

# radio plans

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

**XXVI<sup>e</sup> ANNÉE**

PARAIT LE 1<sup>er</sup> DE CHAQUE MOIS

**N° 138 — AVRIL 1959**

**120 francs**

Prix en Belgique : 18 F belges

Étranger : 144 F

en Suisse : 1.60 FS

*Dans ce numéro :*

**PARLONS ÉLECTRONIQUE :**

Du thyatron redresseur  
au chemin de fer électrique

★

En marge de la Haute Fidélité  
la pratique de la contre-réaction  
dans les  
amplificateurs « push-pull »

★

Emploi de l'oscilloscope en radio

★

**L'AMATEUR ET LES SURPLUS :**

Le récepteur FUG-10  
ondes moyennes  
etc..., etc...

et

## LES PLANS

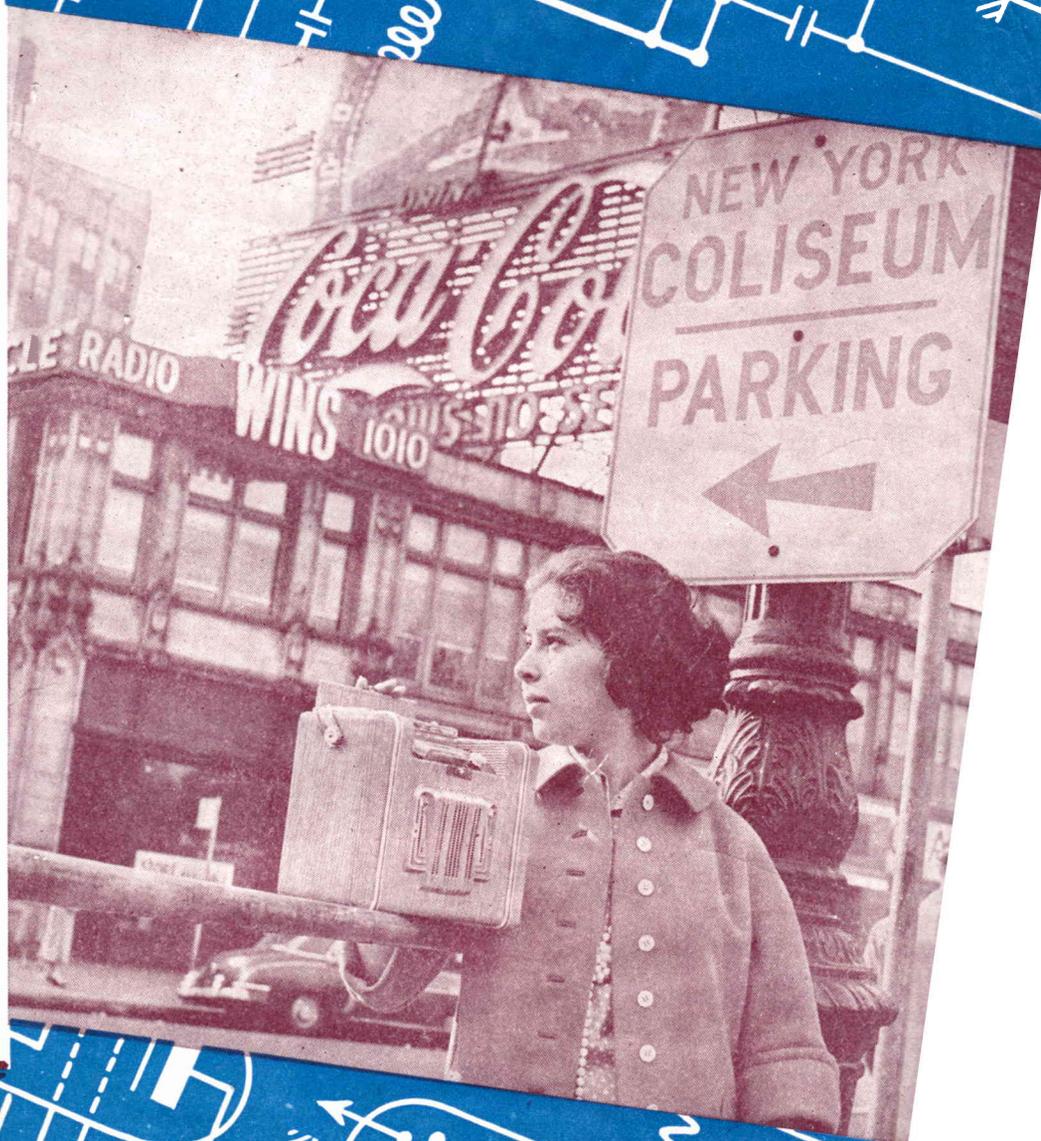
**EN VRAIE GRANDEUR**

**D'UN ÉLECTROPHONE PORTATIF**  
à piles équipé avec 4 transistors

**D'UNE DÉTECTRICE A RÉACTION**  
équipée d'une  
lampe double et d'une valve

**D'UN RÉCEPTEUR AUTO**  
**A TRANSISTORS**

et de ce...



...RÉCEPTEUR

**ABONNEMENTS :**

Un an..... 1.275 F

Six mois..... 650 F

Étrang., 1 an. 1.600 F

C. C. Postal : 259-10

PARAIT LE PREMIER DE CHAQUE MOIS

**radio plans**

la revue du véritable amateur sans-filiste

LE DIRECTEUR DE PUBLICATION : Raymond SCHALIT

DIRECTION

ADMINISTRATIO

ABONNEMENTS

43, r. de Dunkerque

PARIS-X<sup>e</sup>. Tél. : TRU 09-**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 100 francs.

**F. P..., à Saint-Cornier.**

Voudrait remplacer les lampes qui équipent son amplificateur par d'autres des séries modernes.

Il n'existe pas dans les séries modernes de lampes équivalentes à celles qui équipaient votre ampli, en particulier, le chauffage des filaments se fait actuellement sous 6,3 V alors que pour vos lampes, la tension est de 2,5 V.

**Y. G..., à Lorient.**

A construit le CR758T à transistors décrit dans le n° 129 constate un accrochage dans la partie BF.

La panne que vous constatez sur votre appareil à transistors est due à un accrochage BF.

Essayez pour supprimer cet accrochage de placer un condensateur de découplage de 100,6 microfarads ou 12 volts entre le point milieu du secondaire du transformateur Trs 3 et la ligne + 9 volts, c'est-à-dire de découpler par un condensateur le pont d'alimentation des bases du push-pull final.

Remplacez une cellule de découplage dans la ligne d'alimentation — 9 volts des deux transistors 991 T1, mais au lieu d'une résistance de 100 ohms, utilisez une 1.000 ohms. Enfin, essayez de shunter chaque semi-secondaire du transfo de haut-parleur par des condensateurs de 10.000 pF.

**J. D..., à Arcachon.**

Demande quelques renseignements concernant l'ampli haute fidélité décrit dans notre n° 130.

Dans les conditions d'alimentation des lampes prévues sur la réalisation de cet ampli, la résistance de polarisation du push-pull doit bien être celle indiquée.

D'ailleurs, aux 75 ohms que représentent les résistances en parallèle, il faut ajouter la valeur du potentiomètre loto comprise entre le curseur et chaque cathode, ce qui donne si l'on suppose un équilibrage parfait du push-pull, 50 ohms de plus dans le circuit de cathode de chaque lampe.

Nous avons placé deux résistances en parallèle de manière à obtenir un wattage suffisant.

**V. A..., à Avignon.**

Comment déceler la panne qu'il constate sur son récepteur ?

Il est assez difficile de donner un diagnostic catégorique au sujet de la panne que vous nous soumettez sans examen du récepteur.

On peut tout au moins dire avec certitude que la partie à incriminer se situe avant la détection, c'est-à-dire dans l'étage changeur de fréquence ou l'ampli MF.

Il est possible par exemple qu'un des transformateurs MF soit défectueux, et par suite du déplacement d'un organe, change de valeur de fréquence d'accord lorsque vous retournez le poste. Nous vous conseillons donc de porter votre attention de ce côté.

Enfin, bien que vous nous certifiez que les lampes sont bonnes, nous pensons néanmoins que l'une d'elles puisse être la cause des ano-

malies constatées. Vérifiez également si un corps étranger, tel que débris de fil, ne provoque pas un court-circuit partiel dans le câblage.

**W..., à Epernay.**

A construit un téléviseur qui fonctionne parfaitement, nous signale qu'il se produit une gêne pour les récepteurs voisins en plusieurs points du cadran. Cette gêne subsiste même lorsque l'antenne du téléviseur est débranchée.

Il voudrait connaître un dispositif efficace pour combattre ce phénomène.

Pour éviter le rayonnement de votre téléviseur, il faut revêtir l'intérieur de l'ébénisterie de papier métallique formant blindage.

**B..., à Isigny-sur-Mer.**

Est-il possible de faire fonctionner un petit poste portatif 6 transistors plus 2 diodes sur antenne auto, et le cas échéant les modifications à apporter.

Il est assez difficile de modifier votre appareil en raison de ses dimensions pour le faire fonctionner sur antenne auto.

Pour cela, il faudrait placer un bobinage sur le noyau du cadre, bobinage qui aurait environ 50 tours et dont un côté serait relié à la masse de l'appareil et l'autre à la prise antenne auto par un condensateur de 200 pF.

**P. C..., à Toulon.**

A construit le « Transistor 6 » décrit dans le n° 132, il voudrait y apporter quelques modifications.

1<sup>o</sup> Il n'y a aucun danger à débrancher la bobine mobile de votre haut-parleur d'adaptation lors de l'écoute au casque ;

2<sup>o</sup> Il est préférable de mettre un côté du secondaire du transformateur à la masse, et en ce sens, votre schéma est correct ;

3<sup>o</sup> En principe, vous pouvez compter sur une durée de deux cents heures pour la pile.

**S. R..., à Dijon.**

Possesseur d'un téléviseur « Océanic » constate les anomalies suivantes :

Mire quadrillée : les lignes verticales s'incurvent à gauche à l'approche de l'intersection des lignes horizontales.

Image : chaque fois qu'une partie blanche brillante de l'image aborde le côté droit de l'écran, l'image se forme en retrait sur toute la largeur de la plage blanche.

Résultat : l'image apparaît alors en autant de bandes qui ne coïncident pas entre elles qu'il y a de parties blanches touchant le bord droit de l'écran.

Il nous demande à quoi attribuer ce phénomène, et comment y remédier.

Le défaut que vous constatez est classique. Il provient d'une anomalie dans le circuit de séparation des signaux de synchronisation. Quant à la nature exacte de ce défaut, il faut évidemment le rechercher sur l'appareil lui-même.

La première chose à essayer est de changer le tube séparateur.

Il se peut également que le défaut soit dû à un excès de tension d'entrée. Si tel est votre cas, vous pouvez essayer d'introduire une atténuation à l'entrée de l'appareil.

**R. C..., à Chaniers.**

Possède un récepteur 5 lampes plus la valve a fait les observations suivantes :

La tension secteur étant de 220 volts, lorsque cette tension (qui est très instable) arrive à 185-180 V, l'émission disparaît totalement sur la gamme de la bande étalée des 49 m et sur une partie de la gamme GO située entre 1.500 et 1.900 m. Il nous demande si ce phénomène est normal et dans le cas contraire sa provenance.

**SOMMAIRE**

DU N° 138 AVRIL 1959

En marge de la Haute Fidélité.....

Récepteur 6 transistors : OC400 - OC390 (2) - OC304 - OC308 (2) ...

Emploi de l'oscilloscope en radio....

DéTECTrice à réaction équipée d'une lampe double : UCL82 et d'une valve

Thyratron redresseur.....

Super-simple : EF89 - ECH81 - EBF80 - EBC41 - EF89 - 6AV6 - EL84 - EZ80.

Téléviseurs à la chaîne.....

Récepteur auto à transistors : OC45 (3) OC44 - OC71 - OC72.....

Cadre antiparasite pas comme les autres : UF41.....

Mesures et mise au point T.V.....

Electrophe portatif à piles, équipé de 4 transistors : 991TH (2) - 988TH ou 941TH (2).....

L'Amateur et les surplus.....

Récepteur, émetteur et modulateur : ECH81 - 6BA6 - 6A95.....

Il est normal que lorsque votre tension tombe à 180 volts, l'émission disparaisse totalement sur certaines gammes et plus spécialement sur la gamme OC. Cela tient à ce que les tensions d'alimentation du récepteur deviennent insuffisantes, ce qui entraîne un arrêt des oscillations de la changeuse de fréquence.

Le seul remède consisterait à utiliser un transformateur pour régulariser la tension de votre secteur.

(Suite page 6)

**BON DE RÉPONSE Radio-Plans****REGION DE LYON**

Une seule adresse **MOUYAN, 240, rue Vendôme LYON.** Tubes radio neufs importation boîtes d'origine de 300 à 400 F. Tubes cathodiques VCR139 A, 1.600 W. 3.500 F. VCR138 A, 3.800 F. Compas RGV 18 lampes, 12.000 F. Tubes émission Klystrons. Coût réclame à 9.500 F. Matériel américain neuf boîtes d'origine. Liste contre 2 timbres à 25 francs.

Très import. distrib. matériel électro-ménager récent

**1<sup>o</sup> Pour Afrique Noire Anglaise**

**UN AGENT TECHNICO-COMMERCIAL** connaît, à fond dépan. radio, ayant notions froides qualités de vendeur. Très bne connaissance de l'anglais indispensable. 25-30 ans.

