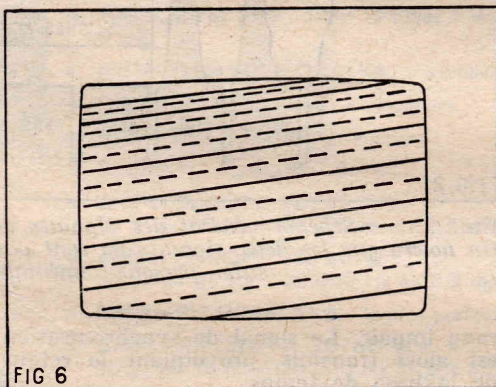


FIG 6

FIG. 6. — Aspect de la trajectoire de « retour » de la base de temps verticale.

La trame de retour se présente comme nous l'indiquons sur la figure 6. Si l'on débranche l'antenne, elle cesse d'être entrelacée. On voit immédiatement la différence puisque le nombre de lignes de retour diminue de moitié.

On peut affirmer qu'il n'y a pas d'entrelacement si la trame de retour n'est pas, elle-même, entrelacée. Mais dans beaucoup

de cas, la trame de retour est parfaitement entrelacée alors que la trame normale ne l'est pas...

Notre méthode dite de « la loupe » est beaucoup plus révélatrice. On regarde les lignes à l'aide d'une loupe placée à quelques centimètres de l'écran.

La loupe étant tenue parfaitement immobile (c'est indispensable) on doit observer un sautiller caractéristique des lignes, s'il y a entrelacement. Après quoi — contre-épreuve — on agite lentement la loupe de haut en bas, avec une amplitude de quelques millimètres. On doit alors voir disparaître le sautiller et apercevoir parfaitement les lignes. C'est encore le phénomène physiologique de l'accrochement sur une trame qui intervient. Si la différence d'aspect est très nette suivant que la loupe est immobile, ou agitée, c'est qu'il y a entrelacement.

Pour juger de la qualité de l'entrelacement, il faut un peu plus d'expérience. On peut rendre la chose plus facile à observer en augmentant au maximum la hauteur d'image, ce qui, naturellement amène un écartement des lignes.

On peut aussi tenter de compter les lignes. S'il y a entrelacement l'opération est impossible. Si vous apercevez des lignes très nettement, c'est probablement qu'il y a pairage. Pour en acquérir la certitude, comptez le nombre de lignes sur une hauteur de 2 ou 3 cm par exemple. Après quoi, une simple règle proportionnelle vous permettra de savoir combien il y a de lignes sur toute la hauteur. Vous trouverez alors un chiffre voisin de 380 ou 400... Vous saurez alors qu'il n'y a pas d'entrelacement...

#### Les réglages sont sans influence sur l'entrelacement.

Beaucoup de techniciens semblent croire que l'entrelacement des trames est uniquement déterminé par le moment de déclenchement de la base de temps verticale. Il y a là un malentendu. Il faut naturellement que le déclenchement, c'est-à-dire le retour du relaxateur, se produise exactement au moment voulu. Cette condition est nécessaire — mais elle n'est pas suffisante.

Ce qui est à l'origine de cette confusion, c'est qu'on améliore assez souvent l'entrelacement, en soignant la construction ou le réglage des circuits de séparation et de

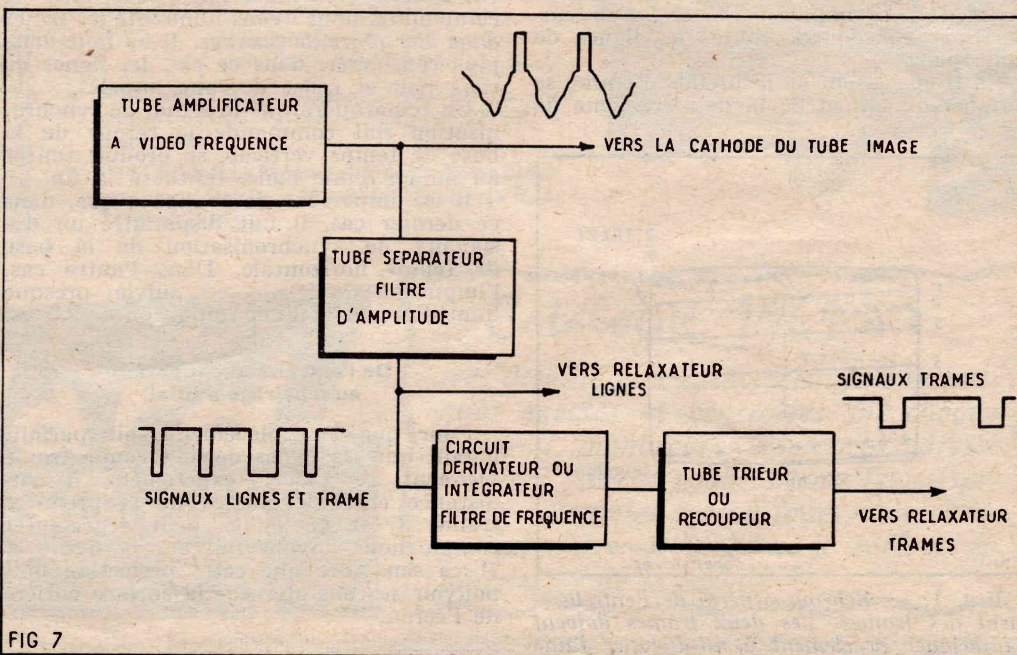


FIG 7

FIG. 7. — Aspect fonctionnel des circuits de séparation des signaux de synchronisation.

trriage des circuits de synchronisation. Mais il y a aussi de nombreux cas où ce «*fignologie*» n'a aucune action visible et n'empêche nullement le pairage.

Il est bien évident qu'il ne peut pas y avoir d'entrelacement correct si la forme ou la position des signaux de synchronisation de trame sont imparfaites.

Rappelons aux lecteurs de *Radio-Plans* quel est le principe général des circuits de sélection des signaux de synchronisation. La disposition «*fonctionnelle*» est représentée figure 7. Le tube séparateur prélève les signaux dans le circuit de charge du tube amplificateur à vidéo-fréquence. C'est un *filtre d'amplitude* qui élimine toutes les informations qui sont situées au-dessous du niveau du noir. Il fournit ainsi toutes les impulsions de synchronisation.

Quand son fonctionnement est correct, il donne des impulsions d'une amplitude parfaitement constante, aussi bien formées que possible. Dans son circuit d'anode on trouve aussi bien les impulsions de 2,5  $\mu$ s destinées à la synchronisation horizontale que les impulsions de 20  $\mu$ s destinées à la synchronisation verticale.

Il est indispensable d'éliminer les impulsions courtes si l'on veut obtenir un fonctionnement correct du balayage vertical. Pour obtenir ce résultat, on fait subir au signal une déformation dont l'importance dépend de sa durée. On peut procéder soit par dérivation, soit par intégration.

L'opération fait apparaître ainsi une grande différence dans la forme des signaux. On parfait ensuite la séparation par l'intermédiaire d'un tube «*trieur*» dont la fonction est de faire disparaître entièrement tout ce qui peut rester des signaux de synchronisation «*lignes*».

Notre propos n'est pas d'entrer ici dans le détail de ces opérations. Nous insistons seulement sur la nécessité de veiller au bon fonctionnement de ces différents circuits.

Nous remarquerons cependant un fait qui peut avoir une grande importance. Reportons-nous à la figure 2. On peut voir que le signal de fin de la première trame, qui est une impulsion large de 20  $\mu$ s, est immédiatement suivi d'un signal «*ligne*».

Il n'en est pas de même quand il s'agit de la seconde trame. Il résulte de ce fait que après séparation, dérivation et triage, les deux signaux peuvent ne pas avoir une forme exactement semblable. Cela peut être une cause de mauvais entrelacement.

#### Comment s'effectue la synchronisation.

Supposons que le déclenchement de la base de temps se produise exactement

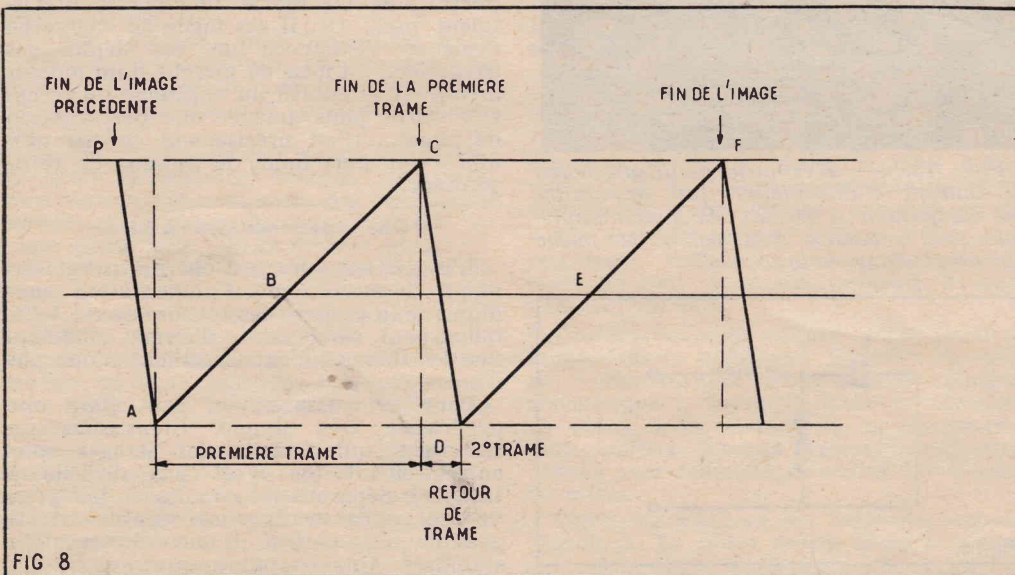


FIG 8

FIG. 8. — Deux périodes de la variation d'intensité dans le déflecteur.

aux deux moments voulus — pour le premier au milieu d'une ligne, pour le second à la fin. C'est une condition absolument nécessaire pour obtenir l'entrelacement.

Cette condition n'est pas suffisante... Considérons l'intensité en dent de scie dans les bobines de déflexion verticale (fig. 8).

Il faut bien comprendre comment fonctionne exactement la synchronisation par déclenchement. Au point P — se manifeste l'impulsion de synchronisation qui provoque le brusque retour de la base de temps de P en A. Le mot «*brusque*» doit d'ailleurs être pris dans un sens tout relatif puisque le temps qui s'écoule entre P et A est de 2.000  $\mu$ s (39 lignes) ou 2 ms. Ce retour PA s'effectue librement, sans qu'interviennent les signaux de synchronisation.

Ceux-ci n'interviendront — d'ailleurs — qu'au point C — pour provoquer le «*retour*» correspondant à la fin de la première trame (lignes 1 à 407 de la figure 2).

Entre le point P et le point C, il y a exactement 1/50 de seconde ou 2.000 ms. Pendant cet intervalle tout entier on peut dire que le relaxateur est laissé *la bride sur le cou*. En d'autres termes, il obéit aux sollicitations de ses propres circuits et des différentes tensions qui conditionnent son fonctionnement. De plus, un tube électronique, surtout s'il fonctionne dans des conditions anormalement sévères, peut présenter des irrégularités de fonctionnement. En particulier, l'émission de la cathode peut subir des fluctuations.

#### Les conditions d'un entrelacement parfait.

Pour que l'entrelacement soit parfait il faut d'abord que le signal de retour soit donné au bon moment : c'est la condition nécessaire.

Mais il faut aussi que les différentes parties des oscillations se déroulent d'une manière parfaitement parallèle.

Ainsi, il faut, non seulement que la durée des parties PA et CD, AC et DF soient rigoureusement égales, mais que la variation d'intensité s'effectue exactement dans les mêmes conditions.

Pour faciliter les comparaisons on peut amener en coïncidence les deux points P et C (fig. 8). Pour qu'il y ait un entrelacement parfait, il faut que les deux diagrammes d'intensité se superposent exactement sur la totalité du parcours.

Si le retour CD s'effectue un peu moins vite que PA — on obtiendra l'effet figure 9. Il y aura du pairage, même si le balayage normal (ABC et DEF) s'effectue impeccablement.

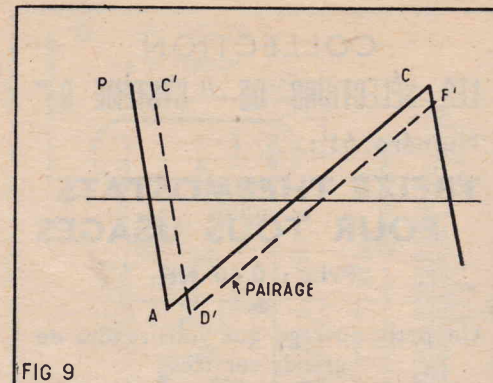


FIG 9

FIG. 9. — Il y a «*pairage*» parce que les temps de retour sont différents.

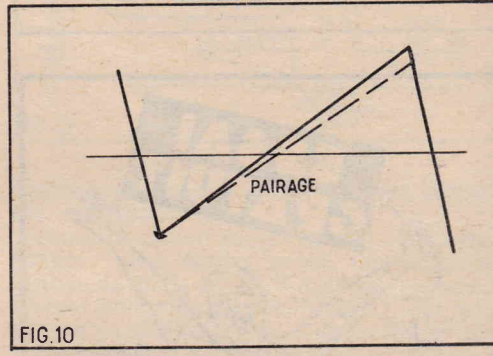


FIG 10

FIG. 10. — Il y a «*pairage*» parce que les temps de balayage sont différents.

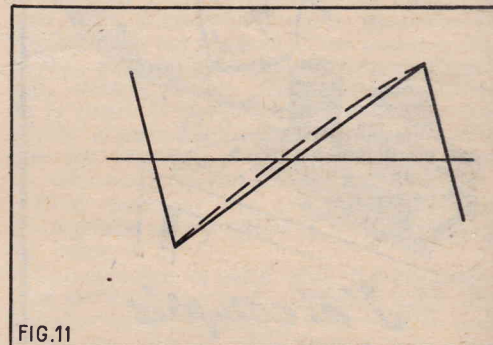


FIG 11

FIG. 11. — Il y a «*pairage*» parce que les formes des dents de scie sont différentes.

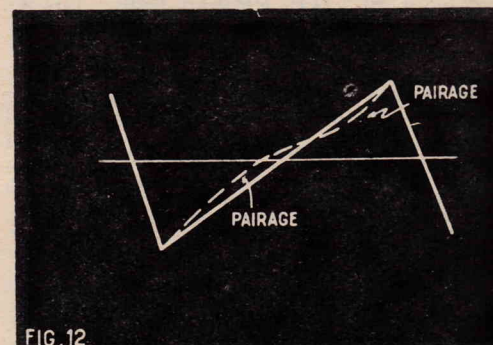


FIG 12

FIG. 12. — Il y a «*pairage*» sur une partie de l'écran.

Le retour peut s'effectuer dans le temps correct — mais le balayage normal peut être quelque peu perturbé. On obtiendra l'effet de la figure 11. Il y aura défaut d'entrelacement sur la totalité de l'écran.

Enfin, la perturbation peut ne se manifester que pendant une fraction de la période, comme sur la figure 12.

Le temps qui s'écoule entre deux lignes successives est d'environ 40  $\mu$ s. L'écart qui sépare deux lignes sur la trame correspond finalement à 20  $\mu$ s... Une erreur de 20  $\mu$ s amène donc un pairage total. Or

COLLECTION  
LES SÉLECTIONS DE "SYSTÈME D"

Numéro 61 :

TREIZE THERMOSTATS  
POUR TOUS USAGES

Prix : 0.60 NF

Un petit ouvrage qui vous rendra de  
grands services

Ajoutez pour frais d'expédition 0,10 NF à votre chèque postal (C.C.P. 259-10) adressé à « Système D », 43, rue de Dunkerque, Paris-X<sup>e</sup>. Ou demandez-le à votre marchand de journaux.



*J'ai compris*

LA RADIO ET LA TÉLÉVISION  
grâce à  
L'ÉCOLE PRATIQUE  
D'ÉLECTRONIQUE

Sans quitter votre occupation actuelle et en y consacrant 1 ou 2 heures par jour, apprenez la RADIO qui vous conduira rapidement à une brillante situation. Vous apprendrez Montage, Construction et Dépannage de tous les postes. Vous recevrez un matériel ultra moderne : Transistors, Circuits imprimés et Appareils de mesures les plus perfectionnés qui resteront votre propriété. Sans aucun engagement, sans rien payer d'avance, demandez la

*première leçon gratuite!*

Si vous êtes satisfait vous ferez plus tard des versements minimes de 12.50 N.F. à la cadence que vous choisirez vous-même. A tout moment vous pourrez arrêter vos études sans aucune formalité.

Notre enseignement est à la portée de tous et notre méthode vous émerveillera ! ...

ÉCOLE PRATIQUE  
D'ÉLECTRONIQUE  
Radio - Télévision  
11, Rue du Quatre-Septembre  
PARIS (2<sup>e</sup>)

la période des « trames » est de 1/50 de seconde ou de 20.000  $\mu$ s. Il faut donc réaliser une précision de déroulement des opérations qui soit largement supérieure à 1/1000... ou 0,1 %. En technique ordinaire, on n'utilise jamais des précisions de cet ordre...

Les deux circuits sont en cause.

L'intensité en dent de scie est fournie par le tube de balayage de puissance (EL84, par exemple) mais celle-ci reçoit sa tension de grille de l'oscillateur à blocage. Le mal est-il localisé dans le premier étage ou dans le second ?

Réponse : il peut l'être dans l'un ou l'autre. Il est bien évident que c'est le plus souvent l'oscillateur à blocage qui est en cause. Tout relaxateur est très sensible à la moindre influence perturbatrice.

Mais il est aussi des cas où le circuit de balayage proprement dit est une cause de pairage. Les deux effets s'ajoutent. Les remèdes que nous découvrirons devront donc être appliqués aux deux circuits.

D'où viennent les tensions perturbatrices ?

Les tensions perturbatrices peuvent être introduites par l'alimentation anodique — mais elles peuvent aussi provenir d'un couplage statique ou magnétique avec des circuits extérieurs. Toutefois, l'expérience montre que, neuf fois sur dix, c'est par l'alimentation que le défaut pénètre dans les circuits. Il est facile de vérifier la forme de la tension d'alimentation anodique qui devrait normalement être purement continue.

Or, l'examen oscillographique, facile à faire, nous fournit le diagramme que nous avons représenté figure 13 — pour la plupart des téléviseurs. On observe une ondulation dont l'amplitude de crête à crête atteint presque 0,5 V dans beaucoup de téléviseurs.

Ce résultat pourra paraître surprenant à de nombreux techniciens — en considérant que l'alimentation d'anode est shuntée par un condensateur de 50 ou 100  $\mu$ F, et que l'impédance d'un tel condensateur peut être considérée comme négligeable à 20.000 Hz.

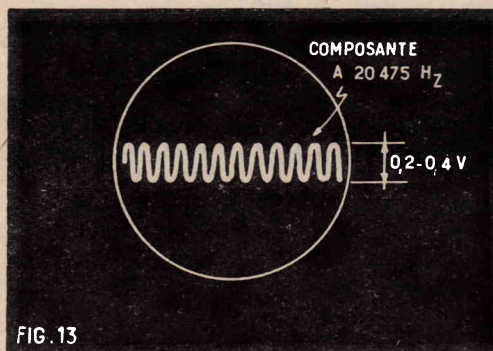


FIG. 13

FIG. 13. — L'examen oscillographique du courant d'alimentation fait apparaître une composante à 20.475 Hz dont l'amplitude peut atteindre 1/2 volt... et même davantage dans certains cas.

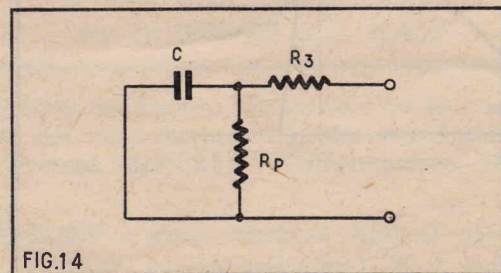


FIG. 14

FIG. 14. — Schéma équivalent d'un condensateur électrolytique.

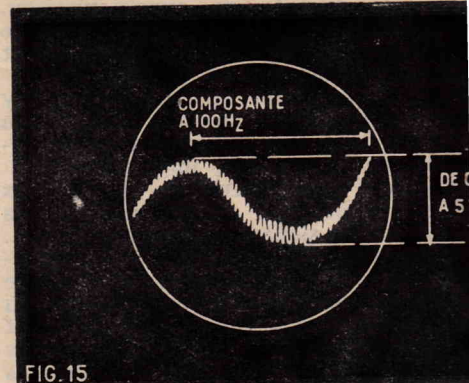


FIG. 15

FIG. 15. — Il y a aussi une forte composante à 100 Hz dans l'alimentation anodique.

Ce serait parfaitement vrai s'il s'agissait d'un condensateur parfait. Mais un condensateur électrolytique se présente toujours électriquement comme nous l'indiquons sur la figure 14. Il y a toujours en série la résistance R1 dont la valeur peut être relativement considérable à 20.000 riods.

De plus, il ne faut pas oublier que les intensités de crête nécessaires pour le balayage horizontal d'un téléviseur équipé d'un tube à 90° ou à 110° sont de l'ordre de 0,25 ou même 0,5 A (nous écrirons bien : ampère et non pas milliampère). Or, le filtrage d'une tension d'ondulation est d'autant plus difficile à réaliser que l'intensité de crête atteint des valeurs plus élevées...

Enfin — et c'est peut-être là le facteur déterminant — la crête d'intensité est produite à la fin de la ligne. Or le moment de la synchronisation de trame correspond à une fois sur deux à une fin de ligne et une fois sur deux au milieu d'une ligne. Dans ces conditions les valeurs instantanées de la tension d'ondulation ne sont nécessairement pas les mêmes.

Ondulation à 100 Hz.

En changeant la fréquence de balayage de l'oscilloscope, on peut aussi faire apparaître une tension résiduelle d'ondulation à 100 Hz qui vient du secteur. Sa valeur de crête à crête est de plusieurs volts (fig. 15).

On pourrait croire que cette tension perturbatrice n'a aucune action sur l'entrelacement, puisque le balayage trame est en synchronisme avec le secteur à la station d'émission et que les différents secteurs du territoire français sont synchronisés. Cela pourrait être exact si des écarts de phase plus ou moins importants n'existaient pas... Or, il est facile de mettre en évidence l'existence de ces déphasages irréguliers. La mise en marche d'un moteur à courant alternatif au voisinage du récepteur suffit pour amener une perturbation de phase... C'est précisément ce que produit (voir plus haut) le moteur de référence.

Une expérience facile à faire.

L'importance des tensions perturbatrices qu'on découvre dans l'alimentation anodique de la plupart des téléviseurs est telle qu'on peut, sans crainte d'erreur, admettre que les défauts d'entrelacement n'ont pas d'autre cause.

Pour s'en assurer, on peut faire une expérience très simple. Choisissons un téléviseur qui fournit des images sans entrelacement (ce n'est pas difficile à trouver). Séparons les circuits de balayage vertical et alimentons-les séparément, possible au moyen d'une alimentation stabilisée. On constatera quatre-vingt-dix fois sur cent que l'entrelacement devient presque parfait...

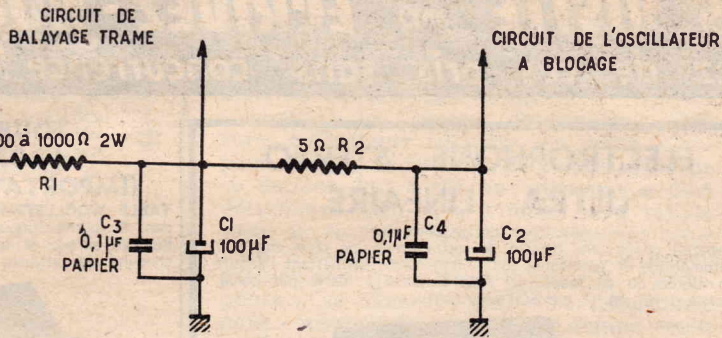


FIG. 16

FIG. 16. — Ce circuit de découplage procure un entrelacement parfait des trames dans quatre-vingt-dix pour cent des cas...

Les dix pour cent de cas restant peuvent aussi admettre des solutions dont il sera question plus loin.

**Suppression des tensions perturbatrices.**

Connaissant la cause du mal, il est maintenant facile d'y remédier. Pour rendre le balayage « trame » tout à fait indépendant des fluctuations rapides de tension, il suffit de le « découpler » énergiquement.

Le circuit de la figure 16 donne ce résultat. La présence des condensateurs au papier n'est pas indispensable. C'est cependant une assurance contre le vieillissement des condensateurs de 100 µF.

Dans bien des cas, on pourra ne prévoir que la première cellule. Ce découplage provoque naturellement une perte de tension qui peut atteindre 15 à 20 V. Il en résulte une réduction appréciable de l'amplitude de balayage vertical (hauteur d'images). Si celle-ci devenait insuffisante, il faudrait réduire R1 ou trouver un moyen quelconque pour fournir une tension plus élevée à l'entrée du circuit.

Quand on ne peut pas se permettre de prendre 10 ou 12 V, on peut remplacer R1 par une inductance de filtrage pouvant supporter 25 à 30 mA.

**Les cas difficiles.**

Il est extrêmement rare que le découplage fourni par le dispositif de la figure 16 ne donne pas une amélioration notable. Mais il se peut cependant que les résultats soient incomplets. Dans ce cas, c'est que les tensions perturbatrices sont introduites d'une autre manière.

a) Dans certains téléviseurs l'oscillateur à blocage est alimenté par la tension anodique récupérée dans le balayage horizontal. Opérer ainsi, c'est évidemment comme si on voulait qu'il n'y ait pas d'entrelacement. Il est bien évident que la tension récupérée présente une ondulation à 20.475 périodes bien plus importante que la tension d'anode puisque le filtrage est simplement assuré par un condensateur de 20 ou 30.000 pF.

On peut encore, soit renforcer le filtrage, soit mieux, adopter la disposition classique. Dans ce cas, il faut parfois modifier la valeur de certains éléments pour obtenir la fréquence normale.

b) Le retour de grille de l'oscillateur à blocage est relié assez souvent à la haute tension (voir nos précédents articles).

C'est une excellente mesure pour obtenir une forme de dent de scie convenable. Mais ce n'est pas très recommandable pour obtenir l'entrelacement.

Si l'on veut conserver cette disposition il faut bien s'assurer que le retour du circuit de grille est bien relié en aval du découplage de la figure 16.

c) Avec certains transformateurs à blo-

rage, l'intensité de crête fournie par le tube peut atteindre des valeurs excessives. Elles peuvent dépasser 100 mA pour un tube du genre ECC81. Ce fonctionnement anormal peut être à l'origine d'irrégularités dans l'émission cathodique et se traduire encore par le « pairing ». On peut réduire cette crête d'intensité en insérant une résistance de quelques milliers d'ohms, non découplée, dans le circuit de grille.

e) *Oscillations amorties.*

Le brusque retour dans le circuit de blocage amène fréquemment la production d'oscillations amorties dans les circuits. On peut éviter, ou réduire celles-ci en shuntant les enroulements au moyen de résistances comprises entre 25.000 et 100.000 Ω.

Ces oscillations irrégulières peuvent être la cause de défauts d'entrelacements.

f) *Inductions parasites.*

Les tensions perturbatrices peuvent aussi être introduites par induction directe des circuits de balayage horizontal (transfo ligne) ou par couplage électrostatique.

Dans ce cas... c'est la disposition des circuits et le câblage qu'il faut revoir. C'est heureusement un cas très rare.

**Résumé et conclusion.**

Résumons en quelques lignes l'étude précédente.

Pour obtenir un entrelacement parfait des trames dans un téléviseur il faut :

1° Que les signaux de synchronisation de trame se produisent au bon moment et que leur forme soit aussi parfaite que possible. Cette condition est absolument nécessaire. Elle est respectée dans la plupart des appareils. Le fait que l'entrelacement parfait est très rarement obtenu montre que cette condition n'est pas suffisante.

2° Il faut encore qu'aucune tension perturbatrice ne vienne influencer les circuits de balayage trame entre deux signaux de synchronisation. Ces tensions parasites sont presque toujours introduites par l'alimentation anodique.

Il faut donc « séparer » complètement l'alimentation anodique de la base de temps « trame » (oscillateur et lampe de blocage) de tous les autres circuits.

Un découplage efficace peut apporter ce résultat. D'autres mesures complémentaires peuvent être nécessaires dans certains cas.

En appliquant ces principes, on doit toujours obtenir un entrelacement parfait des trames.

L. CHRÉTIEN.

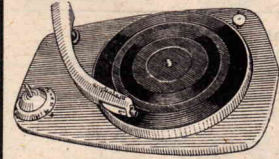
# Mobel

● TABLES DE TÉLÉVISION ●



Gainage en plastique  
 4 coloris unis  
 havane — vert  
 rouge — jaune  
 au choix - Prix :  
 43 cm.... 57  
 54 cm.... 65  
 Même modèle  
 mais entièrement  
 verni :  
 noyer —  
 palissandre  
 43 cm.... 62  
 54 cm.... 70

● PLATINES TOURNE-DISQUES ●

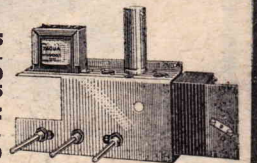


4 vitesses  
 16, 33, 45, 78 tours  
 110-220 volts  
 50 périodes  
**ARRÊT  
 AUTOMATIQUE**

Philips : 74.50 — Radiohm : 68  
 Radiohm Stéréo..... 88.50  
**PATRÉ MARCONI - Nouveaux modèles 1960**  
 Mélodyne 120 : 78 - Mélodyne Stéréo 530 : 81  
 Mélodyne changeur Stéréo 320 IZ : 140  
 Mélodyne - Type Professionnel n° 999  
 Equipement Hi-Fi..... 299  
 Mélodyne pour T.-D. à transistors : 95

● CHASSIS D'AMPLI

Puissance 5 WATTS  
**COMPLÉT PRÊT A CABLER.**  
 BBLER. Prix..... 58.80  
 Le jeu de lampes. 14.95  
**COMPLÉT EN ORDRE DE MARCHÉ** sans lampes.  
 Prix..... 69.90

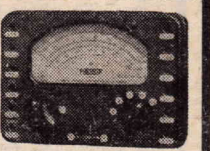


● AUTO-TRANSFO ●

220-110 V  
**REVERSIBLES**  
 80 VA..... 12.60  
 100 VA..... 14.50  
 200 VA..... 24  
 300 VA..... 34.50  
 500 VA..... 41.  
 Autres valeurs : Nous consulter.

● APPAREILS DE MESURE

METRIX 460..... 119.50  
 Housse cuir..... 17.50  
**CENTRAD 715..... 148.50**  
 VOC miniature..... 46.50  
 Housse..... 17.30  
**POUR TOUS LES AUTRES  
 MODÈLES. NOUS CONSULTER**



● RÉGULATEUR AUTOMATIQUE DE TENSION UNIVERSEL 200 W



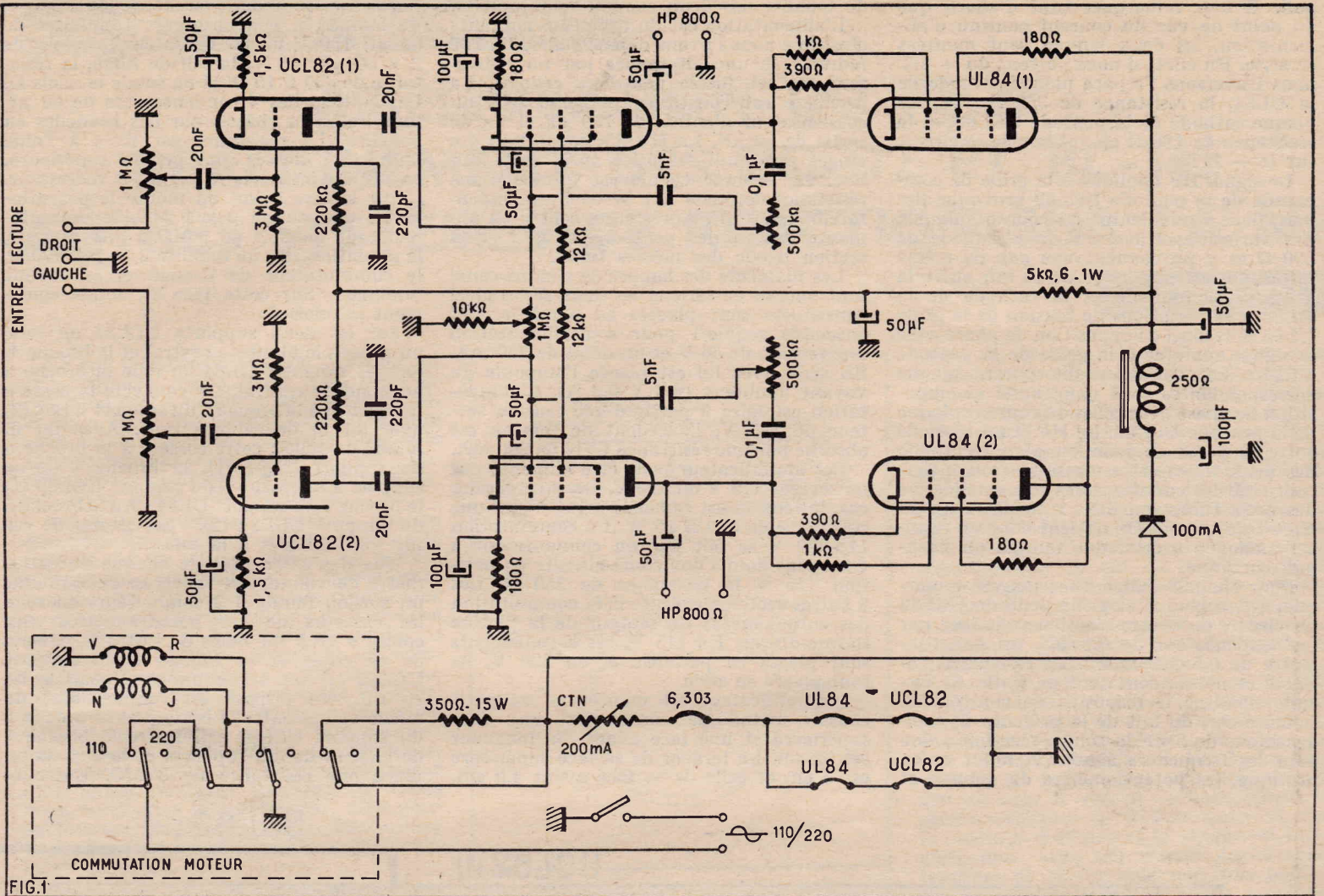
Pour tous appareils électriques ou électroniques et notamment  
**LES TÉLÉVISEURS**  
 Alter. 50 per/sec. Tension secteur 85 à 150 V ou entre 160 et 300 volts.  
 Tension régulée et stabilisée à ± 1 % pour une variation de tension d'entrée ± 30 %.  
 Prix..... 135  
 Régulateur de tension à commande manuelle 12 positions 100 et 220 V..... 43

TAXE 2,83 %. PORT ET EMBALLAGE EN SUS

**Mobel** 35, rue d'Alsace, PARIS-X<sup>e</sup>

Tél. NORD 88-25-83-21  
**RADIO-TÉLÉVISION, LA BOUTIQUE JAUNE** en haut des marches.  
 Métro : Gares de l'Est et du Nord. C.C.P. : 3246-25 Paris

**BON R.-P. 11-60**  
 Veuillez m'adresser votre CATALOGUE GÉNÉRAL 1961, ensembles prêts à câbler, pièces détachées, postes en ordre de marche. Ci-joint NF : 1,50 en timbres pour participation aux frais.  
 NOM.....  
 ADRESSE.....  
 Numéro du RM (si professionnel).....  
 GALLUS PUBLICITÉ



# ÉLECTROPHONE STÉRÉOPHONIQUE

## à étages de sortie « push-pull » sans transformateur

Chacun sait que l'effet stéréophonique est obtenu par la reproduction simultanée de deux enregistrements effectués en disposant dans le studio deux microphones à des endroits différents. Cette reproduction nécessite deux chaînes d'amplification distinctes mais identiques, actionnant chacune un haut-parleur ou un groupe de haut-parleurs. Dans la salle d'audition la disposition des HP doit être semblable à celle des microphones lors de l'enregistrement.

Un amplificateur stéréophonique doit donc nécessairement être composé de deux canaux rigoureusement identiques que l'on désigne généralement par « canal droite » et « canal gauche ». Pour des raisons d'encombrement et de prix de revient on est généralement amené à simplifier chaque canal et par conséquent à exclure l'utilisation d'étages de sortie push-pull. Cependant, du point de vue fidélité de reproduction, l'étage final push-pull est très intéressant puisque, notamment, il supprime la distorsion par harmoniques d'ordre pair. Sur le montage que nous vous proposons aujourd'hui la difficulté a été tournée par l'adoption de push-pull du type sans transformateur de sortie à autodéphasage. Cette solution apporte une grande simplification car elle supprime l'étage déphaseur et le transformateur de sortie qui est une pièce encombrante et onéreuse. Vous savez que la

suppression du transfo d'adaptation présente un autre avantage non négligeable car cette pièce, même si elle est de haute qualité, est une source de distorsions et, bien évidemment, en supprimant la cause on supprime le mal.

L'étude du schéma vous montrera que l'emploi de tubes multiples et d'une alimentation tous courants accentue encore la simplification du montage.

### Le schéma.

Chaque canal est équipé par un tube UCL82 et un tube UL84. La section triode des UCL82 est utilisée en étage d'entrée. La grille de commande est attaquée par la section correspondante de la tête de lecture par l'intermédiaire d'un potentiomètre de puissance de 1 MΩ, un condensateur de liaison de 20 nF et une résistance de fuite de 3 MΩ. Chaque triode est polarisée par une résistance de cathode de 1.500 Ω découplée par 50 μF, et comporte comme charge du circuit plaque une résistance de 220.000 Ω. Ces résistances sont découplées vers la masse par des condensateurs de 220 pF qui introduisent une correction pour les fréquences aiguës.

Dans chaque chaîne cet étage attaque la grille de commande de la section pentode UCL82 par un condensateur de liaison de 20 nF. Entre les grilles de commande des

deux pentodes UCL82 est placé un potentiomètre de 1 MΩ dont le curseur est relié à la masse par une résistance de 10.000 Ω. Cet ensemble constitue le dispositif de « balance » servant à équilibrer exactement l'amplification d'une chaîne par rapport à l'autre. C'est là, une condition essentielle pour obtenir une reproduction stéréophonique correcte. Ce dispositif permet également de corriger les défauts acoustiques du lieu d'audition.

Dans chaque canal la pentode UCL82 forme avec une UL84 l'étage final push-pull sans transformateur à autodéphasage. Sa cathode est réunie à la masse par une résistance de 180 Ω shuntée par 100 μF. La grille écran est alimentée à travers une résistance de 12.000 Ω découplée vers la cathode par un condensateur de 50 μF. Sa plaque est reliée à la cathode de la UL84 par une résistance de 390 Ω et à la grille de commande de la même lampe par une résistance de 1.000 Ω. La plaque de la UL84 est reliée directement à la ligne HT et la grille écran est alimentée à travers une résistance de 180 Ω. Le haut-parleur dont la bobine mobile fait 800 Ω est placé entre la plaque pentode UCL82 et la masse la liaison avec la plaque de la pentode se faisant à travers un condensateur de 50 μF.

Examinons le fonctionnement de ce push-



Il faut remarquer tout d'abord que le point de vue du courant continu d'alimentation, les deux lampes sont montées en série. En effet, si nous partons du + HT, nous traversons l'espace plaque-cathode de la UL84, la résistance de  $390 \Omega$ , l'espace cathode de la pentode UCL82, et la résistance de  $180 \Omega$  ce qui boucle le circuit vers - HT.

Le signal BF appliqué à la grille de commande de la pentode UCL82 provoque des variations équivalentes du courant plaque. Les variations traversent la résistance de  $180 \Omega$  et y provoquent une *ddp* de même valeur qui est appliquée de ce fait entre la grille de commande et la cathode de la UL84. Les variations de tension de la grille de la UL84 sont ainsi en opposition de phase avec le signal appliqué à la grille de la pentode UCL82. Les variations du courant plaque des pentodes sont donc aussi en opposition de phase avec celles du courant plaque de la pentode UCL82. Le HP étant branché au point de jonction plaque-cathode des deux tubes et la masse se trouve par conséquent par les variations des courants plaque des deux tubes qui dans cette branche du circuit s'ajoutent. On obtient donc un résultat analogue à celui que fournit un push-pull classique.