**2<sup>o</sup> Pour Congo Belge**

**UN AGENT TECHNICO-COMMERCIAL** 28-35 ans ayant une form. de base d'électric. (N.B. I.) et de bnes connaissances de la réfrigération. Doit être capable d'assurer l'entretien d'une gamme étendue d'App. Electro-Ménager et de promouvoir les ventes dans ce domaine. Ecrire : **M. ROUSSEAU, 53, rue Léon-Frot, PARIS-X<sup>e</sup>** (réf. 1.117)



PUBLICITÉ :

J. BONNANG

44, rue TAITBOUR

- PARIS (IX<sup>e</sup>)

Tél. : TRINITÉ 21-

Le précédent n° a été tiré à 44.212 exemplaires  
Imprimerie de Sceaux, 5, rue Michel-Charaire, Sceaux

# LA PRATIQUE DE LA CONTRE-RÉACTION

Par L. CHRÉTIEN, Ingénieur E. S. E.

Le principe même de la contre-réaction ou réaction négative a été étudié dans un article paru le mois dernier.

Il y a contre-réaction dans un amplificateur quand on réintroduit, à l'entrée, une tension en provenance du circuit de sortie de l'amplificateur.

Cette composante se retranchant de la tension d'entrée, il en résulte que le gain devient plus faible. Mais l'amplificateur acquiert alors des propriétés nouvelles fort intéressantes.

Nous avons, en effet, montré que, s'il s'agit d'une réaction de tension, le gain tend à devenir indépendant de l'amplitude et de la fréquence de la tension d'entrée. En d'autres termes, les distorsions de fréquence et d'amplitude sont supprimées ou, tout au moins, fortement atténuées.

Dans l'article déjà cité, nous avons exposé par quel mécanisme physique cette correction était obtenue. Enfin, nous avons montré qu'on peut aussi utiliser la contre-réaction pour modifier à volonté la courbe de réponse de l'amplificateur.

Le procédé de la contre-réaction est donc plein d'intérêt. Encore faut-il savoir comment l'employer. C'est ce que nous allons exposer maintenant...

## Une question fort vaste.

Remarquons, pour commencer, que notre premier article n'a pas épuisé le sujet. Il s'en faut même de beaucoup. Sur ce thème de la réaction, on pourrait rédiger plusieurs savants volumes... Il importe donc de n'avoir aucune illusion là-dessus : nous avons examiné tout simplement les grandes lignes de la question.

Pour être complet, il aurait fallu poser le problème de la réaction en général, celle-ci pouvant être positive ou négative. Nous aurions ainsi reconnu qu'il y a une sorte de continuité entre les réactions des deux signes. Une réaction négative aplatit les bosses d'une courbe de réponse d'un amplificateur, alors qu'une réaction positive, au contraire, les exagère. C'est pour cette raison qu'on doit soigneusement l'éviter dans la construction des amplificateurs... Mais il n'est pas toujours facile de la supprimer entièrement.

Ce qui complique encore la situation, c'est que, en général, un amplificateur introduit entre les tensions d'entrées et les tensions de sortie une rotation de phase qui varie avec la fréquence. Il en résulte que la réaction interne peut être positive pour certaines fréquences, nulle pour certaines et négatives pour d'autres...

Une étude complète de la question nous aurait montré qu'il peut éventuellement être avantageux de combiner la réaction positive et la réaction négative. Toutefois, la réalisation de tels montages pose de redoutables problèmes.

Nous nous en tiendrons donc, pour le moment, à des indications pratiques très simples et d'une application facile.

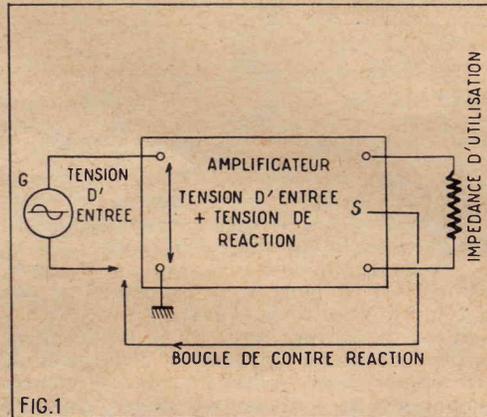


FIG. 1. — Schéma synoptique général d'un amplificateur à réaction. Ce montage est caractérisé par l'existence d'une boucle de réaction qui ramène à l'entrée une tension en provenance du circuit de sortie ou d'utilisation.

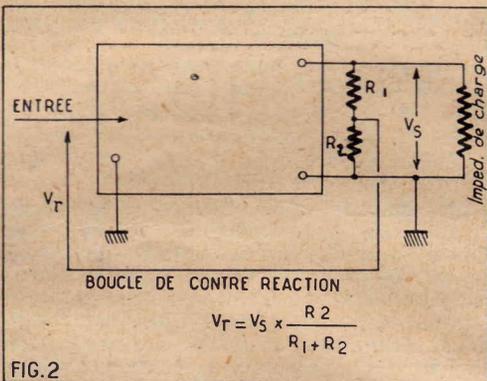


FIG. 2. — Principe d'un amplificateur à contre-réaction de tension. La tension de contre-réaction est proportionnelle à la tension de sortie. L'effet de la contre-réaction tend à maintenir une tension constante entre les extrémités de l'impédance de sortie.

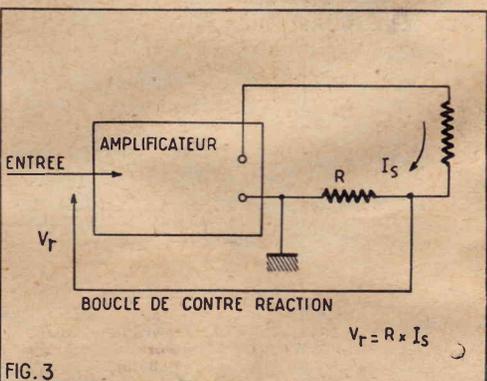


FIG. 3. — Principe d'un amplificateur à contre-réaction d'intensité. La tension de contre-réaction est proportionnelle à l'intensité de sortie. L'effet de la contre-réaction tend à maintenir une intensité constante dans l'impédance d'utilisation.

## Contre-réaction de tension et d'intensité.

On peut représenter schématiquement un amplificateur à contre-réaction comme nous l'avons indiqué sur la figure 1.

La tension fournie par le générateur G n'atteint pas tout entière l'entrée de l'amplificateur. Elle se compose avec la tension de contre-réaction en provenance du circuit de sortie de l'amplificateur.

Notre schéma met bien en évidence la caractéristique essentielle des circuits réactifs : l'existence d'une boucle de contre-réaction.

C'est à dessein que le schéma de la figure 1 ne précise pas de quelle manière est obtenue la tension de contre-réaction. Il y a, en effet, plusieurs solutions possibles.

\* \* \*

Considérons, par exemple, la figure 2. La tension de contre-réaction est une fraction de la tension de sortie. Elle est prise au point intermédiaire d'un diviseur de tension constitué par les deux résistances  $R_1$  et  $R_2$ . Elle est donc égale à

$$V_r = V_s \times R_2 / (R_1 + R_2)$$

Elle est proportionnelle à la tension de sortie  $V_s$ . On dit qu'il s'agit d'une contre-réaction de tension.

Reportons-nous maintenant à la figure 3. La résistance d'une contre-réaction est placée en série avec l'impédance de charge ou d'utilisation. Celle-ci étant parcourue par une certaine intensité de courant  $I_s$ ; il en résulte que la tension de contre-réaction est :

$$V_r = I_s \times R$$

Elle est donc proportionnelle à l'intensité de sortie. On dit alors qu'il s'agit d'une contre-réaction d'intensité.

Si l'on considère la correction des différentes distorsions, les deux types de contre-réaction sont équivalents. Toutefois, les résultats sont très différents en ce qui concerne le comportement de l'amplificateur dans certaines circonstances. Un exemple pratique nous permettra immédiatement de saisir la différence.

Supposons (comme c'est généralement le cas) que l'impédance d'utilisation soit un haut-parleur.

L'impédance d'un haut-parleur parfait devrait être constante. Mais il n'en est pas ainsi, en pratique.

Il y a une augmentation régulière d'impédance avec la fréquence et, surtout, il y a des résonances mécaniques parasites qui se traduisent par des résonances électriques; c'est-à-dire des augmentations d'impédance pour certaines bandes de fréquences. L'étage de sortie fournit généralement une tension qui est proportionnelle à l'impédance. En conséquence, quand il y a une résonance, il y a une augmentation de tension  $V_s$  entre les extrémités de la charge.

### a) Cas de la contre-réaction de tension.

Dans ce cas, il y a nécessairement une augmentation de tension de contre-réaction (voir fig. 2). Il en résulte ainsi une diminution du gain de l'amplificateur. En consé-

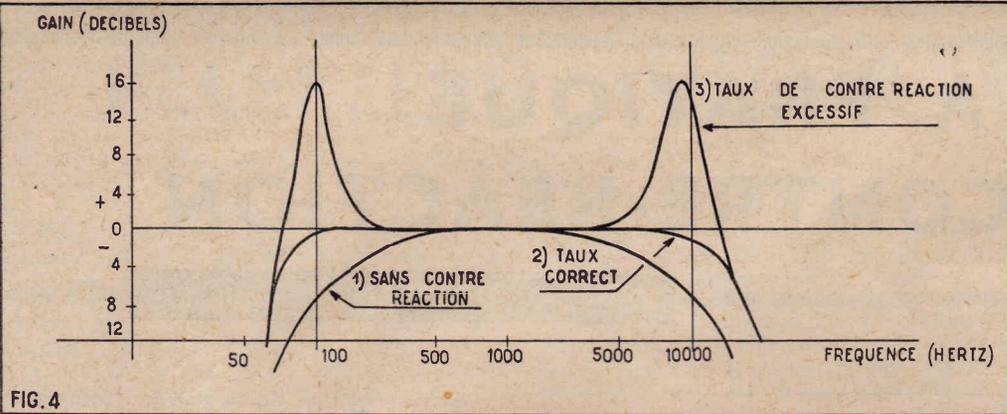


FIG. 4. — La courbe de réponse du même amplificateur :

1. Sans contre-réaction ;
2. Avec une contre-réaction modérée ;
3. Avec une contre-réaction excessive.

Les trois courbes ont été ramenées au même niveau pour rendre la comparaison plus facile.

quence, l'effet de la résonance est atténué. Il peut même être pratiquement supprimé si le taux de réaction  $r$  (voir précédent article) est assez élevé...

b) Cas de la contre-réaction de tension. L'augmentation d'impédance due à la résonance se traduit par une diminution d'intensité dans l'impédance d'utilisation. La tension de contre-réaction qui est proportionnelle à cette intensité devient ainsi plus petite, et il en résulte une augmentation du gain de l'amplificateur. En conséquence, l'effet de la résonance est augmenté... ce qui nuit évidemment à la qualité de reproduction de l'ensemble.

On pourrait résumer la situation en disant que, dans le premier cas, la réaction négative tend à maintenir constante la tension fournie par l'amplificateur. Dans le second cas, c'est l'intensité qui est maintenue invariable.

En considérant les choses sous un autre angle, on peut dire que, dans le premier cas, on est en présence d'une diminution de la résistance interne du système, alors que dans le second il s'agit d'une augmentation. Or, pour amortir les résonances parasites du haut-parleur, il y a tout intérêt à l'alimenter avec une source à résistance interne aussi faible que possible... C'est donc la contre-réaction de tension qui apparaît ici comme la plus intéressante. Ce résultat, obtenu par le raisonnement simple, qu'on vient de lire est parfaitement confirmé par des essais pratiques.

C'est donc spécialement vers la contre-réaction de tension que nous allons porter maintenant notre attention. Il semble toutefois intéressant de remarquer que, dans certains cas, la contre-réaction d'intensité peut présenter beaucoup d'intérêt... Nous pourrions être amené à l'utiliser, par exemple, s'il s'agissait d'un amplificateur de mesure.

**Quelques remarques fort importantes.**

Avant de discuter quelques schémas, il est essentiel de faire quelques remarques dont l'importance est capitale pour la mise au point des amplificateurs à contre-réaction.

1. Les bienfaits apportés par la contre-réaction deviennent *théoriquement* de plus en plus grand au fur et à mesure qu'on augmente le *taux de contre-réaction*. On pourrait être tenté d'adopter ainsi, d'emblée, un taux de contre-réaction énorme... Mais on risquerait de grosses déceptions.

En effet :

a) Augmenter la contre-réaction, c'est diminuer le gain. Or, la première vertu d'un amplificateur c'est, encore, d'amplifier ;

b) On pourrait aussi constater qu'un taux de contre-réaction excessif donne en définitive des mauvais résultats.

Au lieu d'une courbe de réponse corrigée, comme sur la figure 4 (2), on peut fort bien obtenir la courbe figure 4 (3).

C'est qu'en effet, si l'opposition de phase entre la tension d'entrée et la tension de réaction est bien réalisée pour les fréquences moyennes la rotation de phase présente pratiquement dans tout amplificateur rend la réaction de moins en moins négative à mesure qu'on s'écarte du centre de la bande passante de l'amplificateur.

Il en résulte une augmentation du gain accompagnée de distorsions...

c) Bien mieux, il est fort possible que la réaction change complètement de signe et devienne positive.

Ainsi, le gain augmente encore. Si le facteur de réaction  $rG$  (voir article précédent) devient égal à 1, l'amplificateur devient le siège d'oscillations. En d'autres termes, il *accroche*... Ce n'est plus un amplificateur, c'est un oscillateur...

d) Quand le fonctionnement d'un amplificateur est défectueux, il ne faut pas compter sur la contre-réaction pour arranger les choses. Le défaut de fonctionnement est généralement accompagné d'une importante rotation de phase. Dans ces conditions, l'application de la contre-réaction devient fort aléatoire. Le remède risque d'être pire que le mal...

En conséquence, il ne faut appliquer de contre-réaction qu'à des amplificateurs qui sont déjà parfaitement mis au point. Nous recommandons aux lecteurs de *Radio-Plans* de faire, d'abord, une mise au point com-

plète de l'appareil en supprimant la bouche de contre-réaction. C'est après cette mise au point seulement qu'on pourra réaliser le couplage réactif ;

e) La contre-réaction n'augmente pas la puissance maximum que peut fournir un amplificateur : *tout au contraire*. Le procédé permet de diminuer et même, pratiquement, de supprimer la distorsion, à condition que l'amplificateur ne fournisse qu'une fraction de sa puissance maximum.

A mesure que la puissance fournie est plus voisine de ce maximum, l'avantage présenté par la contre-réaction diminue. La situation s'inverse pour une certaine puissance. Il est alors plus avantageux de ne pas utiliser de contre-réaction.

Nous donnons deux courbes tout à fait typiques sur la figure 5. L'une d'elle est relative à un amplificateur pouvant fournir une puissance modulée d'environ 6,5 W avec un taux de distorsion de 10 %.

En appliquant un taux de réaction raisonnable, l'amélioration est considérable pour les puissances faibles. Sans contre-réaction, la distorsion atteint 5 % quand l'amplificateur fournit 5 W. Une telle distorsion est déjà nettement perceptible à une oreille un peu entraînée. Il n'est pas besoin d'avoir recours à un distorsiomètre...

La même puissance est obtenue avec 1 % de distorsion quand on applique la contre-réaction. Or, 1 % de distorsion est tout à fait négligeable, c'est tout à fait imperceptible.

En revanche, pour 6 W, l'amplificateur normal présente un taux de distorsion d'environ 8 %... alors que celui de l'amplificateur réactif est supérieur à 10 %.

En conséquence, pour profiter des avantages de la contre-réaction, il faut faire largement les choses. Il faut :

- a) Prévoir un gain beaucoup plus grand que celui qui serait strictement nécessaire ;
- b) Prévoir une puissance largement supérieure à celle dont on a besoin.

Notons, en passant, que les deux choses sont distinctes : il ne faut pas confondre le *gain* et la *puissance maximum* que peut

FIG. 5. — Courbe de distorsion produite par un même amplificateur en fonction de la puissance utile ;

- a) Sans contre-réaction ;
- b) Avec contre-réaction.

Le bénéfice amené par la contre-réaction est considérable pour les puissances faibles et moyennes. Mais quand on arrive au voisinage de la puissance maximum que peut supporter l'amplification la situation s'inverse.

Il ne faut donc jamais utiliser un amplificateur à contre-réaction en régime de surcharge.

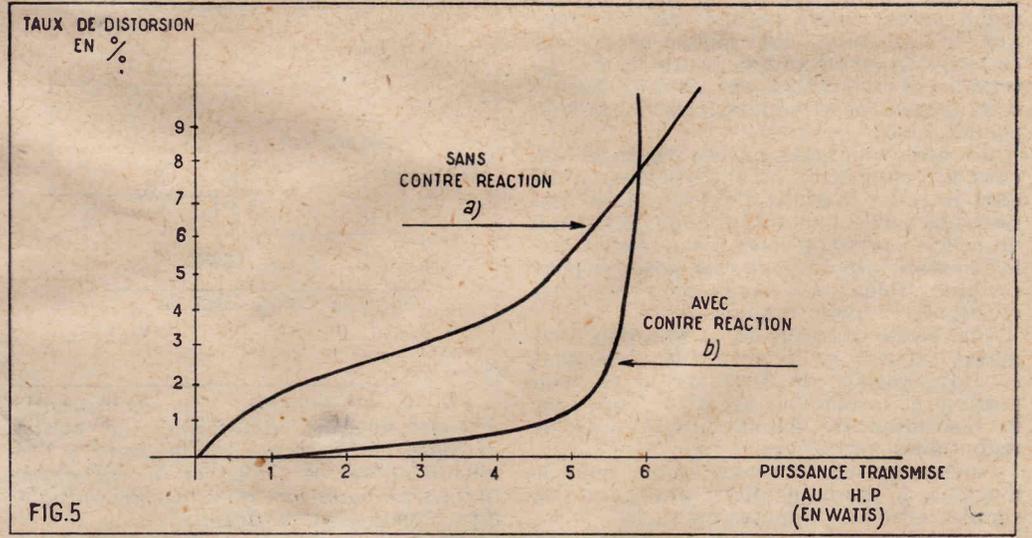


FIG. 5

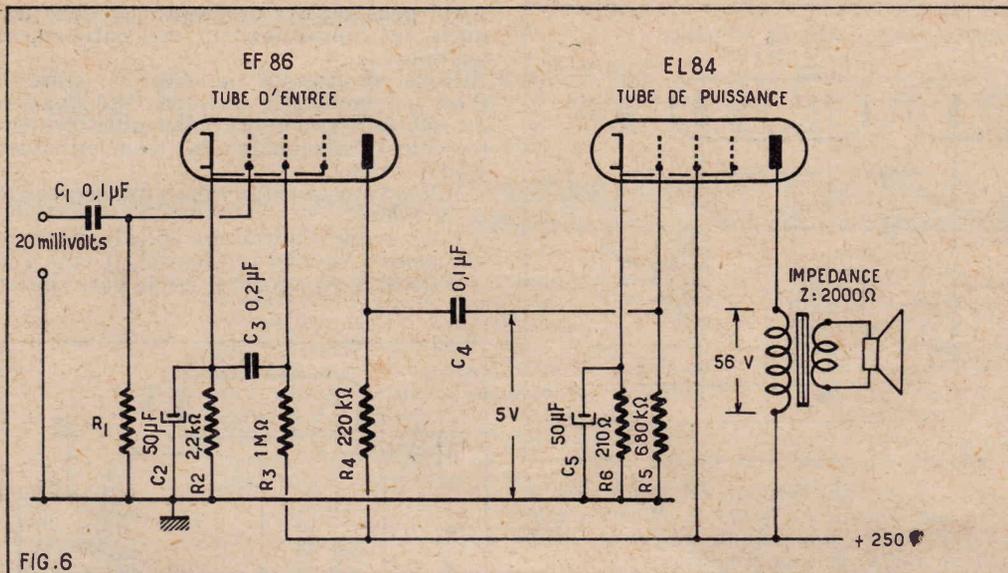


FIG. 6.

FIG. 6. — Un montage typique d'amplificateur utilisant un tube penthode EF86 comme tube amplificateur de tension et une penthode finale EL84.

fournir un amplificateur pour un taux donné de distorsion ;

f) Nous avons reconnu que la contre-réaction avait pour effet d'uniformiser le gain de l'amplificateur pour toutes les fréquences. Qu'advierait-il, dans ces conditions, si nous disposions quelque part un contrôle de tonalité qui produit précisément l'action contraire, c'est-à-dire qui favorise certaines fréquences ?

C'est très simple : l'action du contrôle de tonalité sera annulée dans la mesure où le taux de contre-réaction sera suffisant.

Il faut donc bien se garder de prévoir de tels dispositifs à l'intérieur de la boucle de contre-réaction : ils seraient sans action.

S'il est nécessaire de modifier la courbe de transmission ou de réponse de l'amplificateur, il faut agir soit avant, soit après la boucle de contre-réaction.

Nous avons reconnu dans le précédent article qu'on pouvait aussi utiliser pour cela la contre-réaction elle-même en rendant le taux de contre-réaction variable avec la fréquence.

#### Contre-réaction dans l'étage final.

##### Quelques chiffres.

Dans un amplificateur normal, c'est toujours dans l'étage final que se produit la distorsion. Il est facile d'en comprendre la raison : c'est seulement dans cet étage que se produisent les grandes variations d'amplitude. Considérons, par exemple, un amplificateur tout à fait classique, comme celui qui équipe la plupart des récepteurs normaux ou qui constitue la partie basse fréquence d'un téléviseur.

Avec les valeurs indiquées sur le schéma, le tube EL84 (alias 6BQ5) peut fournir environ 4,2 W modulés avec une distorsion de 10 %. Notez qu'une telle puissance est beaucoup plus grande que ce qu'une oreille normale peut supporter dans un appartement de grandeur normale...

Quand l'impédance de charge est de 7.000 Ω, cela suppose que l'amplitude efficace d'une tension sinusoïdale dans le circuit d'anode est telle que l'on ait :  $4,2 = (V)^2 / 7000$ .

D'où l'on peut déduire que cette valeur  $V_{eff}$  est de :

$$V = \sqrt{7000 / 4,2} \quad \text{soit environ } 40 \text{ V.}$$

La valeur de crête est donc de  $40 \times 1,4 = 56 \text{ V}$  environ.

C'est donc tout à fait considérable. Il est en effet évident que les variations de crête à crête représentent le double, c'est-à-dire près de 120 V.

Mais pour obtenir ce résultat, il suffit que la tension d'attaque de grille atteigne 3,5 V en valeur efficace. La valeur de crête correspondante est de  $3,5 \times 1,4$  soit environ 5 V. Or, le tube EF86 peut fournir une tension efficace de 46 V avec une distorsion de 5 %... On est donc bien loin du compte. On peut considérer, dans ces conditions, que la distorsion fournie par le tube EF86 est tout à fait négligeable.

Il est intéressant de rechercher quelle doit être la tension d'entrée entre les extrémités de R1 pour obtenir le fonctionnement de l'amplificateur à pleine puissance. Cela nous renseigne sur les possibilités d'introduire la contre-réaction dans un tel amplificateur.

Dans ces conditions indiquées par le schéma de la figure b) le gain de l'étage EF86 atteint 180. En conséquence, pour obtenir une valeur efficace de 3,5 V à la sortie, il suffit d'une tension d'entrée de :  $3,5 / 180$ , soit environ 20 millivolts.

Ces chiffres montrent bien que c'est dans l'étage final que se produit exclusivement la distorsion. Il est donc parfaitement raisonnable de n'appliquer la contre-réaction que dans les seuls circuits de la lampe de puissance.

#### Un schéma fort simple de réaction négative d'intensité.

S'il s'agissait d'une contre-réaction d'intensité, la solution serait fort simple. Il suffirait, en effet, de supprimer le condensateur de découplage de la cathode, c'est-à-dire le condensateur C5 de la figure 6.

Le courant anode-cathode traverse en effet cette résistance et le rôle du condensateur C5 c'est précisément d'annuler la tension alternative qui se produit entre ses deux extrémités. Notons, d'ailleurs, que le taux de contre-réaction ne serait pas très grand. Sa valeur serait évidemment de  $210 / (7000 + 210)$ , soit environ 3/100 ou 3 %. On pourrait artificiellement l'augmenter mais ce serait au détriment de la simplicité.

Malgré les inconvénients de la contre-réaction d'intensité, ce montage est parfois employé... sans doute parce que, non seulement il ne coûte rien, mais permet même d'économiser le prix d'un condensateur de 50 μF.

#### Un schéma presque aussi simple de contre-réaction de tension.

Entre les tensions d'entrée et de sortie d'un tube amplificateur attaqué par grille, il y a un déphasage de 180°... c'est-à-dire opposition de phase. En reliant grille et l'anode d'un tube amplificateur au moyen d'une résistance on introduit donc un couplage de contre-réaction. Cette tension ainsi reportée est proportionnelle à la tension de sortie. C'est donc bien un contre-réaction de tension.

Mais les potentiels continus de la grille et de l'anode sont fort différents. La résistance serait donc parcourue par un courant continu et, d'autre part, le potentiel de grille serait ramené vers des valeurs positives. Il est facile toutefois de bloquer la composante continue au moyen d'un condensateur. On arrive ainsi au schéma figure 7.

On peut encore simplifier ce schéma. Le condensateur C7 joue le même rôle que le condensateur de liaison C4. Il en résulte

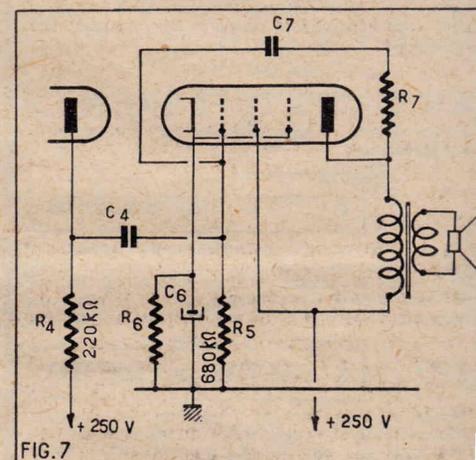


FIG. 7.

FIG. 7. — Un schéma très simple pour appliquer une contre-réaction de tension à l'étage de puissance. Il suffit, en effet, d'ajouter R7 et C7. Le taux de contre-réaction pour une valeur donnée de R7, le dépend de la valeur choisie pour R4 et de R5 en choisissant correctement C7 on peut obtenir une augmentation de gain du côté des basses fréquences.

qu'on peut réaliser tout simplement le schéma de la figure 8. On obtient le bénéfice de la contre-réaction au prix d'une simple résistance R7.

Ce procédé extrêmement simple peut être employé pour ajouter la contre-réaction à un amplificateur qui ne comporte pas ce perfectionnement.

#### Détermination du taux de contre-réaction

Quelle valeur faut-il donner aux éléments pour obtenir un taux de contre-réaction donné.

Il est facile de le déterminer.

La tension reportée à l'entrée d'un diviseur de tension qui comporte comme première branche. La seconde branche est constituée par R4 et R5, qu'il faut considérer comme étant en parallèle. En effet, l'impédance du condensateur C4 est négligeable.