Pour chaque chaîne vous pouvez remarquer entre plaque et grille pentode UCL82 un circuit de contre-réaction constitué par un condensateur de  $0,1 \mu\text{F}$ , un potentiomètre de  $0,5 \text{ M}\Omega$  monté en résistance variable et un condensateur de  $5 \text{ nF}$ . Ce circuit constitue le dispositif de contrôle de stabilité car, du fait de la présence du condensateur de  $5 \text{ nF}$  la contre-réaction a lieu aux fréquences aiguës. A noter qu'en pratique, les potentiomètres de volume et

de tonalité des deux canaux sont jumelés.

L'alimentation est du type tous courants ainsi que nous l'avons déjà signalés. La HT redressée à une alternance par un redresseur sec est filtrée par deux cellules. La première est constituée par une self, un condensateur d'entrée de  $100 \mu\text{F}$  et un de sortie de  $50 \mu\text{F}$ . La HT d'alimentation des étages push-pull est prise après cette cellule. La seconde cellule est formée d'une résistance de  $5.600 \Omega$   $1 \text{ W}$  et d'un condensateur de  $50 \mu\text{F}$ . Après cette cellule on alimente l'écran des pentodes UCL82 et la section triode des mêmes tubes.

Les filaments des lampes de chaque canal sont montés en série et les deux séries ainsi constituées sont placées en parallèle. Cet ensemble requiert pour son alimentation une tension de  $56 \text{ V}$  et un débit de  $200 \text{ mA}$ . En série avec lui est placée l'ampoule du voyant lumineux ( $6,3 \text{ V}$   $0,3 \text{ A}$ ). L'alimentation est faite à partir d'une tension secteur de  $115 \text{ V}$ , l'excédent de tension est absorbé par une résistance CTN de  $200 \text{ mA}$ .

Cet amplificateur peut être alimenté par un secteur  $115 \text{ V}$  ou  $220 \text{ V}$ . Dans ce dernier cas, la tension est ramenée à  $115 \text{ V}$  par une résistance de  $350 \Omega$   $15 \text{ W}$ . La commutation  $115\text{-}220 \text{ V}$  se fait par un commutateur à 4 sections dont l'une court-circuite en position  $115 \text{ V}$  la résistance de  $350 \Omega$ . Les 3 autres sections exécutent la commutation des enroulements du moteur de la platine tourne-disque. En  $115 \text{ V}$ , ces enroulements sont placés en parallèle et en  $220 \text{ V}$ , ils sont placés en série.

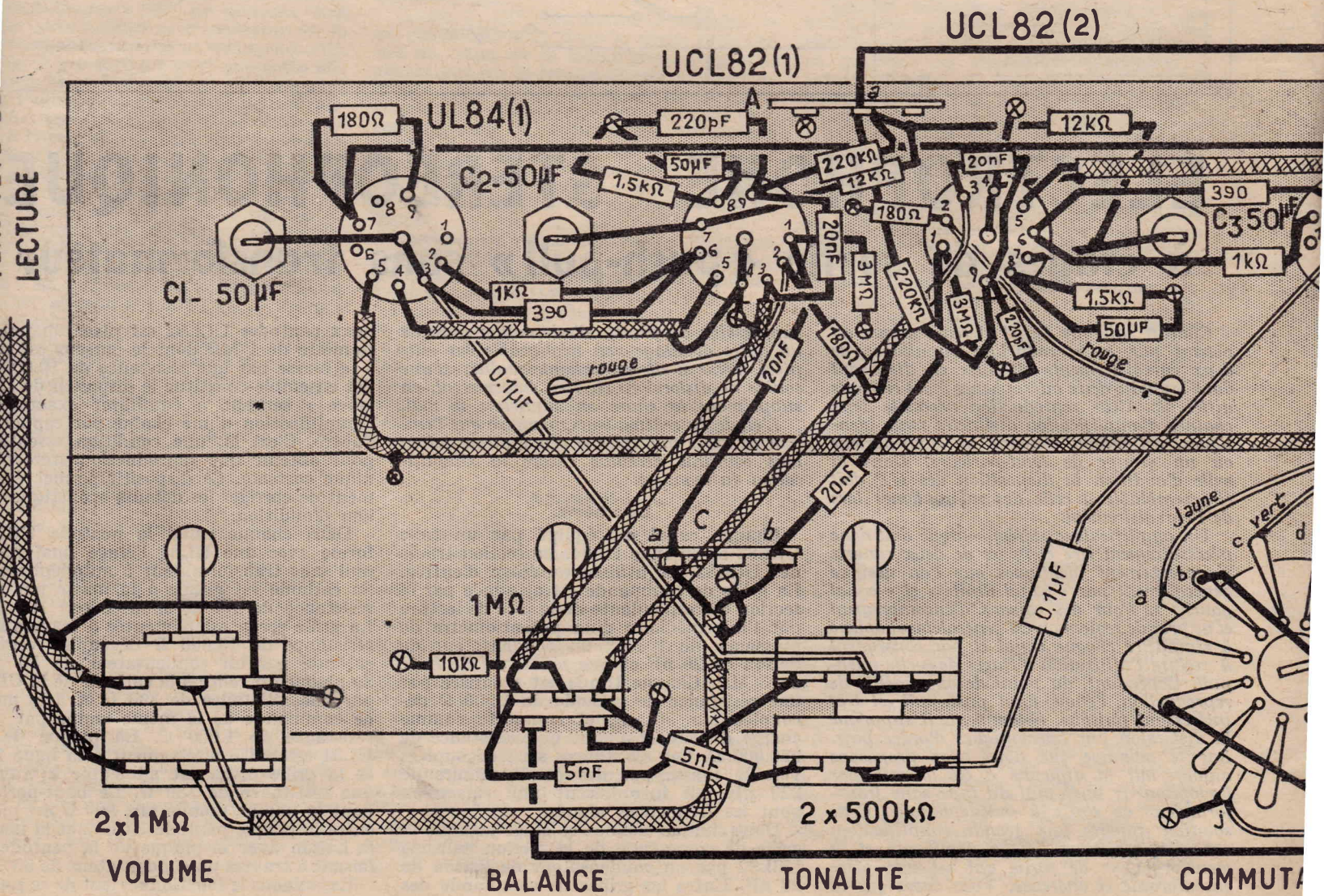
L'amplificateur est monté sur un petit châssis métallique comportant une face supérieure et une face avant. Sa longueur est  $32 \text{ cm}$ . La largeur de sa face supérieure est  $5 \text{ cm}$  et celle de sa face avant  $4,5 \text{ cm}$ .

Sur la face supérieure on monte les supports de lampes, 4 condensateurs tubulaires de  $50 \mu\text{F}$   $150 \text{ V}$  un condensateur tubulaire de  $2 \times 50 \mu\text{F}$   $150 \text{ V}$ , la self de filtre, la résistance de  $350 \Omega$   $15 \text{ W}$  et on soude le relais D. Les boîtiers des 4 condensateurs de  $50 \mu\text{F}$  sont isolés du châssis par des rondelles en bakélite. La résistance est fixée à l'aide d'une tige filetée. Sous la face supérieure, on dispose les relais A et B et le redresseur.

Sur la face avant on monte le potentiomètre de volume  $2 \times 1 \text{ M}\Omega$ , le potentiomètre de balance de  $1 \text{ M}\Omega$  à interrupteur, le potentiomètre de tonalité  $2 \times 500.000 \Omega$ , le commutateur de tension et le voyant lumineux. Sur cette face on soude également le relais C.

Sur les deux supports UCL82 on relie au châssis le blindage central et la broche 4. Sur les supports UL84 on relie la broche 3 au blindage central. On connecte la cosse a du relais B à la broche 5 du support UL84 (2) avec du fil de câblage isolé. Avec du fil blindé on relie : cette cosse a à la broche 5 du support UL84 (1), la broche 4 de ce support à la broche 5 du support UCL82 (1) la broche 4 du support UL84 (2) à la broche 5 du support UCL82 (2). Les gaines de ces fils sont soudées à la masse.

Une des extrémités de chaque potentiomètre de volume est reliée au châssis. Par un cordon blindé à 2 conducteurs on relie les curseurs de ces potentiomètres aux cosses a et b du relais C. Entre la cosse a de ce relais et la broche 1 du support UCL82 (1) on soude un condensateur de  $20 \text{ nF}$ . On dispose un condensateur de même valeur entre la cosse b et la broche 1 du support UCL82 (2). Entre la broche 1 de chacun de ces supports et le châssis on place une résistance de  $3 \text{ M}\Omega$ . Entre la

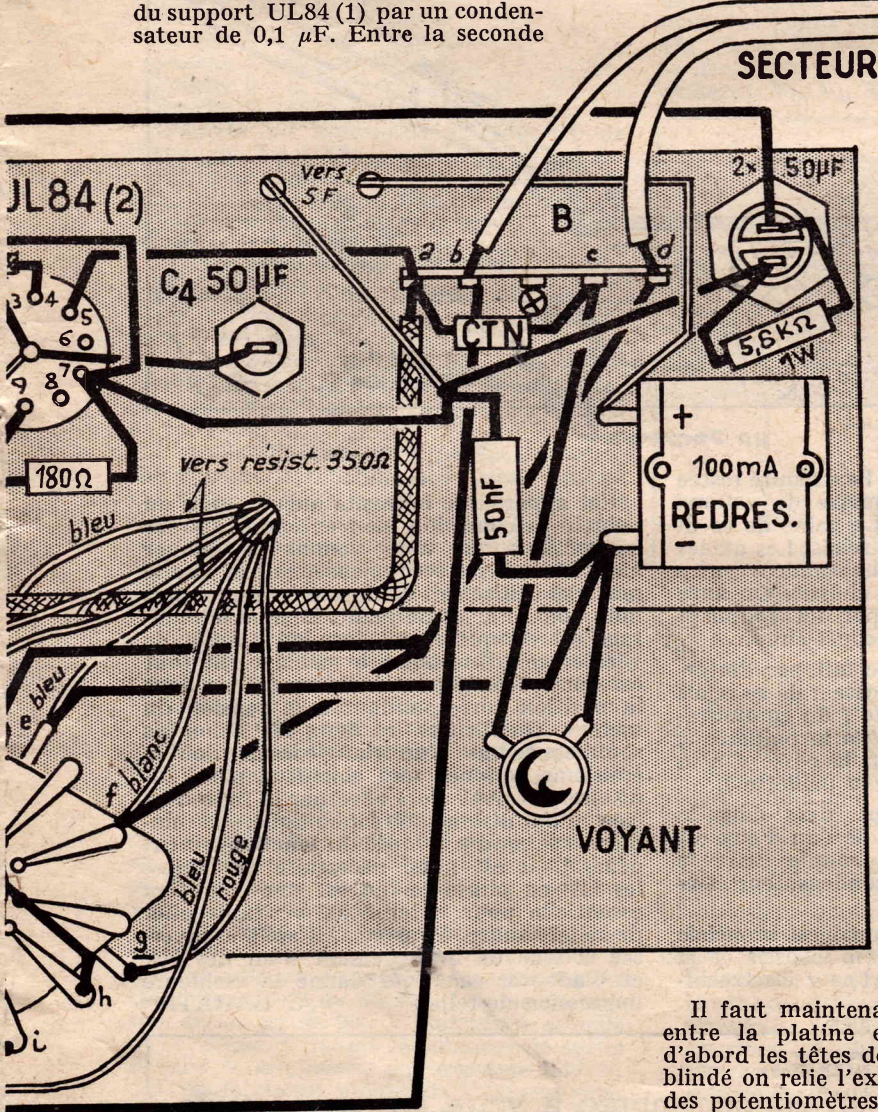


broche 8 de chacun de ces supports et le châssis on soude une résistance de 1.500  $\Omega$  et un condensateur de 50  $\mu$ F.

Pour chaque support UCL82 on soude : une résistance de 220.000  $\Omega$  entre la broche 9 et la cosse *a* du relais A; un condensateur de 220 pF entre cette broche 9 et le châssis, un condensateur de 20 nF entre les broches 9 et 2, une résistance de 12.000  $\Omega$  entre la broche 7 et la cosse *a* du relais A. Cette broche 7 est connectée au pôle + d'un condensateur de 50  $\mu$ F. Les boîtiers de ces condensateurs constituent le pôle négatif chacun d'eux est connecté à la broche 2 du support UCL82 correspondant. Entre ces broches 2 et le châssis on soude une résistance de 180  $\Omega$ . Sur le dessus du châssis on soude un condensateur de 100  $\mu$ F 50 V entre la cosse du boîtier de chaque condensateur de 50  $\mu$ F et le châssis (le pôle - au châssis). Sur la broche 6 du support UCL82 (1) on soude une résistance de 1.000  $\Omega$  qui va à la broche 2 du support UL84 (1) et une de 390  $\Omega$  qui va à la broche 3 du même support UL84. On soude des éléments identiques entre la broche 6 du support UCL82 (2) et les broches 2 et 3 du support UL84 (2). Avec du fil blindé on relie la broche 3 de chaque support UCL82 à une extrémité du potentiomètre de balance. Entre le curseur de ce potentiomètre et le châssis on soude une résistance de 10.000  $\Omega$ . Entre l'extrémité du potentiomètre de balance reliée à la broche 3 du support UCL82 (1) et l'une des extrémités d'un des potentiomètres de tonalité on soude un condensateur de 5 nF. L'autre extrémité et le curseur du potentiomètre de tonalité sont réunis à la broche 3 du support UL84 (1) par un condensateur de 0,1  $\mu$ F. Entre la seconde

extrémité du potentiomètre de balance et une des extrémités du second potentiomètre de tonalité on soude un condensateur de 5 nF. Le curseur et l'autre extrémité de ce potentiomètre de tonalité sont reliés au blindage central du support UL84 (2) par un condensateur de 0,1  $\mu$ F. Les gaines des fils blindés sont soudées au châssis.

Pour chaque support UL84 : on soude une résistance de 180  $\Omega$  entre les broches 7 et 9, et on relie le pôle + du condensateur tubulaire de 50  $\mu$ F qui se trouve à proximité (C1 et C4) au blindage central. Les broches 7 de ces deux supports sont reliées ensemble et à un des pôles + du condensateur électrochimique 2 x 50  $\mu$ F. A ce pôle + on connecte une extrémité de la self de filtrage. On soude un condensateur de 50 nF entre ce pôle + et la cosse - du redresseur. Entre les deux pôles + du condensateur 2 x 50  $\mu$ F on soude une résistance de 5.600  $\Omega$  1 W. Le seconde pôle + est connecté à la cosse *a* du relais A. L'autre extrémité de la self de filtrage est reliée à la cosse + du redresseur. Sur cette extrémité de la self de filtre on soude le pôle + d'un condensateur 100  $\mu$ F (carton) dont le pôle - est soudé au châssis. Ce condensateur est disposé sur le dessus du châssis (voir fig. 3). La cosse - du redresseur est connectée au commun *e* du commutateur 115-220 V. Les paillettes *d* et *f* de ce commutateur sont reliées à la cosse *d* du relais B. Les paillettes *b* et *h* et les paillettes *i* et *k* de ce commutateur sont reliées respectivement entre elles. Le commun *j* est réuni au châssis. Avec un cordon blindé à deux conducteurs on relie la résistance bobinée de 350  $\Omega$  au commun *e* et à la paillette *d* du commutateur.



### SECTEUR

### Réalisation pratique (fig. 2 et 3).

On branche le voyant lumineux entre la cosse - du redresseur et à la cosse *c* du relais B. La cosse *b* de ce relais est connectée à une des extrémités de l'interrupteur du potentiomètre de balance. L'autre cosse de cet interrupteur est réunie au châssis. Entre les cosses *a* et *c* du relais B on soude la résistance CTN de 200 mA. Le cordon d'alimentation est soudé entre les cosses *b* et *d* du relais B.

Le câblage de l'amplificateur étant pratiquement terminé on fixe la platine tournedisque sur le panneau intérieur de la mallette. Bien entendu avant cette mise en place il s'agit de pratiquer dans le panneau la découpe nécessaire. On monte l'amplificateur sous ce panneau lequel doit être percé pour permettre le passage des axes des potentiomètres du commutateur et du hublot du voyant lumineux.

Il faut maintenant effectuer les liaisons entre la platine et l'amplificateur. Tout d'abord les têtes de lecture. Par un cordon blindé on relie l'extrémité restée libre d'un des potentiomètres de volume à la cosse *a* du relais de la platine, la gaine de ce fil est soudée sur la cosse *b* du même relais.

Vous n'avez peut-être pas tous les derniers numéros

# « RADIO-PLANS »

Vous y auriez vu notamment :

## N° 156 D'OCTOBRE 19

- Récepteur d'appartement équipé de 4 lampes Noval + la valve et l'indicateur d'accord ECH81 - EBF80 - EL84 - EM85 - EZ80.
- Modification d'un transformateur de sortie.
- Téléviseur multicanal à écran plat de 58 cm équipé d'un tube court à déviation 114°.
- 6BQ7A - ECF80 - EF80 (3) - EF85 - EBF80 - ECL82 - ECL80 - ECL82 - EF80 - ECF80 - EY88 - EY86.
- Récepteur FM à grandes distances 6AK5/EF85 - 6AK5/EF95 - PMO7/6AM6 - EF95/6AK5.
- Ce que sont les bouches magnétiques. Tuners ECF80 - EF85 - EM84 - EZ80.

## N° 155 DE SEPTEMBRE 19

- Electrophone portatif haute fidélité ECC82 - EL84 - EZ80.
- Amélioration des téléviseurs.
- Tuner AM-FM stéréophonique AF85 - ECF80 - EF89 - ECC82 - EM84 - EZ80.
- Convertisseur OC à transistors.
- Récepteur portatif à 6 transistors 37T1 - (2) - 992T1 - 941T1 (2).
- Récepteur économique à 3 transistors SFT111 - SF112.
- Super à 7 transistors SFT108 - SFT107 - SFT102 (2) - SFT122 (2).

## N° 154 D'AOUT 19

- Bases de temps en oscillographie et TV.
- Récepteur portatif à 6 transistors 37T1 - 37T1 - 991T1 - 988T1 (2).
- Amélioration des récepteurs.
- Electrophone simple et musical EF86 - EL84 - EZ80.
- Récepteur d'appartement 4 lampes + ECH81 - EBF80 - EF89 - EL84 - EM80 - EBF80.
- Etude pratique sur l'utilisation des transistors.
- Mise au point des récepteurs de trafic.
- Les posemètres photographiques.

## N° 153 DE JUILLET 19

- Electrophone 4 vitesses EBC81 - EL84 - EZ80.
- Rappel de quelques principes pour réaliser de bons récepteurs.
- Adaptateurs FM EC86 - ECF82 - EF85 - EB91 - EM81 - EZ80.
- Récepteur portatif à 5 transistors 2N4248 (2) - OA79 - 2N363 (2).
- Amplificateur de tension à gain élevé, transformé.
- Postes auto-radio américains et leur transformation en 12 V.

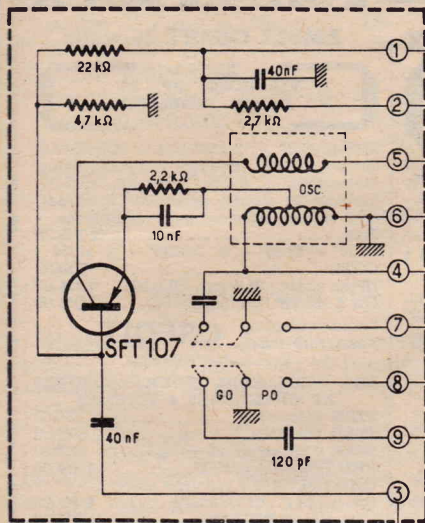
## N° 152 DE JUIN 19

- Amplificateur de puissance mécanisme à contre-réaction.
- Récepteur reflex équipé de 4 transistors OA70 - OC72 (2) RW de trafic.
- Téléviseur 12 canaux 6BQ7A - 6U8EP - EF80 (3) - EL83 - ECL70 - EL83 - EBF80 - ECL82 (2) - ECL80.
- Téléviseurs à transistors.
- Voltmètre électronique.
- Récepteurs portatifs 6 transistors 36T1 - 965T1 (2) - 941 (2).
- Adaptateur secteur pour poste à transistors.
- Les posemètres photographiques.

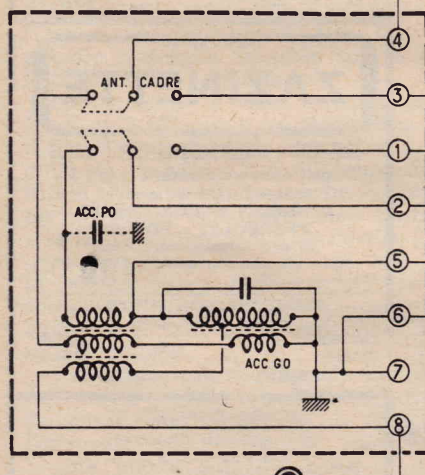
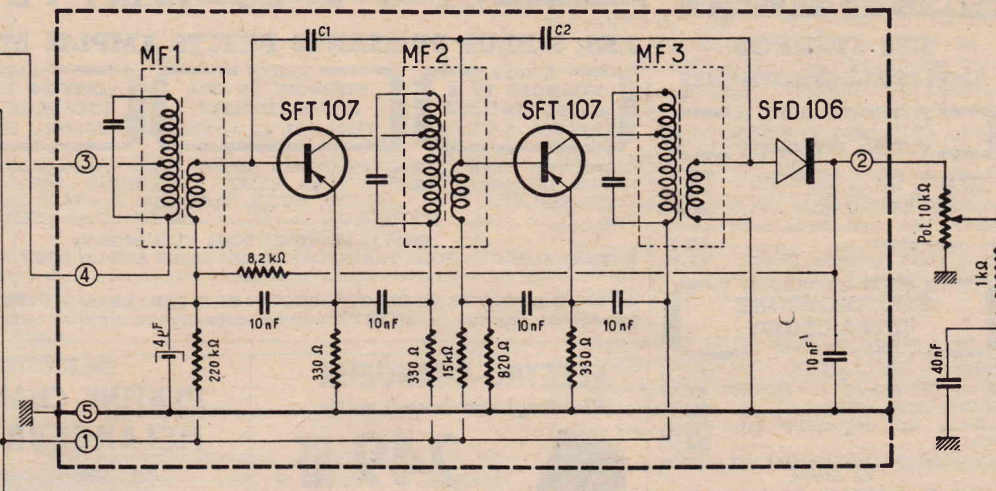
### 1.20 NF le numéro

Adressez commande à « RADIO-PLANS », 43, rue de Dunkerque, Paris-X<sup>e</sup>, par versement à notre compte chèque postal : Paris 25. Votre marchand de journaux habituel se procurer ces numéros aux messageries Transports-Presses.

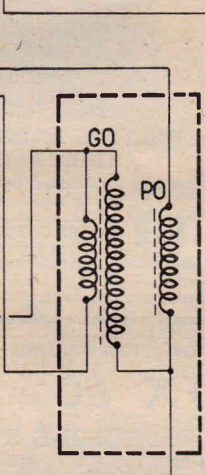
MODULE PO-GO



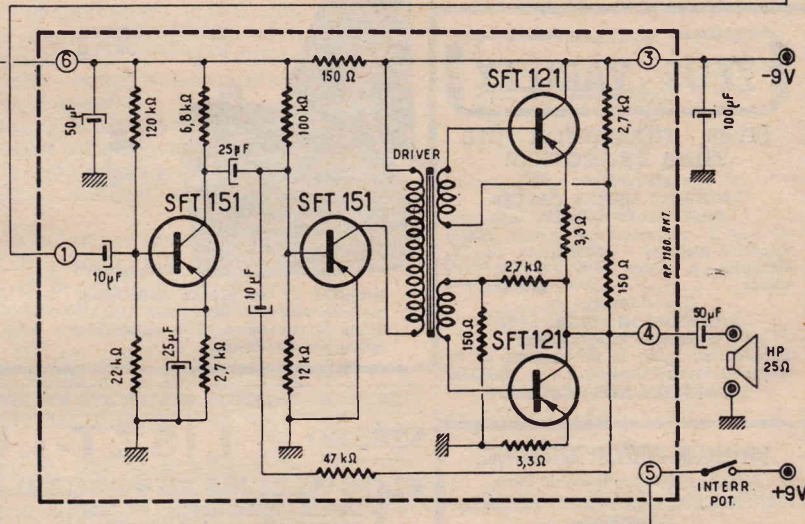
MODULE FI



MODULE ANT-CADRE



CADRE PO-GO



MODULE BF

FIGURE 1

# RÉCEPTEUR TRANSFORMABLE A TRANSISTORS

La conception de l'appareil que nous allons décrire est vraiment particulière ainsi que vous allez pouvoir en juger. La partie principale est un récepteur portatif miniature équipé de 7 transistors à pile incorporé. Ce récepteur, avec sa mallette, peut, de façon très simple, être placé dans une ébénisterie plus grande, contenant un haut-parleur et une pile d'alimentation plus importants ce qui le transforme en poste d'appartement. Enfin, dans ce dernier cas la pile peut être remplacée par une alimentation secteur.

Cette disposition est des plus rationnelle, car elle supprime la nécessité de posséder deux récepteurs : un pour l'appartement et l'autre pour le voyage. L'emploi d'un haut-parleur de taille normale procure à la forme « appartement », la musicalité que l'on est en droit d'exiger de ce type de récepteur. Enfin, l'alimentation secteur libère du souci de remplacer périodiquement la pile. Il ne s'agit donc pas d'une solution de compromis comme celle qui consiste à utiliser chez soi un poste prévu pour le voyage mais bien d'un appareil transformable adapté à ces deux possibilités d'emploi.

Sa construction est en outre extrêmement facile et ne nécessite pratiquement aucune mise au point. En effet, il est constitué par un assemblage de « modules ». On désigne sous ce nom de nouveaux éléments qui sont de petits ensembles à circuits imprimés, contenant chacun une partie bien définie du montage et qu'il suffit de raccorder. Bien entendu, ces modules sont fournis pré-réglés.

## Le schéma (fig. 1).

Sur le schéma chaque partie limitée par un contour pointillé représente un module et les circuits qu'il contient. Nous allons les examiner successivement.

L'entrée du récepteur est constituée par le module « Antenne-Cadre ». Ce récepteur prévu pour la réception des gammes PO et GO utilise comme connecteur d'ondes principal un cadre à bâtonnet de ferrite, plat, de 15 cm de longueur. Cependant le cadre peut être remplacé par une antenne en particulier lorsque le poste est utilisé à bord d'une voiture.

Le cadre est indépendant du module « Ant-Cadre ». Il comporte un enroulement PO, un enroulement GO et un enroulement de couplage. Le module « Ant-Cadre » contient le bobinage antenne et le commutateur Antenne-Cadre. Le bobinage comporte un enroulement « Antenne », un enroulement accord PO, un enroulement accord GO, un enroulement de couplage PO et un enroulement de couplage GO. L'enroulement antenne est placé entre la prise « Ant » et une prise sur l'enroulement accord GO. Le commutateur du module « Ant-Cadre » est à deux sections, deux positions. Une section commute les enroulements de couplage du cadre et du bobinage antenne, l'autre les enroulements accord du cadre et du bobinage antenne. Le circuit d'entrée composé suivant le

cas de l'enroulement du cadre ou de l'enroulement du bobinage antenne est accordé par un CV de 280 pF. Le module antenne-cadre contient également des trimmers PO et GO.

Vient ensuite le module « Changeur de fréquence », qui contient notamment le transistor SFT107, le bobinage oscillateur local et le commutateur PO-GO.

L'enroulement de couplage (cadre ou bobinage antenne) attaque la base du transistor SFT107 à travers un condensateur de 40 nF. Cette base est polarisée par un pont de résistances (22.000 Ω coté -9 V et 4.700 Ω coté masse + 9 V). Les enroulements de l'oscillateur local sont répartis entre le circuit collecteur et le circuit émetteur du transistor. L'enroulement destiné à obtenir la fréquence de l'oscillation locale est accordé par un CV de 120 pF. Il comporte une prise intermédiaire reliée à l'émetteur du transistor à travers une résistance de stabilisation de 2.200 Ω elle-même shuntée par un condensateur de 10 nF. Son point « froid » est à la masse. L'enroulement d'entretien est placé dans le circuit collecteur du transistor. La commutation PO-GO se fait à l'aide du commutateur à deux sections, deux positions placé sur ce module. Une section shunte, en GO, le CV 120 pF par un trimmer fixe et en PO court-circuite l'enroulement GO du bobinage « antenne ». L'autre section en GO met un trimmer

de 120 pF sur l'enroulement GO du cadre et en PO met les enroulements PO et GO du cadre en parallèle. La ligne - 9 V de l'étage changeur de fréquence contient une cellule de découplage (2.700  $\Omega$  et 40 nF).

Le module suivant (FI) contient l'amplificateur MF et le circuit de détection. L'ampli MF est à deux étages équipés par des transistors SFT107. Le transformateur MF (FA91) assure la liaison entre l'étage changeur de fréquence et la base du premier SFT107. Son primaire est inséré par une prise d'adaptation d'impédance dans le circuit collecteur du transistor convertisseur. Une des extrémités de son enroulement de couplage est reliée à la base du transistor MF. L'autre extrémité reçoit la polarisation de la base du transistor. Une branche du pont qui détermine cette polarisation est une résistance de 220.000  $\Omega$  (vers - 9 V), l'autre branche contient une résistance de 8.200  $\Omega$  et le potentiomètre de volume. On applique ainsi à la base du transistor la composante continue du courant détecté ce qui procure une régulation automatique de l'amplification (antifading). La résistance de 8.200  $\Omega$  forme avec un condensateur de 4  $\mu$ F la cellule de constante de temps du circuit VCA. Le pont de polarisation est découplé vers l'émetteur par un condensateur de 10 nF. Le circuit émetteur contient une résistance de stabilisation d'effet de température de 330  $\Omega$ . Dans le circuit collecteur est inséré le primaire du second transfo MF (FA92) et une cellule de découplage constituée par une résistance de 330  $\Omega$  et un condensateur de 10 nF allant à l'émetteur du transistor.

L'enroulement de couplage du transfo FA92 attaque la base du second transistor SFT107.

Un pont de polarisation de base dont le point intermédiaire aboutit à l'autre extrémité de l'enroulement de couplage est formé d'une résistance de 820  $\Omega$  coté + 9V et d'une de 15.000  $\Omega$  coté - 9 V. Ce pont est découplé vers l'émetteur par un condensateur de 10 nF. Le circuit collecteur du second SFT107 contient le primaire du transfo FA93. Entre l'émetteur du transistor et la ligne - 9V est un condensateur de découplage de 10 nF. Le condensateur C1 neutrodyne le premier étage MF et le condensateur C2 le second étage.

L'enroulement de couplage du transfo FA93 attaque une diode au germanium SFD106 qui assure la détection. Le signal BF est recueilli aux bornes du potentiomètre de volume de 10.000  $\Omega$  extérieur au module.

Nous arrivons au module BF qui contient tout l'amplificateur basse fréquence. Le premier étage préamplificateur BF est équipé par un transistor SFT151. Le signal BF pris sur le curseur du potentiomètre de volume est appliqué à sa base à travers une cellule de blocage HP (1.000  $\Omega$  et 40 nF) et un condensateur de 10  $\mu$ F. Cette base est polarisée par une résistance de 22.000  $\Omega$  allant au + 9 V et par une de 120.000  $\Omega$  allant à la ligne - 9 V. Le circuit émetteur du transistor contient une résistance de stabilisation d'effet de température de 2.700  $\Omega$  shuntée par un condensateur de 25  $\mu$ F. Son circuit collecteur contient une résistance de charge de 6.800  $\Omega$ . A la suite nous voyons l'étage driver équipé par un transistor SFT151. La liaison entre le circuit collecteur du transistor précédent et la base de ce transistor driver est obtenue par un condensateur de 10  $\mu$ F. La base est polarisée par une résistance de 12.000  $\Omega$  coté + 9 V et une de 100.000  $\Omega$  coté - 9 V. L'émetteur est relié directement au + 9 V. Le circuit collecteur est chargé par le primaire du transfo BF destiné à l'attaque de l'étage final. La ligne - 9 V relative à l'étage

préamplificateur BF et au pont de base de l'étage driver contient une cellule de découplage formée d'une résistance de 150  $\Omega$  et un condensateur de 50  $\mu$ F.

L'étage final est du type push-pull sans transfo de sortie et met en œuvre deux transistors SFT121. L'absence de transfo de sortie présente un avantage incontestable. En effet cet organe s'il n'est pas de très haute qualité est une source de distorsion. Or qui dit haute qualité dit volume, poids et prix importants. Le poids et le volume d'un transfo HI-FI sont incompatibles avec la formule du poste portatif. Il est donc préférable de se passer de cet organe plutôt que d'en utiliser un médiocre.

Examinons un peu la constitution de cet étage final. Le transfo BF driver possède deux secondaires identiques. L'un attaque la base d'un SFT121 et l'autre la base du second SFT121. Des ponts de résistances appliquent à l'autre extrémité des secondaires la polarisation de base des transistors.

Au point de vue du courant continu d'alimentation les deux transistors sont montés en série. En effet si nous partons de la ligne - 9 V nous trouvons successivement le collecteur de l'un des transistors, puis son émetteur avec la résistance de stabilisation de 3,3  $\Omega$ . Nous atteignons alors le collecteur du second SFT121 puis son émetteur avec la résistance de stabilisation de 3,3  $\Omega$  qui lui est propre. Cette disposition en série fait que la moitié seulement de la tension d'alimentation de 9 V est appliquée à chaque transistor. C'est pour cette raison que les ponts de polarisation de base ne sont pas branchés directement entre - et + 9 V mais entre le collecteur et l'extrémité de la résistance de stabilisation des circuits émetteurs. Ces ponts sont identiques et formés chacun d'une résistance de 150  $\Omega$  et d'une de 2.700  $\Omega$ . La bobine mobile du HP qui a une impédance de 25  $\Omega$  est branchée par

sistors sont montés en parallèle. Leur base recevant par les secondaires du transfo driver des signaux en opposition de phase, les composantes BF des courants collecteurs s'ajoutent dans la bobine mobile du HP. On obtient donc par des moyens différents le même résultat qu'avec un push-pull ordinaire.

Un jack permet le branchement du HP d'appartement en coupant celui qui est continu dans le récepteur portatif. Ce dernier est un 6 cm à aimant permanent alors que celui placé dans le grand coffret est un elliptique à moteur inversé de 12x19.

Un circuit de contre-réaction formé d'une résistance de 47.000  $\Omega$  en série avec un condensateur de 10  $\mu$ F est prévu entre la sortie HP du push-pull et la base du transistor driver.

La pile d'alimentation est shuntée par un condensateur de 10  $\mu$ F. Un jack permet sa substitution à celle de plus grande capacité prévue dans le coffret « appartement ». L'interrupteur général est inséré dans la ligne + 9 V.

### Schéma de l'alimentation (fig. 2).

Cette alimentation est formée d'un petit transformateur délivrant 13 V au secondaire. Son primaire est prévu avec prise 120-240 V. Un répartiteur de tension permet donc de l'adapter à ces deux valeurs possibles de secteur. La tension alternative de 13 V est redressée par un redresseur sec en pont et filtrée par une cellule composée d'une résistance de 47  $\Omega$  et d'un condensateur d'entrée de 500  $\mu$ F. Le condensateur de sortie de ce filtre est le 100  $\mu$ F prévu sur le récepteur entre + et - 9 V. La résistance de 2.200  $\Omega$  qui shunte le condensateur de filtrage sert à régulariser le débit et à maintenir constamment la tension de sortie à 9 V. En outre cette alimentation comporte un inverseur à trois sections deux positions qui permet de relier la sortie 9 V soit à la sortie du filtre,

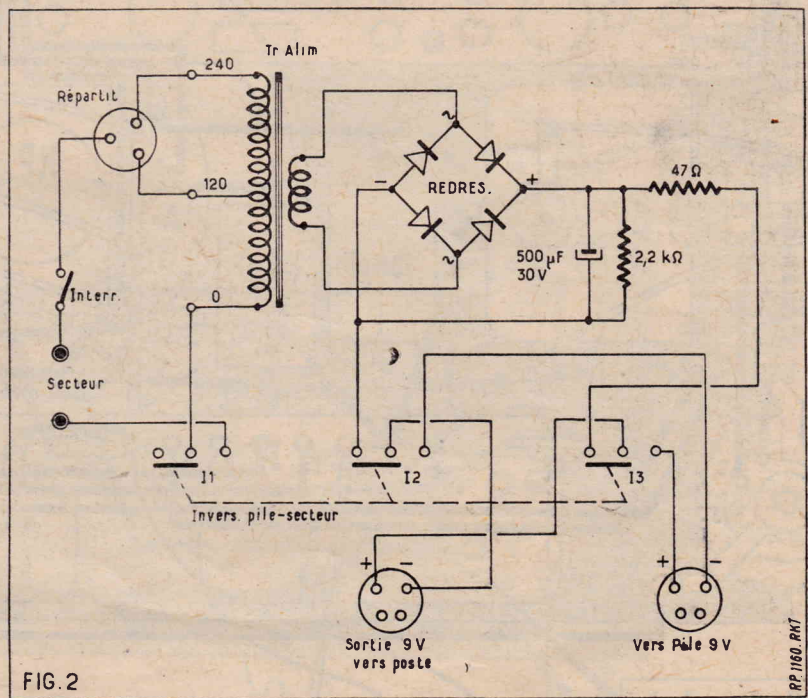


FIG. 2

l'intermédiaire d'un condensateur de 50  $\mu$ F entre le point de jonction émetteur-collecteur des deux transistors de puissance et la masse (+ 9 V). La présence du condensateur fait que seule la composante BF du courant collecteur de chaque transistor circule dans la bobine du HP. Du point de vue de cette composante les deux tran-

soit à une pile 9 V. La troisième section de l'inverseur coupe le circuit primaire du transfo en position pile. Enfin dans ce circuit primaire est inséré un interrupteur général.

A noter que cette alimentation peut être utilisée avec n'importe quel récepteur à transistors.

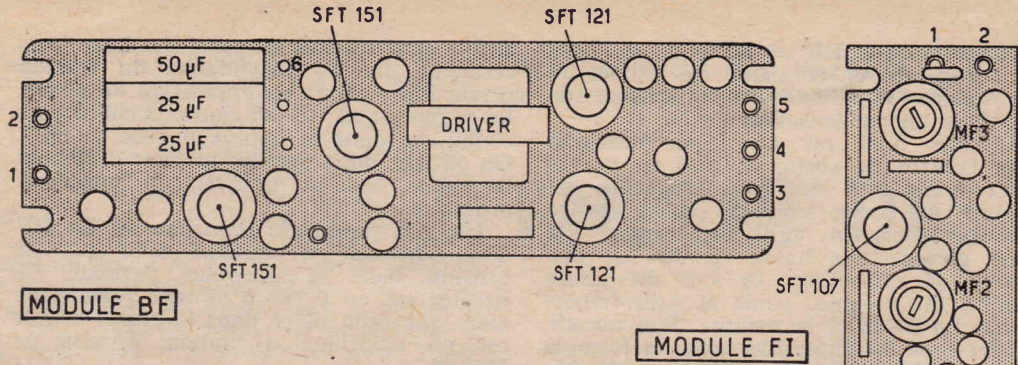
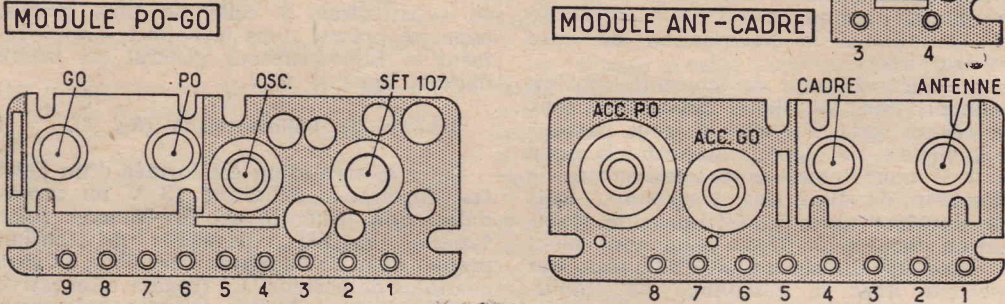


FIGURE 3. — VUE DES DIFFERENTS MODULES ENTRANT DANS LA COMPOSITION DU RECEPTEUR.

Réalisation pratique du récepteur.

Afin de vous permettre de les identifier sans erreur nous représentons figure les différents modules entrant dans la composition du récepteur. La figure est le plan de câblage de l'appareil complet.

Le support général du montage est une plaque de bakélite de 17x10 cm qui constitue le baffle du HP de 6 cm. Sur cette plaque on fixe le HP à l'aide de trois vis qui serrent le bord du « saladier » sous des languettes métalliques. On fixe également le CV par trois vis en ayant soin de prévoir des écrous en entretoise de manière à éloigner le CV de 5 mm environ. Le potentiomètre interrupteur de 10.000 Ω est soudé par ses cosses « interrupteur » sur les cosses a et b de la plaque de bakélite. Sur une des cosses de la bobine mobile du HP on soude le relais A par sa patte d. L'autre cosse de la bobine mobile est connectée à la cosse c de ce relais. On met ensuite en place les différents modules, selon la disposition indiquée sur la figure 4. Les modules « Cadre-Ant » et « PO-GO » sont boulonnés sur la plaque de bakélite par des « oreilles » prévues sur les boîtiers des commutateurs. Le module « FI » est monté sur deux des vis de fixation du HP. Le module BF est fixé en soudant sa cosse 2 à la cosse de la plaque de bakélite et à son autre extrémité en reliant par un fil nu rigide sa cosse 5 à la languette de fixation du HP.



Module Cadre-Ant.

Vue dessous

Module PO-GO

Vue des

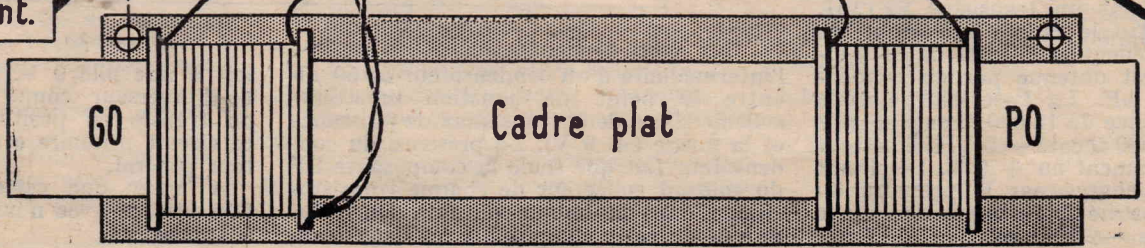


FIGURE 4



« Sortie 9 V ; la paillette 3 à la cosse — du redresseur, sa paillette 8 à la ferrure + de la prise « Sortie 9 V » et sa paillette 9 à la cosse isolée du relais. Entre ce relais et la cosse + du redresseur on soude une résistance de  $47 \Omega$ . Entre les cosse + et — du redresseur on soude un condensateur de  $500 \mu\text{F}$  shunté par une résistance de  $2.200 \Omega$  2 W. Il convient évidemment de respecter les polarités du condensateur qui est électrochimique. Le cordon d'alimentation est soudé entre la broche 5 du répartiteur de tension et la paillette 6 de l'inverseur « Pile-Secteur ». A l'aide d'un cordon souple on relie un bouchon 4 broches pour branchement d'une pile entre les paillettes 1 et 7 de l'inverseur « Pile-Secteur », en tenant compte du fait que la paillette 1 correspond au pôle — de la pile et la paillette 7 au pôle positif. Une fois terminée l'alimentation est recouverte par un blindage en tôle.

#### Équipement du coffret « appartement ».

Cet équipement est illustré par la figure 6. Il suffit de fixer le HP elliptique dans le compartiment qui lui est réservé. On relie par un cordon souple sa bobine mobile au jack mâle de branchement. Ce jack est fixé sur une petite plaque de bakélite, à côté de lui on en monte un second relié par un cordon souple à un dispositif de branchement de pile. La plaquette de bakélite est ensuite vissée sur la paroi qui sépare le compartiment du HP au logement prévu pour le récepteur. Sa fixation sera telle que le fait d'introduire le poste dans son logement fera pénétrer les jacks dans les prises femelles du récepteur.

#### Mise au point du récepteur.

Nous l'avons signalé au début cet appareil ne nécessite pratiquement aucune mise au point. Ce n'est pas tout à fait exact car il convient de régler en haut de gamme PO (1.400 kHz les deux trimmers du CV). Avouez que c'est bien réduit comme réglage.

A. BARAT.

Demandez le devis complet de cette réalisation à la

### SOCIÉTÉ RECTA

37, avenue Ledru-Rollin, PARIS (XII<sup>e</sup>)

(Voir également la publicité page 32)

## A NOS LECTEURS ÉTRANGERS

Nous signalons à nos lecteurs habitant l'Allemagne Occidentale, l'Autriche, la Belgique, la Finlande, l'Italie, le Luxembourg, la Norvège, les Pays-Bas, le Portugal, la Suède, la Suisse, la Cité du Vatican et la Chine (Taïpei), qu'ils peuvent s'abonner à notre journal dans le bureau de poste de leur localité, et en régler ainsi le montant en monnaie locale : ce sont les abonnements-poste.

Ils peuvent être souscrits à n'importe quelle date pour le nombre de numéros restant à paraître dans l'année en cours. Ils doivent se terminer obligatoirement au mois de décembre.

Le montant de l'abonnement est de NF 16,75 pour 1 an.

Seule la poste peut recevoir ces abonnements internationaux que nous ne pouvons, en aucun cas, servir directement.

## Amélioration des téléviseurs<sup>(1)</sup>

# EMPLOI DES TUBES A 110°

par Gilbert BLAISE

#### Avantages et inconvénients.

Le technicien TV désirant améliorer sans cesse les performances de son récepteur, s'est posé certainement, au moment de l'apparition des tubes cathodiques 110°, la question suivante : peut-on remplacer l'ancien tube à 70° ou 90° pour un nouveau à 110° ?

La réponse à cette question est évidemment affirmative, mais un technicien raisonnable, avant d'entreprendre un travail important de modification de son appareil doit, avant tout, être assuré que ce travail vaut la peine d'être exécuté.

Avant d'indiquer la méthode permettant d'effectuer la transformation du téléviseur, nous allons exposer exactement quels sont les dispositifs à remplacer et quels seront les avantages retirés.

Le remplacement d'un tube à déviation magnétique dont l'angle de déviation est de 70° ou 90° dans la direction de la diagonale de l'écran par un tube dont l'angle correspondant est de 110° n'apporte qu'un seul avantage : l'ébénisterie du téléviseur sera moins profonde, ce qui donnera à l'appareil un aspect plus moderne, se rapprochant de l'idéal qui tend vers un téléviseur extra-plat.

Comme on le verra plus loin, le gain d'espace est très important, mais c'est tout ce qui peut être porté à l'actif de cette transformation.

#### Modifications à effectuer.

Pour la réaliser, il est nécessaire de reconstruire entièrement les parties suivantes :

- 1° Les circuits de commande du tube.
- 2° Le dispositif de synchronisation et de séparation.
- 3° Les deux bases de temps y compris la très haute tension.
- 4° Eventuellement, l'alimentation de l'appareil.

Reste encore la partie mécanique.

Il est évident que si l'on entreprend une modification importante et également onéreuse, c'est pour mettre en évidence le seul avantage mentionné plus haut, la profondeur de l'ébénisterie. Celle-ci devra donc être remplacée et il en sera de même du châssis du téléviseur.

Pratiquement la solution du problème peut être exprimée de la manière suivante : il s'agit de construire un nouveau téléviseur avec tube 110° en utilisant tout ce qui peut être récupéré sur un ancien à tube 70° ou 90°.

Les parties réutilisables telles quelles sont :

- 1° Le bloc rotacteur HF, OSC - MOD.
- 2° Le bloc MF image.
- 3° Le bloc MF son.
- 4° Les détectrices image et son.
- 5° L'amplificateur vidéo-fréquence.
- 6° L'amplificateur basse fréquence.
- 7° La plus grande partie de l'alimentation.
- 8° Du matériel divers provenant des parties non utilisées telles quelles : potenti-

mètres, résistances, condensateurs, supports de lampes, vis, écrous, etc.

Il est à peu près certain que l'on ne pourra pas récupérer les bobinages de bases de temps : oscillateurs blocking et transformateurs de sortie.

En aucun cas le bloc de déviation ne pourra resservir car il en faut un spécialement étudié pour le tube 110°.

De ce qui précède, on déduit que la transformation de l'appareil ne se justifiera que dans certains cas qui peuvent d'ailleurs être assez nombreux. Parmi ceux-ci, nous considérerons celui où le tube ancien est très usé ou détérioré.

Si toutefois l'appareil à transformer est d'un modèle ancien et donnant des images médiocres, la transformation n'est pas conseillée car, tôt ou tard, on sera obligé également de remplacer les parties récupérables, et cela reviendrait à tout remplacer sans que l'appareil obtenu soit réellement un appareil neuf.

Passons maintenant aux problèmes techniques qui se posent à ceux qui estiment intéressante la transformation de leur appareil.

Nous donnerons d'abord quelques indications sur les nouveaux tubes 110° actuellement disponibles en France et nous décrirons ensuite les circuits indispensables à leur fonctionnement.

#### Tubes 110°.

On fabrique en France des tubes 110° de 54 cm de diagonale tandis que les modèles importés existent en diverses dimensions, notamment 43 cm, 54 cm et plus.

On remarquera toutefois que dans le cas des tubes de dimensions réduites, la réduction de la profondeur s'impose moins que dans le cas des tubes de grandes dimensions, à partir de 54 cm de diagonale.

Parmi les tubes fabriqués en France mentionnons à titre d'exemple les tubes AW5388 et AW5389 dont les caractéristiques sont peu différentes, sauf en ce qui concerne le col qui est plus court pour le tube AW5389.

Nous allons donc supposer que c'est ce dernier que l'on adoptera pour remplacer un ancien tube à 70° ou 90°.

Voici les caractéristiques que l'on doit connaître pour utiliser avec un bon rendement ce tube fabriqué par la radiotechnique.

#### Filaments :

Chauffage indirect, 6,3 V, 0,3 A.  
Alimentation en série ou en parallèle.

#### Capacités :

$C_{e1} = 7 \text{ pF}$  ;  $C_x = 5 \text{ pF}$  ;  $C_{e2} = 1.200$  à  $2.500 \text{ pF}$ .

Concentration électrostatique excluant par conséquent toute bobine. Déviation magnétique.

#### Angles d'ouverture :

Diagonale : 110°.  
Horizontale : 105°.  
Verticale : 87°.

Ecran métallisé, verre filtrant sphérique, couleur de la lumière blanche, transmission de la lumière 75 %, poids 9,8 kg.

(1) Voir les n° 151 et suivants.

### Conditions nominales d'emploi.

Tension de l'anode finale..	16	16 kV
Tension de la grille 2.....	500	600V
Tension grille 1 pour l'extinction du spot dévié et concentré.....	-35	-43
	à -75	à -91V
Tension grille 3, concentration optimum pour $I_{a_{G4}} = 100 \mu A$ .....	300	210
	à 450	à 355V

### Emploi du tube 110°.

Examinons les diverses caractéristiques données plus haut et déterminons leur influence sur le montage du tube dans un téléviseur.

a) **Chauffage** : Celui-ci étant de 6,3 V 0,3 A, il n'y aura rien à modifier dans les téléviseurs dont l'alimentation filaments est du type parallèle. Dans ce cas, la tension est toujours de 6,3 V et si le courant filament était légèrement différent, la différence ne dépasserait pas 0,2 A d'où aucune influence sensible sur le débit de l'alimentation chauffage.

b) **Capacités** : Les valeurs indiquées, 7 pF et 5 pF, pour les électrodes d'entrée, diffèrent peu de celles des tubes à moindre angle de déviation. Une différence de  $\pm 1$  pF influe très peu sur la courbe de réponse du dernier étage vidéo-fréquence dont la capacité totale de sortie est de l'ordre de 10 pF.

c) **Concentration** : En ce qui concerne la concentration, deux cas peuvent se présenter. Celle du tube à remplacer est magnétique et il faut alors supprimer le dispositif à bobine.

En général, la bobine de concentration fait partie du système d'alimentation haute tension à titre de bobine de filtrage ou de résistance réductrice de tension.

Une bonne solution consiste à séparer la bobine du bloc déviation-concentration, de l'éloigner de celui-ci, mais de la laisser en circuit de manière qu'elle remplisse toujours sa fonction auxiliaire. Au besoin, on allongera ses fils de branchement. Comme le champ magnétique créé par cette bobine est important, on l'éloignera autant que nécessaire de tout endroit où il pourrait apporter des perturbations.

d) **Concentration statique** : Le cas d'une concentration magnétique est actuellement rare dans un téléviseur moderne. Dans la plupart des appareils à tubes de 90° et même de 70°, la concentration est électrostatique.

Remarque que pour le tube AW5389, il est particulièrement recommandé de prévoir un réglage de concentration, car la valeur de la tension de l'électrode de concentration est critique tandis que dans de nombreux tubes antérieurs cette valeur peut varier de 100 V ou même 200 V sans qu'il y ait une modification de la qualité de la concentration.

Le réglage comportera un potentiomètre, généralement la grille de concentration est la grille 3.

La concentration est optimum lorsque  $I_{a_{G4}} = 100 \mu A$ .

On peut également ajuster la tension donnant la meilleure concentration en supprimant le réglage accessible à l'utilisateur, mais dans ce cas, il sera nécessaire de prévoir un dispositif de régulation automatique de la tension de concentration.

**Centrage** : Le tube est fourni avec son dispositif de centrage. Celui-ci est un aimant qui se montre aussi près que possible des bobines de déviation. Le centrage électrique est également applicable à ce tube de 110°.

D'autres indications sur l'emploi du tube seront données au cours de l'analyse des montages des bases de temps.

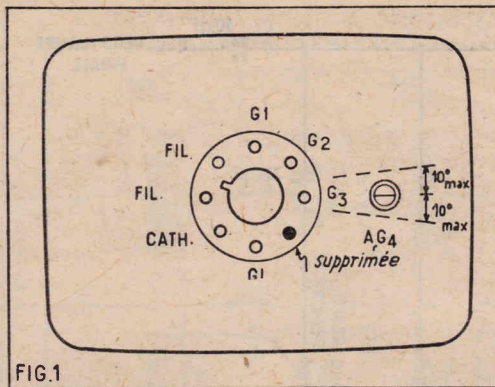


FIG.1

### Caractéristiques mécaniques.

Par caractéristiques mécaniques, on entend les dimensions, le poids, la disposition des contacts de branchement, la manière de placer ce tube dans le téléviseur, etc.

La figure 1 donne une vue du culot, disposé avec broches vers l'observateur, l'écran étant du côté opposé.

Le culot du tube AW5389 est à 8 broches, dont 7 seulement subsistent. Un guide à ergot analogue à celui du support octal permet de disposer le support sans erreur possible.

La disposition du culot sur le col est telle que des contacts F (filaments),  $G_3$  (grille de concentration) et le contact sur le ballon A  $G_4$  (anode finale et grille 4 reliées en + THT) sont dans un même plan avec une tolérance de 10° au maximum.

En regardant le tube du côté culot on repérera facilement les 7 broches. L'ergot du guide central permet également ce repérage.

La correspondance des indications de la figure 1 avec l'emplacement dans l'ordre des différentes électrodes est indiquée par le schéma du tube de la figure 2.

On a :

F-F = filament.

K = cathode.

$G_1$  = grille 1, dite aussi wehnelt.

$G_2$  = grille écran.

$G_3$  = grille de concentration.

$G_4$  = grille 4 reliée intérieurement à l'anode finale A, dont en + THT.

Remarque également la couche extérieure de graphite désignée par M sur la figure 2, à relier à la masse. Cette couche et la couche intérieure reliée à l'anode finale A et à la grille 4, représentent les armatures d'un condensateur  $C_{a_{G4}} = 1.200$  à 2.500 pF dont le diélectrique est le verre du ballon.

Comme on le sait, ce condensateur est l'élément de filtrage de la THT.

Au cas où l'ancien tube ne comporterait pas de couche extérieure (cas très rare), on trouvera un vrai condensateur de filtrage qui sera supprimé.

Voici quelques dimensions qu'il est indispensable de connaître :

Ecran :

Largeur  $514,3 \pm 32$  mm.

Hauteur  $416 \pm 3,2$  mm.

Longueur totale  $328 \pm 8$  mm.

L'ébénisterie devra permettre l'introduction de ce tube et par conséquent ses dimensions intérieures seront égales ou supérieures à :

Largeur :  $514,3 + 3,2 = 517,5$  mm.

Hauteur :  $416 + 3,2 = 419,2$  mm.

Profondeur :  $328 + 8 = 336$  mm.

Indiquons aussi que le col du tube étant de faible diamètre et fragile, il convient de maintenir le tube d'une manière souple, ce qui s'oppose à toute fixation rigide du support. Même les connexions au support seront en fil souple afin que celui-ci puisse se déplacer librement. Aucun effort ne devra s'exercer sur le col du tube par l'intermédiaire du support.

On notera également que le col a un diamètre de 28,5 mm (avec + 0,9 et - 0,7 mm) et que sa longueur totale depuis le guide du culot jusqu'à la ligne de référence est  $328 \pm 8$  mm (longueur totale), moins  $235 \pm 4,8$ , longueur du ballon, ce qui laisse au col une longueur maximum de  $336 - 231,2 = 104,8$  mm, et une longueur minimum de  $320 - 235 = 85$  mm.

Sur l'écran, l'épaisseur du verre fait perdre une partie de la surface totale lumineuse.

Il reste pratiquement une largeur minimum de 484 mm et une hauteur minimum de 382,5 mm, la diagonale minimum étant de 514,5.

Rappelons enfin que le tube 110° type AW5389 fonctionne sans piège à ions, ce qui élimine un réglage délicat. Bien entendu, la métallisation de l'écran supprime toute tache ionique.

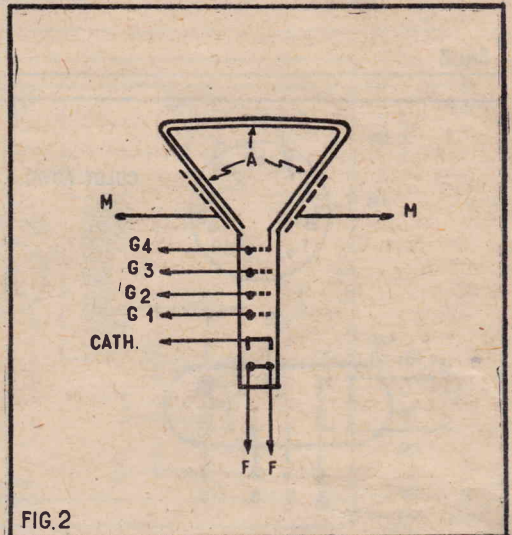


FIG.2

### Ensembles de déviation.

En raison des angles de déviation plus grands que ceux des tubes 70° et 90° et du diamètre plus réduit du col, il est absolument exclu de récupérer l'ancien bloc de déviation.

On se procurera, par conséquent, un nouveau bloc, choisi parmi ceux proposés par nos meilleurs spécialistes du bobinage de télévision.

A titre d'exemple nous indiquerons le mode d'emploi des bobinages fabriqués en France spécialement pour les tubes 110°. Il est obligatoire d'associer au bloc les bobinages de déviation de la même marque.

### Base de temps lignes.

La figure 3 donne le schéma d'un oscillateur de relaxation multivibrateur utilisant une lampe triode pentode, type ECL80 dont le brochage du culot noval est donné par la figure 4.

Le schéma de ce multivibrateur est analogue à celui d'un multivibrateur à

La Revue

**SCIENCES & VOYAGES**

vous offre chaque mois

**UNE ÉVASION**

dans l'exotisme le plus authentique.



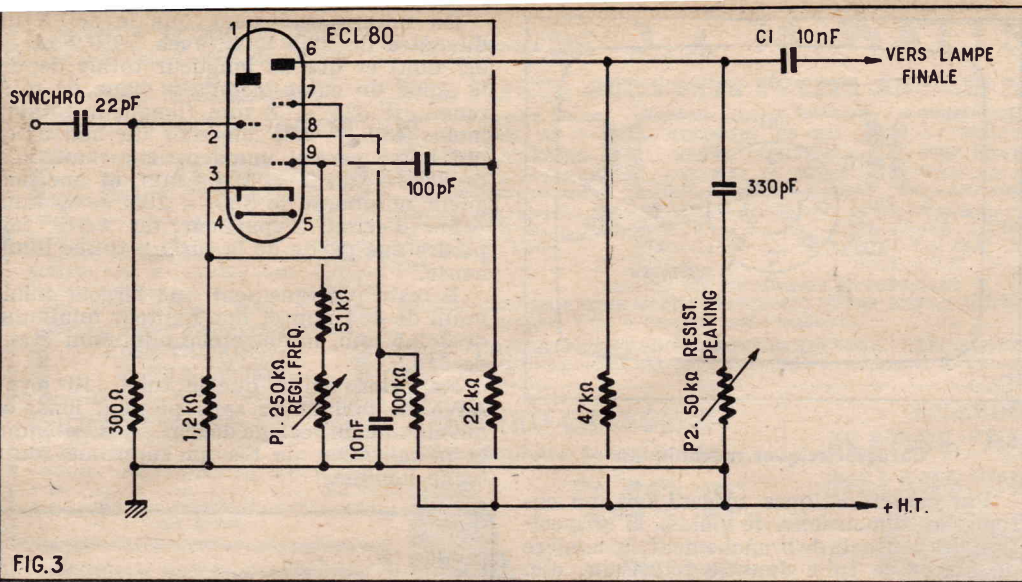


FIG. 3

demi-bobines, au point 4 par l'intermédiaire de 1.000 Ω.

Nous donnerons par la suite des indications sur le bloc de déviation qui est de la marque *Videon* ainsi que tous les autres bobinages mentionnés dans cette étude.

Revenons à la figure 3. Comme l'oscillateur de relaxation est un multivibrateur, les impulsions de synchronisation appliquées au point « synchro » doivent être négatives ayant la forme que montre la figure 6.

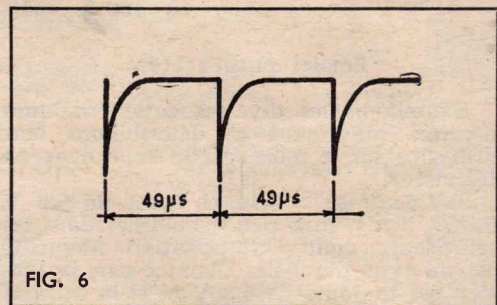
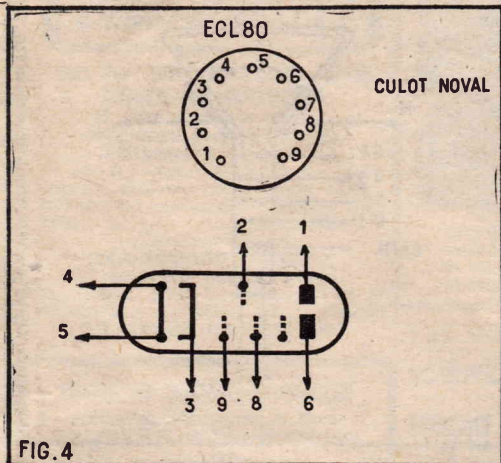


FIG. 6



Dans ce montage, on notera les éléments suivants : une résistance régulatrice VDR type E298, un potentiomètre de 1.500 Ω, bobiné, agissant sur la linéarité en faisant varier la tension appliquée à l'écran de la EL136 et ayant également un effet de contre-réaction en raison de la faible valeur du condensateur associé (150 pF) qui ne découple qu'à des fréquences très élevées.

Le réglage de largeur de l'image est effectué par le potentiomètre P<sub>4</sub> de 1 MΩ.

Remarque que ce réglage est nécessaire étant donné qu'aucun dispositif d'amplitude ne figure dans le montage de l'oscillateur multivibrateur indiqué précédemment.

Voici également quelques indications pratiques sur le montage des tubes EL136, EY86 et EY88.

Le culot de la EL136 est du type octal 8 broches et les branchements s'effectuent suivant le schéma de la figure 7. On voit que la cathode est réunie à la grille 3 et toutes deux sont reliées aux broches 6 et 3. La grille 1 est connectée aux broches 4 et 5 et la grille 2 aux broches 1 et 8. Les deux extrémités du filament sont aux broches 2 et 7 tandis que la plaque est accessible au clip placé au sommet de l'ampoule.

L'ergot se place entre les broches 1 et 8 du culot octal. Le redresseur EY86 est un tube à culot noval. 9 broches disposées

couplage cathodique à deux triodes, la seule différence réside dans le remplacement de la seconde triode par une pentode montée normalement. Dans certains multivibrateurs, la pentode est montée en triode en reliant l'écran à la plaque et la grille 3 à la cathode.

Les deux couplages du multivibrateur sont effectués par la résistance commune de cathode de 1.200 Ω et par la liaison à résistances capacité 22 kΩ — 100 pF — 51 kΩ et potentiomètre de 250 kΩ.

Ce dernier permet de régler la fréquence d'oscillation du multivibrateur.

D'autre part, on remarquera la charge de plaque de la pentode, de 47 kΩ et du système dit « peaking » composé de 330 pF et le potentiomètre de 50 pΩ monté en résistance. Le « peaking » permet d'ajouter au signal fourni à la lampe finale, une forte impulsion négative, qui rend la grille de cette lampe, au moment du retour, suffisamment négative, pour que tout courant anodique soit supprimé.

Le réglage de la résistance du potentiomètre de peaking s'effectue pendant la réception de l'image de la manière suivante :

a) Si P<sub>2</sub> est trop faible, il y a rétrécissement en barre blanche au milieu de l'image, cette barre étant évidemment verticale étant donné qu'il s'agit ici de la déviation horizontale.

b) Si P<sub>2</sub> est trop élevé, il y a tassement exempt du bord droit de l'image.

En somme, on réglera P<sub>2</sub> de manière que ces deux anomalies disparaissent.

**Etage final.**

Voici maintenant à la figure 5 le schéma complet de l'étage final qui fait suite au multivibrateur décrit plus haut.

Le raccordement s'effectue par le condensateur C<sub>1</sub>, qui figure sur les deux schémas.

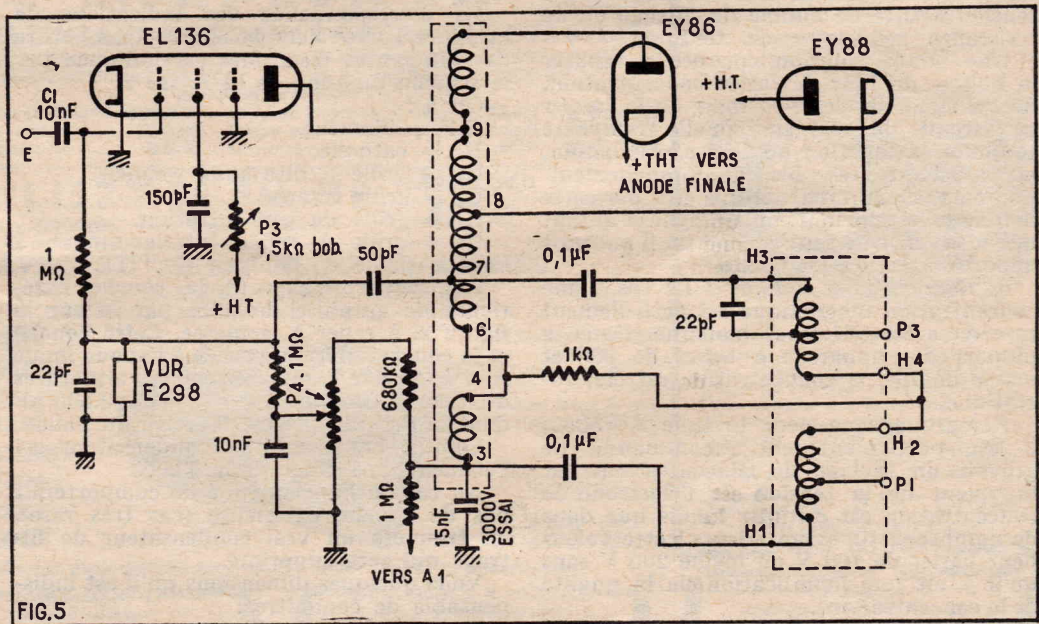
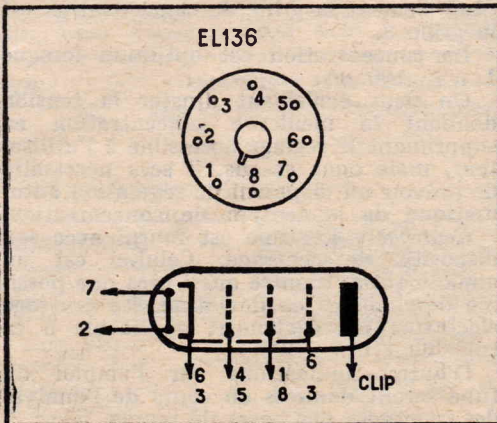


FIG. 5

L'amplitude horizontale sera réglée en plusieurs fois dès l'obtention d'une image non déformée à l'aide des potentiomètres P<sub>2</sub> et P<sub>3</sub>. Le circuit de très haute tension comprend la totalité du bobinage auto-transformateur de sortie, associé au tube redresseur EY86. La cathode de ce tube sera reliée directement à l'anode finale du tube cathodique.

La plaque de la EL136 est reliée à la prise 9 tandis que la prise 8 est connectée à la cathode du tube EY88 destiné à fournir la tension de récupération qui apparaît au point 3 et est appliquée à la plaque de la lampe finale à travers l'enroulement 3-4-6-8-9- de l'autotransformateur. La bobine de déviation est montée entre les points 7 et 3 et le point commun des deux

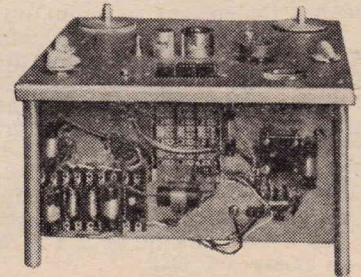


**Les amateurs avertis ont adopté nos ensembles améliorables pour**  
**ÉLECTROPHONES ET MAGNÉTOPHONES**  
 (stéréo ou monaural)

**SOLUTION IDÉALE POUR EUX :**

● Car ils peuvent acquérir ces ensembles graduellement au fur et à mesure de leurs possibilités d'achat. Ils ont ainsi la faculté de monter en plusieurs étapes des magnétophones de plus en plus perfectionnés, tout en conservant le câblage déjà réalisé qui est commun à tous les ensembles. La transformation se réduit en effet à un simple montage de pièces complémentaires parfaitement usinées.

● Ils ont en outre la certitude d'obtenir la plus entière satisfaction, les pièces fournies étant de première qualité, et les plus hautes performances, les schémas ayant été mis au point par le plus ancien spécialiste de la place.



**MAGNÉTOPHONES**

Ensemble adaptable sur tourne-disques. Platine + préampli. .... **144.90**  
 Supplément pour transformation en ROBINSON. .... **85.05**

Ensemble ROBINSON. Platine + pré-ampli. .... **229.95**  
 Suppl. pour transformation en ROSNY. .... **68.25**

Ensemble ROSNY. Platine + pré-ampli. .... **282.45**  
 Suppl. pour transformation en NOAILLES. .... **89.25**

Ensemble NOAILLES. Platine + pré-ampli. .... **367.50**  
 Suppl. pour transfor. en NEW ORLÉANS. .... **136.50**

Ensemble préampli MONTE-CARLO platine et préampli. .... **749.50**  
 Suppl. pour transf. en MONTE-CARLO 5 A. .... **137.50**

Ensemble préampli SALZBOURG platine et préampli. .... **1.035.00**  
 Suppl. pour transf. SALZBOURG 5 A. .... **137.50**

Notice RP-11-MA contre enveloppe timbrée.

**ÉLECTROPHONES**

Platine BSR MONARCH UA12. **200.00**  
 Monaural à changeur. .... **2 15.00**  
 Stéréo à changeur. .... **2 15.00**

Platine LENCO B 60. **510.00**  
 Monaural. .... **510.00**

Préamplificateur hautes performances 4 entrées : Magnétophone, PU magnétique, PU cristal et radio. Monaural. .... **200.00**  
 Stéréo. .... **350.00**

Notice RP-11-EL contre enveloppe timbrée.

**OLIVER**

**5, AVENUE DE LA RÉPUBLIQUE PARIS-XI<sup>e</sup>**

Démonstrations tous les jours de 9 à 12 h. et de 14 h. à 18 h. 30.

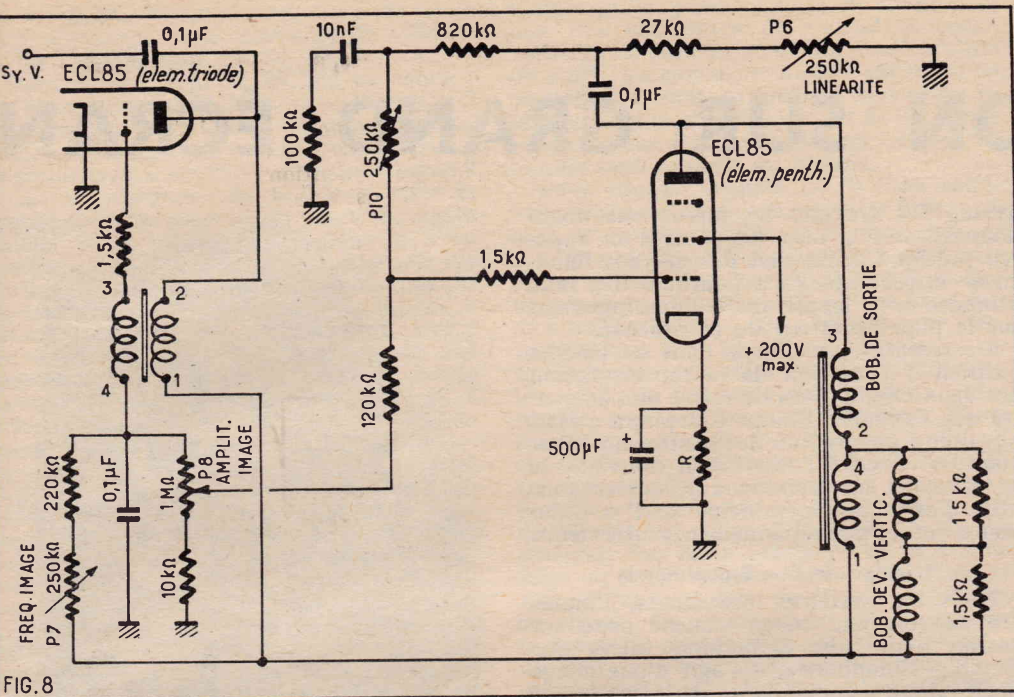


FIG. 8

comme l'indique la figure 4 en haut. Leur branchement est le suivant :

- Broche 1 : filament, cathode, écran intérieur.
- Broche 2 : autre extrémité du filament.
- Broche 3 : non connectée.
- Broche 4 : à la broche 1.
- Broche 5 : à la broche 2.
- Broche 6 : à la broche 1.
- Broche 7 : non connectée.
- Broche 8 : à la broche 2.
- Broche 9 : à la broche 1.

L'anode est connectée au sommet de l'ampoule. La EY88 possède également un culot noval. Le filament est relié aux broches 4 et 5, la cathode à la broche 5 également, et la plaque à la broche 9.

**Base de temps verticale.**

Pour la déviation verticale, on pourra adopter un oscillateur de relaxation blocking suivi d'un étage final à pentode.

Les deux étages utilisent une seule lampe double, la ECL85 spécialement construite pour cette fonction. On réalisera le montage de la figure 8.

L'oscillateur blocking type YB1 se branche suivant le repérage des cosses indiqué par la figure 9 : le point 1 au + HT, le 2 à la plaque de l'élément triode de la ECL85, le 3 à la grille par l'intermédiaire de 1.500 Ω et le point 4 à la masse par l'intermédiaire de la capacité de 0,1 µF et les résistances et potentiomètres associés.

Le réglage de fréquence est obtenu avec P<sub>7</sub>, potentiomètre de 250 kΩ monté en résistance et celui d'amplitude (hauteur de l'image) avec P<sub>8</sub> de 1 MΩ.

Pour obtenir une bonne linéarité on a prévu un circuit de contre-réaction correcteur, monté entre la plaque de la pentode et la masse.

Dans ce circuit figurent deux potentiomètres, l'un P<sub>6</sub> de 250 kΩ et l'autre P<sub>10</sub> de même valeur que l'on réglera en vue de la meilleure linéarité dans la direction verticale de l'image.

On polarise l'élément pentode à l'aide de R, résistance ajustable bobinée de 500 Ω que l'on réglera de manière que le courant cathodique soit de 35 mA lorsque la tension écran est de 200 V maximum et celle de la plaque, à travers le bobinage de sortie de 220 V minimum, par exemple 230 V.

Dans le circuit plaque de l'élément pentode, on a monté la bobine de sortie type Y60P dont le repérage des cosses est donné par la figure 10 : 3 à la plaque, 2 et 4 réunis

au point V<sub>1</sub> de la bobine de déviation verticale, point I au + HT.

**Bloc de déviation.**

Le bloc de déviation est le type D 60, étudié pour 110°. Il comprend deux demi-bobines pour la déviation horizontale dont les points de branchement sont H<sub>1</sub>, H<sub>2</sub>, H<sub>3</sub> et H<sub>4</sub> et deux demi-bobines pour la déviation verticale avec cosses de branchement V<sub>1</sub>, V<sub>2</sub>, V<sub>3</sub> et V<sub>4</sub>.

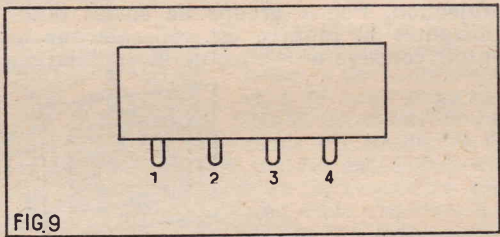


FIG. 9

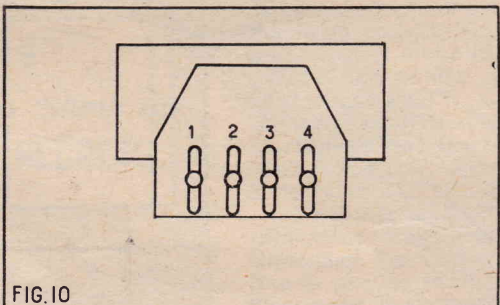


FIG. 10

Les points V et H sont indiqués sur les schémas des figures 5 et 8. Remarquer que les bobines lignes sont reliées en série avec H<sub>1</sub> connecté à H<sub>2</sub>. La prise P<sub>1</sub> n'est pas utilisé tandis que la prise P<sub>3</sub> est reliée à H<sub>3</sub> par l'intermédiaire d'un condensateur de 220 pF.

Les bobines image (fig. 8) sont également montées en série avec V<sub>2</sub> relié à V<sub>4</sub>. Chaque demi-bobine est shuntée par 1.500 Ω.

Indiquons encore le branchement de la lampe ECL85 : culot noval :

- Broche 1 : plaque triode.
- Broche 2 : grille triode.
- Broche 3 : cathode triode.
- Broche 4 : filament.
- Broche 5 : filament.
- Broche 6 : plaque pentode.
- Broche 7 : écran (grille 2) pentode.
- Broche 8 : cathode pentode, grille 3.
- Broche 9 : grille 1, pentode.

# LA TÉLÉVISION SUR GRAND ÉCRAN

Il a fallu vingt ans pour « polir et repolir » une invention révolutionnaire qui en 1948 fit sensation : l'« Eidophore ».

Les radiotechniciens de cette époque se rappellent certainement qu'il s'agissait d'un procédé de projection des images télévisées sur écran de cinéma. On en parla beaucoup, puis d'autres systèmes de projection semblèrent plus en faveur. Rappelons pour mémoire, que parmi ceux-ci les deux principaux systèmes proposés sont basés, l'un sur l'enregistrement par film de l'image d'un téléviseur et sa projection par un projecteur de cinéma, l'autre sur l'agrandissement par procédé optique de l'image. Ce dernier qui a conduit à des réalisations assez nombreuses de projection sur écran de moyennes dimensions a connu un certain succès malgré ses défauts, dont le principal est son manque de luminosité.

En effet, il n'est pas possible d'augmenter la brillance de l'image sur l'écran du tube cathodique sans le rendre d'une grande fragilité, ce qui serait indispensable car l'agrandissement optique entraîne des pertes importantes de lumière. Ceci fait que malgré tout les efforts, le contraste ne dépasse pas 1/20 alors qu'avec l'« Eidophore » on arrive à 1/100.