La résistance équivalente à R4 et R5

$$R_r = \frac{R_4 R_5}{R_4 + R_5}$$

Le taux de contre-réaction est alors

$$r = \frac{R_r}{R_r + R_7}$$

# RÉALISEZ VOS MONTAGES RADIO

HAUTE et BASSE FRÉQUENCE

## et APPRENEZ UN MÉTIER...

les COURS

POLYTECHNIQUES

de FRANCE

VOTRE ÉCOLE D'ÉLECTRONIQUE se met à VOTRE DISPOSITION

## 3 MOIS SUFFISENT...

NOTRE COURS DE  
**MONTEUR-CABLEUR**

Dès la première leçon, vous commencerez le câblage et la réalisation de l'un de vos CINQ montages.

OU NOTRE COURS DE  
**RÉGLEUR-ALIGNEUR**

Là encore, vous commencerez par le montage et nous vous initierons de plus à la mise au point, aux réglages et à l'alignement.

PARMI LE

## 6 COURS DIFFÉRENTS

vous trouverez certainement celui qui correspond à vos ambitions :

NOTRE COURS  
**AGENT TECHNIQUE**

Niveau « Sous-Ingénieur-Électronicien »

Examinez tous les aspects de l'Électronique et de la Radio par l'explication pratique et le calcul. Débute par une section « Mathématiques » importante, de l'Algèbre du second degré au Calcul des Imaginaires.

OU NOTRE COURS SPÉCIAL  
**« MATHS » RADIO**

Développe, sous l'aspect électronique : l'Algèbre, la Trigonométrie. Calcul intégral et imaginaire. Pour ceux qui connaissent bien la pratique de la Radio ou qui veulent rafraîchir leurs connaissances mathématiques.

OU NOTRE COURS PRATIQUE DE  
**TECHNICIEN RADIO**

Un enseignement complet de l'Électricité, de l'Électronique et de la Radio sous un angle pratique. Convient même aux débutants.

NOTRE COURS DE  
**RADIO-PROFESSIONNELLE**

Pour ceux qui possèdent de bonnes notions d'Électricité (sans « Maths »), et que seule la Radio Pratique intéresse.

Rappelle seulement les éléments d'Électronique et approfondit tous les aspects de la Radio, du tube à vide jusqu'au dépannage.

## 4 VERSIONS DE TRAVAUX PRATIQUES

- 1 RÉCEPTEUR 5 LAMPES
- 1 RÉCEPTEUR 7 LAMPES
- 1 RÉCEPTEUR À TRANSISTORS
- et surtout notre Cycle complet qui vous fera réaliser :

## 5 MONTAGES DIFFÉRENTS

dont un AMPLIFICATEUR BF - HI-FI

## 12 FORMULES DE PAIEMENT À VOTRE CHOIX

suivant vos possibilités.

Dans cette annonce, nous vous donnons seulement quelques indications. Tous les détails sur ces divers cours sont contenus dans notre DOCUMENTATION F qu'il vous suffira de demander, sans engagement de votre part aux

**COURS POLYTECHNIQUES DE FRANCE**  
(Service 519).  
67, boulevard de Clichy,  
PARIS-9<sup>e</sup>

Bien spécifier, pour éviter toute erreur,  
« SERVICE 519 » S.V.P.

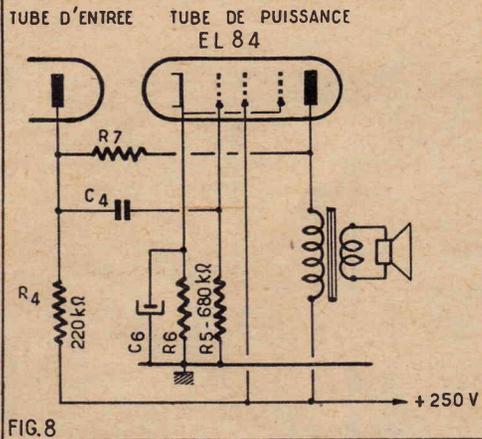


FIG. 8. — Le résultat est équivalent à celui que fournit la figure 7. Il suffit, cette fois, d'ajouter une simple résistance pour obtenir l'effet de contre-réaction.

Si l'on veut connaître  $R_7$  pour obtenir un taux de contre-réaction donnée, le calcul donne :

$$R_7 = R_r \frac{(1-r)}{r}$$

Dans le cas de la figure 8, nous désirons réaliser par exemple un taux de contre-réaction de 10 %. La valeur de  $R_r$  est de :  $680 \times 220 / 680 + 220$ , soit environ 170 kΩ.

En conséquence, il faut prendre  $R_7$  telle que :

$$R_7 = 170 \left( \frac{(1-0,1)}{0,1} \right) \text{ k}\Omega$$

c'est-à-dire 1,5 MΩ environ.

Il est évident que cette résistance doit être notablement plus élevée que  $R_4$ , si l'on ne veut pas perturber le fonctionnement de l'amplificateur.

Remarquons encore que, dans le schéma de la figure 7, le condensateur  $C_7$  peut servir à obtenir une modification du taux de contre-réaction avec la fréquence. Il présente une impédance qui devient de plus en plus grande à mesure que la fréquence est plus basse. On peut donc l'utiliser pour augmenter le gain aux basses fréquences.

Quelle doit être, dans ce cas, son ordre de grandeur ? Il faut évidemment que, pour les fréquences basses, son impédance soit comparable à  $R_7$ ...

Pour déterminer sa valeur, nous nous souviendrons d'une règle simple que nous avons déjà eu l'occasion d'utiliser ici : un condensateur de 1 μF, à 100 Hz, présente une impédance de 1.600 Ω.

Nous voulons, par exemple, réaliser une impédance de 1,6 MΩ à 100 périodes. Cela conduit à prendre évidemment un condensateur 1.000 fois plus petit ou... 1.000 pF.

Tel est l'ordre de grandeur qu'il faut utiliser ici.

### Empli du transformateur d'adaptation.

Le couplage à contre-réaction permet la correction de tous les défauts des éléments inclus dans la boucle de contre-réaction. Il y a donc évidemment intérêt à placer le plus grand nombre d'éléments dans cette boucle.

Ainsi, avec les montages précédents, le transformateur du haut-parleur, qui est toujours une importante source de distortion n'est inclus dans la boucle de contre-réaction que d'une manière tout à fait partielle.

On peut réaliser des montages dans lesquels le transformateur est entièrement incorporé.

Nous en donnons un exemple figure 9. C'est un montage classique. La tension de contre-réaction est empruntée à l'enroulement secondaire du transformateur d'adaptation.

Elle est appliquée au tube entre la cathode et la masse.

Pour éviter d'introduire dans le montage une contre-réaction d'intensité, il faut que la résistance  $R_2$  demeure faible par rapport

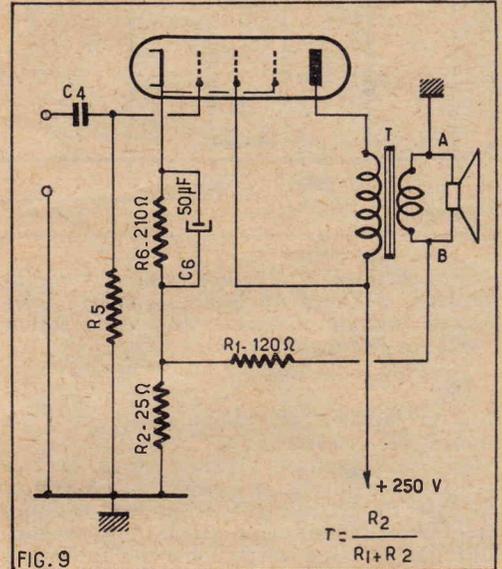


FIG. 9

FIG. 9. — Contre-réaction de tension utilisant le transformateur d'adaptation. Les défauts que peut présenter ce dernier sont partiellement corrigés, puisqu'il est inclus dans la boucle de contre-réaction.

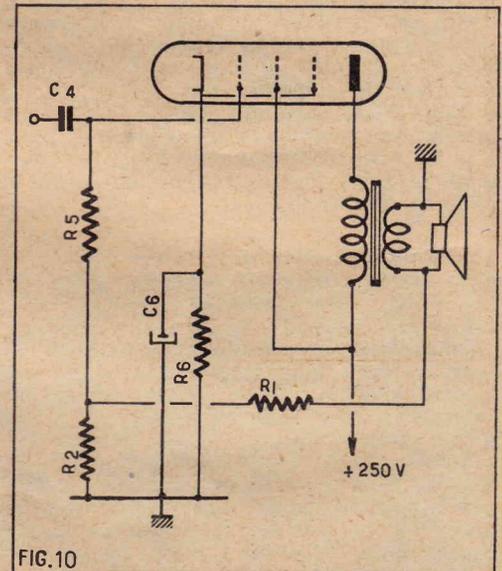


FIG.10

FIG. 10. — Le schéma équivaut à celui de la figure 10. La contre-réaction est directement appliquée à la grille. Il n'y a pas à redouter de contre-réaction d'intensité.

à  $R_1$ . Ce résultat est obtenu dans la figure 9 puisqu'il existe un rapport voisin de 10 entre les deux résistances.

L'effet de la contre-réaction dépend du taux qui est ici encore  $R_2 / R_1 R_2$ . Il dépend aussi du rapport de transformation de  $T$ ... c'est-à-dire, en fait, de l'impédance de la bobine mobile.

La variante de la figure 10 permet d'évi-

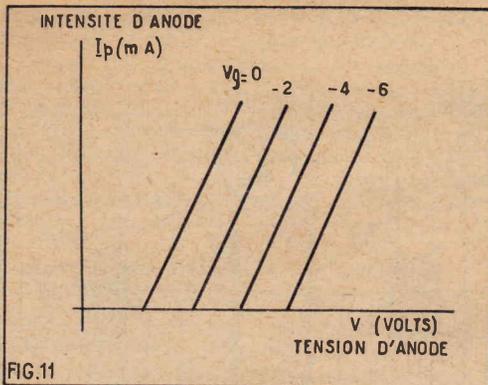


FIG. 11. — Caractéristiques idéalisées d'un tube triode. La contre-réaction appliquée à un tube penthode permet d'obtenir ce genre de caractéristiques.

ter totalement l'effet de contre-réaction d'intensité. Cette fois, la tension de contre-réaction est directement appliquée au circuit de grille. Le sens de branchement du transformateur de sortie doit, dans ce cas, être inversé par rapport au sens correspondant à la figure 10.

En pratique, d'ailleurs, la détermination du sens correct s'effectue expérimentalement. Il suffit d'essayer un sens quelconque. Si l'on est tombé juste, on constate une diminution de gain et une amélioration de qualité. Si le sens adopté est incorrect, le haut-parleur fait entendre un hurlement strident. Dans ce cas, il ne faut pas insister, car on risquerait de provoquer des dégâts soit dans le tube de puissance, soit dans le transformateur ou le haut-parleur. On éteint l'amplificateur et l'on inverse les connexions A et B (fig. 9).

## DISPONIBLE LE NOUVEAU CATALOGUE GÉNÉRAL MABEL - RADIO

- NOUVELLE PRÉSENTATION
- NOUVELLE FORMULE

Il comprend :

- ★ Une liste de pièces détachées, appareils de mesures, à des prix très étudiés.
- ★ Une collection des principaux modèles en pièces détachées :

Téléviseurs - Radio - Tuner FM -  
Électrophones - Portatifs, etc.  
avec devis - Schémas de principe -  
Plans de câblage,

...ET NOS POSTES EN ORDRE  
DE MARCHÉ

# MABEL

RADIO-TÉLÉVISION

35, rue d'Alsace

PARIS-10<sup>e</sup> TÉL. : NOR. 88-25

Métros : Gare de l'Est et du Nord

à découper

## BON R. P. 4 59

Veuillez m'adresser  
votre NOUVEAU CATALOGUE GÉNÉRAL  
Ci-joint 150 F pour frais

NOM.....

ADRESSE.....

RC ou RM (Si professionnel).....

### Résistance intérieure et impédance de charge.

Une étude complète de l'étage final nous montrerait que l'introduction de contre-réaction se traduit par une diminution considérable de la résistance interne et du coefficient d'amplification du tube de puissance. Les deux grandeurs sont pratiquement divisées par le produit  $rk$ ,  $k$  étant le coefficient d'amplification du tube.

Prenons le cas d'un tube EL84. La résistance interne est de  $40.000 \Omega$  et le coefficient d'amplification de 400 dans les conditions d'emploi les plus courantes.

En utilisant un taux de contre-réaction de 10 %, le facteur  $r \times k$  est de 40. Il en résulte que l'application de la contre-réaction nous met en présence d'un tube virtuel dont la résistance interne n'est plus que  $40.000/40$ , soit  $1.000 \Omega$  et le coefficient d'amplification de 10...

Ces constantes nouvelles ne sont plus celles d'un tube penthode, mais d'un tube triode...

Bien mieux, l'analyse nous montrerait que les caractéristiques de ce tube virtuel ont exactement la forme des caractéristiques d'un tube triode idéal !

Elle se présenteraient sous forme de lignes parfaitement droites et également espacées (fig. 11). Ainsi s'explique l'absence de distorsion.

Mais faut-il appliquer à ce tube triode virtuel les règles classiques de détermination de l'impédance de charge optimum ? Faut-il, en d'autres termes, modifier le rapport du transformateur d'adaptation sous prétexte qu'il ne s'agit plus d'un tube penthode ?

Non. Il ne faut pas oublier que notre triode est virtuelle. On peut conserver l'impédance de charge indiquée par le constructeur ( $7.000 \Omega$  pour un tube EL84). Tout au contraire, aurait-on un très léger avantage à augmenter légèrement cette valeur.