C'est le professeur Fischer de Polytechnicum de Zurich qui imagina l'« Eidophore ». Celui-ci tire son nom d'une couche huileuse « porte images » (ce qui traduit en grec devient : Eidophore) dont nous verrons plus loin l'astucieux emploi. Mais Fischer ne vit pas la réalisation du prototype qui fut présenté au Congrès de Zurich en 1948, car il était décédé un an

avant. Ses travaux ne furent pas abandonnés, mais la mise au point d'un appareil pratique demandait des moyens financiers importants, c'est pourquoi il a fallu attendre aussi longtemps le développement sur le plan industriel de ce procédé.

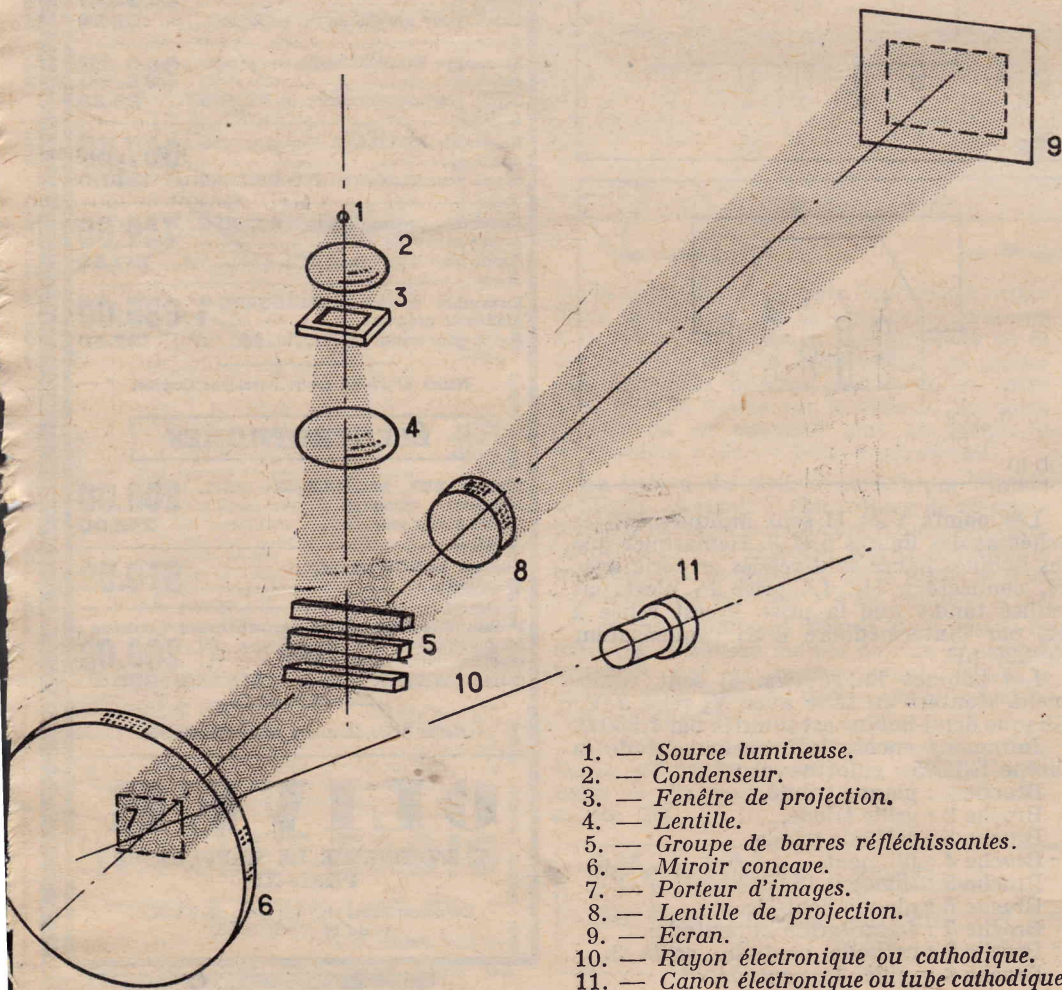
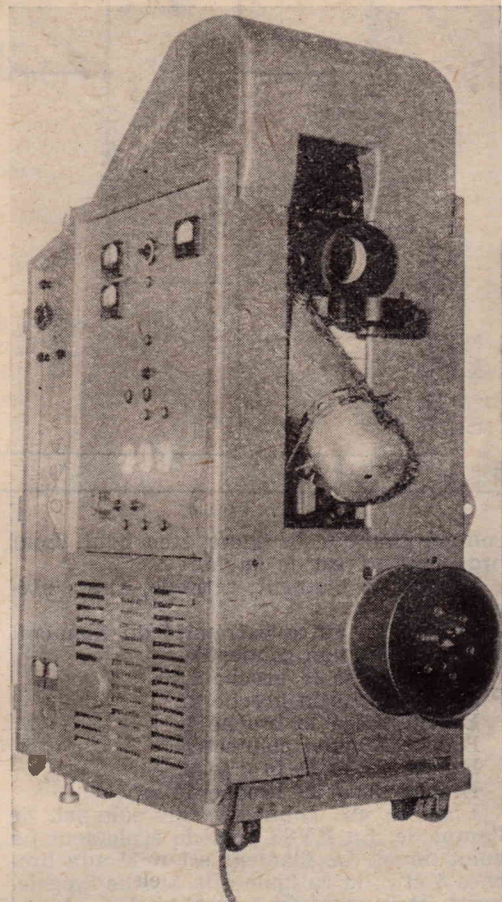
De récentes projections dans un cinéma parisien à l'occasion de la retransmission des Jeux Olympiques de Rome ont démontré que l'appareil Philips-Eidophore n'était pas qu'un appareil de démonstration. C'est pourquoi devant l'orientation nouvelle de la télévision sur grand écran, nous croyons utile d'expliquer le principe de l'« Eidophore » et les perfectionnements intervenus.

## Principe de l'« Eidophore ».

Dans les systèmes précédents, l'image projetée est une image visuelle prise sur l'écran d'un tube cathodique, alors que dans l'« Eidophore », il s'agit d'une image électronique commandant, en la modulant optiquement, une source de lumière indépendante.

Ceci explique la grande luminosité du système puisque la source étant indépendante peut être très puissante.

Le système de projection utilisé par l'« Eidophore » est dit à champ obscur, car il est prévu qu'en l'absence de modulation, l'écran ou l'image devant être projeté ne reçoit aucune lumière. Pour arriver à ce résultat, la source lumineuse est disposée, comme l'indique la représentation perspective de la figure 1, devant la fenêtre de projection. Par le groupe de barres réfléchissantes la lumière est réfléchiée sur le miroir concave où s'effectue la modulation



1. — Source lumineuse.
2. — Condenseur.
3. — Fenêtre de projection.
4. — Lentille.
5. — Groupe de barres réfléchissantes.
6. — Miroir concave.
7. — Porteur d'images.
8. — Lentille de projection.
9. — Ecran.
10. — Rayon électronique ou cathodique.
11. — Canon électronique ou tube cathodique.

de la lumière. En l'absence de modulation, c'est-à-dire lorsque ce miroir est parfaitement lisse, la lumière transmise par les barres est réfléchiée sur les barres elles-mêmes, car le centre de leur groupe coïncide avec celui du miroir. Dans ces conditions la lumière provenant de la source réfléchiée par le miroir concave n'atteint pas l'écran et est renvoyée par les barres vers la source. Si le système est bien réalisé (ce qui ne va pas sans de grandes difficultés) la lumière ne passe que si une déformation de la surface du miroir se produit la déviant de sa trajectoire.

Pour que l'écran reproduise l'image télévisée, il faut donc que la surface soit déformée en fonction des impulsions électriques d'un signal vidéo, venant soit d'un téléviseur, lorsqu'il s'agit d'une retransmission d'un programme télévisé, soit d'une caméra dans le cas d'emploi en circuit fermé (retransmission par exemple d'une opération à un groupe d'étudiants en médecine).

## Le liquide « Eidophore ».

C'est par un procédé très astucieux que se fait la déformation du miroir. Celui-ci est recouvert d'une couche huileuse — le liquide Eidophore — dont l'utilisation en fonction du signal est obtenue en faisant appel à des forces électrostatiques développées par des charges électriques disposées par un faisceau électronique qui trace la trame correspondant au standard.

Le miroir métallisé et la couche huileuse forment les armatures d'un condensateur. Or, on sait que si l'une des armatures est reliée à la terre et que l'autre reçoit une charge négative, une quantité égale d'éner-

(Suite page 43.)

# AMÉLIORATION DU RF-27 RÉALIGNEMENT DES BC-312 ET BC-342 AUTRES SYSTÈMES DE RÉACTION SUR LA MF

par J. NAEPELS

S'il est une conversion qui a connu un extraordinaire succès, c'est bien celle du RF-24 en convertisseur pour les bandes 14, 21 et 28 MHz. Par contre, certains lecteurs nous ont fait part des résultats décevants obtenus par eux avec le RF-27. Un complément d'information sur ce dernier appareil nous paraît donc s'imposer.

Avant toute chose, rappelons que ce convertisseur, qui dans son domaine ne le cède en rien au RF-24, couvre une gamme comprenant principalement la bande amateur des 72 MHz et la bande d'émissions de radiodiffusion à modulation de fréquence (cette dernière à condition de réduire la capacité des trimmers accordant les bobinages, car autrement ce convertisseur ne permet pas de monter au-delà de 85 MHz, c'est-à-dire à la limite inférieure de la gamme FM). Naturellement, si l'on veut recevoir des émissions à modulation de fréquence, il convient de faire suivre le convertisseur d'un ampli moyenne fréquence à bande large suivi d'un discriminateur. Cela pour les lecteurs qui se sont plaints de recevoir la modulation de fréquence abominablement déformée.

Pour ce qui est de la bande-amateurs des 72 MHz, deux faits essentiels ne doivent pas être perdus de vue. C'est tout d'abord que lorsqu'on passe de la réception des ondes courtes décamétriques aux ondes courtes métriques, comme c'est le cas, l'antenne joue un rôle capital. Le simple bout de fil qui donne de bons résultats sur ondes décamétriques ne vaut plus rien lorsqu'on passe aux VHF. Avant de condamner le RF-27 il est donc indispensable de le munir d'une antenne accordée sur la fréquence à recevoir. Une telle antenne peut être très simplement réalisée en ruban bifilaire « twin-lead 300 Ω » que l'on trouve chez la plupart des détaillants. Il s'agit de l'antenne « folded ». Cette antenne présente le grand avantage sur le simple doublet d'être à bande large de sorte que son rendement demeure très acceptable même lorsqu'on s'écarte sensiblement de la fréquence pour laquelle elle a été taillée. Etant donné que les émetteurs à modulation de fréquence utilisent des puissances bien supérieures à celles employées par les amateurs-émetteurs, une antenne accordée sur la bande 2 mètres utilisée par ces derniers sera dans la plupart des cas suffisante pour recevoir également la FM. Il ne faut cependant pas perdre de vue que sur VHF une antenne — même une simple « folded » — a un effet directif très marqué, à tel point que vous risquez de ne rien entendre si elle n'est pas braquée dans la direction de l'amateur qui est en train d'émettre. Les amateurs-émetteurs utilisent d'ailleurs généralement des antennes rotatives. Il existe cependant un moyen de rendre la simple « folded » sensiblement omni-directionnelle : c'est de replier en cercle son brin horizontal. La figure 1 donne les cotes d'une telle antenne pour la bande 72 MHz. Notez que la longueur de la descente peut être quelconque. Une telle antenne, si elle ne vaut pas les antennes

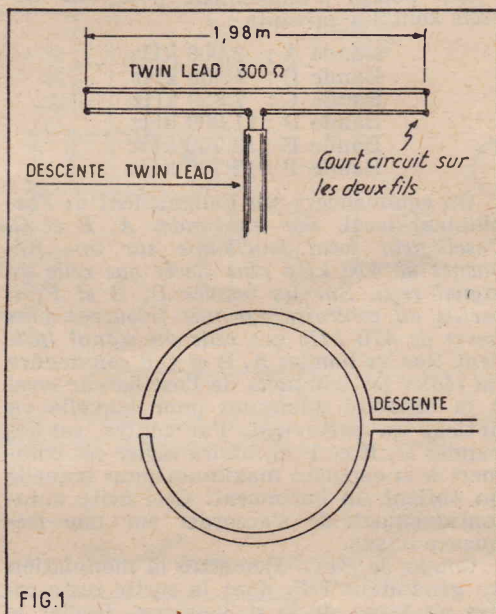


FIG.1

rotatives à grand gain telles que Yagis, Quads ou Squelettes, donne cependant de fort bons résultats. Avec une telle antenne attaquant un RF-27 nous avons pu recevoir les amateurs-émetteurs d'Afrique du Nord par bonne propagation, sans parler du trafic dans un rayon de 150 km.

Un autre fait essentiel est que la bande 72 est loin d'être aussi fréquentée que celle des 7MHz. Il faut écouter aux heures favorables : entre 11 h. et midi, entre 18 et 19 h. et entre 21 et 23 h. Et même à ces heures habituelles de trafic, il arrive fréquemment qu'il n'y ait personne sur l'aire. Il convient aussi de rappeler que la portée normale des émissions d'amateurs sur 2 m est en moyenne de 150 à 200 km et qu'elle peut être réduite considérablement par certains obstacles naturels, au point même d'être presque nulle dans certaines directions. L'écoute des VHF demande donc beaucoup de patience. Venons en maintenant aux modifications que nous avons apportées au RF 27 pour obtenir les résultats fort satisfaisants précédemment mentionnés. Elles portent uniquement sur l'étage HF du convertisseur. Nous avons tout d'abord fait table rase de tout ce qui se trouvait dans le compartiment avant sous le châssis. Enlever le petit CV de 6 pF, la prise coaxiale d'antenne, les bobinages, le petit ajustable en céramique. Elargir le trou précédemment occupé par la prise coaxiale pour mettre à la place un support de quartz servant d'arrivée de la descente d'antenne bifilaire. Enlever le support locktal de la EF54 amplificatrice HF et le remplacer par un support de lampe miniature 7 broches fixé sur une petite plaquette d'alu. Remplacer le petit CV de 6 pF par un autre de 50 pF. Nous avons en effet jugé préférable d'accorder le circuit d'entrée uniquement par ce petit CV. La cage

avant du bloc de trois CV en ligne reste en place mais n'est plus utilisée. La figure 2 montre clairement le montage à effectuer une fois les divers éléments en place.

La self L est bobinée sur un mandrin à quatre arêtes. Le bobinage a donc une section carrée dont la diagonale fait 20 mm. Il comporte trois spires espacées de fil étamé 10/10°. La longueur de l'enroulement est de 15 mm. (En pratique, nous avons utilisé tel quel le bobinage qui constituait primitivement la self du circuit grille de la mélangeuse d'un RF-25.) Le primaire servant au couplage du feeder 300 Ω est constitué par deux spires du même fil, sous gaine plastique, bobinées entre les spires du secondaire accordé.

La lampe utilisée à la place de la EF54 est une 6AK5. La grille de commande est reliée au circuit accordé d'entrée par un condensateur de 25 pF et à la masse par une résistance de fuite de 100 k. La polarisation est assurée par une résistance de 220 Ω dans le circuit cathode. Entre la grosse résistance de 10 k se trouvant dans le montage d'origine et la plaque est intercalée une petite self d'arrêt de 50 spires jointives de fil fin isolé sous soie bobinée sur un morceau de crayon à bille. La plaque est reliée à la grille de la mélangeuse par un condensateur de 25 pF (au lieu de 100 pF précédemment). Les condensateurs de découplage C1, C2, C3, C4 sont de petits condensateurs céramiques de 1.000 pF.

Aucune modification n'a été apportée au reste du montage. L'antenne étant branchée et le convertisseur relié à l'entrée du récepteur accordé sur 8 MHz servant de moyenne fréquence variable, nous avons tourné le cadran à fond de course de façon que les condensateurs variables en ligne soient au maximum de capacité. Nous avons ensuite réglé le trimmer en céramique se trouvant sous le châssis dans le compartiment de l'oscillatrice de façon à recevoir un signal dans la bande 72 MHz. Les ajustables des étages HF ainsi que le petit CV d'entrée ont été accordés de façon à obtenir le renforcement maximum de ce signal. Ainsi, les CV poussés à fond, nous sommes certains de nous trouver sur la bande 72 que

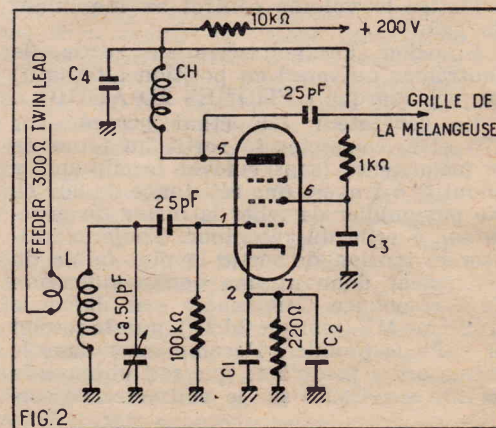


FIG.2

nous balayons sur le récepteur de trafic au alentours de 8 MHz. Le convertisseur est donc utilisé comme s'il était à fréquence

fixe, ce qui permet un bien meilleur étalonnage et une meilleure stabilité. Le cadran n'est utilisé que pour la réception de la FM.

### Réalignment des récepteurs BC-312 et BC-342.

Bien que ne répondant plus exactement à ce que l'on est en droit d'attendre de nos jours d'un récepteur de trafic, les BC-312 et BC-342, dont nous avons publié la description dans notre numéro 97 de novembre 1955, continuent à faire les beaux jours de nombreuses stations d'amateurs. Il n'est que d'écouter le trafic des amateurs-émetteurs pour s'en convaincre. Leur robustesse et leur excellente réalisation mécanique en font un bon montage de base susceptible d'améliorations. Beaucoup d'amateurs l'utilisent comme moyenne fréquence variable derrière des convertisseurs. Cela ne justifie cependant pas les prix exagérés auxquels on voit trop souvent offerts ces appareils. C'est pourquoi d'ailleurs nous avons évité de les signaler à l'attention des débutants ignorant des possibilités offertes aux « chineurs » de surplus par les marchés aux puces et foires à la ferraille.

Naturellement, l'appareil trouvé à bon compte dans ces conditions ne paie généralement pas de mine et demande pour le moins un sérieux réalignment. Aussi, pour répondre aux demandes de nombreux lecteurs, pensons-nous utile d'apporter quelques précisions complémentaires à ce sujet.

Nous commençons selon la pratique normale par l'alignement de la moyenne fréquence qui, rappelons-le, doit être accordée sur 470 kHz. Il est recommandé de laisser le récepteur et le générateur HF sous tension pendant une heure environ avant de commencer à opérer. Noter également que certaines vis de réglage des noyaux des transformateurs MF ne peuvent être atteintes sans enlever le dynamotor ou le bloc d'alimentation secteur incorporé. (En pratique, il y a fort à parier que cette alimentation ne se trouvera pas sur l'appareil et que l'amateur aura recours à une alimentation secteur extérieure raccordée par câbles à l'appareil.) Noter aussi que les vis de réglage des transfo comportent des écrous de blocage qu'il convient de desserrer avant de commencer l'alignement. Chaque transfo MF a une vis de réglage au sommet et une autre en dessous. Le transfo marqué « 1st Det Trans » est le premier transfo MF, jadis appelé « Tesla » ; celui marqué « 1st IF Trans » est en fait le second transfo MF et celui marqué « 2d IF Trans » est le troisième.

Les réglages suivants sur le panneau avant doivent être faits avant de commencer l'alignement (ne plus y retoucher ensuite) :

Placer le contacteur « OFF-MVC-AVC » sur la position « MVC ».

Si l'appareil comporte un filtre à cristal, mettre le « CRYSTAL PHASING » sur la position « OUT ».

Mettre le contacteur « CW OSC OFF-ON » sur la position « OFF ».

Mettre le volume control au maximum de gain.

Brancher un voltmètre de sortie (le contrôleur universel en position alternatif) au jack marqué « PHONES 2D AUDIO ».

Le générateur HF étant accordé sur 470 kHz, connecter sa sortie au téton de la mélangeuse (sans enlever le clip qui y aboutit) à travers une résistance de 300  $\Omega$ . Ne pas oublier de relier la masse du générateur à celle du récepteur. Toujours utiliser la tension de sortie la plus faible du générateur donnant une bonne indication de la résonance. Commencer par aligner le troisième MF (marqué 2d IF), puis le second et enfin le premier. Recommencer dans le même ordre jusqu'à ce que soit obtenue la lecture maximum sur le voltmètre de sortie.

La MF étant convenablement alignée, procéder de suite au réglage du BFO. Mettre le contacteur « CW OSC » sur la position « ON ». Supprimer la modulation du générateur HF. Mettre la flèche du bouton « CW OSC ADJUST » en position horizontale. Le trimmer du BFO est alors accessible par un trou dans le panneau avant

### (Alignement des circuits HF.

Les points d'alignement pour ces circuits sont les suivants :

Bande A : 2.900 kHz  
Bande B : 4.900 kHz  
Bande C : 7.850 kHz  
Bande D : 11.000 kHz  
Bande E : 13.750 kHz  
Bande F : 17.700 kHz

On commencera par l'alignement de l'oscillateur local. Sur les bandes A, B et C, l'oscillateur local fonctionne sur une fréquence de 470 kHz plus élevée que celle du signal reçu. Sur les bandes D, E et F, il oscille au contraire sur une fréquence plus basse de 470 kHz que celle du signal incident. Sur les bandes A, B et C il conviendra de régler les trimmers de l'oscillateur local à la capacité minimum pour laquelle on obtient un battement. Par contre, sur les bandes D, E et F, il faudra régler ces trimmers à la capacité maximum pour laquelle on obtient un battement. Ceci évite automatiquement de s'accorder sur une fréquence-image.

Couper le BFO. Remettre la modulation au générateur HF, dont la sortie reste reliée au téton de la mélangeuse. Régler le générateur sur la fréquence convenable (indiquée précédemment) pour la bande à aligner. Le récepteur étant accordé sur cette gamme, le trimmer de l'oscillateur local doit être ajusté de façon à obtenir la déviation maximum du voltmètre de sortie. Tenir compte de ce qui a été dit plus haut pour éviter de s'accorder sur une fréquence-image.

Lorsque ces opérations ont été effectuées pour toutes les gammes sur les fréquences d'alignement spécifiées, passer à l'alignement des étages HF proprement dits.

Enlever les vis à tête plate et la plaque de blindage qui recouvre les bobinages de l'ampli HF. La sortie du générateur HF doit être reliée au téton de grille du second tube HF par un condensateur de 50 pF. Aligner le circuit grille de la mélangeuse pour obtenir le gain maximum. Puis, connecter la sortie du générateur au téton de

(situé au-dessus du contacteur « CW OSC OFF-ON ») après avoir enlevé le capuchon. Agir sur le trimmer jusqu'à ce qu'on entende une note de battement. Faire le battement nul. Faire tourner le bouton « CW OSC ADJUST » de 90° vers la droite. Pendant cette rotation, la note du signal doit monter vers l'aigu, puis diminuer lorsqu'on se rapproche de la position horizontale. A titre de vérification, faire varier l'accord du cadran de l'appareil sur une gamme étendue de fréquences : la note de battement ne doit pas varier si le BFO a été bien réglé.

grille de la première lampe HF et aligner le circuit grille du second étage HF. Laisser en place les clips sur les tétons chaque fois qu'on y connecte le générateur. Lorsqu'on agit sur les trimmers d'une gamme, ne pas toucher à ceux des autres.

Régler d'abord tous les circuits d'une gamme avant de passer à une autre. Faire attention à utiliser le niveau de sortie minimum du générateur. Pour l'alignement du circuit antenne, mettre le bouton « ALIGN INPUT » à mi-course (la flèche pointée vers le haut) et ajuster le trimmer du circuit grille du premier étage HF pour obtenir le maximum de gain. Cet alignement doit être vérifié pour tous les points de la gamme. Il est cependant à noter qu'un alignement parfait n'est généralement pas possible sur toute l'étendue des gammes A et B et qu'une position de compromis doit être déterminée en vérifiant plusieurs fois l'alignement sur toute la bande puis en adoptant le réglage donnant les meilleurs résultats.

Vérifier finalement l'alignement sur au moins trois points de chaque gamme. Ne pas s'affoler si cela ne colle pas exactement : en pratique un alignement parfait n'est jamais obtenu. Si l'alignement apparaît impossible sur une ou plusieurs gammes, se rappeler ce que nous avons dit sur le soin qu'il faut apporter à ce que la fréquence initiale d'alignement de l'oscillateur local soit du bon côté par rapport à celle du signal incident.

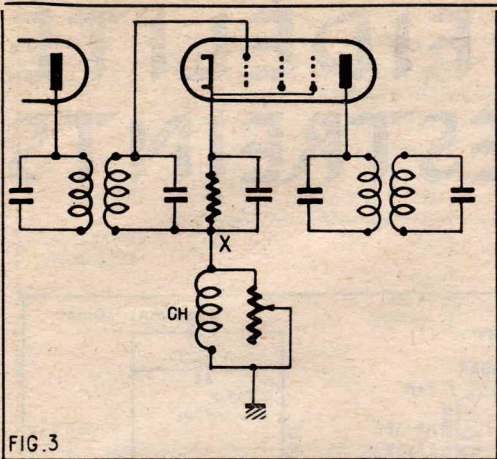
Convenablement alignés, ces récepteurs doivent délivrer un signal de sortie d'au moins 10 mW pour un signal d'entrée de 5  $\mu$ V, et ce, sur n'importe quelle fréquence de leur gamme de réception, avec un rapport signal bruit de fond de 4 à 1. S'il n'en est pas ainsi et si les lampes sont bonnes il y a tout lieu de penser que l'appareil a subi quelque détérioration et l'on se trouve devant un problème de dépannage plus ou moins ardu. Une bonne précaution consiste à remplacer les condensateurs de découplage qui constituent le point faible de ces récepteurs.

### A l'attention des possesseurs de BC-453, BC-454 et BC-455.

Ces récepteurs se prêtent particulièrement bien au trafic en poste mobile, ainsi que certains amateurs l'ont déjà découvert. Leurs petits dynamotors s'embrochant sur leur « plage arrière » seraient pour cela bien pratiques s'ils n'étaient pas conçus pour être alimentés par un accumulateur de 24 à 28 V qui ne se trouve pas dans une automobile. Signalons toutefois qu'il existe aux surplus des dynamotors absolument identiques si ce n'est qu'ils sont alimentés sous 12 V : les DY 1-ARR2, qui délivre également 250 V sous 60 m. Si vous avez une voiture à accumulateur 12 V et un récepteur Command Set, le DY1-ARR2 vaut la peine d'être recherché.

Autres systèmes de réaction sur la MF permettant d'augmenter la sélectivité et la sensibilité de récepteurs surplus déficients.

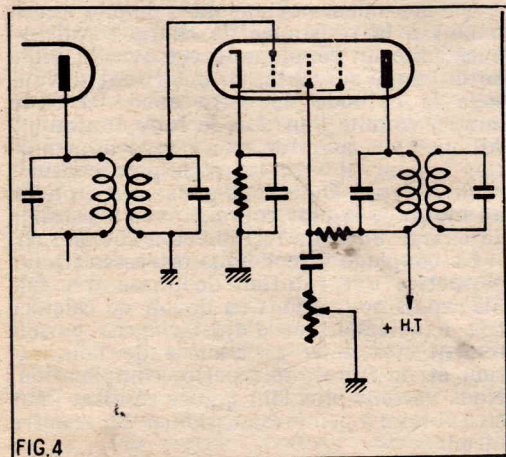
Dans un article précédent nous avons rappelé, à l'intention de nos jeunes lecteurs n'ayant pas connu la période « héroïque » d'avant guerre, les intéressantes possibilités offertes par la réaction sur la moyenne fréquence pour améliorer simplement la sélectivité en même temps que la sensibilité de récepteurs déficients à cet égard comme le sont pas mal d'appareils surplus. Le procédé consistant à établir un couplage capacitif entre grille et plaque de la lampe MF, dont nous avons vu l'application aux BC-454 et BC-455, malgré sa simplicité et sa souplesse, présente l'inconvénient, pas bien grave il est vrai, d'apporter un désaccord des circuits MF et de nécessiter leur réalignment. Il est également peu pratique de relier la grille à la plaque par une petite capacité lorsque l'une se trouve au sommet



de l'ampoule et l'autre sous le châssis. C'est pourquoi nous vous présentons deux autres montages, tout aussi souples que le précédent, mais présentant l'avantage de n'apporter aucun désaccord des enroulements MF et de ne pas nécessiter de liaison grille-plaque.

Le premier de ces montages (fig. 3) consiste en l'introduction d'une réaction cathodique. Entre l'extrémité « froide » du secondaire du transfo MF d'entrée et la masse, on intercale une self d'arrêt. La résistance shuntée de polarisation du circuit cathode de la lampe est déconnectée de la masse et reliée au point X de jonction du secondaire du transfo MF et de la self d'arrêt. Donner à cette dernière la valeur précise convenable pour créer la réaction maintenant la lampe à la limite d'accrochage serait pratiquement impossible. Il y a d'ailleurs intérêt à pouvoir jouer sur le degré de réaction. On contrôle donc le degré de réaction en shuntant la self d'arrêt par une résistance variable. La valeur de ce potentiomètre ainsi que celle de la self d'arrêt n'ont absolument rien de critique. Dans la plupart des cas, une vieille bobine d'accord petites ondes fait parfaitement l'affaire comme self et la valeur du potentiomètre peut aller de 1.000 à 10.000  $\Omega$ . Ne pas appliquer la CAV à l'étage MF dans lequel on introduit une réaction.

Le second montage (fig. 4), également intéressant, est basé sur le fait qu'un découplage insuffisant de l'écran d'une lampe tétrode ou pentode la fait accrocher. On sait que le rôle de l'écran, mis à la masse du point de vue HF par le condensateur de découplage, a justement pour objet de former un blindage électrostatique entre grille et plaque pour empêcher l'accrochage. L'utilisation d'un condensateur variable de découplage à la place du condensateur fixe habituel permettrait de contrôler le degré de réaction pour se régler à la limite d'accrochage de la lampe, mais ce ne serait pas pratique étant donné la grosse capacité variable qu'il faudrait employer. Le même résultat peut être obtenu beaucoup plus faci-



lie, mais de signe contraire, s'accumule dans la plaque réunie à la terre. Ceci engendre une force attractive proportionnelle au carré de la charge.

Lorsque le faisceau électronique d'un tube cathodique illumine au point d'impact l'écran fluorescent, la fluorescence de ce dernier doit avoir une rémanence bien déterminée afin que l'image soit visible juste le temps voulu et disparaisse pour faire place à l'image suivante. Le même problème se pose avec la couche « Eidophore », sa viscosité doit être déterminée pour conserver l'ondulation le temps voulu pour qu'elle atteigne son maximum et sa conductibilité doit permettre l'écoulement rapide de la charge (1/100 de seconde environ).

Le miroir concave avec sa couche huileuse de 0,1 mm est l'élément essentiel de l'« Eidophore » il est logé ainsi que le canon électronique dans une cassette où le vide est assuré par une pompe à vide spéciale. Dans la cassette se trouve également : un distributeur qui chasse l'huile sur le miroir, lui-même animé par un lent mouvement de rotation pour maintenir l'huile à la surface ; un égaliseur qui l'étale à l'épaisseur voulue. Un système de circulation d'eau réfrigéré est prévu afin que l'huile soit maintenue à une température de 5 à 6° C.

### Mise en service et fonctionnement.

L'« Eidophore », 1960 outre un nouveau système de miroirs, présente par rapport au modèle original des perfectionnements importants et des dimensions réduites qui permettent de le loger dans une cabine de cinéma. Son fonctionnement est silencieux et le projecteur indépendant n'exige pas de cabines insonorisées.

Pour sa mise en service l'« Eidophore » n'exige qu'une prise de courant alternatif de 2,5 AW - 50 TS - 220 V. Un système d'alimentation en courant continu pour la lampe au Xénon et un en eau froide pour la pompe à diffusion. Un dispositif de verrouillage interdépendant met l'« Eidophore » à l'abri des erreurs de manipulation et assure la sécurité de l'opérateur. Ce dernier suit sur des lampes témoins le fonctionnement et peut immédiatement intervenir en cas d'incidents.

lement en mettant une résistance variable en série avec le condensateur de découplage normal. Le procédé est analogue à celui couramment employé comme « contrôle de tonalité » sur la BF de récepteurs de radiodiffusion. La seule chose à faire consiste donc à déconnecter de la masse l'extrémité du condensateur de découplage d'écran qui y est normalement soudé, de la relier à l'une des extrémités d'un potentiomètre dont on relie le curseur à la masse. Comme dans le cas précédent, la valeur de ce potentiomètre n'est pas critique. Une résistance de 50.000  $\Omega$  convient parfaitement. Ce potentiomètre peut sans inconvénient être à résistance carbone.

Tous les systèmes de réaction sur la MF offrent un moyen économique de « regonfler », tant du point de vue de la sélectivité que de la sensibilité, les récepteurs surplus dont l'amplificateur moyenne fréquence est insuffisant et dans lesquels la place manque pour apporter des perfectionnements plus compliqués et encombrants. C'est le cas de tous les récepteurs n'ayant qu'un seul étage MF, comme par exemple, le R-61. Ils offrent en outre l'avantage de permettre la réception des télégraphies non-modulées (CW) sans avoir recours à un BFO. Il suffit pour cela de pousser la réaction au-delà de la limite d'accrochage.

### Présent et avenir de l'« Eidophore ».

Pour le présent, les retransmissions sans aucune défaillance des Jeux Olympiques de Rome, sur l'écran de 7 x 5 m d'un cinéma parisien ont convaincu les assistants de la qualité du procédé, du point de vue luminosité, netteté et stabilité.

Les téléspectateurs ont pu constater tout ce que l'image agrandie gagnait en vérité et en présence, et c'est peut-être là le début de l'entrée de la télévision dans les salles de cinéma. L'« Eidophore », constitue aussi un excellent moyen d'enseignement et ce n'est que son prix élevé : 160.000 NF, qui peut freiner son application à des fins didactiques.

M.A.D.

VOUS PRÉSENTE LE NOUVEAU

## MAGNÉTOPHONE LUXE MELOVOX

### 4 VITESSES

19 - 9,5 - 4,75 - 2,54 cm/s

### 16 HEURES

DE DÉFILEMENT 2,54 cm/s AVEC  
BOBINE NORMALE DOUBLE PISTE

C  
R  
É  
D  
I  
T  
  
12  
M  
O  
I  
S



C  
R  
É  
D  
I  
T  
  
12  
M  
O  
I  
S

**CET APPAREIL COMPORTE TOUS  
LES PERFECTIONNEMENTS :**

- Double contrôle de tonalité.
- Double contrôle d'enregistrement.
- Double commande d'arrêt.
- 2 haut-parleurs.
- Compte-tours chronométrique.

**PAR EXTENSION, POSSIBILITÉ :**

- d'enregistrement téléphonique,
- de lecture stéréophonique.

**MELOVOX complet 1250.00**

**PRET A FONCTIONNER**

en coffret luxe, avec micro, 1 bobine pleine et 1 vide.  
(Brochure en couleurs contre 2 timbres 0,25).

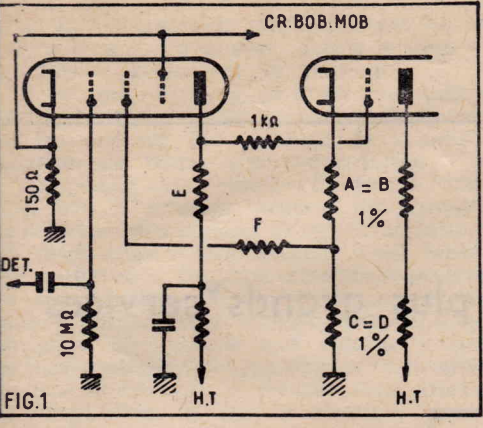
**CRÉDIT OU FACILITÉS DE PAIEMENT  
sans intérêts**

25 % DE RÉDUCTION pour EXPORT et AFN

## SOCIÉTÉ RECTA

37, AVENUE LEDRU-ROLLIN  
PARIS XII<sup>e</sup>  
TÉL. : DIDerot 84-14.





Allions-nous porter notre résistance de charge à 1 ou 2 M $\Omega$  pour obtenir en outre ce qu'on a coutume d'appeler une amplificatrice sous-alimentée (fig. 1). Bien que la capacité Gr. A. de la EF89 soit très faible, nous craignons que les aigus soient un peu amoindris, et nous avons renoncé pour nous en tenir au montage habituel, c'est-à-dire avec une résistance de charge relativement faible pour une pentode 150.000 à 180.000  $\Omega$  (au lieu de 220.000 et plus), le gain demeurant encore satisfaisant eu égard à la présence de notre résistance de 10 MG. Nous avons même perfectionné le système en y adjoignant un circuit correcteur pour diminuer un peu le gain dans l'aigu (22.000  $\Omega$  et 195 cm), ce qui à 3.500 périodes représente une charge de 22.000  $\Omega$  + environ 23.000  $\Omega$  en parallèle avec la résistance de 180.000 de charge, donc, gain diminué de ce côté.

Pour que la rotation de phase dans le grave ne soit pas exagérée, nous avons porté le condensateur de liaison à 0,2  $\mu$ F (au lieu du traditionnel 0,02 ou 0,05). On trouve maintenant couramment dans le commerce de très bons condensateurs, très bien isolés, qui ne risquent pas d'apporter à la grille qui suit une polarisation positive.

Dans la grille de notre déphaseuse, nous trouvons d'abord une résistance de fuite de valeur élevée. Il importe en effet que, sans exagération, cette valeur (800.000 à 1 MG), soit bien plus élevée que la valeur de la R. de charge de la lampe précédente (4 ou 5 fois plus pour bien faire).

Cette résistance n'est pas connectée à la masse, mais entre la résistance de polarisation et la résistance cathodique de la déphaseuse pour le bon équilibre de potentiel de l'ensemble.

Notre déphaseuse EF41 a été choisie pour la faculté qu'elle possède d'admettre une forte polarisation.

Si une admission plus importante avait été jugée plus nécessaire, nous aurions eu alors intérêt à adopter un tube admettant une forte polarisation et un débit anodique plus élevé.

Dans les deux branches, anode et cathode, de notre déphaseuse, montée en triode, vous remarquerez en série des résistances identiques et de même valeur, 50.000 + 5.000 d'une part, idem d'autre part.

Il est de la plus haute importance d'acquiescer des résistances étalonnées avec tolérance aussi faible que possible (ici 1 %). La liaison entre déphaseuse et lampes de puissance aura également lieu par condensateurs de forte capacité 0,2 à 0,25  $\mu$ F max. pour une bonne transmission des basses.

Comme résistances de fuite pour nos 2 tétrodes, afin de ne pas affecter le parfait équilibre de notre système, nous emploierons deux résistances de fuite de faible valeur parfaitement étalonnées (300.000  $\Omega$  à 1 %), en ne prenant même qu'une fraction de notre tension de sortie (R. 20.000  $\Omega$  en série avec R. 300.000, prises médianes

aux grilles d'entrée des 6AQ5). La perte qui en résultera à la sortie ne sera pas considérable.

Arrêtons-nous là, pour donner les raisons d'un choix que nous avons à faire entre trois solutions pour notre montage P.P. Chacun sait que la triode de puissance possède un fort coefficient d'amplification, mais produit un taux inadmissible de distorsion en harmonique 3. Il faut alors, ou bien lui appliquer une forte contre-réaction pour minimiser ce défaut, ou bien le monter en triode. Elle perd alors ses qualités de forte amplificatrice. Il lui faudra 40 V à l'entrée au lieu de 5 V. Un autre moyen consisterait à lui faire donner un taux d'harmoniques pairs important, puisque le push-pull les annulera, et obtenir de la sorte un taux de distorsion d'harmoniques impairs beaucoup plus faible.

Mais la trétrode fera très bien notre affaire, car elle possède un taux d'harmoniques impairs beaucoup plus petits que le taux d'harmoniques pairs. Si en outre nous la montons non pas en triode (l'amplification deviendrait trop faible) mais de telle façon que ce tube ne soit ni triode ni pentode, mais en quelque sorte en partie l'une et l'autre, il est clair que nous garderons une grande partie des qualités que nous cherchons à conserver. Il s'agit d'un compromis.