### Contre-réaction d'écran.

Nous avons vu plus haut que la contre-réaction pouvait être appliquée à la grille ou à la cathode. On peut aussi la faire agir sur la grille-écran du tube. Toutefois, l'écran étant plus proche de l'anode présente naturellement un coefficient d'amplification beaucoup plus faible que la grille de commande. Aussi faut-il, pour un effet donné, appliquer des tensions plus élevées.

D'autre part, on est évidemment gêné par le fait que la grille écran consomme une intensité de courant notable.

Un moyen de tourner la difficulté est de prendre directement la tension de contre-réaction d'écran entre les extrémités d'un enroulement du transformateur.

Nous en donnons le moyen sur la figure 12.

Mais les lecteurs, adeptes fervents de la haute fidélité, ont déjà reconnu le schéma ! Il est connu sous le nom de montage *ultra-linéaire* et — il faut bien le dire — à peu près exclusivement utilisé avec les montages symétriques. Aucune raison valable n'en interdit cependant l'emploi avec un montage ordinaire...

En fait, le montage *ultra-linéaire* n'est pas autre chose qu'un schéma à contre-réaction d'écran. Et cet exemple illustre bien le propos que nous tenons plus haut.

En connectant l'écran au point B1 nous obtenons le montage classique d'une penthode de puissance. La connexion étant faite en B2, B3, etc... nous obtenons un montage dit *ultra-linéaire*... et l'*ultra-linéarité* (si l'on peut s'exprimer ainsi) s'accroît à mesure que l'enroulement d'écran comporte

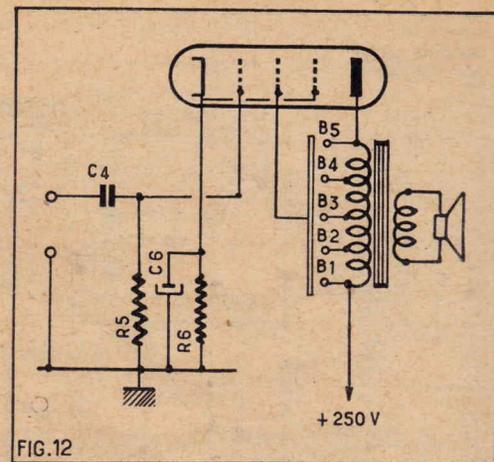


FIG. 12

Fig. 12. — Le montage dit *ultra-linéaire* n'est pas autre chose qu'un montage de contre-réaction appliquée à la grille écran... A la limite, le tube penthode est transformé en tube triode... C'est en effet évident, quand la grille écran est reliée à l'anode.

davantage de spires. En même temps, bien entendu, le gain diminue...

Et quand nous serons au point B5 ? Nous aurons relié la grille écran et l'anode et nous aurons transformé notre tube penthode en un tube triode, *réelle*, cette fois !

Cela démontre la réalité de notre raisonnement précédent et, en même temps, que l'application d'une contre-réaction bien dosée permet d'obtenir plus simplement le même résultat qu'avec un montage *ultra-linéaire*.

Dans un article prochain, nous verrons comment on peut étendre pratiquement la boucle de contre-réaction à un amplificateur tout entier.

## TOUS LES DISQUES AU PRIX DE GROS

TOUTES LES MARQUES  
TOUS LES GENRES

(Classique, Variétés, Jazz, Folklore, etc.)  
16 - 33 1/3 - 45 et 78 tours et même

### LES DISQUES STÉRÉOPHONIQUES

Testez votre magnétophone stéréophonique et électrophone stéréophonique AVEC LE 1<sup>er</sup> DISQUE DE DÉMONSTRATION EN STÉRÉOPHONIE (importation). Disque entièrement musical : grand orchestre, musique militaire, orgue, variétés, etc.). 33 TOURS, 30 cm (Valeur : 3.599) FRANCO. 2.700

A L'OCCASION DES FÊTES DE PAQUES nous vous offrons

4 DISQUES DE DANSE, SUPER 45 TOURS

valeur : 3.840 (6 tangos, 2 paso doble, 2 cha-cha, 2 mambos, 1 baion, 1 fox et 2 slows) SOIT 1 HEURE DE DANSE pour franco..... 2.750

A chaque envoi il sera joint gratuitement et à titre exceptionnel

LE CATALOGUE GÉNÉRAL

de toutes les grandes marques de disques (valeur 450 F). Ainsi que tous conseils et renseignements dont vous pourriez avoir besoin.

Demandez également nos conditions pour MEUBLE RADIO-PHONO avec FM d'importation allemande. — ÉLECTROPHONES et CHANGEURS DE DISQUES avec tête stéréophonique (22 à 27 %).

## CLUB DES DISQUES DE PARIS

50, RUE DES MARTYRS, PARIS (9<sup>e</sup>)

Métro : N.-D.-de-Lorette et Pigalle. Autobus 87 et 31.

C.C.P. PARIS 6875.91

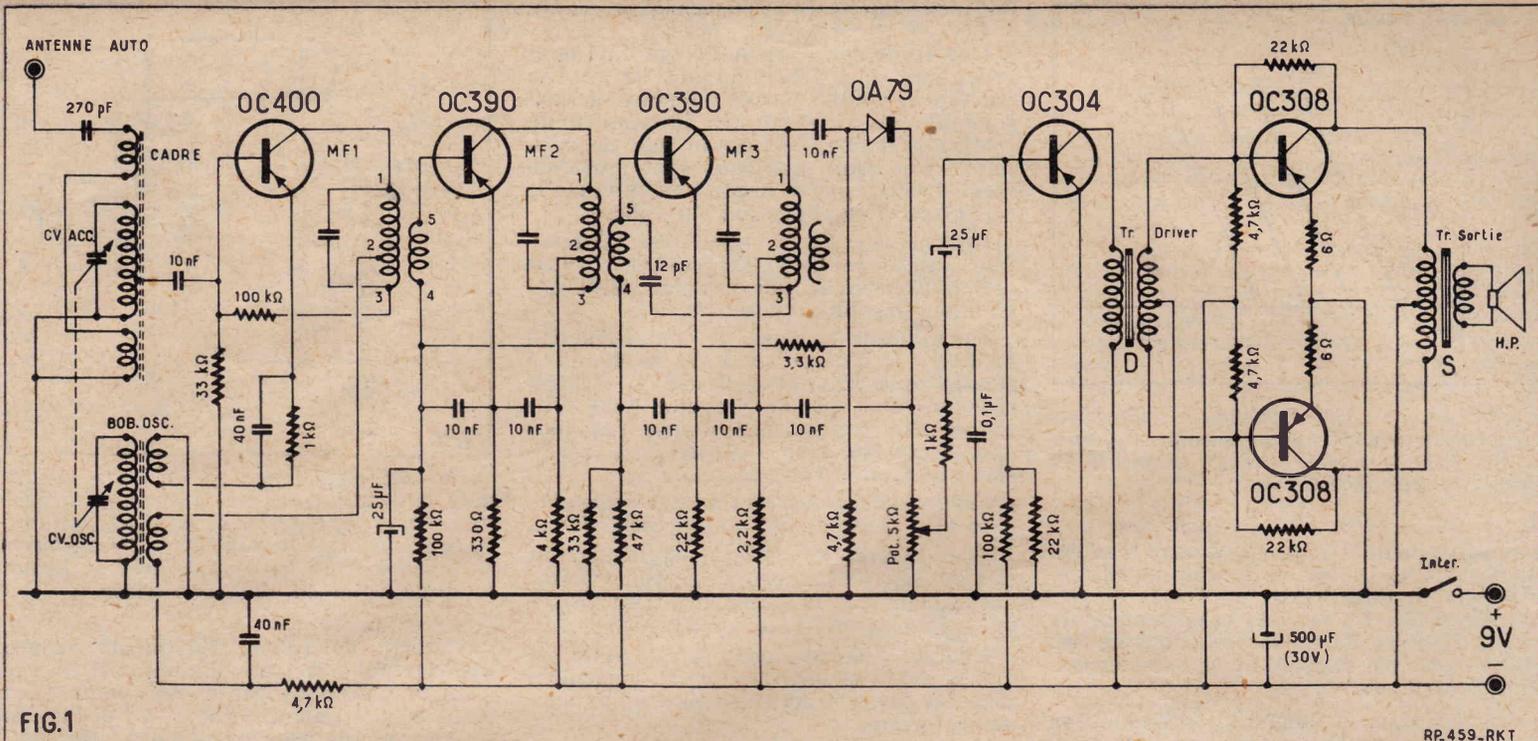


FIG.1

RP.459.RKT

## UN RÉCEPTEUR A 6 TRANSISTORS MUNI D'UNE PRISE ANTENNE-AUTO

L'installation d'un poste à lampes fixé à bord d'une voiture est assez complexe. L'inconvénient majeur est dans la nécessité de prévoir une alimentation, généralement à vibreur, qui permet d'obtenir la tension de quelques centaines de volts exigée par les tubes à vide. La consommation de courant est loin d'être négligeable et si on utilise le poste sans rouler suffisamment pour que la dynamo recharge la batterie, on risque fort de constater un jour très proche que les accus sont « à plat ».

Pour ces raisons, l'usager de la route préfère de plus en plus utiliser un poste portatif à transistors sur sa voiture. L'installation en est infiniment plus simple puisque la fameuse alimentation à vibreur est supprimée. Le courant d'alimentation est fourni par une pile et il n'y a plus alors de soucis du côté de la batterie de démarrage. Enfin un récepteur portatif à transistors peut facilement être utilisé hors de l'auto, son autonomie étant complète.

Pour qu'un appareil portatif soit utilisable sur une auto il suffit qu'il soit muni d'un dispositif permettant de brancher l'antenne extérieurement à la carrosserie. C'est un appareil de ce genre que nous allons décrire.

### Le schéma (fig. 1).

Ainsi que vous le montre un coup d'œil d'ensemble sur le schéma, cet appareil comporte un étage changeur de fréquence, deux étages MF, un détecteur, un étage préamplificateur BF et un étage final push-pull.

Le circuit d'entrée est constitué par les enroulements PO ou GO d'un cadre à bâtonnet de ferrocube accordé par un CV de 490 pF. La prise antenne-auto est

couplée à ce circuit d'entrée par deux enroulements en série placés sur le bâtonnet du cadre. La liaison entre la prise et les enroulements se fait à travers un condensateur de 270 pF.

Le circuit d'entrée attaque la base du transistor changeur de fréquence par une prise réalisée sur le bobinage qui permet l'adaptation des impédances. La liaison entre cette prise et la base du transistor utilise un condensateur de 10 nF. La tension de cette base est fournie par un pont de résistances : l'une de 33.000 Ω vers le + 9 V qui correspond à la masse, l'autre de 100.000 Ω allant au point 3 du transfo MF1.

Comme dans presque tous les montages à transistors celui qui joue le rôle de changeur de fréquence et qui est un OC400, fonctionne à la fois en modulateur et en oscillateur local. Pour produire l'oscillation locale il est associé à un bobinage contenu dans le bloc et comprenant un enroulement indépendant (seul un côté est relié à la masse) accordé par un CV de 2 x 490 pF. A cet enroulement sont couplées deux autres selfs : une placée dans le circuit émetteur du transistor, l'autre dans le circuit collecteur. Le circuit émetteur comprend également une résistance de 1.000 Ω découplée par un condensateur de 40 nF. Dans le circuit collecteur se trouvent le primaire du transformateur MF1, et une cellule de découplage formée d'une résistance de 4.700 Ω et d'un condensateur de 40 nF. La liaison entre l'enroulement de l'oscillateur et le primaire de MF1 se fait par une prise sur ce dernier de manière à adapter l'impédance du transfo à celle de sortie du transistor.

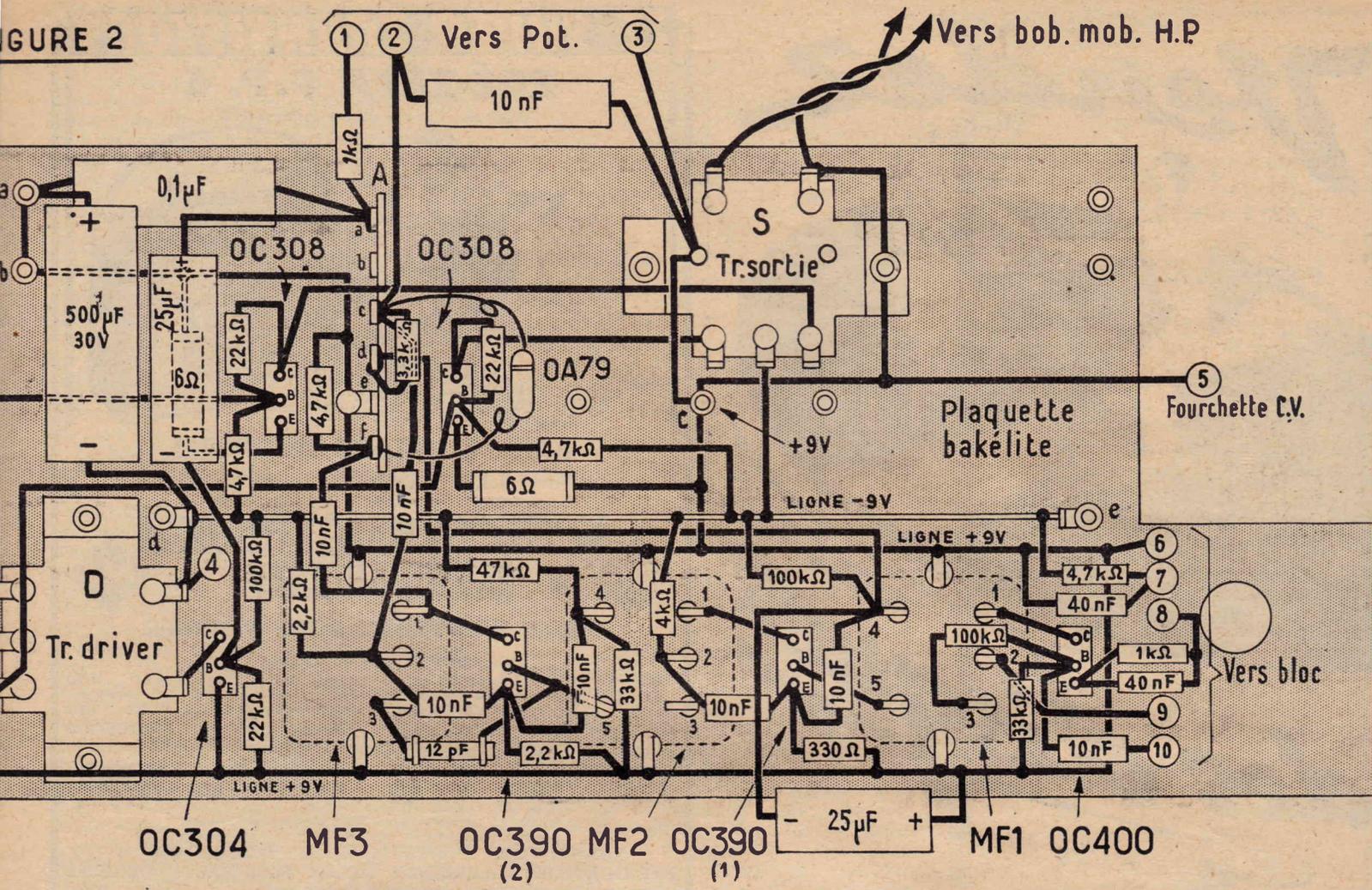
Le secondaire de MF1 attaque la base du premier transistor MF, un OC390. La tension de cette base est obtenue par un pont de résistances : une de 100.000 Ω vers le - 9 V et une de 3.300 Ω qui aboutit au

sommet du potentiomètre de volume. Ce pont est découplé vers la ligne + 9 V par un condensateur de 25 µF et vers l'émetteur du transistor par un de 10 nF. La résistance de 3.300 Ω constitue la ligne VCA, c'est la raison pour laquelle elle va au potentiomètre inséré dans le circuit de détection. Vous savez que sur n'importe quel appareil radio la ligne VCA doit comporter une cellule de constante de temps de manière que la tension de régulation suive non pas la modulation BF, mais la composante moyenne de la tension détectée. Ici cette cellule est formée de la résistance de 3.300 Ω et du condensateur de 25 µF.

La tension de l'émetteur de l'OC390 est obtenue par une résistance de 330 Ω. Le circuit collecteur de ce transistor comprend le primaire du transfo de liaison MF2 et une cellule de découplage dont les éléments sont une résistance de 4.000 Ω et un condensateur de 10 nF allant à l'émetteur du transistor. Sur le primaire de MF2 on utilise encore une prise intermédiaire pour l'adaptation des impédances.

Le secondaire de MF2 attaque la base du second transistor MF qui est lui aussi un OC390. La tension de cette base est fixée par un pont de résistances : 33.000 Ω vers le + 9 V et 47.000 Ω vers le - 9 V. Ce pont est découplé par un condensateur de 10 nF aboutissant à l'émetteur du transistor. Comme vous pouvez le constater cet étage n'est pas soumis à la régulation antifading. La résistance placée dans le circuit émetteur fait 2.200 Ω. Dans le circuit collecteur nous trouvons le primaire du troisième transfo de liaison MF3 et une cellule de découplage formée d'une résistance de 2.200 Ω et d'un condensateur de 10 nF qui va à l'émetteur du transistor. On fait encore usage sur le primaire de MF3 d'une prise intermédiaire. Entre le point 3 de ce pri-

FIGURE 2



maire et le point 5 du secondaire MF2 est placé un condensateur de 12 pF. Cet organe constitue un circuit de neutro-dynage qui évite l'accrochage de l'étage.

Le secondaire de MF3 est inutilisé. La diode détectrice OA79 est attaquée par le primaire grâce à un circuit de liaison formé d'un condensateur de 10 nF et d'une résistance de fuite de 4.700 Ω. Dans le circuit de la diode est inséré le potentiomètre de volume de 5.000 Ω découplé par un condensateur de 10 nF. C'est aux bornes de cet ensemble qu'apparaît le signal BF. Le curseur du potentiomètre transmet le signal à la base du transistor OC304 qui équipe l'étage préamplificateur BF. Cette liaison est assurée par une cellule de découplage HF formée d'une résistance de 1.000 Ω et d'un condensateur de 0,1 µF et par un condensateur de 25 µF. Le pont procurant la tension de base de l'OC304 est formé d'une résistance de 22.000 Ω vers le + 9 V et d'une de 100.000 Ω vers le - 9 V. L'émetteur de l'OC304 est relié directement à la ligne + 9 V. Dans le circuit collecteur se trouve le primaire du transfo BF driver qui a pour rôle d'attaquer les transistors de l'étage push-pull.

Le point milieu du secondaire du transfo driver est relié à la ligne + 9V. Chaque extrémité attaque la base d'un des OC308 équipant l'étage final. Chacun de ces transistors est accompagné d'une résistance de 4.700 Ω insérée entre la base et la ligne - 9 V, elle sert à obtenir la tension nécessaire. Quant à la résistance de 22.000 Ω placée entre base et collecteur elle constitue un circuit de contre-réaction destiné à améliorer la musicalité. La polarisation de l'émetteur de chaque OC308 est assurée par une résistance de 6 Ω.

Enfin, dans les circuits collecteurs sont insérés les deux demi-primaires du transfo d'adaptation du HP. Lequel est un elliptique 12x19 à aimant permanent.

La batterie d'alimentation de 9 V est shuntée par un condensateur de 500 µF, l'interrupteur est inséré dans la ligne + 9 V.

Réalisation pratique.

La platine. — La presque totalité du montage est exécutée sur une platine formée d'une plaque de bakélite sertie de cosse. Si on veut simplifier à l'extrême les opérations de câblage on peut se procurer cette platine précablée et préréglée. Comme nous savons que de nombreux lecteurs voudront la réaliser eux-mêmes nous allons en donner la description. Pour cela nous nous reporterons à la figure 2 qui indique le câblage et, précisons-le, représente le dessous de la platine. Le dessus est visible à la figure 4.

Pour commencer on fixe sous la platine les supports de transistors, les transfo driver et de sortie et sur le dessus les trois transfo MF, et le cadre.

Pour le câblage on met en place la ligne - 9 V qui est tendue entre les cosse d et e de la platine puis la ligne + 9 V. Cette dernière doit avoir le contour représenté sur le plan de câblage. Elle part des cosse a et b de la platine et aboutit au point milieu du secondaire du transfo driver. Elle est soudée sur les pattes de fixation des transfo MF. A cette ligne + 9 V on relie la cosse c du cadre, l'étrier du transfo de sortie et une extrémité du secondaire de ce transfo.

Sur le support de OC400 on soude sur la broche E une résistance de 1.000 Ω en parallèle avec un condensateur de 40 nF,

sur la broche B on soude un condensateur de 10 nF, entre cette broche et la ligne + 9 V une résistance de 33.000 Ω, une de 100.000 Ω entre cette broche et la cosse 3 de MF1. On relie la broche C à la cosse 1 de MF1. Sur la ligne - 9 V on soude la résistance de 4.700 Ω et sur la ligne + 9 V le condensateur de 40 nF. Ces deux organes sont soudés ensemble à leur autre extrémité, et seront reliés ultérieurement au bloc de bobinages.

On passe au support OC390 (1). On relie la broche B à la cosse 5 de MF1. On soude : une résistance de 330 Ω entre la broche B et la ligne + 9 V, un condensateur de 10 nF entre cette broche et la cosse 4 de MF1, un autre 10 nF entre cette broche et la cosse 2 de MF2. On relie la broche C à la cosse 1 de MF2. On soude une résistance de 100.000 Ω entre la cosse 4 de MF1 et la ligne - 9 V et un condensateur de 25 µF entre cette cosse et la ligne + 9 V. La cosse 4 de MF1 est connectée à la cosse d du relais A qui doit être soudé sur la ligne + 9V comme indiqué sur le plan. On soude une résistance de 4.000 Ω entre la cosse 2 de MF2 et la ligne - 9 V.

Sur la cosse 4 de MF2 on soude : une résistance de 47.000 Ω qui va à la ligne - 9 V, une résistance de 33.000 Ω qui va à la ligne + 9 V, et un condensateur de 10 nF qui va à la broche E du support OC90 (2).

Sur le support OC390 (2) on relie la broche B à la cosse 5 du transfo MF2 ; on soude : une résistance de 2.200 Ω entre la broche E et la ligne + 9 V, un condensateur de 10 nF entre cette broche et la cosse 2 du transfo MF3, et un condensateur de 12 µF entre la broche B et la cosse 3 de MF3. On relie la broche C à la cosse 1 de MF3.



On soude un condensateur de 10 nF entre la cosse 1 de MF3 et la cosse *f* du relais A, une résistance de 4.700  $\Omega$  entre cette cosse *f* et la ligne + 9 V, une résistance de 2.200  $\Omega$  entre la cosse 2 de MF3 et la ligne - 9 V et un condensateur de 10 nF entre cette cosse 2 et la cosse *c* du relais A. On soude encore une résistance de 3.300  $\Omega$  entre les cosse *c* et *e* du relais, un condensateur de 10 nF entre la cosse *c* et la ligne + 9 V.

Sur la cosse *a* du relais A on soude une résistance de 1.000  $\Omega$ . Entre cette cosse *a* et la ligne + 9 V on dispose un condensateur de 0,1  $\mu$ F. Un condensateur de 25  $\mu$ F est soudé entre cette même cosse *a* et la broche B du support OC304. Sur cette broche B on soude une résistance de 100.000  $\Omega$  qui va à la ligne - 9 V et une de 22.000  $\Omega$  qui aboutit à la ligne + 9 V. Toujours pour le support OC304 on relie la broche E à la ligne + 9 V et la broche C au primaire du transfo driver. L'autre cosse de ce primaire est connectée à la ligne - 9 V.

Chaque extrémité du secondaire du transfo driver est connectée à la broche B d'un des supports OC308. Pour chacun de ces supports on soude : une résistance de 6  $\Omega$  entre la broche E et la ligne + 9 V, une résistance de 4.700  $\Omega$  entre la broche B et la ligne + 9 V, une résistance de 22.000  $\Omega$  entre les broches B et C. La broche C de chaque support OC308 est connectée à une extrémité du primaire du transfo de HP. Le point milieu de ce primaire est relié à la ligne - 9 V. Sur la cosse *a* de la platine on soude le pôle + d'un conden-

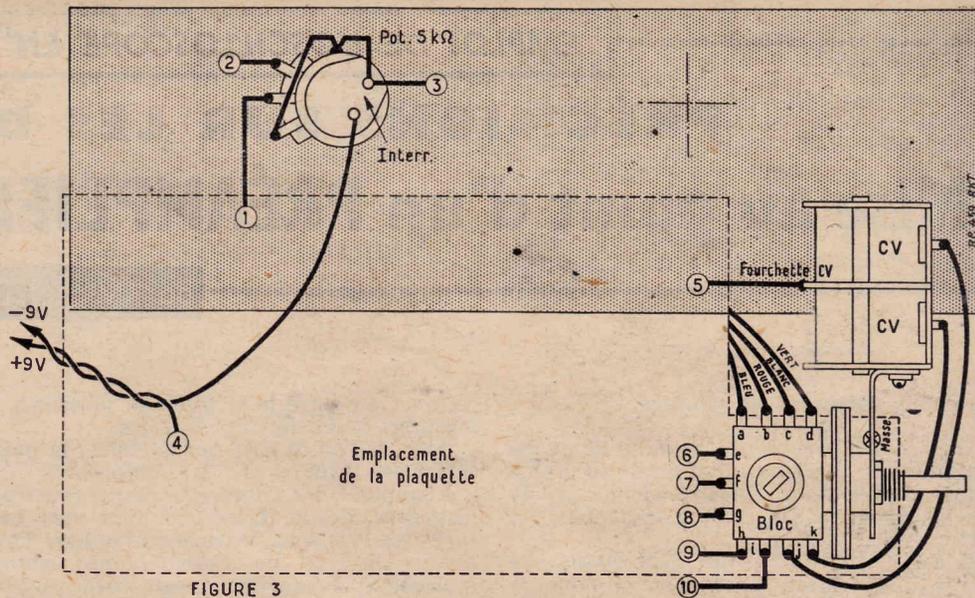


FIGURE 3

sateur 500  $\mu$ F 30 V dont le pôle - est soudé à la ligne - 9 V.

#### Liaison de la platine avec le reste du montage (fig. 3 et 4).

La platine doit être fixée sur un panneau avant à l'aide d'équerres. Auparavant il faut monter sur ce panneau le condensateur variable et le potentiomètre de 5.000  $\Omega$ . Le bloc de bobinages est fixé par une équerre sur la face arrière du CV comme le montre la figure 3.

Sur le bloc on établit les connexions repérées sur les figures 2 et 3 par les chiffres 6, 7, 8, 9, 10 entourés d'un cercle. Une cage du CV est connectée à la cosse *j* du bloc et l'autre cage à la cosse *k*. La fourchette est reliée à la ligne + 9 V.