S'il nous faut par exemple à l'entrée 5 V pour moduler une pentode, 12 V pour moduler une tétrode, et 40 V pour moduler une triode. Il ne nous faudra guère que 12 à 13 V pour moduler notre nouvelle G AQ6 modifiée.

Il ne restera plus à faire disparaître par la contre-réaction qu'un taux insignifiant d'harmoniques impairs.

Nous avons donc fait notre premier essai sans utiliser les deux prises écrans. Nous avons obtenu une qualité déjà très bonne, mais légèrement criarde, malgré la présence d'une CR de tension appliquée d'une part à l'ensemble du circuit BF et d'autre part une légère CR de tension de plaque à grille, séparément sur chacun des deux tubes, malgré également l'emploi d'un transfo de 28.000 au lieu de 10.000  $\Omega$ .

Nous avons ensuite fait un deuxième essai en appliquant une contre-réaction d'intensité sur les grilles écran (fig. 2) et en shuntant la résistance cathodique par un condensateur pour ne pas avoir deux taux différents de CR. Résultats déjà meilleurs.

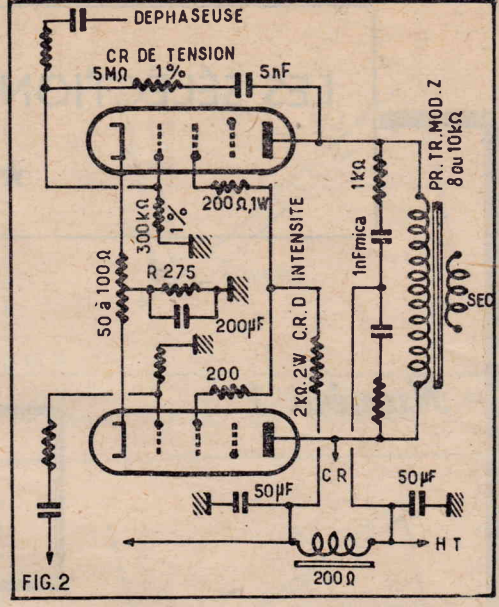
En troisième lieu, après avoir enlevé la R de 2.000  $\Omega$ , nous avons connecté les écrans aux prises du transfo. Nous sommes ainsi arrivés à ce qu'on appelle le montage ultra-linéaire, avec une tonalité douce et agréable...

A noter que ce montage a quelquefois tendance à auto-oscillation si les enroulements du transfo ne sont pas parfaitement établis; c'est la raison pour laquelle il vaudrait peut-être mieux, si vous n'êtes pas sûr de la qualité impeccable de votre transfo, d'en revenir au montage n° 2.

La contre-réaction appliquée ici sera largement suffisante; n'exagérez pas le taux de CR, le mieux pourrait devenir l'ennemi du bien.

Que voyons-nous comme autre particularité dans ce montage? Eh bien, du côté de l'alimentation. Encore une solution économique: l'emploi d'un autotransfo et d'une seule cellule de redressement; mais celle-ci devant nécessairement être prévue pour redresser au moins 250 V sous 50 millis.

Une prise médiane sur l'enroulement de chauffage. Le point milieu n'est pas connecté à la masse mais porté à un potentiel d'une trentaine de volts. Simple mesure complémentaire de sécurité, la tension



filament cathode de notre déphase n'étant pas négligeable.

Dans le circuit haute tension et avant filtrage, nous avons placé une ampoule fusible de 0,35 A 12 V (autres valeurs à essayer pour éclairage minimum), qui nous servira en même temps d'ampoule cadran.

Ne vous étonnez donc pas si, à l'allumage de votre poste, le courant de pointe du premier condensateur de filtrage donne lieu à un éclair très bref, suivi d'un éteignage, puis d'un éclaircissement après quelques secondes. Ceci est normal. Nous avons utilisé ce P.P. avec un poste à amplification directe HF. 6BAG, légère CR, réglage manuel de la pente (Polar.). Et une détection Sylvania, à puissance moyenne, on peut dire que les résultats sont parfaits, il existe un déphasage entre chaque tube.

Pour terminer, un moyen très simple maintenant pour vérifier le bon équilibrage de votre P.P.

Déconnectez le côté plus du condensateur de découplage de cathodes (200  $\mu$ F). Shuntez la résistance de polarisation commune de 360  $\Omega$  avec votre voltmètre. Réglez le potentiomètre de façon à ce que l'aiguille demeure immobile ou ne bouge presque pas. Nous ne pensons pas utile de répéter encore une fois que, si vous voulez vraiment tirer parti d'un montage de ce genre, il est absolument indispensable de ne pas employer une ébénisterie trop petite (100 dm<sup>3</sup> au moins) et un diffuseur de diamètre inférieur à 21 cm (membrane légère de préférence). Choisissez ce dernier avec aimant puissant — 1.000 Gs ou plus — ou mieux encore un HP double cône.

**SCIENCES VOYAGES**

vous fait faire  
chaque mois  
**LE TOUR  
DU MONDE**





Cette triode est polarisée par une résistance de cathode de  $3.300 \Omega$  découplée par un condensateur de  $2,2 \text{ nF}$ . En raison de cette valeur de découplage la résistance de cathode introduit une contre-réaction d'intensité sauf pour les fréquences très aiguës, ce qui a pour effet de relever dans cette région la courbe de transmission. La charge plaque de cet étage est une résistance de  $100.000 \Omega$  entre laquelle et la ligne HT on a placé une cellule de découplage formée d'une résistance de  $33.000 \Omega$  et d'un condensateur de  $50 \mu\text{F}$ .

Cet étage attaque la grille de commande d'une section triode d'une seconde 12AX7 par l'intermédiaire d'un condensateur de liaison de  $50 \text{ nF}$  et d'un potentiomètre de  $1 \text{ M}\Omega$  servant de volume contrôle. Cette triode 12AX7 est polarisée par une résistance de cathode de  $4.700 \Omega$  découplée par  $25 \mu\text{F}$ . Entre cet ensemble de polarisation et la masse se trouve une résistance de  $47 \Omega$  qui entre dans la composition d'un circuit de contre-réaction que nous examinerons plus loin. Le circuit plaque est chargé par une  $560.000 \Omega$ . Ce circuit contient également une cellule de découplage dont les éléments sont une résistance de  $100.000 \Omega$  et un condensateur de  $32 \mu\text{F}$ . Entre la plaque de cette triode et la masse se trouve un circuit constitué par un condensateur de  $22 \text{ pF}$  en série avec une résistance de  $47.000 \Omega$ . Il est destiné à éviter la rotation de phase qui par le circuit de CR risquerait de provoquer des accrochages à certaines fréquences.

La seconde triode de la 12AX7 est montée en déphaseuse du type cathodyne. Sa grille est reliée à la plaque triode précédente par un condensateur de  $50 \text{ nF}$ . Le potentiel de cette grille est fixé par rapport à la cathode par une résistance de fuite de  $2,2 \text{ M}\Omega$ . Le circuit cathode contient une résistance de charge de  $47.000 \Omega$ . Dans le circuit plaque la charge est constituée par une résistance de  $33.000 \Omega$  en série avec une résistance variable de  $18.000 \Omega$ . On peut ainsi lors de la mise au point ajuster la charge anodique de manière que les tensions BF en opposition de phase, recueillies dans les circuits cathode et plaque, soient rigoureusement égales. Ce sont ces tensions BF qui servent à l'attaque de l'étage final push-pull.

Le push-pull final utilise deux EL84 fonctionnant en classe AB. La grille de commande de l'une d'elles est reliée à la plaque de la déphaseuse par un système de liaison comprenant un condensateur de  $50 \text{ nF}$ , une résistance de fuite de  $560.000 \Omega$  et une résistance de blocage de  $1.000 \Omega$ . Un système de liaison identique réunit la grille de la seconde EL84 à la cathode de la déphaseuse.

Les lampes du push-pull sont polarisées par une résistance de cathode commune. Nous voyons en réalité une  $150 \Omega$  en série avec une résistance variable de  $0$  à  $250 \Omega$  ce qui permet d'ajuster très exactement la polarisation. Cet ensemble est découplé par un condensateur de  $500 \mu\text{F}$ .

Le transformateur d'adaptation du HP est de haute qualité. Il est prévu pour une impédance de bobine mobile de  $16 \Omega$ . Dans ce cas l'impédance primaire doit être de  $7.000 \Omega$  de plaque à plaque. Le secondaire est shunté par une résistance de  $22 \Omega$  en série avec un condensateur de  $0,1 \mu\text{F}$ . Cet ensemble a également pour but de supprimer la rotation de phase. Sur ce secondaire est branché un circuit de contre-réaction qui aboutit au circuit cathode de la triode 12AX7 placée avant l'étage déphaseur. La résistance de  $47 \Omega$  que nous avons déjà mentionnée constitue une des branches de ce circuit, l'autre branche étant une résistance de  $750 \Omega$  shuntée par un condensateur de  $1 \text{ nF}$ . La présence du condensateur a pour effet de relever le niveau des fréquences aiguës.

De manière à étendre le registre des fréquences acoustiques reproduites dans l'extrême aiguë un PH statique est associé au haut-parleur principal. En général on attaque cette cellule directement à partir du secondaire du transfo d'adaptation. On peut constater que, dans la majorité des cas, avec ce procédé la cellule statique délivre une puissance sonore trop faible de sorte que l'ensemble reste encore déficient pour cette partie du spectre sonore. Ici on a pallié à cet état de choses en plaçant entre le secondaire du transfo d'adaptation et la cellule statique deux étages amplificateurs mettant en œuvre les triodes d'une 12AT7.

A la sortie du secondaire du transfo d'adaptation nous trouvons un filtre de coupure à  $10.000$  périodes qui ne laisse passer que les fréquences « aiguës ». Ce filtre est une cellule en T composée de deux condensateurs de  $1,8 \text{ nF}$  et d'une self. Les résistances de  $4.700 \Omega$  servent à adapter l'impédance d'entrée et de sortie du filtre à son impédance caractéristique.

Le circuit grille de la première triode 12AT7 contient un potentiomètre de  $1 \text{ M}\Omega$  servant à régler le niveau des aiguës et une résistance de  $1.000 \Omega$ . Cette lampe est polarisée par une résistance de  $1.200 \Omega$  non découplée. Sa plaque est chargée par une résistance de  $100.000 \Omega$ . La liaison entre cette plaque et la grille de la triode suivante se fait par un condensateur de  $2,2 \text{ nF}$  une résistance de fuite de  $560.000 \Omega$  et une résistance de blocage de  $1.000 \Omega$ . Le circuit plaque est chargé par une self identique à celle du filtre d'entrée. L'attaque de la cellule électrostatique a lieu à travers un condensateur de  $0,1 \mu\text{F}$  en série avec une résistance de  $1.500 \Omega$ . La polarisation de cette cellule se fait à partir de la HT à travers une résistance de  $10 \text{ M}\Omega$ . Un circuit de CR composé d'un condensateur de  $50 \text{ nF}$  en série avec une résistance de  $220.000 \Omega$  englobe les deux étages de l'amplificateur de la cellule.

L'alimentation comporte un transfo débitant  $90 \text{ mA}$  à la HT. Cette HT redressée par une valve AZ80 est filtrée par une cellule composée d'une résistance de  $4.700 \Omega$  et de deux condensateurs électrochimiques de  $50 \mu\text{F}$ .

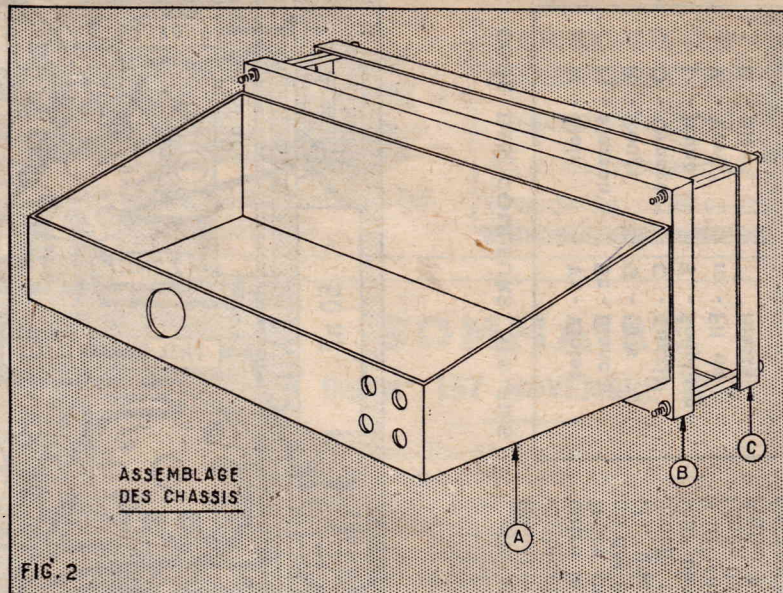
A l'entrée de ce filtre est prise la HT1 qui sert à l'alimentation du push-pull et du troisième étage amplificateur de tension. A la sortie du filtre on prélève la HT2 qui alimente le reste de l'amplificateur.

Le circuit de chauffage comporte un potentiomètre destiné à l'équilibrer et dont le curseur ne va pas à la masse mais à une tension de  $+15 \text{ V}$  obtenue par un pont formé d'une résistance de  $220.000 \Omega$  et d'une de  $150.000 \Omega$ . Ce pont est découplé par un condensateur de  $25 \mu\text{F}$ .

#### Réalisation pratique.

La figure 2 montre une vue arrière en perspective du châssis de façon à bien préciser la disposition des différentes parties qui sont représentées en vue éclatée sur le plan de câblage de la figure 3. La figure 4 donne une vue de dessus de ce châssis.

On boulonne la face B au socle A. Sur



la partie A on fixe les supports de lampes. En dessous on soude les relais aux cosses A, B, C, D, E, F et on boulonne le petit blindage. Sur le dessus on soude les relais G, H et I.

Sur la face postérieure du panneau B, c'est-à-dire du côté du socle A on monte la self HP statique presque sous le relais G. Sous le socle A on dispose la seconde self de HP statique. Le potentiomètre de  $1 \text{ M}\Omega$  et les deux potentiomètres loto de  $250 \Omega$ . Sur le dessus on monte les condensateurs électrochimiques, deux de  $2 \times 50 \mu\text{F}$  et un de  $2 \times 32 \mu\text{F}$ . Il s'agit de condensateurs de  $350 \text{ V}$  de tension de service. Sur le dessus du socle A on monte encore le transfo de HP et le transfo d'alimentation. Sur le côté arrière de ce socle on place la prise HP à quatre broches et les quatre douilles d'entrée.

A l'avant du panneau B on boulonne la plaque à 54 cosses. Enfin sur le panneau avant C on monte le voyant lumineux, le potentiomètre de volume de  $1 \text{ M}\Omega$  à interrupteur, les deux potentiomètres de tonalité de  $1 \text{ M}\Omega$  et le commutateur de fonction qui comporte deux galettes. Ce panneau avant sera mis en place ultérieurement sur le reste du châssis.

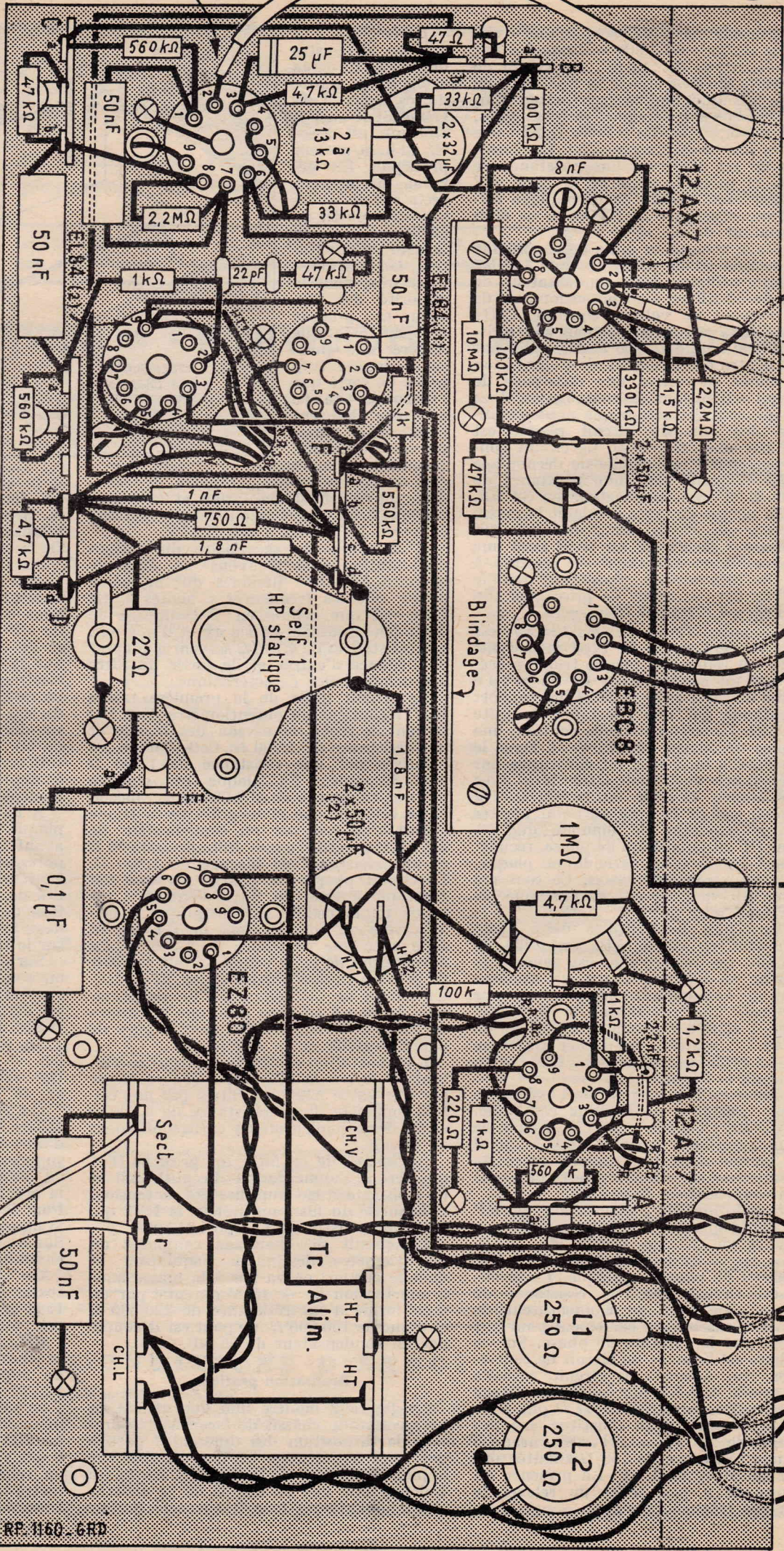
Sur la plaque à cosses du panneau B on soude les résistances et condensateurs comme il est indiqué sur la figure 3. Puis sur cette plaque on relie l'une à l'autre les cosses ci-après énumérées : 1 et 3, 5 et 7, 12 et 16, 15 et 17, 22 et 24, 31 et 35, 32 et 34, 36, 47 et 49, 44, 46 et 48, 5 et 53. On relie au châssis les cosses 23, 27, 29, 43, 45, 51 et 53.

On relie également au châssis le point milieu de l'enroulement HT du transfo d'alimentation, le blindage central du support 12AT7. Pour le support 12AX7 (1) on réunit au châssis le blindage central et la broche 8 et celui du support 12AX7 (2). Pour le support EBC81 on relie au châssis le blindage central et les broches 6, 7 et 8. Sur les supports 12AT7 et 12AX7 on relie ensemble les broches 4 et 5.

On soude des fils nus rigides entre les cosses a puis entre les cosses b des relais H et I. Par des torsades de fil de câblage ces connexions sont reliées aux cosses « CH.L » du transfo d'alimentation, aux broches 4 et 9 du support 12AX7 (2), 4 et 5 du support EBC81, 5 et 9 du support 12AT7, 4 et 5 des deux supports EL84, 5 et 9 du support 12AX7 (1). Toujours par une torsade de fil de câblage on relie les broches 4 et 5 du support EZ80 aux cosses « CH.V » du transfo. De la même façon on relie les cosses extrêmes du potentiomètre loto L1 à l'enroulement « CH.L » du transfo d'alimentation.

CODE DES COULEURS DES FILS

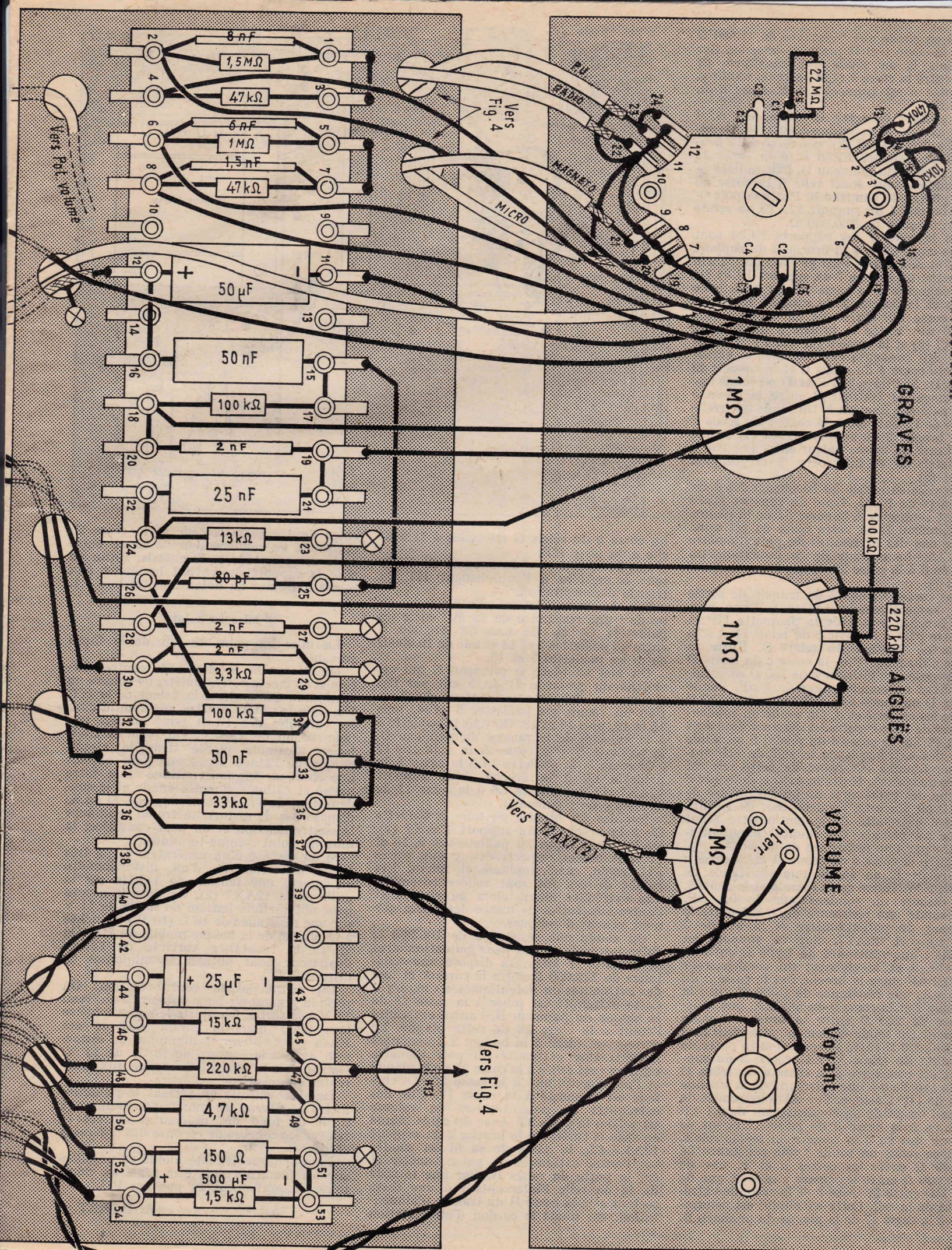
N - Noir	Vt - Violet
M - Marron	Bc - Blanc
R - Rouge	G - Gris
O - Orange	C - Coaxial
J - Jaune	S - Souplisso
V - Vert	m - Fil nu
B - Bleu	masse



Sur le support 12AX7 (1) on soude : une résistance de 1.500  $\Omega$  entre la broche 3 et le châssis, une résistance de 2,2 M $\Omega$  entre la broche 2 et le châssis, une résistance de 330.000  $\Omega$  entre la broche 1 et un des pôles + du condensateur 2  $\times$  50  $\mu$ F (1), une résistance de 100.000  $\Omega$  entre la broche 6 et le même pôle + du condensateur électrochimique, un condensateur de 8 nF entre les broches 1 et 7 et une résistance de 10 M $\Omega$  entre la broche et le châssis. Entre les deux pôles + du condensateur

de 47.000  $\Omega$ . Le second pôle + est connecté à la cosse 31 de la plaque de la face B. La broche 5 du support est connectée par un fil blindé dont la gaine est soudée au châssis, à la cosse 12 de cette plaque. La broche 1 du support EBC81 est reliée à la cosse 32 de la plaque de la face B et la broche 3 à la cosse 30 de cette plaque. Sur le support 12AX7 (2) on soude : une résistance de 4.700  $\Omega$  et un condensateur de 25  $\mu$ F entre la broche 3 et la cosse b du relais B, une résistance de 560.000  $\Omega$  entre

condensateur de 50 nF entre les broches 1 et 7 ; une résistance de 2,2 M $\Omega$  entre les broches 7 et 8, un condensateur de 22 pF en série avec une 47.000  $\Omega$  entre la broche 7 et le châssis, une résistance de 33.000  $\Omega$  en série avec une résistance ajustable de 10.000  $\Omega$  entre la broche 6 et un des pôles + du condensateur 2  $\times$  32  $\mu$ F. Entre ce pôle + et la cosse a du relais B on soude une résistance de 33.000  $\Omega$ . Entre l'autre pôle + du condensateur et cette cosse a on dispose une résistance de 100.000  $\Omega$ . Ce pôle +



lequel on soude une résistance de  $47.000 \Omega$  entre la cosse *b* et la patte de fixation. Sur le relais B on soude une résistance de  $47 \Omega$  entre la cosse *b* et la patte de fixation. La cosse *b* est connectée à la cosse *c* du relais F.

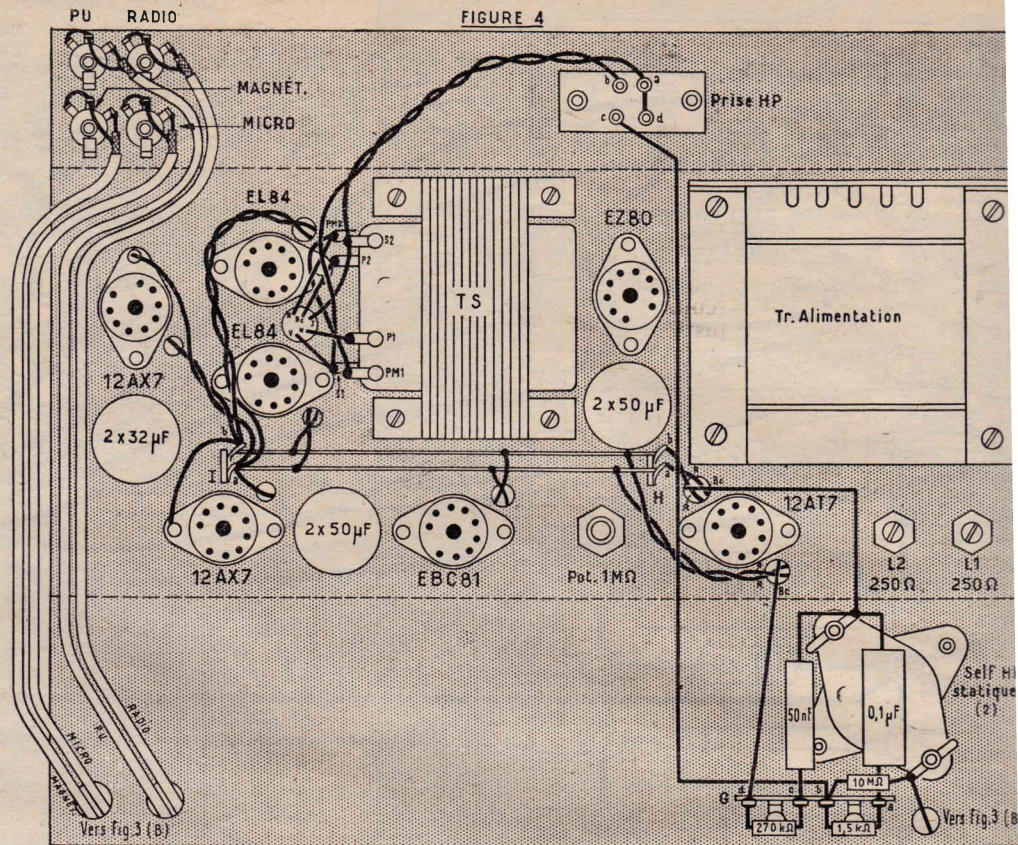
La cosse *a* du relais B est reliée à celui des pôles + du condensateur électrochimiques  $2 \times 50 \mu F$  (2), connecté à la broche 3 du support EZ80 et à la cosse 49 de la plaque du panneau B, l'autre pôle + du condensateur étant relié à la cosse 50 de la plaque du panneau B. Entre ce pôle + et la broche 1 du support 12AT7 on soude une résistance de  $100.000 \Omega$ .

Les broches 9 des supports EL84 sont reliées entre elles, à la broche 3 du support EZ80 et aux cosses PM1 et PM2 du transfo de sortie. La broche 7 du support EL84 (1) est connectée à la cosse P1 du transfo de sortie et la broche 7 du support EL84 (2) à la cosse P2. On soude un condensateur de  $50 \text{ nF}$ . Entre la broche 6 du support 12AX7 (2) et la cosse *a* du relais F. On dispose un condensateur de même valeur entre la cosse *b* du relais C et la cosse *a* du relais D. Sur les relais F et D on soude une résistance de  $560.000 \Omega$  entre la cosse *a* et la patte de fixation *b*. On soude une résistance de  $1.000 \Omega$  entre la cosse *a* du relais F et la broche 2 du support EL84 (1) et une résistance de même valeur entre la cosse *a* du relais D et la broche 2 du support EL84 (2).

On relie ensemble les broches 3 des deux supports de EL84. Celle du support EL84 (2) est connectée à la cosse 54 de la plaque du panneau B. A cette cosse 54 est aussi reliée une des extrémités du potentiomètre loto L2. Le curseur de ce potentiomètre est réuni à la cosse 52 de la plaque du panneau B.

Les cosses S1 et S2 du transfo de sortie sont respectivement reliées : d'une part aux broches *a* et *b* de la plaquette HP et d'autre part à la cosse *c* du relais D et à la patte de fixation du relais B. Entre la cosse *c* du relais F et la cosse *c* du relais D on dispose une résistance de  $750 \Omega$  en parallèle avec un condensateur de  $1 \text{ nF}$ . Sur le relais D on soude une résistance de  $4.700 \Omega$  entre les cosses *c* et *d*. On soude un condensateur de  $1,8 \text{ nF}$  entre les cosses *b* des relais D et F. Sur la cosse *d* du relais F on soude une des extrémités de la self de HP statique. L'autre extrémité de cette self est reliée au châssis. Entre la cosse *d* du relais F et une des extrémités du potentiomètre de  $1 \text{ M}\Omega$  on place un condensateur de  $1,8 \text{ nF}$ , l'autre extrémité du potentiomètre étant reliée au châssis. On shunte ce potentiomètre par une résistance de  $4.700 \Omega$ .

Entre la cosse *c* du relais D et la cosse *a* du relais E on soude une résistance de  $22 \Omega$ ,  $2 \text{ W}$ . Entre cette cosse *a* et le châssis, on dispose un condensateur de  $0,1 \mu F$ . On soude une résistance de  $1 \text{ M}\Omega$  entre le curseur du potentiomètre et la broche 2 du support 12AT7. Sur ce support on soude : une résistance de  $1.200 \Omega$  entre la broche 3 et le châssis ; un condensateur de  $2,2 \text{ nF}$  entre la broche *i* et la cosse *a* du relais A, une résistance de  $1.000 \Omega$  entre la broche 7 et la cosse *a* du relais A, une résistance de  $220 \Omega$  entre la broche 8 et le châssis. On soude également une résistance de  $560.000 \Omega$  entre la cosse *a* et la patte de fixation du relais A. La broche 3 du support est connectée à la cosse *d* du relais G et la broche 6 à une extrémité de la seconde self de HP statique. Sur cette extrémité de la self on soude un condensateur de  $0,1 \mu F$  qui va à la cosse *a* du relais G et un de  $50 \text{ nF}$  qui va à la cosse *c* du même relais. Sur ce relais on soude : une résistance de  $1.500 \Omega$  entre les cosses *a* et *b*, une de  $220.000 \Omega$  entre les cosses *c* et *d* et une de  $10 \text{ M}\Omega$  entre la cosse *b* et la seconde extrémité de la self. Cette extrémité est connectée à la cosse 47 de la plaque du panneau B.



La cosse *b* du relais G est reliée à la broche *c* de prise HP.

Les broches *l* et *e* du support de EZ80 sont connectées à l'enroulement HT du transfo d'alimentation.

Sur le commutateur d'utilisation on soude : une résistance de  $22 \text{ M}\Omega$  entre les pilettes C1 et C5 une de  $470.000 \Omega$  entre les pilettes 2 et 14 et une de  $10.000 \Omega$  entre les pilettes 3 et 15.

On met en place le panneau C qui est éloigné du panneau B de  $5 \text{ cm}$  par des entretoises. Sur le commutateur d'utilisation on réunit les pilettes 3 et 4, puis 15 et 16, puis 11 et 12. On relie la pilette 5 à la cosse 6 de la plaque du panneau B, la pilette 6 à la cosse 2, la pilette 17 à la cosse 8, la pilette 18 à la cosse 4, la pilette C2 à la broche 3 du support 12AX7 (1), la pilette C6 à la cosse 11 de la plaque du panneau B.

Par des fils blindés on relie la pilette C3 à la broche 2 du support 12AX7 (2). De la même façon les pilettes 8, 9, 10 et 11 sont reliées respectivement aux prises PU, radio, magnétophone et micro. Les gaines de ces fils sont reliées ensemble, une extrémité allant alors au châssis et l'autre aux cosses de masse des prises que nous venons d'indiquer.

On soude une résistance de  $100.000 \Omega$  entre les curseurs des deux potentiomètres de tonalité ( $1 \text{ M}\Omega$ ). On dispose une résistance de  $220.000 \Omega$  entre le curseur et une des extrémités du potentiomètre « aiguës ». Cette extrémité est reliée à la cosse 28 de la plaque du panneau B, l'autre extrémité étant reliée à la cosse 26 de cette plaque. Le curseur est réuni à la broche 2 du support EBC81. Une extrémité du potentiomètre « graves » est reliée à la cosse 24 de la plaque et l'autre extrémité à la cosse 20. Le curseur est connecté à la cosse 19. Une des extrémités du potentiomètre de volume est reliée à la cosse 33. Avec du câble blindé on relie le curseur à la broche 2 du support 12AX7 (2), la gaine de ce fil est soudée sur l'autre extrémité du potentiomètre et sur la patte du relais B. Par une torsade de fil on relie l'interrupteur à une cosse secteur et à la cosse R du transfo d'alimentation. On soude le cordon d'alimentation

entre l'autre cosse secteur et la cosse F. On soude un condensateur de  $50 \text{ nF}$  entre cette cosse secteur et le châssis. Enfin on relie le support du voyant lumineux aux cosses extrêmes du potentiomètre loto L2.

#### Mise au point.

La mise au point se fait de la façon suivante :

On débranche le circuit de contre-réaction et on met le potentiomètre de volume à minimum. On contrôle la valeur de la HT. On règle le potentiomètre loto monté dans les cathodes des EL84 pour obtenir une polarisation de  $12,5 \text{ V}$ . On règle la résistance ajustable placée dans le circuit plaque de l'étage déphaseur pour obtenir une chute de tension continue égale entre masse et cathode et entre anode et le condensateur de  $32 \mu F$  de découplage. Si on n'a pas de distorsiomètre on rebranche la contre-réaction et on peut considérer la mise au point comme terminée.

Si on dispose d'un générateur BF à très faible distorsion et d'un distorsiomètre on injecte une tension de  $1 \text{ kHz}$  sur la grille de la 12AX7 (2). On dose le niveau pour obtenir une tension de sortie de  $11 \text{ V}$  sur une résistance de  $16 \Omega$  ( $10 \text{ W}$ ) branché à la plaque de la bobine mobile du HP. On ajuste la résistance variable de l'étage déphaseur pour obtenir le minimum de distorsion.

On rebranche la contre-réaction. On règle le générateur pour obtenir à nouveau  $11 \text{ V}$  à la sortie. On ajuste le potentiomètre loto placé dans le circuit cathode des EL84 pour obtenir le minimum de distorsion avec une tension de sortie de  $11 \text{ V}$ . On contrôle le taux de distorsion aux différentes fréquences.

On peut ensuite en réglant le potentiomètre de niveau au maximum, mesurer le bruit de fond des différentes entrées et relever les courbes de réponse des différents étages.

Le potentiomètre loto monté en parallèle sur les filaments doit être réglé au minimum de ronflement en position PU.

A. BARAT.

# POSTE DE CONTROLE POUR ISOLANTS

Les défaillances d'un appareil électrique dépendent souvent de celles de l'isolement. En électronique, comme en électricité, un isolement correct des circuits a donc une grande importance et justifie des essais sérieux et réguliers des isolants employés. Ils permettent de prévoir l'épaisseur optimale pour assurer la sécurité en fonction de la tension appliquée et rester, du point de vue encombrement et prix de revient, dans des limites convenables.

L'étude en laboratoire des isolants, pour être complète, demande des mesures très précises de la rigidité diélectrique, de la résistivité ou du courant résiduel sous tension continue, de la tangente de l'angle de pertes et de la stabilité électrique par rapport à différents facteurs mécaniques, thermiques et chimiques.

De ces essais, pour le praticien, le plus important est celui de la rigidité diélectrique (ou si l'on préfère du claquage) afin qu'il puisse contrôler les matériaux qui lui sont fournis et surtout les isolants récupérés ou restés longtemps en stock et dont le vieillissement a altéré les qualités initiales.

Ce contrôle, suivant les isolants, doit répondre à des conditions opératoires déterminées, mais dans le cas qui nous occupe nous n'avons pas besoin d'une grande précision. Néanmoins si l'on veut effectuer un essai de comparaison entre deux produits similaires il faut opérer, pour chacun, dans des conditions identiques en ce qui concerne les électrodes, le mode et le temps d'application de la tension, ainsi que la limitation de l'énergie. Et il ne faut pas oublier que les résultats sont différents suivant que le courant utilisé est continu ou alternatif.

Suivant la nature et l'épaisseur de l'isolant à contrôler des tensions différentes doivent être appliquées. De plus, pour éprouver un isolant, il est bon d'élever progressivement la tension que l'on applique ainsi par échelon, durant quelques minutes. C'est pourquoi, il faut disposer d'une tension variable pour ces essais.

Il est beaucoup plus simple d'obtenir de la haute tension en courant alternatif, il suffit d'un transformateur élévateur convenable, c'est donc la solution que nous préconisons. Et pour commencer examinons quelles sont les caractéristiques de ce transformateur.

Afin de ne pas compliquer la fabrication nous n'envisageons pas de demander une tension supérieure à 3.000 V. Dans ces conditions nous avons prévu l'enroulement secondaire pour fournir six fois 500 V afin d'obtenir des prises à 500, 1.000, 1.500, 2.000, 2.500, et 3.000 V.

Le primaire sera approprié à la tension du secteur et, comme il s'agit d'un appareil fixe, on peut, pour gagner de la place, ne pas prévoir de prises au primaire pour l'ajuster à différentes tensions du secteur.

Pour une variation plus progressive de la tension secondaire on peut adjoindre sur le primaire un autotransformateur à curseur, mais, comme nous le verrons par la suite, la puissance absorbée étant peu importante, on peut se contenter d'une simple résistance à curseur dont le prix est moins élevé; pour un secteur 120 V elle devra être de l'ordre de 1.000 W, 20 W.