On effectue les liaisons entre le cadre et le bloc : la cosse *a* du cadre à la cosse *c* du bloc, la cosse *b* du cadre à la cosse *a* du bloc, la cosse *d* du cadre à la cosse *b* du bloc, la cosse *e* du cadre à la cosse *d* du bloc.

Sur le potentiomètre on relie ensemble une des cosse extrêmes, le boîtier et une cosse de l'interrupteur. Cette dernière est connectée à la ligne + 9 V. L'autre cosse extrême du potentiomètre est reliée à la cosse *c* du relais A. Sur le curseur on soude la résistance de 1.000  $\Omega$  venant de la cosse *a* du relais A. Le cordon bifilaire de branchement des piles à un de ses brins soudé sur la seconde cosse de l'interrupteur et l'autre sur la ligne - 9 V. Ce cordon sera choisi de préférence bicolore de manière à bien repérer les polarités et à éviter toute erreur de branchement des piles.

La batterie d'alimentation est constituée par deux piles de 4,5 V montées en série. Bien entendu la bobine mobile du HF est reliée par un cordon à deux conducteurs au secondaire du transfo de sortie. La diode OA79 est soudée entre les cosse *c* et *j* du relais A. Le côté repéré par un anneau ou un point de couleur doit être relié à la cosse *c*.

La prise antenne-auto est du type coaxiale. Le contact central sera relié à la cosse *j* du cadre par un condensateur de 270 pF, le contact latéral sera relié à la masse qui, nous le répétons encore correspond, sur tous les montages à transistors, à la ligne + 9 V.

#### Alignement.

Lorsque le câblage est terminé on en effectue une vérification minutieuse. Si tout se révèle correct on place les transistors sur leur support. La réception de quelques stations donne l'assurance que véritablement l'appareil fonctionne normalement. On passe alors à l'alignement.

Les transformateurs sont réglés sur 455 kHz. Ceux qui utiliseront une platine précablée n'ont pas à se soucier de cet accord qui est déjà réalisé. En gamme PO on règle les trimmers du CV sur 1.400 kHz. Sur cette gamme sur la fréquence de 574 kHz on règle le noyau du bloc et la position de l'enroulement PO sur le bâtonnet du cadre.

En gamme GO il suffit d'ajuster la position de l'enroulement GO du cadre sur 160 kHz.

A. BARAT.

Pour que les visiteurs puissent voir « l'envers du décor »

## UN STUDIO DE TÉLÉVISION sera installé à la FOIRE DE LILLE 1959

La Section « RADIO-TÉLÉVISION et DISQUES » de la Foire Internationale de Lille 1959 bénéficiera d'une remarquable attraction : un véritable studio de télévision qui fonctionnera chaque après-midi sous les yeux des visiteurs pendant toute la durée de la Foire, du 11 au 26 avril prochain.

Une étroite collaboration entre la Direction Régionale de la R.T.F. et le Comité de la Foire de Lille permettra en effet d'installer définitivement un studio de 1.600 mètres cubes, conçu et réalisé selon les normes officielles et entièrement vitré sur son pourtour pour permettre aux visiteurs d'assister aux prises de vues directes et aux tournages de films sonores inscrits au programme des réalisations de la R.T.F. à Lille.

Des caméras électroniques de prises de vues et plusieurs caméras sonores, un dispositif d'éclairage de plus de 100 kW et de nombreux décors équiperont ce studio qui sera complété d'une salle de régie, d'une salle des paraboles des relais hertziens, d'une salle d'énergie et de loges pour artistes.

Tous les appareils récepteurs des exposants de la Section « Télévision » seront par conséquent alimentés en permanence pendant la Foire et il est certain que cette initiative constituera une nouvelle et remarquable expérience de vulgarisation et de décentralisation.

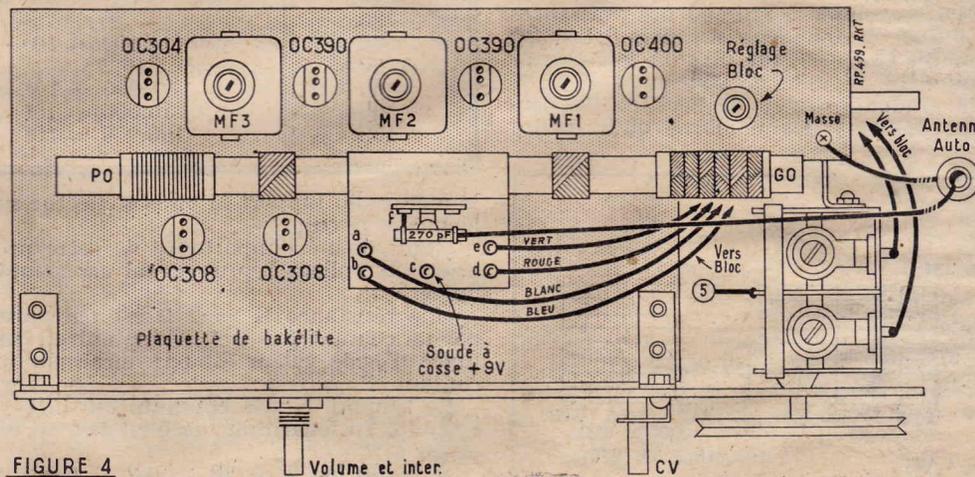


FIGURE 4

# PRÉCISIONS SUR LES DÉCIBELS

## Mise au point d'un PRÉAMPLIFICATEUR «HI-FI»

par Michel LÉONARD

### Méthodes de mesures.

Dans notre précédente étude nous avons indiqué des méthodes de mise au point d'un amplificateur linéaire, à l'aide de l'oscilloscope, utilisé comme indicateur de sortie.

Il s'agit, dans ce genre de travaux, de mesurer la tension alternative obtenue à la sortie d'un amplificateur et d'établir la courbe indiquant le gain en fonction de la fréquence ou en fonction d'une autre caractéristique du montage, par exemple la tension d'entrée à une ou plusieurs fréquences fixes.

L'oscilloscope comprend généralement un tube cathodique à déviation électrostatique et, de ce fait, il ne peut mesurer que des tensions, car ce sont ces dernières qui effectuent la déviation du spot dans la direction verticale ou dans la direction horizontale.

Notre précédente étude traitait toutefois, dans une de ses parties, de la mesure de la puissance de sortie. Comment mesurer la puissance avec un appareil qui ne peut réagir qu'à des tensions, cas de l'oscilloscope ?

La réponse est donnée par la formule classique bien connue

$$P = E^2/R$$

dans laquelle P est la puissance et E la tension aux bornes d'un circuit de résistance R.

Si notre appareil mesure la tension E, comme R est constante, on voit immédiatement que la puissance P est proportionnelle au carré de E, c'est-à-dire à E<sup>2</sup>.

D'autre part la déviation du spot étant proportionnelle à la tension appliquée aux plaques correspondantes, la puissance sera proportionnelle au carré de la déviation, soit une représentation graphique dans laquelle la puissance est inscrite en ordonnées. Supposons que les graduations s'étendent de zéro à 20 W.

Dans ce cas on fera le nécessaire pour que l'échelle de l'écran transparent de l'oscilloscope soit divisée en cinq parties égales (avec subdivisions) ce qui permettra de faire correspondre les tensions à des nombres proportionnels à la racine carrée de la puissance à mesurer.

Notre exemple comprend des puissances de 0 à 20 W donc les puissances 0,4 = 2<sup>2</sup>, 9 = 3<sup>2</sup>, 16 = 4<sup>2</sup>, etc. Si l'on fait correspondre 16 W à la graduation 4 et 0 W à la graduation zéro de l'échelle, les lectures donnent des nombres qu'il suffira

d'élever au carré pour avoir la puissance à mesurer. L'échelle sera linéaire.

Ainsi si l'on lit 3,16 sur l'échelle, la puissance est 3,16<sup>2</sup> = 10 W modulés.

L'emploi des décibels peut toutefois dispenser de la transformation des lectures des volts en watts mais oblige, lorsqu'on se sert de l'oscilloscope comme indicateur de sortie, à effectuer sur les courbes à vérifier ou à établir, une transformation des décibels en tension ou en puissances et, réciproquement, tensions ou puissances en décibels. Examinons ce problème à l'aide d'exemples numériques.

### Décibels et rapports.

Rappelons que les décibels se définissent comme suit :

$$X \text{ décibels} = 20 \log N$$

lorsque N est un rapport de tensions ou de courants correspondant à des conducteurs ayant la même résistance et,

$$X' \text{ décibels} = 10 \log M$$

lorsque M est un rapport de puissances. Les logarithmes sont décimaux dans tous les cas.

Les décibels, grâce à ces définitions présentent l'avantage considérable de s'exprimer par le même nombre X = X' lorsque

Les tensions correspondantes sont 2 × 3 = 6 V et 2 × 6 = 12 V. Le rapport est 12/6 = 2 ce qui aboutit encore à X = 6 dB.

En ce qui concerne les puissances on a pour le premier circuit D = EI = 6 × 3 = 18 W et pour le second, P' = E' × I' = 12 × 6 = 72 W.

Le rapport M des deux puissances est 72/18 = 4 et le logarithme décimal de 4 = 2 × 2 = 0,3 + 0,3 = 0,6 ce qui conduit à

$$X' = 10 \log 4 = 10 \times 0,6 = 6 \text{ dB}$$

donc X' = X.

### Conséquence pour les mesures.

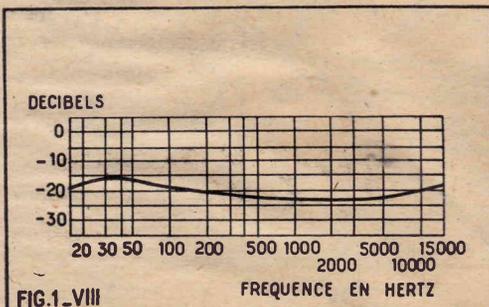
Actuellement, les courbes indiquant les résultats des mesures effectuées sur divers circuits électroniques représentent le nombre de décibels en fonction d'une caractéristique déterminée comme nous l'avons indiqué.

Ces décibels peuvent être interprétés comme correspondant à des rapports de puissances ou à des rapports de tensions ou de courants d'après ce qui vient d'être montré plus haut.

La correspondance est donnée par le tableau I ci-après :

TABLEAU I

Décibels	Rapport de tensions ou de courants	Rapport de puissances
0	1	1
1	1,122	1,259
2	1,259	1,585
3	1,413	1,995
4	1,585	2,512
5	1,778	3,162
6	1,995	3,981
7	2,239	5,012
8	2,512	6,310
9	2,818	7,943
10	3,162	10
12	3,981	15,85
15	5,623	31,62
20	10	100 = 10 <sup>2</sup>
30	31,62	1.000 = 10 <sup>3</sup>
40	100 = 10 <sup>2</sup>	10.000 = 10 <sup>4</sup>
50	316,2	100.000 = 10 <sup>5</sup>
60	1.000 = 10 <sup>3</sup>	1.000.000 = 10 <sup>6</sup>
80	10.000 = 10 <sup>4</sup>	100.000.000 = 10 <sup>8</sup>
100	100.000 = 10 <sup>5</sup>	10.000.000.000 = 10 <sup>10</sup>



la mesure du rapport M ou N s'effectue sur le même circuit.

Etant donné l'importance de cette propriété nous allons la prouver sur un exemple numérique.

Une résistance R = 2 Ω est parcourue par un courant I = 3 A et une autre résistance d'égale valeur est parcourue par un courant I' = 6 A.

Le rapport N des courants est I'/I = 6/3 = 2. Le logarithme décimal de 2 est 0,3 et on a :

$$X = 20 \log 2 = 20 \times 0,3 = 6 \text{ dB.}$$

Pour d'autres valeurs nos lecteurs voudront bien consulter des tables de décibels ou de logarithmes décimaux.

### Exemple pratique.

Dans notre précédent article on a mesuré l'efficacité du réglage physiologique ce qui a donné les courbes de la figure 4-VII. Les graduations des ordonnées sont en décibels. Pour effectuer la vérification de ces courbes à l'oscilloscope il est nécessaire de connaître les rapports de tension correspondant à ces décibels.

Préalablement, rappelons encore que des décibels négatifs comme ceux de la figure mentionnée, représentent des atténuations au lieu de gains c'est-à-dire des rapports inférieurs à 1, inverses des rapports correspondant aux mêmes décibels positifs.

Ainsi 20 décibels correspondent un rapport 100 de gain et - 20 dB à un rapport 1/100 de gain ou un rapport 100 d'atténuation. Nos tableaux sont par conséquent valables à condition de considérer, si les décibels sont négatifs, les rapports correspondants comme des atténuations.

Revenons à notre figure 4. Nous reproduisons sur la figure 1 du présent article, la courbe 4 de la figure 4-VII du précédent. Choisissons quelques fréquences : 20, 40, 200, 500, 1.000, 2.000, 5.000 et 1.000 Hz.

Le tableau II ci-après, donne la correspondance entre les décibels, les tensions et les fréquences considérées.

TABLÉAU II

Fréquences (Hz)	Décibels	Rapp. de tensions	Inverses
20	17,5	8	0,125
40	16	6,3	0,159
200	20	10,27	0,097
500	22	12,7	0,079
1.000	22,5	13,4	0,075
2.000	22,5	13,4	0,075
5.000	22	12,7	0,079
10.000	19	8,9	0,112

Les rapports de tensions sont ici supérieurs à 1. Pour obtenir des rapports proportionnels aux déviations verticales du spot nous avons indiqué les inverses de ces rapports en colonne 4 du tableau II.