Si, pour des essais très sérieux, il est indispensable de prévoir le transformateur pour une certaine puissance, dans le cas qui nous occupe il vaut mieux la limiter

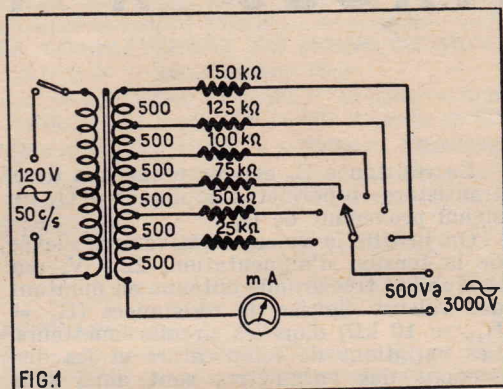


FIG. 1

pour deux raisons : avoir un transformateur moins volumineux et éviter le risque d'électrocution par une intensité élevée de la haute tension (il ne faut pas oublier que ce ne sont pas les volts qui tuent mais les ampères).

Cette intensité secondaire nous la limitons en insérant, en série, des résistances dont les valeurs sont prévues de façon que, sur n'importe quelle prise, l'intensité de court-circuit ne dépasse pas 20 mA. Ceci nous conduit aux valeurs suivantes que nous trouvons sur le schéma de la figure 1.

Comme il ne s'agit pas encore de très haute tension, avec quelques précautions, la construction du transformateur peut être entreprise par tous ceux qui ont l'habitude de ce genre de travail. C'est pourquoi nous en fournissons ci-après les éléments. Au maximum, la puissance débitée en cas de court-circuit, c'est-à-dire de claquage de l'isolant à essayer, ne dépasse pas :

$$3.000 \times 0,02 = 60 \text{ W.}$$

Cependant cette puissance n'est débitée que durant de courts instants, les enroulements n'ont donc pas le temps de s'échauffer et l'on pourrait adopter des fils de section plus faible qu'il serait nécessaire pour un transformateur normal. Néanmoins il vaut mieux ne pas prendre des sections trop petites pour effectuer le bobinage sans risque que le fil se casse. Mais ceci, compte tenu de l'isolement, nous conduit à choisir un circuit magnétique assez volumineux.

Nous conseillons de réaliser ce transformateur sur un circuit magnétique de 14 cm<sup>2</sup> de section du noyau central en prenant des tôles classiques de transformateurs d'alimentation de grande puissance. Une section plus faible pourrait convenir, mais il faudrait adopter des tôles moins larges qui n'auraient pas une fenêtre suffisante pour loger et isoler convenablement les bobinages.

La meilleure solution, si l'on pouvait en trouver, serait de prendre un circuit magnétique à double colonnes comme le représente la figure 2 et à bobiner le primaire

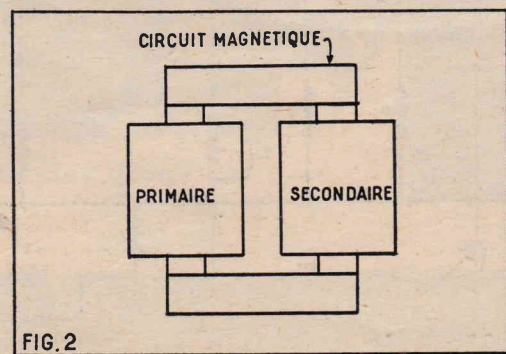


FIG. 2

sur l'une d'elles et le secondaire sur l'autre. Dans ces conditions on obtiendrait une limitation automatique de l'intensité par la dispersion et les résistances pourraient être supprimées ou réduites. Chaque colonne pourrait avoir une section de 7 cm<sup>2</sup> au minimum et le nombre de tours serait double par rapport à ceux que nous allons indiquer.

Avec une section de 14 cm<sup>2</sup> les nombres de tours convenables sont : pour un primaire 120 V, 50 Hz, 324 tours et, pour le secondaire, 1.500 + 1.500 + 1.500 + 1.500 + 1.500 + 1.500 tours. Ce dernier enroulement est à bobiner avec du fil 8/100 en cuivre avec deux couches d'émail d'excellente qualité. Quant au primaire il convient de l'exécuter avec du 40/100 également émaillé.

Nous nous sommes limités à une haute tension de 3.000 V car ceci permet de conserver le bobinage classique avec primaire et secondaire l'un par-dessus l'autre et d'exécuter ce dernier en une seule bobine. Des précautions sont cependant indispensables du point de vue isolement. Entre les couches successives il convient de placer deux papiers isolants en prenant garde que le bobinage soit exécuté de façon qu'ils dépassent, en haut et en bas, d'au moins 1 cm. Le primaire doit être isolé du secondaire par cinq à six couches de toile huilée de bonne qualité. Il faut aussi isoler le secondaire par rapport au circuit magnétique avec le même nombre de couches de toile huilée, à moins qu'après exécution du bobinage il reste, entre celui-ci et le fer du circuit magnétique, un espace suffisant (8 à 10 mm). Un soin particulier doit être apporté à l'isolement des épissures et des fils de sortie des différentes prises du second-

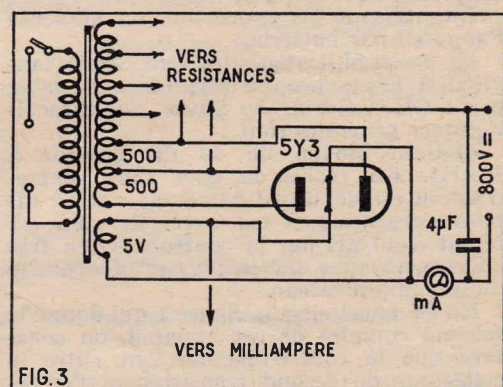


FIG. 3

taire car elles présentent entre elles des différences de potentiel relativement importantes. Celles-ci sont réunies aux plots d'un commutateur.

Par la suite, lorsqu'on utilisera cet appareil, on ne devra, par précaution, manœuvrer le commutateur que lorsque l'interrupteur placé sur l'arrivée du secteur sera ouvert.

Cet interrupteur est fixé sur la table d'essai à portée de la main de l'opérateur et, au contraire, les électrodes d'essai doivent être aussi éloignées que possible. Il est prudent de prévoir l'interrupteur avec un ressort de rappel le maintenant ouvert dès que l'opérateur ne fait plus pression sur lui.

Sur la figure 1 on peut remarquer, en série avec le secondaire, un milliampermètre; celui-ci peut être quelque vieux modèle pour courant alternatif, sans aucune précision pourvu qu'il puisse supporter, du point de vue sensibilité, l'intensité de court-circuit (20 mA).

Ce poste pour essais de claquage pourrait être facilement complété par un dispositif de contrôle de la résistivité remplaçant un ohmmètre. Cette dernière mesure doit s'effectuer en courant continu, il faut donc prévoir le redressement du courant alternatif, par un tube 5Y3 par exemple, dont

(Suite page 66.)

# PETITS MONTAGES A TRANSISTORS

par Michel LÉONARD

## Préamplificateur pour PU à réluctance variable.

Grâce aux progrès réalisés dans le domaine de la BF par les transistors de faible et de grande puissance il est actuellement possible de construire des ensembles à haute fidélité pouvant donner entière satisfaction aux utilisateurs les plus difficiles.

Dans un ensemble HI-FI, le rôle du préamplificateur est extrêmement important car il doit remplir de nombreuses fonctions et cela, d'une manière irréprochable :

- 1° Amplification en tension.
- 2° Correction de l'enregistrement des disques.
- 3° Correction de la courbe de réponse du pick-up.
- 4° Adaptation du pick-up à l'entrée.
- 5° Adaptation de la sortie à l'entrée de l'amplificateur.

La distorsion doit être extrêmement faible, la microphonie nulle et le ronflement très réduit.

En utilisant les transistors on alimente l'appareil par batterie.

Le préamplificateur qui sera décrit convient à un pick-up à réluctance variable genre GE, Goldring ou Shure. Ses caractéristiques générales sont :

a) Gain moyen de 40 dB environ à 1 kHz. En réalité le gain sans contre-réaction est de 40 dB par étage soit 80 dB pour l'ensemble et cet excès de gain est réduit à 40 dB par la contre-réaction très efficace agissant sur la plus grande partie du préamplificateur.

En se reportant à la figure 1 qui donne le schéma complet de cet appareil, on constate que la contre-réaction agit entre le collecteur du second transistor et l'émetteur du premier de la même manière qu'une contre-réaction appliquée à un amplificateur à lampes entre l'anode de la seconde lampe et la cathode du premier. Son effet est la diminution de l'impédance de sortie ce qui est très utile surtout lorsque la liaison entre le préamplificateur et l'amplificateur s'effectue à l'aide d'un câble lorsque la connexion doit avoir une certaine longueur.

b) Le signal de sortie est de l'ordre de 1 V, valeur convenant très bien pour l'attaque de la plupart des amplificateurs non munis de préamplificateurs.

Le signal d'entrée, fourni par un pick-up à réluctance variable, est de l'ordre de 10 mV pour une vitesse latérale de style de 4,8 cm par seconde.

Le gain nécessaire est dans ses conditions de cent fois ce qui correspond à 40 dB de tension.

c) Le montage du préamplificateur comprend deux transistors 2N43 du type PNP avec émetteur commun, entrée à la base et sortie au collecteur.

Les deux étages sont identiques sauf en ce qui concerne les circuits de contre-réaction qui se composent de  $R_{12}$  reliée au collecteur de  $Q_2$  suivie de  $C_1, R_{11}$ , et de  $R_6$  du circuit d'émetteur de  $Q_1$ .

La résistance  $R_6$  est commune aux deux transistors et permet d'appliquer à  $Q_1$  un signal provenant de  $Q_2$ .

On justifie la valeur relativement élevée de la tension d'alimentation, 22,5 V, par la stabilité très grande obtenue en montant des valeurs élevées de résistances ( $R_8 = R_{10} = 10 \text{ k}\Omega$ ) dans les circuits émetteurs. Les variations de température et les dispersions des paramètres sont ainsi sans influence appréciable sur les caractéristiques du préamplificateur.

On peut utiliser des transistors 2N43 et également des 2N104, 2N105 et 2N175.

La tension de sortie dépend de la tension d'alimentation. Avec celle qui a été adoptée, la tension de sortie peut atteindre 4 V efficaces.

On doit alors appliquer à l'entrée, à 1 kHz, une tension de 40 mV efficaces ou 56 mV pointe.

La consommation totale du préamplificateur est extrêmement réduite, 1,2 mA et de ce fait la durée de la batterie de 22,5 V est très longue.

### Compensation de la courbe de réponse.

Le circuit de contre-réaction comprend dans sa chaîne, un élément réactif  $R_{11}-C_{11}$  qui la rend sélective. Il est clair que plus la fréquence est élevée, plus la contre-réaction est énergique d'où courbe de réponse favorisant le gain d'autant plus que la fréquence est basse.

Pratiquement, la courbe obtenue convient à l'enregistrement RIAA le plus répandu actuellement.

La courbe RIAA comprend plusieurs points caractéristiques pour les fréquences basses, médium et élevées de la bande totale BF qui sont obtenus par les valeurs convenables des résistances  $R_1, C_1, R_{12}, R_{11}$ .

On réglera toutefois, la valeur de  $R_1$  suivant le choix du pick-up. On adoptera 15 k $\Omega$  si le reproducteur est un GE.

### Résultats.

Des mesures ont été entreprises ayant pour objet de déterminer le rapport signal à souffle et la distorsion harmonique.

En ce qui concerne le rapport signal-souffle on a pris comme signal de référence un signal de sortie de 3 V efficaces, celui-ci correspondant à une pointe de tension dans une audition effectuée avec un pick-up à réluctance variable.

On a trouvé un rapport correspondant à 80 dB tandis que pour une sortie de 1 V seulement, on a trouvé 70 dB.

Pour la détermination de distorsion harmonique on a effectué des mesures à quatre fréquences et à trois niveaux de tension de sortie et dans tous les cas le pourcentage de distorsion a été inférieur à 1 %, ainsi : à 40 Hz on a 0,95 %, à 400 Hz 0,12 %.

Ce préamplificateur a été étudié et mis au point aux laboratoires Hazeltine par R. Page.

Voici les valeurs des éléments du schéma de la figure 1 :  $R_1 = 15 \text{ k}\Omega$  (pour PU GE),  $R_2 = 33 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_4 = 22 \text{ k}\Omega$ ,  $R_5 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_6 = 270 \Omega$ ,  $R_7 = 33 \text{ k}\Omega$ ,  $R_8 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_9 = 22 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{10} = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{11} = 270 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{12} = 27 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{13} = 10 \text{ M}\Omega$ ,  $C_1 = 12.000 \text{ pF}$ ,  $C_2 = 4 \mu\text{F}$ ,  $C_3 = 10 \mu\text{F}$ ,  $C_4 = C_5 = 100 \mu\text{F}$ ,  $C_6 = 50.000 \text{ pF}$ .

Avec  $Q_1 = Q_2 = 2N43$  on mesurera les tensions suivantes (batterie de 22,5 V) :

Aux émetteurs : — 5 V.

Aux collecteurs : — 11 V.

L'impédance d'entrée est de 25 k $\Omega$  et celle de sortie de 1 k $\Omega$ .

Le pôle + de la batterie est évidemment à la ligne de masse.

### Interphone à deux correspondants.

Au moyen de quatre transistors, de quelques résistances et condensateurs fixes et de deux haut-parleurs, on peut construire un interphone à deux correspondants dont l'un principal et l'autre secondaire.

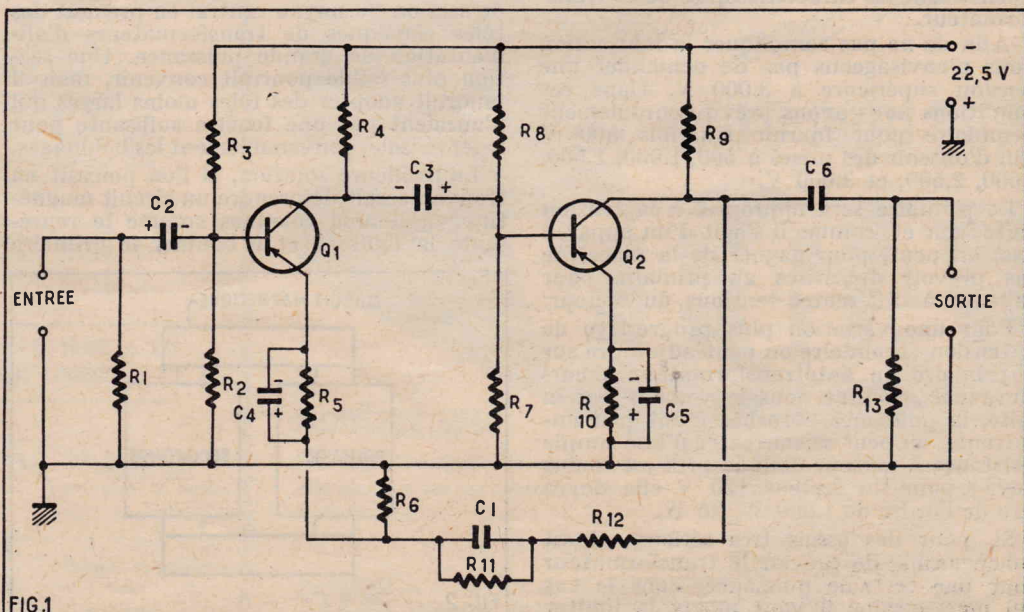
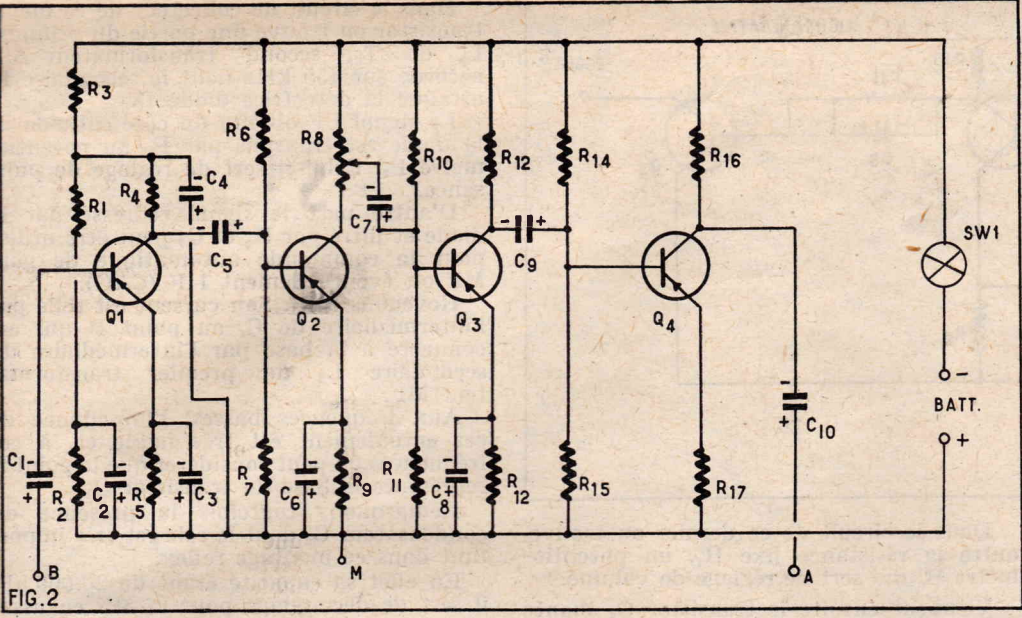


FIG.1

(1) Voir les nos 152 et suivants de Radio-Plans.



Le montage de cet appareil est donné par la figure 2. Il comprend deux parties essentielles, l'amplificateur et le système de commutation assurant le fonctionnement en interphone.

L'amplificateur emploie des transistors PNP tous montés avec émetteur commun, entrée à la base et sortie au collecteur.

Les quatre émetteurs sont polarisés par des résistances  $R_5, R_9, R_{13}$  et  $R_{17}$ , toutes, sauf la dernière, shuntées par un condensateur de découplage, électrochimique.

Les bases sont alimentées par des ponts comme par exemple  $R_6-R_7$ .

Remarquer que le montage du premier diviseur  $R_1, R_2$  est associé à un second circuit de découplage,  $R_3-C_4$  commun à la base et au collecteur de  $Q_1$ .

La base est reliée aux points P (parole) des inverseurs.

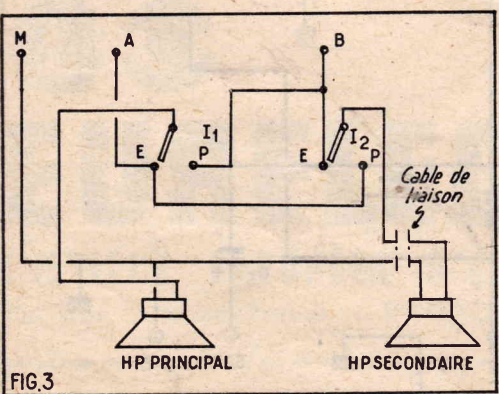
Les circuits collecteurs comportent des résistances vers la ligne négative et des condensateurs de liaison vers la base du transistor suivant.

Le second transistor possède un potentiomètre  $R_8$  de réglage du gain, dans le circuit collecteur.

On alimentera cet interphone par une batterie de 12 V, pile ou accumulateur ou dispositif branché sur le secteur avec redressement et filtrage.

Le système d'intercommunications fonctionne comme suit. Le correspondant principal met en marche l'amplificateur en fermant le commutateur  $SW_1$  inséré dans le fil de la ligne négative.

L'amplificateur étant en fonctionnement il place le commutateur  $S_1, S_2$  en position parole P. En ce moment le haut-parleur principal se trouve connecté au point B, c'est-à-dire à l'entrée de l'amplificateur, tandis que le haut-parleur distant est relié au point A qui est la sortie de l'amplificateur (voir fig. 3).



Lorsque le correspondant principal désire passer à l'écoute, il place le commutateur en position E et le branchement des deux haut-parleurs sont permutés ce qui permet au correspondant éloigné de parler.

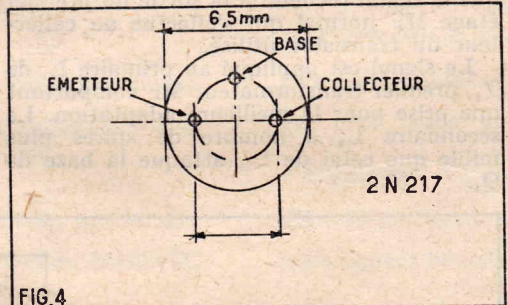
Les deux haut-parleurs ont un point à la masse. Il est évident qu'il sera prudent d'effectuer la liaison au haut-parleur secondaire à l'aide d'un câble à un conducteur blindé, la gaine métallique servant de contact de masse.

**Matériel nécessaire.**

Transistors :  $Q_1 = Q_2 = 2N217, Q_3 = 2N270, Q_4 = 2N301$  tous de la marque RCA.

Résistances :  $R_1 = 20 \text{ k}\Omega, R_2 = 2 \text{ k}\Omega, R_3 = 5,6 \text{ k}\Omega, R_4 = 5,6 \text{ k}\Omega, R_5 = 560 \Omega, R_6 = 22 \text{ k}\Omega, R_7 = 5,1 \text{ k}\Omega, R_8 =$  potentiomètre de  $1.000 \Omega, R_9 = 330 \Omega, R_{10} = 750 \Omega, R_{11} = 330 \Omega, R_{12} = 75 \Omega, R_{13} = 39 \Omega, R_{14} = 200 \text{ W}, R_{15} = 47 \Omega \text{ W}, R_{16} = 5 \Omega \text{ W}, R_{17} = 1 \Omega \text{ W}$ , toutes les résistances  $R_1$  à  $R_{13}$  étant de  $0,5 \text{ W}$ .

Condensateurs :  $C_1 = C_2 = C_4 = 25 \mu\text{F} 6 \text{ V}, C_3 = 100 \mu\text{F} 6 \text{ V}, C_5 = 1 \mu\text{F} 12 \text{ V},$



$C_6 = 50 \mu\text{F} 3 \text{ V}, C_7 = 25 \mu\text{F} 12 \text{ V}, C_8 = 50 \mu\text{F} 3 \text{ V}, C_9 = 100 \mu\text{F} 12 \text{ V}, C_{10} = 25 \mu\text{F} 12 \text{ V}$ , tous électrolytiques ou électrochimiques, les tensions indiquées étant les tensions de service minima, pouvant être augmentées de 50 % sans inconvénient mais pas plus.

$S_1, S_2$  est un inverseur bipolaire à deux directions disposé sur le panneau avant de l'amplificateur constituant le poste principal.

Le poste secondaire se compose uniquement du haut-parleur HPS.

On utilisera des haut-parleurs de  $12 \Omega 1 \text{ W}$ , sans aucun transformateur ce qui réalisera une économie comparativement aux montages à lampes.

Voici quelques indications sur les transistors.

Ceux-ci sont fabriqués par la R. C. A.

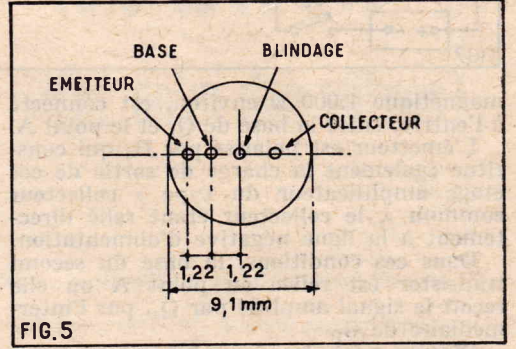
dont il existe des importateurs en France. Ils sont du type PNP.

Le 2N217 possède un culot dont le branchement est donné par la figure 4.

Le culot a un diamètre de 0,24 inch soit 6,5 mm tandis que les broches sont disposées sur un demi-cercle de 0,072 inch, soit 1,85 mm de diamètre, comme le montre la figure. Une tache rouge sur le boîtier indique l'emplacement du collecteur.

Le type 2N270 possède un culot représenté par la figure 5. Le diamètre du culot est de 9,1 mm environ et le semi-conducteur est enfermé dans un boîtier métallique dont le branchement s'effectue au contact central.

A sa gauche on trouve la base et ensuite l'émetteur, à 1,22 mm et 2,44 mm environ.



Du côté droit se trouve le collecteur distant du centre de 2,44 mm environ.

Le transistor type 2N301 possède un culot représenté par la figure 6.

En haut on a montré le profil du transistor, entièrement blindé, le blindage étant relié au collecteur.

Deux broches sortent à la partie inférieure par des trous. L'une est reliée à l'émetteur et l'autre à la base.

Voici les dimensions :  $A = 1,531'' = 3,71 \text{ cm}, B = 1,18'' = 2,9 \text{ cm}, C = B/2, D = 0,072'' = 1,75 \text{ mm}, E = 0,43'' = 1,05 \text{ cm}$ . Pour monter ce transistor on isolera le boîtier du châssis. On connectera le fil du collecteur à ce blindage.

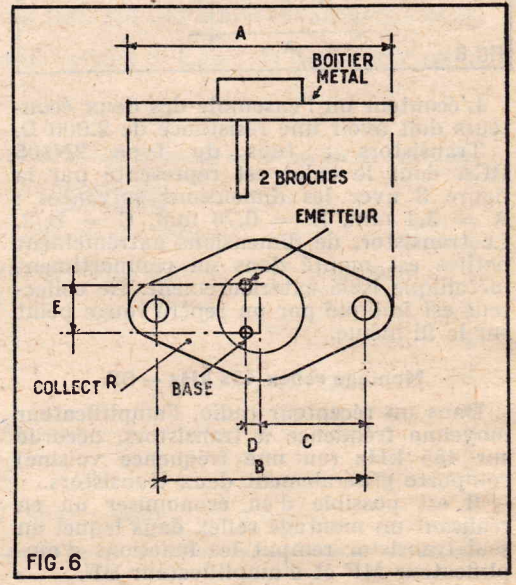
Il est absolument déconseillé de remplacer ces transistors par d'autres « équivalents ».

**Amplificateur de surdité.**

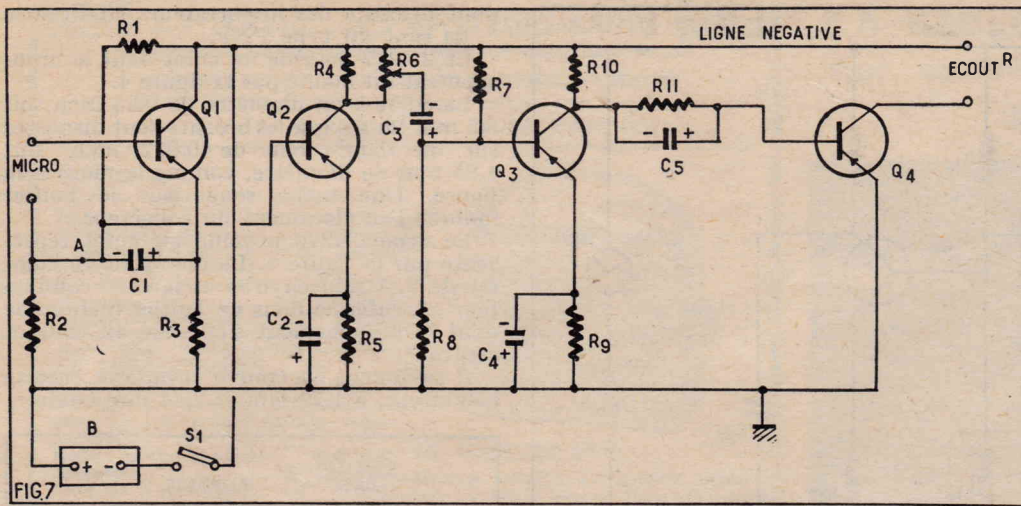
Un montage compact et de faible consommation peut être réalisé suivant le schéma de la figure 7.

Cet amplificateur de surdité comporte quatre transistors miniatures avec liaisons uniquement à résistances et capacités.

Voici une analyse rapide du schéma. Le microphone spécial pour surdité,







magnétique 1.000 Ω environ, est connecté à l'entrée, entre la base de Q<sub>1</sub> et le point A. L'émetteur est polarisé par R<sub>3</sub> qui constitue également la charge de sortie de cet étage amplificateur du type « collecteur commun », le collecteur étant relié directement à la ligne négative d'alimentation.

Dans ces conditions, la base du second transistor est reliée au point A où elle reçoit le signal amplifié par Q<sub>1</sub>, par l'intermédiaire de C<sub>1</sub>.

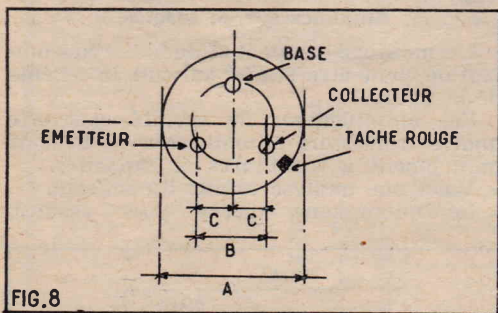
D'autre part, les deux bases sont polarisées à l'aide des résistances R<sub>1</sub> et R<sub>2</sub> constituant un pont entre le + et le - de l'alimentation.

Le second transistor Q<sub>2</sub> est monté avec émetteur commun entrée à la base et sortie au collecteur.

#### Valeur des éléments.

Résistances : R<sub>1</sub> = 12 kΩ, R<sub>2</sub> = 6,8 kΩ, R<sub>3</sub> = R<sub>4</sub> = R<sub>5</sub> = 1,5 kΩ, R<sub>6</sub> = potentiomètre de 100 kΩ 1/8 W, R<sub>7</sub> = 15 kΩ, R<sub>8</sub> = 6,8 kΩ, R<sub>9</sub> = 1,2 kΩ, R<sub>10</sub> = 1,5 kΩ, R<sub>11</sub> = 56 kΩ, toutes de 1/8 W.

Condensateurs : C<sub>1</sub> = 4 μF, C<sub>2</sub> = 10 μF, C<sub>3</sub> = 4 μF, C<sub>4</sub> = 10 μF, C<sub>5</sub> = 1 μF tous électrolytiques ou électrochimiques, tension de service 3 V à 5 V maximum.



L'écouteur ou l'ensemble des deux écouteurs doit avoir une résistance de 2.000 Ω.

Transistors : tous du type 2N105 RCA dont le culot est représenté par la figure 8 avec les dimensions suivantes : A = 3,4 mm, B = 0,76 mm, C = B/2. Le transistor, de dimensions extrêmement petites est monté dans un compartiment métallique isolé extérieurement. Le collecteur est indiqué par un repère rouge peint sur le fil même.

#### Montage reflex 455 kHz - BF.

Dans un récepteur radio, l'amplificateur moyenne fréquence à transistors, accordé sur 455 kHz (ou une fréquence voisine) comporte généralement deux transistors.

Il est possible d'en économiser un en réalisant un montage reflex dans lequel un seul transistor remplit les fonctions d'amplificateur MF et d'amplificateur BF.

Dans le circuit de ce dernier on trouve, outre la résistance fixe R<sub>4</sub>, un potentiomètre R<sub>6</sub> qui sert de réglage de volume.

Viennent ensuite le transistor Q<sub>3</sub> monté comme le précédent et enfin le transistor final Q<sub>4</sub> dont la base est polarisée par R<sub>11</sub> et la sortie au collecteur, l'émetteur étant connecté directement à la masse et ligne positive de l'alimentation.

L'écouteur est disposé entre la ligne négative et le collecteur de Q<sub>4</sub>.

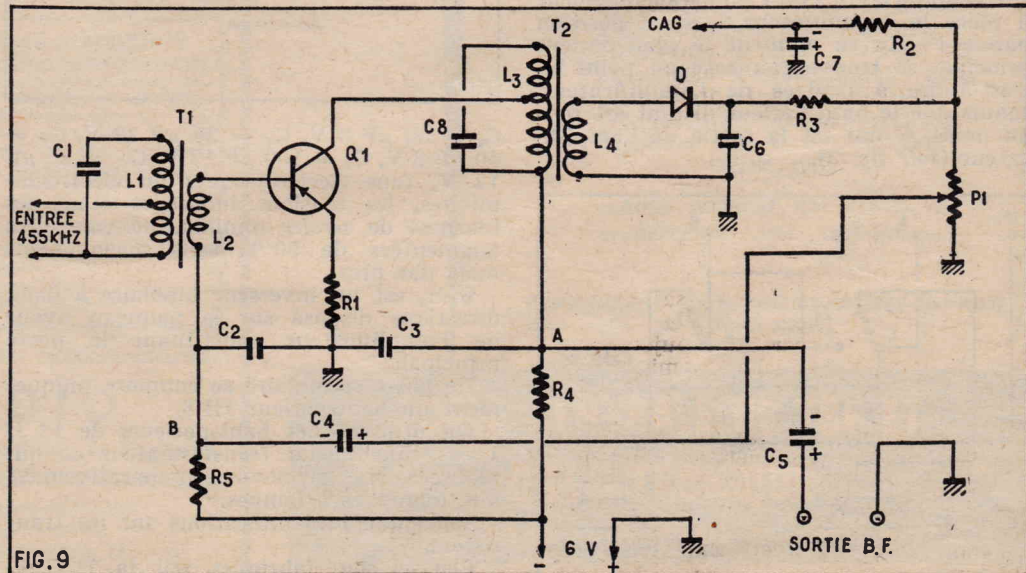
On utilise la batterie B de 1,5 V de faible dimension spéciale pour surdité. Elle est connectée, du côté négatif, à la ligne négative par l'intermédiaire de l'interrupteur S<sub>1</sub>. La masse est reliée à la ligne positive et au + de la batterie.

On utilise, dans le dispositif indiqué par la figure 9, un transistor type T1690 Philco de la série MADT (transistor à microalliage à base diffusée). Ce transistor (importé en France) se monte comme un PNP triode.

Dans cet amplificateur le transistor T1690 est monté avec émetteur commun, entrée à la base et sortie au collecteur aussi bien en MF qu'en BF.

Partons de l'entrée 455 kHz où l'on applique le signal recueilli à la sortie du premier étage MF normal qui s'effectue au collecteur du transistor utilisé.

Le signal est appliqué au primaire L<sub>1</sub> de T<sub>1</sub>, premier transformateur MF comportant une prise pour la meilleure adaptation. Le secondaire L<sub>2</sub> à nombre de spires plus faible que celui de L<sub>2</sub>, attaque la base de Q<sub>1</sub>.



Dans le circuit de collecteur de ce même transistor on trouve une partie du primaire L<sub>3</sub> de T<sub>2</sub>, second transformateur MF accordé sur 455 kHz dont le secondaire L<sub>4</sub> attaque la détectrice diode D.

Le signal BF obtenu du côté cathode de la diode est transmis par R<sub>3</sub> au potentiomètre P<sub>1</sub>. Celui-ci sert de réglage de puissance.

D'autre part le signal redressé par la diode et filtré par R<sub>2</sub> et C<sub>7</sub>, peut être utilisé pour la commande automatique de gain MF ou éventuellement HF (CAG).

Revenons à P<sub>1</sub>. Son curseur est relié par l'intermédiaire de C<sub>6</sub> au point B qui est connecté à la base par l'intermédiaire de secondaire L<sub>2</sub> du premier transformateur MF.

Aux fréquences basses, l'impédance de cet enroulement est très faible et, à ces fréquences on peut considérer que le point B représente la base du transistor Q<sub>1</sub>.

Remarquons toutefois la présence du condensateur C<sub>2</sub> dont le rôle est très important dans ce montage reflex.

En effet sa capacité étant de 20.000 pF, il sert de découplage pour la MF en association avec la résistance R<sub>5</sub> mais en BF, cette résistance est la charge de la base sur laquelle l'influence de C<sub>2</sub> est réduite.

Le transistor Q<sub>1</sub> amplifie par conséquent en basse fréquence et le signal amplifié est disponible aux bornes de R<sub>4</sub>.

Dans cette partie du montage reflex on trouve les mêmes dispositifs séparateurs que dans le circuit de base.

Considérons en effet le point A. Au point de vue de la basse fréquence on peut le considérer comme le collecteur de Q<sub>1</sub>, l'impédance de la partie en circuit de L<sub>2</sub> étant négligeable. La charge BF est donc R<sub>4</sub> shuntée par C<sub>3</sub>.

En MF, R<sub>4</sub> et C<sub>3</sub> constituant le découplage du circuit de collecteur.

Le signal BF est disponible aux bornes « sortie BF ».

#### Valeur des éléments.

Condensateurs : C<sub>1</sub> = accord de L<sub>1</sub>, C<sub>2</sub> = 20.000 pF, C<sub>3</sub> = 20.000 pF, C<sub>4</sub> = 1 μF électrochimique 8 V, C<sub>5</sub> = 1 μF électrochimique 8 V, C<sub>6</sub> = 20.000 pF, C<sub>7</sub> = 50 μF électrochimique 8 V, C<sub>8</sub> = accord de L<sub>3</sub>.

Résistances : R<sub>1</sub> = 47 Ω, R<sub>3</sub> = 100 Ω, R<sub>4</sub> = 560 Ω, R<sub>5</sub> = 82 kΩ, P<sub>1</sub> = 10 kΩ.

La valeur de R<sub>2</sub> doit être recherchée expérimentalement suivant la tension CAG nécessaire par l'étage auquel elle sera appliquée. On pourra adopter pour un premier essai R<sub>2</sub> = 10 kΩ par exemple.

La diode est du type 1N60 A.

(Suite page 60.)

# QU'EST-CE QU'UN ATOME ?

Par Roger DAMAN, ingénieur E. S. E.

On dit tantôt « énergie atomique » et tantôt « énergie nucléaire ».

Y a-t-il une différence entre les deux termes ? En réalité, on veut dire exactement la même chose. Le second terme est le plus recommandable. En effet, l'énergie que l'on peut obtenir par les principes de la chimie ordinaire, comme la combustion du charbon ou des carburants classiques est une énergie que l'on retire des atomes. Ce sont les combinaisons entre atomes qui fournissent le travail des machines...

Nous le verrons bientôt, cette chimie, classique et bien connue n'intéresse que l'écorce extérieure des atomes, c'est-à-dire les « élec-

trons extérieurs ». Il existe aussi une chimie beaucoup plus profonde : celle des noyaux atomiques.

C'est cette chimie qui intervient pacifiquement dans les piles atomiques... ou, brutalement, dans les bombes A ou H. L'énergie mise en jeu, est, en moyenne, un million de fois plus importante que celle des réactions chimiques classiques. Il est donc logique de dire qu'il s'agit « d'énergie nucléaire ».

Le noyau n'est qu'une toute petite partie de l'atome. Avant d'en entreprendre l'étude — même sommaire — il faut d'abord faire connaissance avec l'atome lui-même.

## Origine du mot « atome ».

Atome vient du grec et veut dire : qu'on ne peut pas diviser. Cette idée de l'atome est fort ancienne. Elle fut développée avec détail par Démocrite, qui vivait environ cinq siècles avant notre ère.

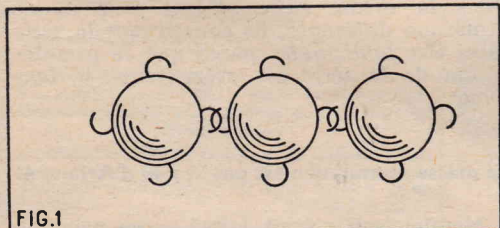


FIG. 1

FIG. 1. — L'atome de Démocrite était muni de crochets qui lui permettaient de se fixer aux atomes voisins. Ces crochets correspondent très exactement à la notion de « valence » inventée par les modernes chimistes.

L'atome de Démocrite était muni d'un certain nombre de petits crochets qui permettaient de comprendre comme ces particules s'accrochent les unes aux autres. Ces « crochets » peuvent évidemment sembler une naïve invention. On peut aussi y voir la notion moderne de valence chimique... et s'émerveiller de la prescience des anciens Grecs... Ces vues sont d'autant plus extraordinaires que les moyens de connaissance des philosophes de l'antiquité étaient exclusivement logiques.

Après ces précurseurs, il fallut attendre les travaux précis de Lavoisier au dix-huitième siècle qui posa les premières bases d'une chimie vraiment scientifique. Puis, dans le siècle suivant, Gay-Lussac et Dalton. Notre propos n'est pas ici de faire un exposé historique, mais plutôt de montrer comment cette notion d'atome peut s'imposer simplement pour peu qu'on veuille fixer son attention.

Prenons un morceau de sucre et plaçons-le dans un verre d'eau. Nous savons qu'il va disparaître en apparence. Mais nous savons aussi que le sucre est toujours présent. Un simple goutte d'eau mise sur la langue nous renseignera. Le contenu du verre est devenu de l'eau sucrée. Le sucre est présent dans chacune des gouttes. Il s'est donc intimement mêlé à l'eau. Nous pouvons facilement le faire apparaître de nouveau : il suffit de provoquer l'évaporation de l'eau.

Comment expliquer cette expérience sans admettre que l'eau et le sucre sont cons-

titués par des particules extrêmement petites qui peuvent se mêler de telle sorte qu'on ne puisse plus les distinguer ? Ces particules sont extraordinairement petites, car elles échappent au pouvoir des microscopes les plus puissants.

Sont-elles des atomes ? Non, car ni le sucre ni l'eau ne sont des corps simples ou éléments : ce sont des corps composés.

Une expérience très simple nous permet de décomposer l'eau en hydrogène et en oxygène. Il suffit, pour cela, d'employer le voltamètre. On constate qu'il y a formation d'un volume d'oxygène sur l'électrode positive et deux volumes d'hydrogène sur l'électrode négative (fig. 2).

Pour le sucre, la décomposition totale ferait apparaître du carbone, de l'oxygène et de l'hydrogène.

En revanche, toute tentative « chimique » de décomposer l'oxygène, l'hydrogène ou le carbone n'aboutirait à rien. Ce sont des corps simples ou éléments.

## Les corps simples ou éléments.

Les corps simples, ou éléments, sont, dans la nature, au nombre de quatre-vingt-douze. On a défini, pour chacun d'eux, une constante particulière qui est la masse atomique qu'il ne faut surtout pas confon-

dre avec la masse de l'atome. Pour mesurer cette masse atomique, on a utilisé une unité spéciale qui fut, à l'origine, celle de l'hydrogène. Plus tard, pour des raisons qu'il serait trop long d'expliquer ici, on a choisi comme unité la seizième partie de la masse atomique de l'oxygène et dont la valeur, traduite en grammes est de  $1,6603 \times 10^{-24}$ .

Par les méthodes de la chimie et de la physique, on a su mesurer les masses atomiques avec une certaine précision, bien avant que la théorie atomique ne soit prouvée.

Ces masses atomiques s'échelonnent depuis environ 1 pour l'hydrogène jusqu'à environ 238 pour le dernier corps simple qui est l'uranium.

Parmi ces éléments, on peut distinguer deux catégories principales :

a) ceux qui sont conducteurs de l'électricité : les métaux, qui présentent un certain nombre de propriétés et dont l'aspect dit « métallique » est différent ;

b) ceux qui ne sont pas conducteurs de l'électricité et qu'on nomme des métalloïdes ou diélectriques.

Enfin, une catégorie intermédiaire qui ne contient que trois éléments :

c) celle des semi-conducteurs (carbone, silicium, germanium) a fait beaucoup parler d'elle, en électronique... depuis une vingtaine d'années.

## La classification périodique de Mendeleïeff.

On a cherché longtemps à classer les éléments d'une manière logique et ordonnée. Nous nous bornerons à citer le Français Chancourtois qui imagina la méthode de classification par ordre de masse atomique croissante et par période... en avance très nettement sur celle du russe Mendeleïeff. Mais le français, ne sachant sans doute pas exploiter son idée, est aujourd'hui dans l'oubli.

Nous donnons, tableau I, la liste des éléments classés par numéro atomique croissant (nombre Z), ainsi que la masse atomique qui permet de mesurer la chimie et les symboles chimiques.

En rangeant simplement les corps simples par ordre de masse atomique croissante, on est immédiatement frappé par le fait que métaux et métalloïdes constituent des séries.

De plus, des corps ayant de grandes analogies se répètent à intervalles réguliers:

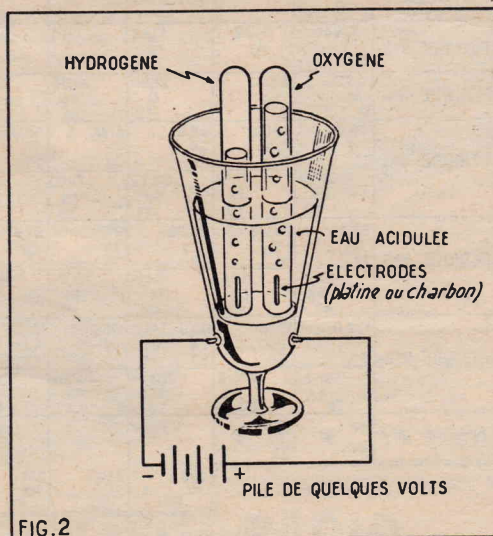


FIG. 2

FIG. 2. — La simple expérience du voltamètre permet de montrer que l'eau est une combinaison de deux corps simples : oxygène et hydrogène.

Tableau I

Z	Nom	Symbole	Masse atomique	Nombre de masse
1	Hydrogène	H	1,008	1
2	Hélium	He	4,003	4
3	Lithium	Li	6,940	7
4	Béryllium (ou glucinium)	Be	9,02	9
5	Bore	B	10,82	11
6	Carbone	C	12,01	12
7	Azote	N	14,01	14
8	Oxygène	O	16,00	16
9	Fluor	F	19,00	19,00
10	Néon	Ne	20,18	20
11	Sodium	Na	23,00	23
12	Magnésium	Mg	24,92	24
13	Aluminium	Al	26,97	27
14	Silicium	Si	28,06	28
15	Phosphore	P	30,98	31
16	Soufre	S	32,06	32
17	Chlore	Cl	35,46	35
18	Argon	A	39,94	40
19	Potassium	K	39,10	39
20	Calcium	Ca	40,08	40
21	Scandium	Sc	45,10	45
22	Titane	Ti	47,90	48
23	Vanadium	V	50,95	51
24	Chrome	Cr	52,01	52
25	Manganèse	Mn	54,93	55
26	Fer	Fe	55,85	56
27	Cobalt	Co	58,94	59
28	Nickel	Nc	58,69	60
29	Cuivre	Cu	63,57	64
30	Zinc	Zn	65,38	65
31	Gallium	Ga	69,72	70
32	Germanium	Ge	72,60	73
33	Arsenic	As	74,91	75
34	Sélénium	Se	78,96	79
35	Brome	Br	79,92	80
36	Krypton	Kr	83,7	84
37	Rubidium	Rb	85,48	85
38	Strontium	Sr	87,63	88
39	Ytrium	Y	88,92	89
40	Zirconium	Zr	91,22	91
41	Niobium	Nb	92,91	93
42	Molybdène	Mo	95,95	96
43	Technetium	Tc		97
44	Ruthénium	Ru	101,7	102
45	Rhénium	Rh	102,9	103
46	Palladium	Pd	106,7	107
47	Argent	Ag	107,9	108
48	Cadmium	Cd	112,4	112
49	Indium	In	114,8	115
50	Etain	Sn	118,7	119
51	Antimoine	Sb	121,8	122
52	Tellure	Te	127,6	128
53	Iode	I	126,9	127
54	Xénon	Xe	131,3	131
55	Cæsium	Cs	132,9	133
56	Barium	Ba	133,4	137

Exemples : Hélium, néon, argon, krypton, xénon, qui sont les gaz nobles ou inertes de l'air.

Fluor, chlore, brome, iode, qui sont les halogènes.

Lithium, sodium, potassium, rubidium, calcium, qui sont les métaux alcalins.

Il y a donc intérêt à établir un système de classification qui fasse apparaître ces analogies. C'est précisément ce qui a été fait par Mendeleïeff.

Nous donnons (tableau II) la classification sous sa forme actuelle. Notons en passant que le chimiste russe eut beaucoup de mérite à faire ce travail. En effet, à cette époque (1869), beaucoup d'éléments n'étaient pas encore découverts. C'était le cas des gaz inertes, par exemple. Il fallait prévoir des places pour les éléments manquants et la classification ressemblait à une grille de mots croisés tout à fait incomplètes.

Mendeleïeff fit mieux encore : en se basant sur sa classification, il prédit quelles

Tableau I (suite). Terres rares.

Z	Nom	Symbole	Masse atomique	Nombre de masse
57	Lanthane	La	138,9	139
58	Cérium	Ce	140,1	140
59	Praseodyme	Pr	140,9	141
60	Neodyme	Nd	144,3	144
61	Illinium	Im	?	?
62	Samarium	Sm	150,4	150
63	Europium	Eu	152,0	152
64	Gadolinium	Gd	150,9	157
65	Terbium	Tb	159,2	159
66	Dysprosium	Dy	162,5	163
67	Holmium	Ho	164,9	165
68	Erbium	Er	167,2	167
69	Thullium	Im	169,4	169
70	Yterbium	Yb	173,0	173
71	Lutécium	Lu	175,0	175
72	Hafnium	Hf	178,6	179
73	Tantale	Ta	180,9	181
74	Tungstène	W	183,9	184
75	Rhénium	Re	186,3	186
76	Osmium	Os	190,2	190
77	Iridium	Ir	193,1	193
78	Platine	Pt	195,2	195
79	Or	Au	197,2	197
80	Mercur	Hg	200,6	200
81	Thallium	Te	204,4	204
82	Plomb	Pb	207,2	207
83	Bismuth	Bi	209,2	209
84	Polonium	Po	210	210
85	Astate	Ac	217	217
86	Radon	Rn	222	222
87	Francium	Fa	?	?
88	Radium	Rd	226,1	226
89	Actinium	Ac	227	227
90	Thorium	Th	232,1	232
91	Protoactinium	Pa	231	231
92	Uranium	U	238,1	238

devaient être les propriétés des éléments manquants et arriva ainsi à une précision tout à fait remarquable.

Ces résultats démontrèrent, d'ailleurs, qu'il y avait beaucoup plus qu'un classement ingénieux dans la disposition adoptée

#### Coup d'œil sur la classification.

Notre propos n'est pas d'entreprendre un commentaire détaillé de la classification.

Nous voulons seulement montrer comment elle conduit logiquement à la conception moderne de l'atome. Pour cela, il faut évidemment souligner quelques remarques essentielles. Les corps simples sont divisés en neuf groupes distincts. Dans chaque colonne, il faut distinguer les éléments qui sont rangés sous les lettres a) et b) qui correspondent à des arrangements différents des constituants de l'atome.

L'hydrogène, portant le numéro 1 n'a fait partie d'aucun groupe.

On doit en somme le considérer comme l'origine de tous les autres atomes, ainsi que nous l'expliquerons plus loin.

On peut voir facilement que chaque colonne contient des éléments appartenant à la même famille.

Groupe zéro : famille des gaz inertes

Groupe I : famille des métaux alcalins

Groupe II, famille des métaux alcalino-terreux.

Groupe IV : famille des semi-conducteurs (sous la lettre a, on trouve en effet carbone, silicium, germanium).

Groupe VII, lettre a) : famille des halogènes.

Le groupe V est particulier, on y trouve côte à côte les métaux magnétiques (fer, nickel, cobalt), ceux de la « mine de platine », iridium, osmium et platine.

Les éléments n° 57 à 71, constituent les « terres rares ». Leurs propriétés sont si voisines qu'ils sont chimiquement inséparables. En fait, il faudrait les loger tous dans la même case. Malgré leur masse atomique différente, ils constituent la série dite des lanthanides parce que le premier terme de la série est précisément le lanthane.

#### La masse atomique n'est pas le « fil d'Ariane ».

Mendeleïeff s'était laissé — en principe — guider par la masse atomique. Nous écrivons « en principe » parce que, au moment de l'établissement de la classification, ce guide fut une fois en défaut. En effet, la masse atomique du tellure (élément 52) est de 127,6, celle de l'iode (élément 53) est de 126,9. Il faudrait donc que l'iode précède le tellure ? Or, l'iode est de toute évidence un halogène, il se comporte très

TABLEAU N° II

GROUPE	I		II		III		IV		V		VI		VII		VIII		0					
	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b						
PERIODE N°1	1,008 1 H																4,003 2 He					
PERIODE N°2	6,940 3 Li		9,02 4 Be		10,82 5 B		12,01 6 C		14,01 7 N		16,00 8 O		19,00 9 F				20,18 10 Ne					
PERIODE N°3	23,00 11 Na		24,32 12 Mg		26,97 13 Al		28,06 14 Si		30,98 15 P		32,06 16 S		35,46 17 Cl		39,94 18 Ar							
PERIODE N°4	39,10 19 K		40,08 20 Ca		45,10 21 Sc		47,90 22 Ti		50,95 23 V		52,01 24 Cr		54,93 25 Mn		55,85 26 Fe	58,94 27 Co	58,69 28 Ni					
	63,57 29 Cu		65,38 30 Zn		69,72 31 Ga		72,60 32 Ge		74,91 33 As		78,96 34 Se		79,92 35 Br				83,7 36 Kr					
PERIODE N°5	85,48 37 Rb		87,63 38 Sr		88,92 39 Y		91,22 40 Zr		92,91 41 Nb		95,95 42 Mo		Te # 43		101,7 44 Ru	102,9 45 Rh	106,7 46 Pd					
	107,9 47 Ag		112,4 48 Cd		114,8 49 In		118,7 50 Sn		121,8 51 Sb		127,6 52 Te		126,9 53 I				131,3 54 Xe					
PERIODE N°6	132,9 55 Cs		137,4 56 Ba		138,9 57 La		175,0 58 Ce		178,6 59 Pr		189,9 60 Nd		183,9 61 Pm		186,3 62 Sm		190,2 63 Eu	193,1 64 Gd	195,2 65 Tb			
	197,2 79 Au		200,6 80 Hg		204,4 81 Tl		207,02 82 Pb		209,0 83 Bi		210 84 Po		#		At 85				222 86 Rn			
PERIODE N°7	Fr 87 *		226,1 88 Ra *																			
SÉRIE DES ACTINIDES																						
					226,1 89 Ac *		232,1 90 Th		231 91 Pa *		238,1 92 U *		237 93 Np #	240 94 Pu #	241 95 Am #	243 96 Cm #	245 97 Bk #	248 98 Cf #	249 99 Eu #	250 100 Fe #	253 101 Mu	253 102 Nm

SÉRIE DES LANTHANIDES													
138,9 57 La	140,1 58 Ce	140,9 59 Pr	144,3 60 Nd	150,4 61 Pm	152,0 62 Sm	150,9 63 Eu	157,2 64 Gd	162,5 65 Tb	164,9 66 Dy	167,2 67 Er	169,4 68 Yb	173,0 69 Lu	175,0 70 Yt

\* ELEMENTS RADIOACTIFS

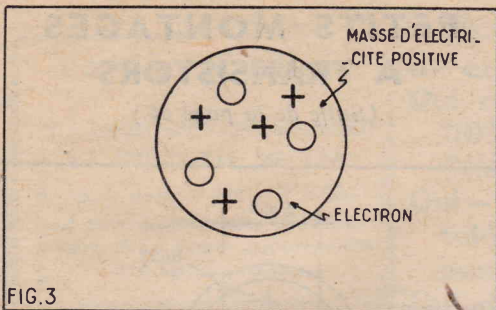


FIG. 3. — L'atome « statique » de Thomson.

exactement comme le fluor, le chlore et le brome. D'autre part, le tellure fait bien partie de la même famille que le soufre et le sélénium...

Une autre inversion de même nature s'est imposée à la découverte des gaz inertes, entre le potassium (A = 39,10) et l'argon (A = 39,94). Elle est aussi justifiée que la première car l'argon est bien un gaz inerte et le potassium est, sans discussion possible, un métal alcalin...

Cela montre — en réalité — que le guide ne doit pas être A, c'est-à-dire la masse atomique, mais un certain nombre Z. On peut avoir confirmation de cela, en examinant le spectre de rayons X des éléments.

Une autre remarque importante, c'est que le numéro des groupes n'est pas autre chose que la valence chimique. Le groupe zéro est un groupe de valence nulle, parce qu'aucune réaction chimique ne peut être provoquée avec les éléments qui en font partie ; ils sont absolument inertes.

Le groupe I est le groupe des métaux monovalents, le groupe II celui des métaux bivalents... Les semi-conducteurs sont des éléments tétravalents.

Du temps de sa création, la classification s'arrêtait à l'uranium, élément 92, dernier élément « naturel ».

Mais la science humaine a su créer (ou plutôt « recréer ») des éléments nouveaux qui sont :

A partir de l'élément 89, actinium, ces éléments constituent la série des actinides.

On peut constater qu'avec le système d'unité choisi, c'est-à-dire en prenant la 16<sup>e</sup> partie de la masse atomique de l'oxygène, ce qui revient, à très peu de choses près, à prendre celle de l'hydrogène que presque toutes les masses atomiques sont des nombres entiers... à une petite erreur près. Cela doit avoir une signification.

### Périodicité.

La table est « périodique » en ce sens que des éléments tout à fait comparables se retrouvent dans les mêmes colonnes verticales. Mais il ne faudrait pas prendre ce terme dans le même sens que la périodicité d'un courant alternatif, par exemple.

La « périodicité » n'est pas régulière. Les chiffres qui lui sont associés sont 2-8-8-18-18-32.

Il faudra évidemment que le modèle d'atome choisi tienne compte de ce fait remarquable.

### Les modèles d'atomes.

Nous n'insisterons guère sur les modèles d'atomes qui furent proposés. Celui de Thomson, par exemple, était un modèle statique constitué par une masse d'électricité positive dans laquelle baignaient des électrons en nombre suffisant pour neutraliser la charge positive (fig. 3).

Ce modèle ne rendait pas compte des réactions entre la lumière et l'électricité.

Nous en arriverons immédiatement au modèle de Rutherford, qui est déjà bien connu de nos lecteurs. Il s'agit là d'un atome en mouvement (fig. 4).

On peut le comparer à un système solaire en miniature, dont le soleil serait remplacé par un minuscule noyau positif autour duquel tournent des électrons en nombre

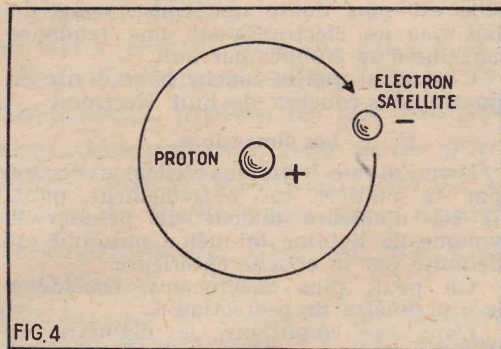


FIG. 4. — L'atome d'hydrogène comporte un noyau, ou proton porteur d'une charge positive, unité autour de laquelle tourne un électron porteur d'une même charge de signe contraire. La masse entière est pratiquement condensée dans le noyau. Le rapport des masses est, en effet, d'environ 2.000.

exactement suffisant pour neutraliser la charge du noyau.

L'atome d'hydrogène comporte un noyau positif de charge 1 autour duquel tourne un seul électron. Le noyau de l'hydrogène est le proton. C'est en lui qu'est condensée la presque totalité de la masse. Dans le cas de l'hydrogène, le rapport de masse entre proton et électron est de 2.000 (plus exactement 1947 (fig. 4)).

L'atome d'hélium comporte un noyau qui porte deux unités de charge positive

qui sont équilibrées par 2 électrons (fig. 5). La masse du noyau d'hélium ou *helion* (ou particule alpha : voir à ce sujet notre article sur la radio-activité) représente 4 unités.

Les deux électrons satellites sont placés sur une même couche que l'unique électron de l'hydrogène. Cette couche est la couche K. Avec ces deux électrons, cette couche est complète et il est impossible qu'un électron supplémentaire vienne s'y placer.

L'élément suivant, le lithium, occupe la case 3, et doit posséder 3 électrons neutralisant la charge d'un noyau positif portant trois unités. Mais ce troisième électron amène une nouvelle couche qui est la couche L. Celle-ci se garnira peu à peu presque à être complète avec 8 électrons (néon). Après la couche L viendra la couche M, puis N, etc.

En principe une couche ne peut retenir un électron si les couches intérieures ne sont pas complètement garnies.

Chaque position électronique correspond à une énergie déterminée. La vitesse de rotation de l'électron développe une force

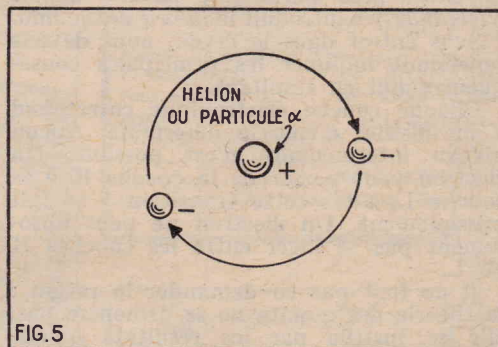
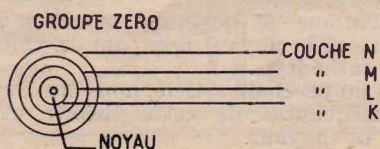


FIG. 5. — L'atome d'hélium comporte un noyau porteur d'une charge positive égale à 2 et 2 électrons satellites.

GROUPE I	GROUPE II	GROUPE III	GROUPE IV	GROUPE V	GROUPE VI	GROUPE VII	GROUPE VIII
METAUX ALCALINS	METAUX ALCALINO TERREUX		SEMI-CONDUCTEURS			HALOGENES	
HYDROGENE H 1							HELIUM He 2
LITHIUM Li 3	BERYLLIUM Be 4	BORE B 5	CARBONE C 6	AZOTE N 7	OXYGENE O 8	FLUOR F 9	NEON Ne 10
SODIUM Na 11	MAGNESIUM Mg 12	ALUMINIUM Al 13	SILICIUM Si 14	PHOSPHORE P 15	SOUFRE S 16	CHLORE Cl 17	ARGON Ar 18
POTASSIUM K 19	CALCIUM Ca 20	SCANTIUM Sc 21	TITANE Ti 22	VANADIUM V 23	CHROME Cr 24	MANGANESE Mn 25	FER Fe 26
VALENCE 1	VALENCE 2	VALENCE 3	VALENCE 4				



centrifuge qui équilibre très exactement l'attraction du noyau. C'est très exactement ce qui se passe pour le soleil et la planète, aussi bien que pour la terre et la lune, et les satellites artificiels. Plus l'énergie est grande, et plus la vitesse de rota-

Tableau III. Les « actinides ».

Z	Nom	Symbole
93	Le neptunium symbole.	Np
94	Le plutonium symbole.	Pu
95	L'americium.	Am
96	Le Curium.	Cm
97	Le Berkelium.	Bk
98	Le Californium.	Cf
99	L'Einsteinium.	Ei
100	Le Fermium.	Fe
101	Le Mendeleevium.	Mv
102	Le Nobelium.	Nm

extérieure. Il en résulte que les terres rares sont inséparables chimiquement parce que la couche extérieure est la même alors que les couches internes peuvent présenter quelques différences.

**Les sous-couches.**

La notion de sous-couches introduit une complication supplémentaire. Elle a été rendue nécessaire pour expliquer précisément que la période n'est pas constante. Elle est sans doute une conséquence du fait que les électrons ont une tendance certaine à se grouper par huit.

C'est ainsi que la couche N se divise en quatre sous-couches de huit électrons.

**Les dimensions.**

Dans l'atome, le volume réellement occupé par la matière est extrêmement petit. Il est d'ailleurs difficile de préciser le volume de l'atome lui-même puisqu'il est délimité par la couche extérieure.

On peut, plus exactement, considérer le « périmètre de protection ».

Dans ces conditions, le diamètre de l'atome d'hydrogène est de  $2 \times 10^{-8}$  centi-

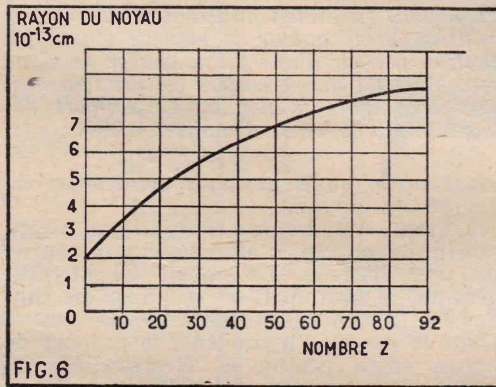


FIG. 6. — Diagramme donnant le rayon du noyau en fonction du nombre Z.

mètres. Or, le diamètre du noyau est encore beaucoup plus petit, de l'ordre de  $4 \times 10^{-13}$  pour l'hydrogène (voir fig. 7).

Le rapport entre les deux est de 50.000. Cela veut dire que si nous grandissons le noyau jusqu'à être tout juste visible (1/10 mm), le diamètre de l'orbite sera de 5.000 mm ou 5 m.

On peut donc bien prétendre que l'atome est plein de vide ! On a pu également com-

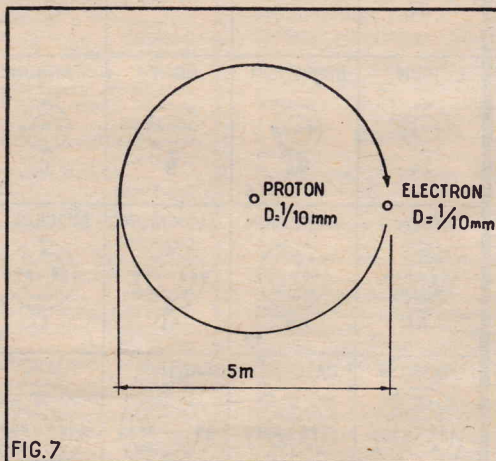


FIG. 7. — La « matière » ne représente qu'une toute petite partie du volume de l'atome.

parer l'atome à quelques mouches (les électrons et le noyau) occupant le volume d'une cathédrale.

Dans un prochain article, nous étudierons les conséquences de cette théorie et la nature du noyau.

**PETITS MONTAGES A TRANSISTORS**

(Suite de la page 56.)

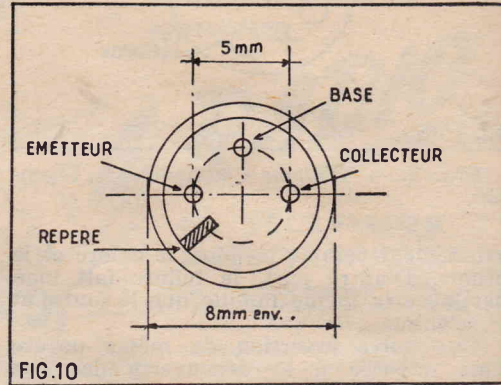


FIG. 10

Nous donnons à la figure 10 le brochage du transistor type T1690. On voit que les trois contacts sont disposés sur une demi-circonférence de 5 mm de diamètre. Ce montage fonctionne sur une batterie de 6 V seulement.

Il est particulièrement recommandé dans les récepteurs de très petites dimensions dans lesquels l'économie et la réduction du volume sont des conditions de première importance.

Le montage reflex indiqué ne donne pas lieu à une remodulation de la porteuse MF par la BF.

Grâce au très grand gain du transistor adopté, on a même pu effectuer une contre-réaction par l'émetteur en ne shuntant pas la résistance  $R_1$  de 47  $\Omega$ .

L'amplification BF est de qualité très satisfaisante.

Les bobinages possèdent les caractéristiques suivantes :

Transformateur  $T_1$  : primaire selon le transistor qui précède le montage décrit. Secondaire, impédance 4 k $\Omega$  à 455 kHz. Coefficient de surtension de l'ordre de 35 en charge ne doit pas être dépassé en raison de la largeur de la bande MF à transmettre.

Transformateur  $T_2$  : rapport primaire à secondaire : inférieur à 5 fois. On adoptera un rapport des impédances de 20 k $\Omega$  à 1,5 k $\Omega$  ce qui donne  $Z_p/Z_s = 13,3$  fois.

En nombre des spires le rapport est  $V 13,3 = 3,65$  fois.

Un coefficient de surtension Q, en charge de 35, est recommandé. Les caractéristiques de fonctionnement de ce montage reflex sont :

- Tension collecteur ..... — 6 V
- Courant émetteur ..... 2 mA
- Gain en puissance :
- En MF ..... + 31 dB
- En sélection ..... — 20 dB
- En BF ..... + 20 dB
- Gain total ..... + 31 dB
- Distorsion BF totale ..... 2,8 %

**Achetez chaque mois RADIO-PLANS**

chez le même marchand

C'est une certitude de toujours le trouver

tion est élevée... ainsi que la distance d'équilibre.

Nous donnons tableau n° III, la traduction électronique de la classification périodique.

**La « quantification » de l'atome.**

Le pouvoir explicatif de l'atome de Rutherford est considérable. Il est cependant en défaut en bien des occasions. Pour le rendre plus parfait, le savant danois Niels Bohr y a introduit la théorie des quanta.

Sans entrer dans le détail, nous devons cependant indiquer les principales conséquences qui en résultent.

Chaque couche électronique correspond à un niveau d'énergie déterminé. Aucun niveau intermédiaire n'est possible. Un électron peut passer de la couche K à la couche L, mais cette transition se fait brusquement. Un électron ne peut absolument pas se loger entre les couches K et L.

Il ne faut pas en demander la raison : la théorie des quanta ne se démontre pas, elle se justifie par les résultats qu'elle donne.

De même, quand une couche est garnie, il est impossible d'y loger un électron supplémentaire (principe d'exclusion). Les couches se garnissent progressivement. Une exception doit cependant être faite pour les terres rares. Les propriétés chimiques dépendent essentiellement de la couche

**Vient de paraître :**



**L'ALMANACH DU MONDE**

LECTURES  
SANTÉ  
ASTROLOGIE  
ORACLE  
HUMOUR  
SPORT  
1 000 PHOTOS  
ET  
DESSINS  
40 000 LIGNES  
DE TEXTE  
2,50 NF



**LA JOYEUSE ENCYCLOPÉDIE POUR TOUS**

# DÉPHASEUR CATHODYNE

par Henry MARCEL

Le technicien moderne est parfois ingrat et imprudent. Il n'est ni logique, ni scientifique de se jeter sans examen sérieux sur une nouveauté « miraculeuse », lorsqu'il suffirait parfois de *repenser* avec un matériel meilleur, un procédé ancien et approuvé.

Ceci dit, je vous propose une petite promenade expérimentale autour du cathodyne déchu. Voici figure 1, le cathodyne standard dont parle Lucien Chrétien (1)  $R_1 + R_2$  constituent la résistance de charge du tube déphaseur. Ces deux résistances étant égales, nous trouverons, c'est l'évidence même, des tensions égales entre AB et CD.

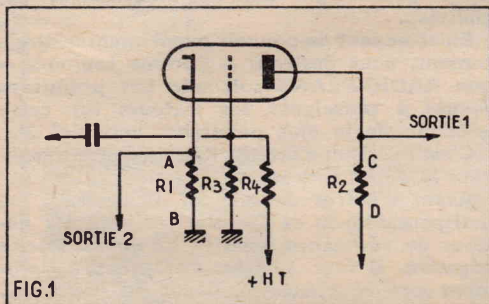


FIG. 1. — Le cathodyne normal. La polarisation de grille est assurée par le diviseur  $R_3/R_4$ .

Chose importante, la tension de repos de la grille est fixée par le diviseur de tension  $R_3 - R_4$ , afin d'assurer une polarisation convenable de la grille de commande.

Il faut faire en sorte que  $R_3$  et  $R_4$  soient de l'ordre de quelques mégohms, pour que la valeur résultante ne soit pas inférieure à 1 MΩ environ.

A ce sujet, j'avoue ne pas accorder grande confiance à un diviseur de tension ainsi constitué par des résistances de valeurs très élevées, surtout lorsqu'il s'agit d'obtenir une tension précise dans le temps. Je préfère le schéma de la figure 2.

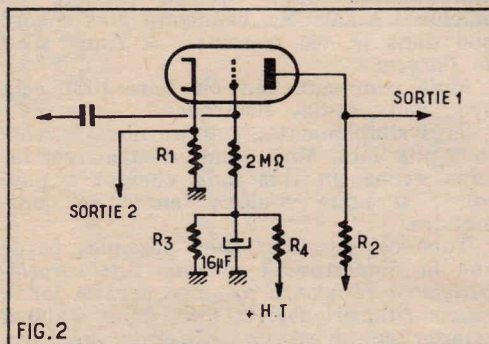


FIG. 2. — Le même cathodyne que figure 1. La polarisation provient ici d'un diviseur de tension situé à la base de la résistance de fuite de 2 MΩ.

L'indispensable diviseur de tension y est situé à la base de la résistance normale de grille. Par ce moyen, nous avons la liberté d'établir un pont potentiométrique ayant une consommation propre de 4 à 5 mA, par exemple. Nous travaillons ainsi sur des résistances de faibles valeurs ce qui confère une sécurité intéressante.

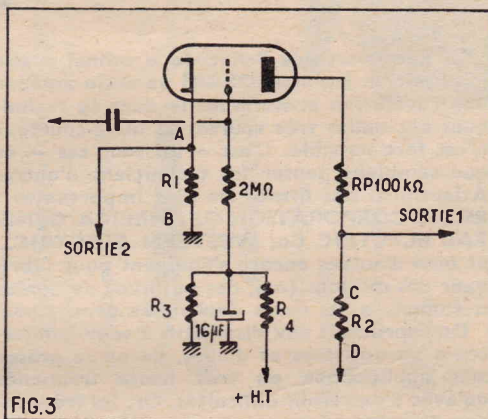


FIG. 3. — Il s'agit toujours d'un cathodyne.  $R_1$  et  $R_2$  sont identiques, mais, par pure fantaisie nous avons ajouté une résistance de charge  $RP$ ... inutile !

Il est évidemment nécessaire de découpler le point « chaud » par un condensateur important, disons 16 μF.

Maintenant, jouons le jeu... C'est dans la figure 3 que débutent mes improvisations.

Nous gardons toujours notre cathodyne, presque inchangé. Mais, alors que normalement, la charge de la lampe était constituée par  $R_1 + R_2$  de valeurs égales, j'ai ajouté une résistance de charge supplémentaire  $RP$  en amont de  $R_2$  (chiffrons  $RP$  à 100 kΩ pour fixer les idées).

En fait, la résistance de charge totale devient maintenant égale à :  $RP + R_2 + R_1$ .

Si je continue à prélever mes tensions de sortie aux points A et C, mon déphaseur continuera à jouer son rôle, le rendement étant simplement moins bon, du fait que l'énergie développée dans  $RP$  ne sert à rien et se trouve perdue. Pure folie que cela, je désirais simplement vous amener par cette astuce — au montage de la figure 4. Il n'y a plus dans cette figure 4, de cathodyne réel. Mais, en quelque sorte, un amplificateur normal.

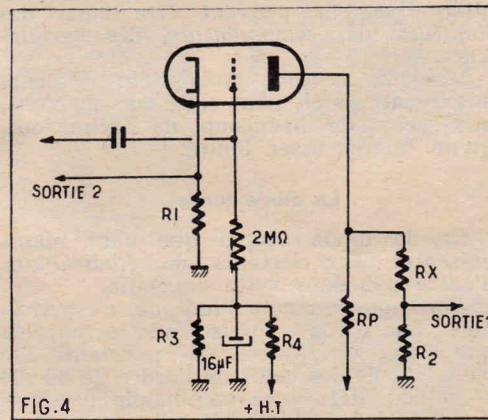


FIG. 4. — Un déphaseur « Idiot », le réseau  $RP + RX + R_2$ , dans certaines conditions, peut fournir aux bornes de  $R_2$  des tensions identiques à celles relevées aux bornes de  $R_1$ .

Mon but est simplement de prélever sur  $RP$  une fraction de la tension disponible, (fraction évidemment égale à la tension présente aux bornes de  $R_1$ ).

En restant fidèle à l'égalité  $R_1 = R_2$ , je dois y parvenir à l'aide de  $RX$  laquelle valeur de  $RX$  serait à déterminer expérimentalement — étant donné que  $RP$  est traversé par deux courants de même sens — (le courant anodique d'une part, et celui de l'ensemble formé par  $RP + RX + R_2$ ).

Tout cela devient interdépendant, et le fait de modifier un seul élément modifie l'équilibre du tout.

Ce schéma, volontairement « idiot », nous prouve cependant, qu'avec une imperfection énorme, ce montage reste malgré tout un déphaseur. N'allons pas plus loin, sans nous reporter à l'étude de Lucien Chrétien citée plus haut et en faisant comme lui, le bilan du cathodyne standard.

### Avantages.

Simplicité. Stabilité. Pas de distorsion notable si l'étage est bien conçu.

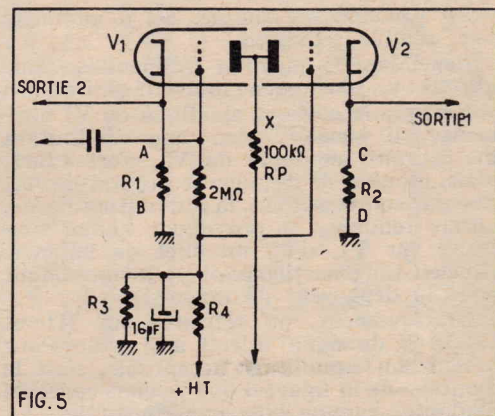


FIG. 5. — Déphaseur « Anodyne » théorique : c'est un cathodyne, avec un tube « réflecteur » ( $V_2$ ), c'est aussi un déphaseur de O. H. Schmitt qui serait couplé par les anodes.

### Défauts.

La branche cathode ne se comporte pas, pour les fréquences élevées, de la même façon que la branche anode.

Sans cet handicap, le cathodyne, n'en déplaie aux futuristes, serait bel et bien l'idéal.

Voici, figure 5, une des phases finales de mes transformations fartaïstes. C'est la transformation de la figure 4. Le diviseur de tension  $RX + R_2$  est maintenant remplacé par  $V_2 + R_2$ .

Mes deux sorties sont maintenant identiques et je dispose de deux branches « cathodes » parfaitement semblables.

J'ai baptisé cela « Anodyne ». Examinons le fonctionnement simple du montage. Je ne vous reparlerai pas des éléments qui sont restés les mêmes et ont toujours les mêmes fonctions.

Supposons que j'applique à la grille de  $V_1$  une tension négative. Le débit de  $V_1$  va diminuer, la tension au point X augmentera et diminuera au point A (cathode  $V_1$ ).

(1) Voir Radio-Plans de mai 1960.

## LA DIODE TUNNEL

Par L. CHRÉTIEN, Ingénieur E. S. E.

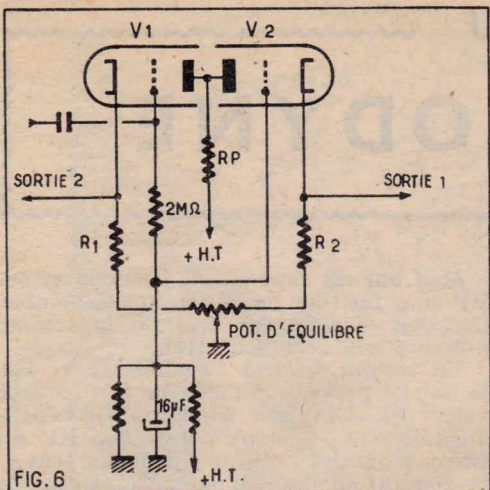


FIG. 6. — Schéma définitif de l'anodyne, le potentiomètre permet d'équilibrer le déphaseur.

Au contraire, puisque la tension anode augmente, V2 verra son débit plaque s'accroître, et la tension montera au point C (cathode V2)

Je vous précise (bien que cela apparaisse sur le schéma) que V2 ne reçoit aucun signal de grille. Cette grille dispose simplement de la même polarisation de repos que VI elle est à la masse vis-à-vis des tensions alternatives.

En fait, c'est un peu un déphaseur OH. Shmitt couplé par les anodes.

Le principe est simple, et, à première vue, semble séduisant.

Cependant, quelques difficultés surgissent : un phénomène limitatif se produit :

Lorsque le courant anodique de VI augmente, il s'ensuit bien une diminution du courant anodique de V2, c'est exact, mais, un effet de freinage se produit du fait que par compensation, la diminution de V2, aurait tendance à provoquer l'effet contraire sur VI, d'où un effet de balance. (Lucien Chrétien signalait ce même défaut pour le déphaseur de Schmitt).

Pratiquement, on retrouve sur R1 et R2 70 % du signal injecté à la grille. Pour obtenir un équilibrage acceptable, c'est le montage de la figure 6 que je vous conseille d'adopter comme base expérimentale.

Le potentiomètre permet d'obtenir l'équilibre.

## Moralité.

Bien que l'ayant transformé en tous sens, nous sommes toujours restés dans le cadre du déphaseur cathodyne.

Dans ce montage, les 2 branches deviennent identiques, en ce qui concerne l'impédance en fonction de la fréquence alors, que d'origine, le cathodyne est meilleur sur la « plaque » que sur la « cathode ».

Cette astuce semble rendre le montage plus impartial.

Il serait peut-être intéressant de faire des essais comparatifs pour en juger définitivement.

## Pour conclure :

Je ne me déclare pas fervent supporter de mon procédé.

J'aimerais simplement que ces amusantes variations aient contribué à revaloriser à vos yeux cet excellent cathodyne qui reste sans doute un déphaseur très valable. De plus, si vous décidiez d'expérimenter mes deux triodes « dos à dos » ?

Peut-être, passeriez-vous comme moi, un excellent samedi soir.

Henri MARCEL

La découverte de l'effet de « tunnel » par le physicien japonais OSAKI va-t-elle amener une révolution sensationnelle dans la technique des ondes très courtes et ultra-courtes ? C'est fort possible. C'est — en tout cas — ce que semblent penser les techniciens d'outre-Atlantique. Les firmes les plus importantes : RADIO CORPORATION OF AMERICA, GENERAL ELECTRIC Co, WESTERN ELECTRIC... et bien d'autres encore s'équipent pour fabriquer des millions (oui, des millions) de diodes « tunnels » au cours de l'année prochaine...

On reprochait aux dispositifs à semi-conducteurs : transistors et diodes, de ne se prêter aux applications en très haute fréquence qu'avec d'extrêmes difficultés. Or, les fréquences de coupure qui sont annoncées pour les nouveaux éléments se chiffrent en milliers de mégahertz. On cite même 10.000... On reprochait à ces mêmes éléments de ne pas supporter la moindre élévation de température. Or... les diodes tunnels fonctionnent entre — 50 et + 200 degrés centigrades...

On reprochait aux transistors et aux diodes à semi-conducteurs d'être très sensibles aux influences de tous les rayonnements... La lumière elle-même en trouble le fonctionnement. Or, la diode tunnel peut travailler dans un champ de rayonnement nucléaire intense.

## Que fait-on avec une diode ?

On utilise actuellement d'une manière extrêmement courante des diodes à semi-conducteurs (diodes à pointe ou à jonction) et des diodes thermo-électroniques. Ce sont, avant tout, des valves qui laissent facilement passer le courant dans un sens et qui le bloquent, ou, du moins, le limitent dans l'autre sens. Ce sont donc — en premier lieu — des redresseurs de courants. Il en existe qui peuvent tout au plus redresser un milliampère et d'autres qui redressent des milliers d'ampères.

Ces éléments diodes peuvent aussi assurer la fonction de détecteur en modulation d'amplitude. Ils servent alors à faire apparaître la valeur moyenne d'une tension alternative. Ils peuvent être aussi des limiteurs, des commutateurs, des modulateurs.

Mais ils ne sont jamais des éléments amplificateurs et, pour cette raison, n'ont, aux yeux de beaucoup de techniciens, qu'un intérêt assez limité.

## La diode tunnel.

Or, la diode tunnel que nous allons présenter aux lecteurs de Radio-Plans n'entre pas dans cette catégorie.

Ainsi que son nom l'indique, c'est vraiment une diode — puisqu'elle ne possède que deux électrodes... Et pourtant, elle peut fournir des gains de l'ordre de 30 dB — à 200 MHz avec une bande passante de 20 MHz ! Et pourtant, elle peut entretenir des oscillations dans des circuits jusqu'à des fréquences dépassant très largement les 1.000 MHz !... Elle aurait même tendance à osciller trop facilement, puisqu'il faut prendre des précautions très sévères en ce qui concerne le découplage ! La fréquence limite semble être de l'ordre de 10.000 MHz... ce qui corres-

pond à une longueur d'onde, de 3 cm.

Et, en dernier, on peut ajouter que la fabrication des « diodes tunnels » semble, a priori, moins délicate que celle des autres éléments de la même famille !

Pour l'instant, au moment où nous rédigeons ces lignes, aucun diode tunnel ne semble être disponible en France. Que nos lecteurs s'abstiennent donc de nous écrire pour nous demander l'adresse du fabricant... Nous ne pourrions répondre. Mais il est certain que des expériences se poursuivent dans des laboratoires spécialisés...

En attendant de pouvoir expérimenter directement, nous désirons — comme toujours — que RADIO-PLANS soit une des premières revues à renseigner ses lecteurs sur cette question de la plus palpitante actualité...

C'est la raison d'être de l'étude dont on trouvera le début ci-dessous.

Avant d'entrer dans le vif du sujet, il est indispensable de se familiariser avec les notions de résistance positive et de résistance négative. Il faut surtout comprendre comment ces résistances peuvent se combiner. Ce sera le sujet de cet article d'introduction.

L'emploi des « diodes-tunnels » peut modifier d'une manière totale le problème de l'emploi des bandes IV et V en télévision. Elle aura sans aucun doute des applications d'un exceptionnel intérêt dans les circuits de comptage, c'est-à-dire dans les machines à calculer. Elle peut être utilisée aussi bien comme circuit de comptage que comme « mémoire ». Elle présente même d'énormes avantages sur tous les autres systèmes connus car elle est beaucoup plus rapide. Les « temps de montée » qu'elle permet de réaliser ne se chiffrent pas en microsecondes, mais en millimicrosecondes ! Or, en matière de machines à calculer, beaucoup plus encore que dans la vie courante, le temps c'est de l'argent !

Mais comment peut-on faire tout cela avec deux seules électrodes ? Très simplement... comme nous le verrons plus loin. Mais avant d'en arriver là, nous avons un très long chemin à parcourir si nous voulons tenter de comprendre.

Tous ces résultats sont possibles parce que la diode-tunnel présente une caractéristique à résistance négative de très faible valeur (numérique). Il faut donc d'abord exposer ce qu'est une résistance négative.

Après quoi, nous examinerons comment se présente la caractéristique d'une diode-tunnel.

Enfin... pour que tout soit parfait — il faudrait expliquer physiquement la forme de cette caractéristique. Or, c'est là que les choses se compliquent. Ce qui détermine précisément cette forme, c'est l'effet du tunnel. Ce serait faire une erreur considérable de supposer que la diode « tunnel » tire son nom du fait qu'elle est construite en forme de tunnel. Il s'agit de bien autre chose ! L'effet de tunnel est un phénomène qui permet à des corpuscules de franchir

une barrière de potentiel normalement trop élevée pour qu'ils puissent sauter par-dessus ! Ils n'ont pas assez d'énergie pour cela.

Alors... dans certaines circonstances, ne pouvant franchir l'obstacle, ils passent dessous... comme s'ils creusaient un tunnel ! Nous tenterons de justifier cette explication, cyniquement simpliste. Cela sera d'ailleurs difficile, car l'effet de tunnel est une des conséquences révolutionnaires de cette théorie, monstrueusement abstraite, qui se nomme : MÉCANIQUE QUANTIQUE...

Nous venons ainsi de tracer un beau programme. Avant de le suivre, ajoutons encore que nous fournirons quelques exemples de schémas que nos lecteurs pourront expérimenter dès qu'on pourra trouver en France des échantillons de cet élément nouveau dont l'intérêt est bien évident...

### Résistance ohmique.

Prenons une certaine longueur d'un fil métallique assez fin. Réalisons le montage de la figure 1. Nous appliquons entre les extrémités du fil une différence de potentiel de 1 V, mesurée au moyen du voltmètre V. L'ampèremètre A nous permet de constater que l'intensité de courant est 10 mA, ou 0,01 A.

Si nous ramenons la différence de potentiel à 0,5 V, nous constaterons que l'intensité est alors de 5 mA.

Si, au contraire, la différence de potentiel est portée à 2 V, l'intensité, doublée sera de 20 mA. On constate donc, dans tous ces exemples, que l'intensité de courant est directement proportionnelle à la différence de potentiel. C'est ce résultat remarquable qui a été traduit par la célèbre loi d'OHM.

Le facteur de proportionnalité, c'est ce « quelque chose » qui s'oppose au passage du courant et qui, précisément, a cause de cette opposition, a été nommée la *résistance*. Celle-ci, en l'honneur du savant qui portait ce nom, s'exprime précisément en *ohms* dans le système d'unités le plus usuel en électricité.

Dans l'exemple représenté sur la figure 1 — on voit immédiatement que la résistance en question est de 100  $\Omega$ .

Notez, en passant, qu'il est parfois plus commode d'utiliser la notion de *conductance*. La conductance d'un circuit c'est précisément l'inverse de sa résistance. C'est à cause de cette inversion que certains techniciens (en particulier aux

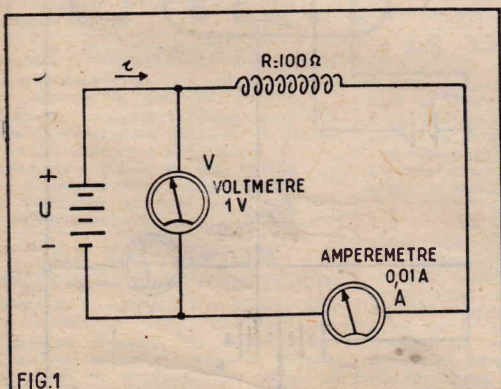


FIG. 1

FIG. 1. — L'intensité de courant traversant une résistance métallique est exactement proportionnelle à la tension. Cela suppose naturellement que le courant demeure assez faible pour que l'échauffement du fil soit négligeable — ou encore — que le métal utilisé présente un coefficient de température négligeable.

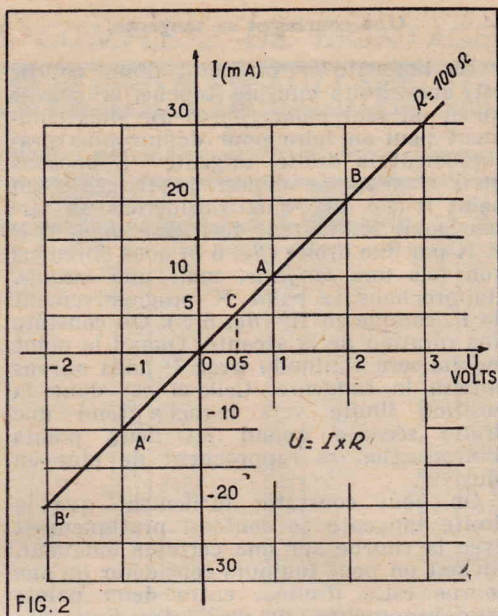


FIG. 2

FIG. 2. — Les résultats obtenus en faisant varier la tension appliquée dans l'expérience de la figure 1 peuvent se traduire graphiquement par une droite. Celle-ci passe par l'origine O.

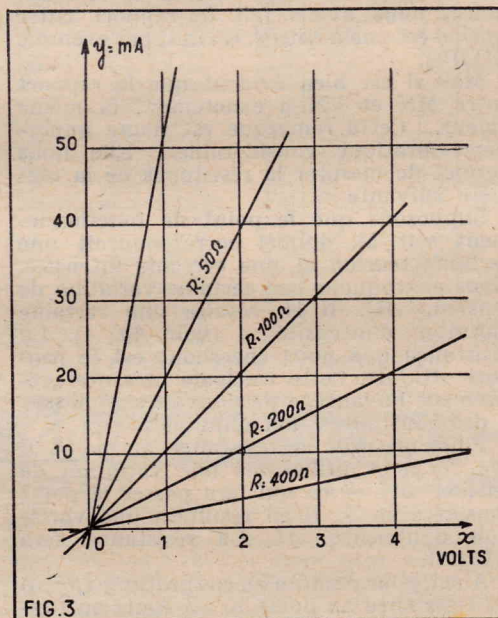


FIG. 3

FIG. 3. — Les droites représentatives sont d'autant plus proches de la verticale que la résistance est plus faible. Une résistance réelle serait représentée par l'axe OY. Une résistance infiniment grande serait représentée par l'axe OX.

Etats-Unis) utilisent le MHO comme unité de conductance ; le mot « mho » étant précisément le mot « ohm » écrit à l'envers. Un Mho = 1/1  $\Omega$ .

En Europe l'unité de conductance officielle est le SIEMENS bien que l'on continue parfois d'employer le « mho » qui a exactement la même valeur.

La fameuse loi d'ohm, bien connu de nos lecteurs s'écrit :

$$U = I \times R$$

$$\text{Volts} = \text{Ampères} \times \text{ohms.}$$

On peut la traduire graphiquement d'une manière très simple (fig. 2). Nous porterons simplement les tensions sur un axe horizontal et les intensités sur un axe vertical. En réunissant les différents points expérimentaux de mesure, nous constaterons qu'ils se trouvent tous placés sur

une droite. Cette droite, qui passe par le point zéro représente précisément la loi d'ohm.

Faut-il prolonger la droite au-dessous de l'axe horizontal, dans la région A'B', etc... ? N'est-ce pas de ce côté-là que nous allons découvrir des résistances négatives ?

Pas du tout ! Ce côté correspond tout simplement à l'inversion de la différence de potentiel. Si nous inversons celle-ci, l'intensité de courant dans la résistance change aussi de sens ce qui est tout à fait normal. Le rapport entre les deux conserve le même signe et la même valeur.

### Un réseau de résistances.

On peut établir (fig. 3) un graphique représentant toute une série de résistances. On peut noter les deux points importants suivants :

a) Toutes les droites représentatives passent par le point zéro ou origine. C'est tout à fait normal. Cela traduit simplement le fait que l'intensité est nulle quand la tension appliquée est nulle quelle que soit la valeur de la résistance.

b) Les droites se rapprochent d'autant plus de l'axe horizontal que la résistance est plus faible.

Il est clair qu'à la limite, une résistance nulle serait représentée par la droite verticale Oy. Réciproquement, une résistance infiniment grande serait représentée par l'axe horizontal Ox.

### Résistances ohmiques et résistances non ohmiques.

Quand l'intensité de courant et la tension demeurent dans le même rapport constant — qui est précisément la résistance, on dit qu'il s'agit d'une résistance de *nature ohmique*. On peut en calculer la valeur en prenant un point quelconque de la droite. Le point P — par exemple (fig. 4) correspond à 20 mA sous 2,50 V. On en déduit immédiatement que la résistance correspondante est de  $\frac{2,5}{0,020} = 125 \Omega$ .

On aurait évidemment obtenu le même résultat en prenant un autre point.

Supposons maintenant que nous relevions le diagramme intensité-tension d'une lampe diode. Nous obtenons, par exemple, le résultat indiqué figure 5.

Ce diagramme n'est pas une droite. Nous traduirons ce fait en disant que la

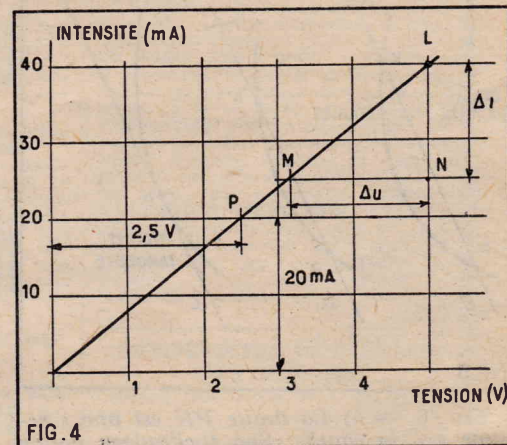


FIG. 4

FIG. 4. — On peut déterminer quelle est la valeur de résistance que représente la droite OP. La grandeur cherchée est OQ/PQ soit, ici 2,5/0,020, c'est-à-dire 125  $\Omega$ . On peut aussi procéder autrement. A partir du point L (par exemple) on fait varier la tension de  $\Delta U$  (point M). Il en résulte une variation d'intensité  $\Delta I$ . La résistance est  $\Delta U / \Delta I$ .



### Une courbe et sa tangente.

La tangente en un point d'une courbe est une droite qui ne touche la courbe qu'en un seul point (fig. 6 a). Mais comment peut-on faire pour définir plus pratiquement la droite tangente ? Supposons qu'il s'agisse de définir la tangente au point P (fig. 6). Nous considérons un certain point K différent de P. En joignant P et K par une droite (fig. 6 b) nous obtenons non pas une *tangente*, mais une *secante*. Rapprochons le point K progressivement de P, comme en K' (fig. 6 c'). On constate une rotation de la sécante. Quand le point mobile sera confondu avec P nous aurons obtenu la tangente. Celle-ci est donc la position limite vers laquelle tend une droite sécante quand les deux points d'intersection se rapprochent de plus en plus.

On peut constater facilement que la droite tangente se confond pratiquement avec la courbe sur une certaine longueur. En fait on peut toujours considérer qu'une courbe est... droite... entre deux points assez rapprochés l'un de l'autre. Cette observation est souvent mise à profit par les dessinateurs. On peut fort bien tracer un cercle avec une règle et un tire-ligne.

Revenons maintenant — pour un instant — au cas d'une résistance de nature ohmique dont le diagramme est représenté sur la figure 4. Pour mesurer cette résistance, nous avons fait le rapport entre tension est une intensité. C'était, par exemple  $OQ/PQ$ .

Mais il est bien évident que le rapport entre MN et LN a exactement la même valeur... Cette remarque est d'une importance pratique considérable... Elle nous permet de mesurer la résistance de la manière suivante :

Supposons que le point de fonctionnement soit M, auquel correspondrait une certaine tension et une certaine intensité. Nous provoquons une certaine variation de tension,  $\Delta U$ . Il en résulte une certaine variation d'intensité  $\Delta I$  (voir fig. 4). La résistance que nous cherchons est le rapport  $\Delta U/\Delta I$ . Cette méthode présente précisément l'avantage de pouvoir s'appliquer à des résistances non ohmiques.

Pour mesurer la résistance au point P (fig. 7) nous utiliserons une variation de tension  $\Delta U$  — ce qui fera passer le point considéré en S. Il en résultera une variation d'intensité  $\Delta I$ . La résistance sera  $\Delta U/\Delta I$ .

Ainsi, pour prendre un cas pratique (fig. 5) La résistance au point K est égale au rapport  $MN/KN$  ce qui fait  $500 \Omega$ .

Il est bien évident que cette opération consiste à confondre la courbe avec sa tangente. C'est d'autant plus acceptable que les deux points K et M sont plus rapprochés ou que la courbe est plus « droite » entre les deux points. Et cela nous permet aussi de conclure que la résistance d'un élément non ohmique est simplement mesurée en chaque point par l'inclinaison de la tangente à la courbe représentative en chacun de ces points...

En somme, mesurer la résistance au point K (fig. 5) c'est déterminer l'inclinaison de la tangente KR.

### A quoi tout cela peut-il servir ?

Certains lecteurs ont peut-être l'impression que nous sommes ici en pleine théorie et que nous nageons dans l'abstraction... Ce serait faire une erreur capitale. Rien n'est plus utile, rien n'est plus pratique.

Ces notions graphiques permettent de déterminer, par exemple, le fonctionnement exact d'un étage amplificateur, à tube électronique, comme à transistor. Pour cela, on trace simplement la droite de charge dans le réseau des caractéristiques. Cette droite

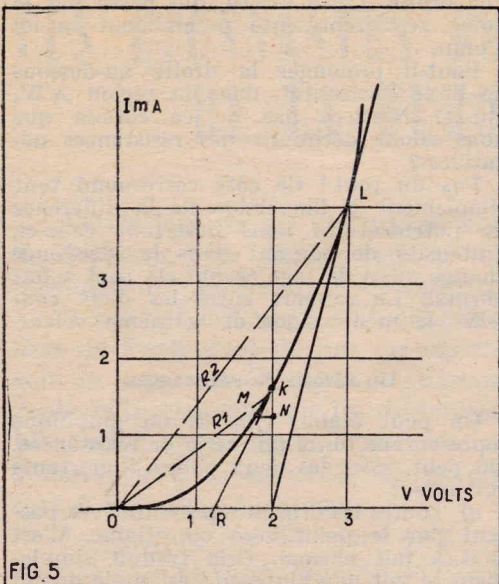


FIG. 5. — Quand il s'agit d'une résistance de nature non ohmique, le graphique n'est plus une droite, mais une courbe. Cela veut dire que la valeur de résistance n'est pas constante, mais varie avec la tension appliquée. Le graphique tension/intensité permet de connaître la valeur de résistance en chaque point.

résistance interne de la diode n'est pas de nature ohmique, ou, d'une manière beaucoup moins correcte, mais plus rapide, qu'elle n'est pas ohmique.

Pour déterminer la valeur de la résistance correspondante, il est bien évident que la même règle que précédemment ne peut plus être appliquée...

Si par ce procédé nous calculons la résistance au point K nous trouvons :

$$R1 = 2/0,0015 \text{ soit environ } 1.330 \Omega.$$

Et, au point L :

$$R2 = 3/0,004 = 750 \Omega.$$

Cela revient, dans le premier cas, à considérer que la résistance est représentée par la droite OK et, dans le second cas, qu'elle est représentée par la droite OL. Ce n'est vrai, ni dans un cas, ni dans l'autre.

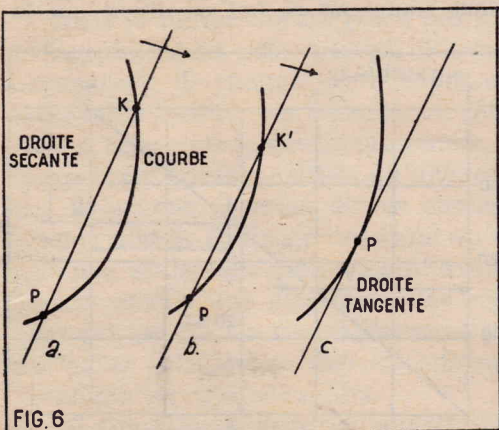


FIG. 6. — a) La droite PK est une « sécante » à la courbe. Son inclinaison donne la valeur moyenne de la résistance entre les points P et K.  
b) En faisant tourner la droite sécante autour du point P le point d'intersection K' se rapproche de P.  
c) A la limite, les deux points se confondent et la droite ne touche plus la courbe qu'en un seul point. C'est maintenant une droite tangente dont l'inclinaison donne la valeur exacte de la résistance au point P.

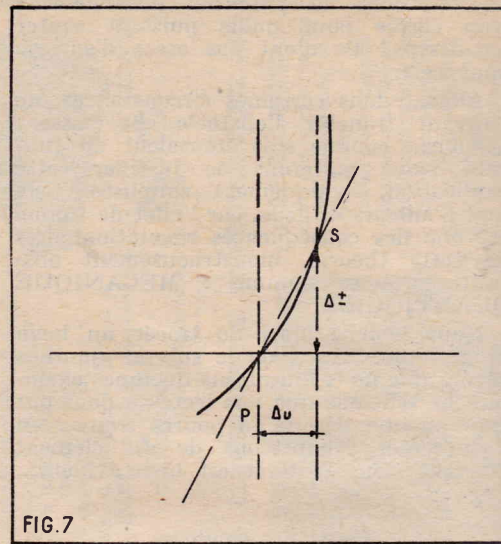


FIG. 7. — Mesure pratique de la résistance. C'est la valeur  $\Delta U/\Delta I$  à condition de choisir S assez voisin de P.

de charge n'est pas autre chose que la droite représentant précisément la résistance de charge.

D'après la situation de cette droite de charge dans le réseau des caractéristiques il est facile de déterminer le gain de l'étage, la puissance qu'il peut fournir, ses meilleures conditions d'utilisation, etc...

Autre exemple : pour déterminer la résistance interne d'un tube électronique, ou les différents paramètres d'un transistor on utilise très exactement la méthode que nous venons d'exposer.

### La caractéristique « dynatron ».

Réalisons le montage de la figure 8. Il s'agit d'un tube pentode monté d'une façon assez particulière. En effet, les grilles écran et d'arrêt ( $g_2$  et  $g_3$ ) sont reliées entre elles. On leur applique une tension fixe de 100 V, par exemple. La grille de commande est portée à une tension légèrement négative.

On fait varier la tension anodique depuis zéro jusqu'à une certaine valeur et on mesure l'intensité dans le circuit au moyen d'un milliampèremètre. En somme, on fait exacte-

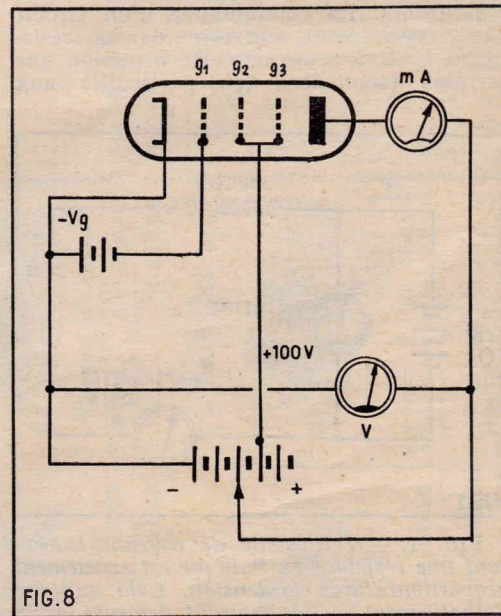


FIG. 8. — Montage d'un tube pentode en « dynatron ». La grille écran est portée à une tension supérieure à la tension d'anode. La grille d'arrêt est reliée à la grille écran.

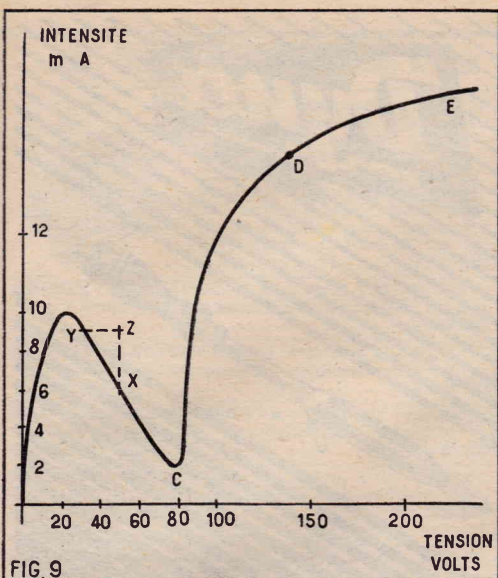


FIG. 9. — Caractéristique « dynatron ». Entre AB la résistance est positive, ainsi qu'au-delà de C. Elle est négative entre B et C.

tement la même opération que celle qui a été décrite, plus haut, à propos d'une résistance : On trace la caractéristique de l'intensité en fonction de la tension.

On obtient la courbe tourmentée de la figure 9. Quand la tension croît régulièrement, on observe que l'intensité s'accroît d'abord d'une manière régulière jusqu'en B, correspondant sur notre dessin à 10 mA. Mais en B « quelque chose » se produit. L'intensité baisse malgré que la tension soit croissante.

Dans l'exemple de la figure 9 l'intensité descend jusqu'à 2 mA (à noter que, dans certains cas, l'intensité peut même s'annuler et devenir négative). Au point C, nouveau changement, l'intensité cesse de décroître, croît même très rapidement de C en D et au-delà. Il s'agit de la caractéristique dite *dynatron* dont la forme s'explique sans difficulté par le phénomène de l'émission d'électrons secondaires par l'anode (nous avons déjà étudié ce phénomène dans *Radio-Plans*). Notre propos n'est pas de revenir sur cette question mais de rechercher la signification de cette forme bizarre.

#### Rencontre avec une résistance négative.

Efforçons-nous maintenant de déterminer la résistance équivalente au tube électronique dont la caractéristique est donnée sur la figure 9. Dans les branches AB et CD, il n'y a aucune difficulté. Il suffit d'appliquer tout simplement le résultat de nos réflexions précédentes. La résistance est relativement faible de A en B. Elle est également très faible au départ de C (la courbe est presque verticale) mais elle devient de plus en plus grande au-delà du point D. En E, elle est très grande — puisque la courbe est presque horizontale.

Que pouvons-nous dire dans la région BC? Nous n'avons aucune raison valable de ne pas appliquer les règles générales. La résistance en un point quelconque, comme X, par exemple, sera le rapport entre la variation de tension YZ et la variation d'intensité qu'elle provoque XZ...

Il y a cependant un fait nouveau. Dans les régions AB et CD les variations de tensions et d'intensité se produisent toujours dans le même sens. Une augmentation de tension amène une augmentation d'intensité, une diminution de tension amène une diminution d'intensité.

Ceux de nos lecteurs qui ont quelques notions d'algèbre diront que les deux va-

riations sont toujours affectées du même signe. En conséquence, leur rapport est toujours positif. Au contraire, dans la branche BC, les variations se produisent toujours en sens opposé. Une augmentation de tension amène une diminution d'intensité, une diminution de tension amène une augmentation d'intensité. Nos mêmes lecteurs mathématiciens nous diront que, dans ce cas, le rapport entre les deux quantités est toujours négatif.

NOUS SOMMES AINSI AMENÉS A CETTE INÉLUCTABLE CONCLUSION QUE DANS LA RÉGION BC LA RÉSISTANCE ÉQUIVALENTE AU TUBE ÉLECTRONIQUE EST UNE RÉSISTANCE NÉGATIVE.

La mesure de cette résistance, dans le cas de la figure 9 n'offre aucune difficulté. On verrait ainsi que la résistance au point X est de l'ordre de  $-10.000 \Omega$  (surtout, ne pas oublier le signe moins).

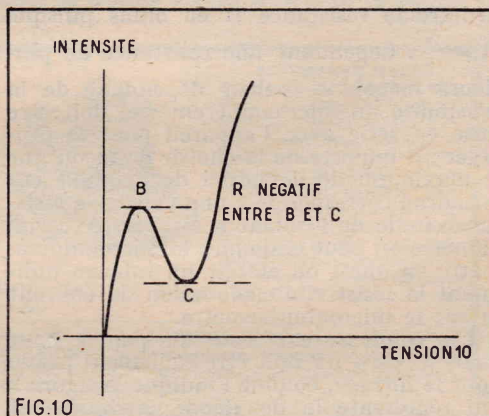


FIG. 10. — Courbe « N ». La région correspondant à la résistance négative est délimitée par deux points à résistance infiniment grande (B et C).

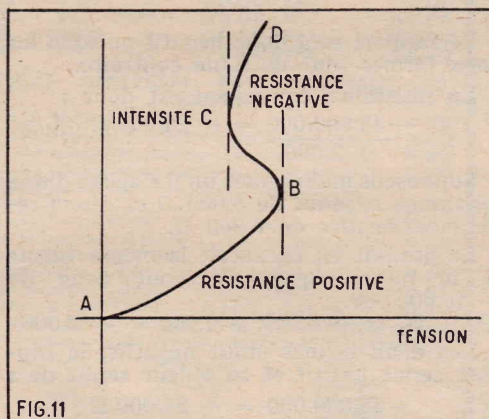


FIG. 11. — Courbe en S. La région correspondant à la résistance négative est délimitée par deux points à résistance nulle (B et C).

#### Notions de résistance négative.

On voit bien ainsi que c'est un raisonnement purement logique qui a fait naître la notion de résistance négative. C'est au moyen d'artifices particuliers qu'on peut obtenir cet effet. Il existe des résistances positives réelles qui peuvent être des fils métalliques, ou des matières plus ou moins complexes à base de carbone. Vous pouvez demander une résistance positive de  $10.000 \Omega$  au marchand de pièces détachées... Mais il vous regardera avec des yeux inquiets si vous lui demandez une résistance négative de la même valeur...

La technique nous offre cependant de nombreux procédés pour produire cet « effet ». Le dynatron (fig. 8) en est un bien connu. On peut aussi utiliser le montage

*Transitron*. La réaction positive dans un circuit fait naître une résistance négative.

Un arc électrique, certains tubes à gaz ont des caractéristiques à résistance négative.

En pratique, les dispositifs présentant des résistances négatives peuvent avoir des caractéristiques dont l'allure générale est donnée par la figure 10. Il s'agit d'une caractéristique en « N ». On notera ce fait important en pratique que la région de résistance négative BC est délimitée par deux passages par une résistance infiniment grande, aux points B et C. En effet, en ces deux points la tangente à la courbe est horizontale — ce qui correspond précisément à une résistance infiniment grande. Le dynatron (fig. a) présente une telle caractéristique.

D'autres dispositifs ont une caractéristique en « S » majuscule (voir fig. 11). La branche à résistance négative est comprise entre les points B et C. En ces deux points, la résistance équivalente est nulle puisque les tangentes à la courbe sont verticales. Certaines décharges électriques dans les gaz raréfiés peuvent avoir des caractéristiques de cette forme.

Et précisément, la diode-tunnel tire tout son intérêt du fait qu'elle se comporte comme une résistance négative d'un intérêt exceptionnel. Avant d'entreprendre directement son étude, il est intéressant de rechercher ce qui donne l'accouplement des résistances positives et négatives.

#### Composition des résistances positives.

Si nous plaçons en parallèle deux résistances de  $100 \Omega$  la résistance équivalente à l'ensemble est de  $50 \Omega$ , figure 12. Si nous plaçons 10 résistances de  $100 \Omega$  en parallèle nous obtenons une résistance équivalente de  $1 \Omega$ .

Une résistance de  $100 \Omega$ , en parallèle avec une résistance de  $10 \Omega$ , nous obtenons une résistance équivalente d'environ  $9 \Omega$ . Nos lecteurs, connaissent bien la formule générale. Si nous avons un ensemble de résistances  $R_1, R_2, R_3, \dots$ , en parallèle nous pouvons calculer la résistance équivalente  $R_{eq}$  qui est telle que l'on ait :

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots$$

Ce qui peut, d'ailleurs, en pratique, amener des calculs longs et fastidieux. La notion de conductance déjà définie plus haut est beaucoup plus commode quand il s'agit de circuits en parallèle. Dans ce cas, c'est très simple, la conductance équivalente totale  $G_{eq}$  est tout simplement la somme des conductances :

$$G_{eq} = G_1 + G_2 + G_3 + \dots$$

Il est juste d'ajouter que la notion de résistance conserve toute sa valeur quand

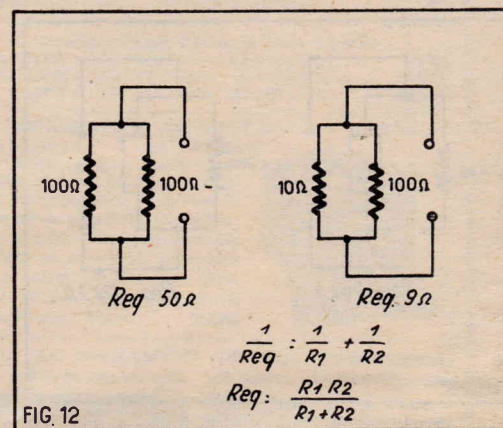


FIG. 12. — Groupement de résistances positives en parallèle. La résistance équivalente est toujours plus petite que la plus petite des résistances.

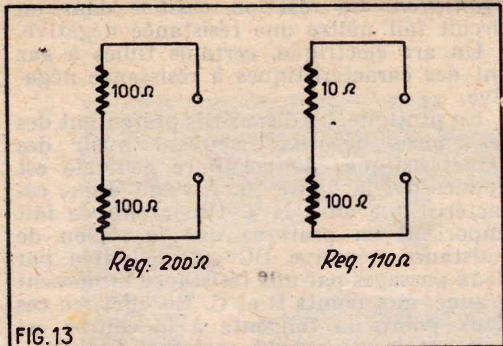


FIG. 13

FIG. 13. — Groupement de résistances positives en série.

il s'agit de circuits série : la résistance équivalente est simplement égale à la somme des résistances (fig. 13).

La composition des résistances négatives en parallèle s'effectue selon les mêmes règles. Dans tous les cas, la résistance équivalente est toujours négative.

**Composition de résistances positives et négatives.  
Branchement parallèle.**

Par exemple, branchons en parallèle une résistance de  $-6.000 \Omega$  (donc, négative) et une résistance positive de  $8.000 \Omega$ .

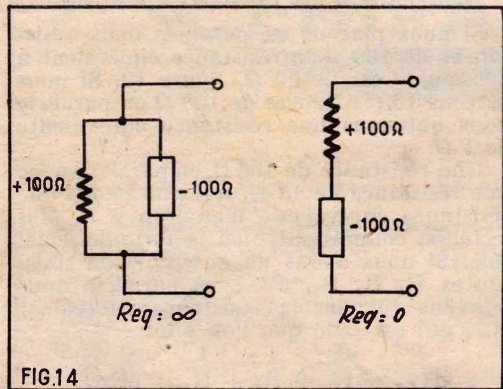


FIG. 14

FIG. 14. — Association de résistances positives et négatives d'égale valeur numérique.

La règle générale s'applique. Nous avons donc :

$$R_{eq} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \mu$$

Le produit  $R_1 \times R_2$  vaut ici :  $-48.000.000$ .  
 $R_1 + R_2 = 8.000 - 6.000 = +2.000$

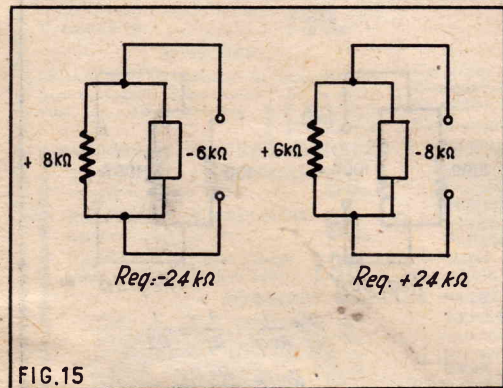


FIG. 15

FIG. 15. — Groupement de résistances mixtes. La valeur numérique de la résistance équivalente est toujours plus grande que la plus grande. Elle peut être positive ou négative.

**POSTE DE CONTRÔLE POUR ISOLANTS**

(Suite de la page 53.)

les plaques peuvent être alimentées par les deux premières prises 500 V du secondaire du transformateur d'isolement comme on peut le voir sur la figure 3. Dans ces conditions on peut obtenir une tension continue de l'ordre de 1.000 V. Mais il est nécessaire d'ajouter un enroulement secondaire de chauffage. Pour le tube précité il doit être prévu pour 5 V, 2 A et comporter, pour un circuit magnétique de 14 cm<sup>2</sup> de section, 15 tours de fil 8/10. Enfin un microampèremètre est indispensable pour la mesure.

Connaissant la tension redressée V, en volts, appliquée à l'isolant, par la lecture de l'intensité I, en ampères, nous pouvons déduire la résistance R en ohms puisque  $R = \frac{V}{I}$ . Cependant une résistance de plusieurs mégohms (valeur dépendant de la sensibilité du microampèremètre) doit être mise en série avec l'appareil pour le protéger ; il importe de la choisir de façon que le maximum de déviation de l'aiguille sur le cadran corresponde à une valeur de résistance nulle de l'isolant à essayer. Avec un ohmètre on peut étalonner le microampèremètre en ohms ou établir un tableau indiquant la résistivité en fonction du courant lu sur le microampèremètre.

Un condensateur isolé au papier pour 1.500 V, de 4  $\mu$ F doit être également prévu pour le filtrage, comme l'indique la figure 3 qui représente la deuxième partie de cet ensemble, à double fonction, pour le contrôle des isolants avec une précision suffisante pour la pratique.

M. A. D.

Le rapport sera donc négatif puisque les deux termes sont de signe contraire.

La résistance équivalente est donc :

$$\frac{-48.000.000}{+2.000} = -24.000 \Omega$$

Supposons maintenant qu'il s'agisse d'une résistance négative de 8.000  $\Omega$  et d'une résistance positive de 6.000  $\Omega$ .

Le produit  $R_1 R_2$  aurait la même valeur et le même signe. Il serait donc de  $-48.000.000$ .

$$R_1 + R_2 = -8.000 + 6.000 = -2.000$$

Les deux termes étant négatifs, le rapport serait positif et sa valeur serait de :

$$\frac{-48.000.000}{-2.000} = +24.000 \Omega$$

Ces résultats sont résumés dans la figure 15.

On voit que la valeur numérique de la résistance équivalente est toujours supérieure à la valeur numérique de la plus forte des résistances... C'est tout à l'opposé de ce qui se produit pour des résistances positives en parallèles.

Mais qu'advierait-il si nous branchions en parallèle deux résistances égales, et de signe contraire ?

La formule nous renseigne immédiatement. Le dénominateur de la fraction deviendrait nul... ce qui correspond à une fraction, infiniment grande ! La résistance équivalente deviendrait donc infiniment grande.

S'il s'agissait d'un montage en série, la résistance équivalente deviendrait nulle.

Le mois prochain, nous examinerons comment se présente la caractéristique d'une diode-tunnel. Nous sommes maintenant armés pour tirer de cet examen d'utiles conclusions.

**En écrivant aux annonceurs recommandez-vous de RADIO-PLANS**

Prévoyez dès maintenant vos cadeaux de fin d'année  
 puisque voici **POUR LES JEUNES**  
**L'ÉLECTROPHONE « BABY »**  
 « Le Petit Ménestrel »

2 vitesses, fonctionnant sur secteur alternatif 110-130 V. Haut-Parleur de 10 cm. 2 lampes. Valise 2 tons.  
 Dimensions : 320 x 210 x 100 mm.  
 Prix exceptionnel..... **49.50**  
 (Franco : 53.50).

**NORD-RADIO**  
 149, RUE LA FAYETTE, PARIS-10°  
 Métro : Gare du Nord.