Il va de soi que sur l'échelle on fera correspondre 0,075 par exemple à une graduation de valeur proportionnelle, 7,5 ou 75.

En effectuant la vérification, si l'on trouve 7,4 au lieu de 7,5 on saura qu'il s'agit du rapport 0,074 dont l'inverse est 13,5. Le nombre des décibels qui correspond à un rapport de tensions de 13,5 est 22,6.

La vérification a montré que l'amplificateur mesuré à l'aide de l'oscilloscope présente à 1.000 Hz une atténuation de 22,6 dB au lieu de 22,5 dB comme il le faudrait. Ceci est d'ailleurs admissible en pratique.

**Préamplificateur BF « Hi-Fi ».**

Dans notre précédent article nous avons indiqué la vérification de l'amplificateur

linéaire de la chaîne CH1 Thomson. Voici maintenant, figure 2, le schéma du préamplificateur correcteur qui précède l'amplificateur linéaire cité.

Avant de décrire les procédés de vérification et de mise au point il est utile de donner une brève analyse du schéma.

Ce préamplificateur comporte trois éléments triodes de double triodes 12AX7. Il y a une triple entrée permettant, à l'aide de la manœuvre du commutateur V à trois positions, de connecter la sortie d'une détectrice son-télévision à modulation d'amplitude (France, Belgique, Angleterre), ou à modulation de fréquence (652 européens), la sortie d'un récepteur radio à modulation de fréquence (ou à modulation d'amplitude de haute qualité musicale possédant notamment la sélectivité variable) et enfin, les deux bornes d'un pick-up à haut niveau de préférence celui recommandé par le constructeur du préamplificateur car ce dernier est destiné, entre autres fonctions, à compenser la non linéarité du pick-up recommandé.

On voit que dans les positions 1 et 2 (radio, TV) s'intercalent des potentiomètres P<sub>1</sub> et P<sub>2</sub> qui permettent de réduire la tension fournie par la détectrice, qui peut être plus élevée que celle que peut « accepter » le préamplificateur.

Rappelons toutefois qu'il s'agit d'une chaîne destinée à un générateur de sons fournissant une tension de niveau relativement élevé de l'ordre du volt.

A partir du commutateur V on trouve le condensateur de liaison C<sub>1</sub> et la lampe V<sub>1</sub>. Aucune correction n'est effectuée à l'entrée de V<sub>1</sub>.

Par contre, on trouve dans la liaison disposée entre V<sub>1</sub> et V<sub>2</sub> tous les éléments correcteurs fixes. Les corrections variables sont disposées entre V<sub>2</sub> et V<sub>3</sub>.

Les correcteurs fixes sont introduits en circuit au moyen des commutateurs I, II, III et IV dont la figure 3 indique le branchement dans les trois positions possibles : HI-FI, Jazz et 16T = disques à 16 tours par minute.

A titre d'exemple on a dessiné, sur la figure 2, les contacts correspondant à la position Hi-Fi.

Les contacts des commutateurs I à IV s'effectuent par les trois touches d'un clavier.

Passons maintenant aux corrections variables qui s'effectuent à l'aide des potentiomètres indépendants, P<sub>3</sub> et P<sub>4</sub>.

Le premier abaisse ou remonte le niveau des tensions à fréquence élevée (aiguës) et le second agit aux fréquences basses (notes graves).

Les dispositifs de contre-réaction sont placés dans les circuits suivants : a) circuit cathodique de V<sub>1</sub> avec R<sub>3</sub> et R<sub>4</sub> non shuntés; b) circuit cathodique de V<sub>2</sub>; c) contre-réaction entre plaque de V<sub>2</sub> et grille de la même triode pour les divers éléments RC comme C<sub>7</sub>, R<sub>8</sub>, R<sub>7</sub>, C<sub>3</sub>, C<sub>4</sub>, R<sub>13</sub>. Le même genre de contre-réaction est prévu pour la lampe triode V<sub>3</sub>.

On peut facilement voir que ces montages de contre-réaction sont sélectifs, en raison des ensembles RC dont ils sont munis et agissent sur la tonalité, comme correcteurs-compensateurs.

**Premières vérifications. Oscilloscope comme voltmètre.**

Comme dans tout appareil électronique, il convient de s'assurer avant toute autre vérification ou mise au point, que les tensions et les courants sont corrects.

Très heureusement, leurs valeurs ont été indiquées par le constructeur sur le schéma, ce qui facilitera considérablement le travail du metteur au point ou du dépanneur, qui pourra ainsi comparer les valeurs mesurées avec celles qui lui sont indiquées comme correctes.

**Courbes de réponse.**

La figure 4 donne les courbes de réponse de l'ensemble dans le cas des corrections fixes.

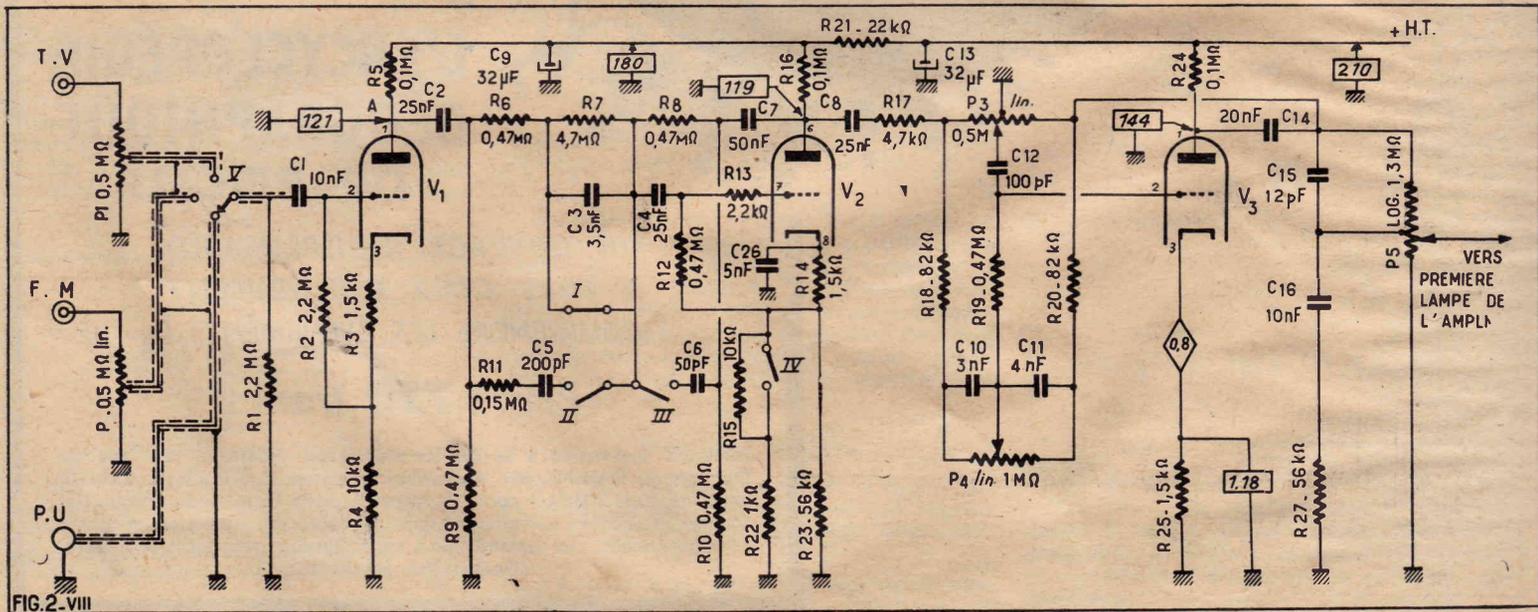
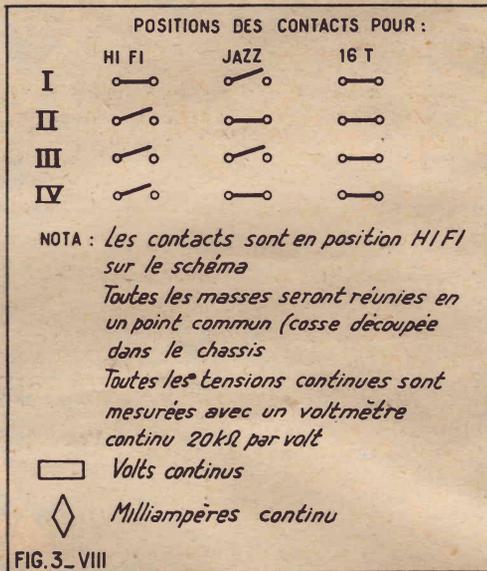


TABLEAU III

f	dB	rappports
15	+ 6	2
50	+ 12	4
800	0	1

Effectuons l'installation de mesures utilisée précédemment et appliquons à l'entrée une tension telle que celle de sortie soit de 1 V. Réglons l'oscilloscope pour que la trace verticale ait une hauteur de 20 mm par exemple à  $f = 800$  Hz.

A la fréquence  $f = 50$  Hz la trace devrait être  $4 \times 20 = 80$  mm mais on n'obtiendra ce résultat qu'en réglant  $P_4$ , généralement poussé à fond ou presque. Ceci fait, ne plus toucher  $P_4$ , régler le générateur sur  $f = 15$  Hz et constater que le rapport est de 2, la trace correspondante ayant une longueur de  $2 \times 20 = 40$  mm.

Vérifions la courbe C qui dépend de  $P_3$ . Il s'agit ici de rapports de tensions, inférieurs à 1, les décibels étant négatifs. Choisissons les fréquences 800 (niveau zéro) 3.000 et 5.000. Le tableau IV donne les décibels et les rapports de tensions.

TABLEAU IV

f	dB	rappports
800	0	1
3.000	- 7	0,446
5.000	- 11	0,281

Nous réglerons la trace de l'oscilloscope à 100 mm de hauteur, par exemple, pour  $f = 800$ . On devra trouver une hauteur

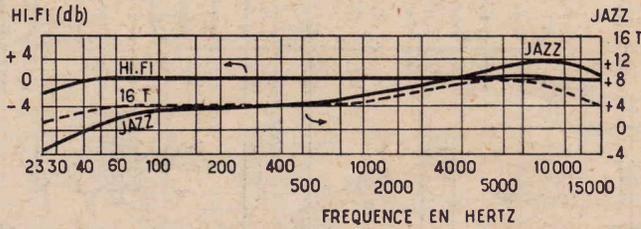


FIG. 4 - VIII

La courbe HI-FI correspondant à la touche du même nom est linéaire de 50 Hz à 15 kHz avec un très léger relèvement vers 60 Hz et 7 kHz.

Les graduations en décibels qui sont valables pour cette courbe sont celles de gauche. Le niveau zéro correspond à la tension du signal à 1.000 Hz.

La figure 3 indique les branchements effectués par le poussoir du clavier.

En se reportant à la figure 2 on voit que le contact I étant court-circuité, les éléments  $R_7$  et  $C_3$  sont en court-circuit. Le contacteur II est ouvert donc  $C_5$  et  $R_{11}$  sont inopérants. Le contacteur III étant ouvert  $C_6$  n'est plus en circuit, enfin IV étant ouvert,  $R_{15}$  est en circuit ce qui augmente considérablement la contre-réaction par la cathode  $R_{15}$  est, en effet, une résistance de 10.000  $\Omega$  et  $R_{22}$  de 1.000  $\Omega$  seulement.

En position Jazz (courbe Jazz figure 4) et en position 16 tours (courbe 16 T) on abaisse les graves et remonte les aiguës grâce aux dispositifs de contre-réaction sélective introduits en circuit par les commutateurs I, II, III et IV.

Remarquer que dans la position 16 T, les aiguës sont à nouveau atténuées à partir de 5 kHz afin de supprimer le souffle inhérent à cette vitesse.

Les courbes Jazz et 16 T sont établies en prenant comme niveau de référence celui de la tension du signal à 40 Hz. On tiendra compte, par conséquent, pour ces deux courbes de l'échelle en décibels de droite qui est différente de celle de gauche, valable pour la position Hi-Fi seulement.

**Exemple de vérification de courbe de réponse.**

Soit à vérifier la courbe HI-FI. La variation en décibels, du niveau, s'étend entre - 2 dB et + 2 dB au maximum.

Le mode de branchement de l'oscilloscope est celui indiqué dans notre précédent article au sujet de la courbe de compensation physiologique.

On connectera, par conséquent, le préamplificateur aux bornes de l'amplificateur qui, étant linéaire, n'introduira aucune modification dans la forme de la courbe de réponse.

Le générateur sera connecté aux bornes PU, le commutateur V en position 3. Enfin les deux potentiomètres  $P_3$  et  $P_4$  en une position médiane de façon à ce qu'ils n'aient aucune influence sur la courbe de réponse.

Régler le générateur pour obtenir 1 V à la sortie à la fréquence 1.000 Hz. L'oscilloscope devra indiquer une courbe sinusoïdale (ou une droite verticale si la déviation horizontale est arrêtée) de hauteur moyenne par exemple 50 mm.

Vérifions d'abord la linéarité aux autres fréquences en modifiant la fréquence du générateur sans oublier de maintenir sa tension constante.

La trace verticale devra conserver sa longueur de 50 mm sauf à 60 Hz et à 7.000 Hz.

Les légères bosses sont de 0,5 dB environ. Le rapport des puissances correspondant

à + 0,5 dB est 1,06. Il en résulte que la longueur de la trace sera  $50 \times 1,06 = 53$  mm.

Des variations plus petites que 6 % seront évidemment accueillies avec faveur.

Vérifions maintenant la courbe Jazz.

Le montage est le même mais on réglera le générateur pour 1 V à la sortie, à 40 Hz (ordonnées de droite de la figure 4) fréquence de référence.

On vérifiera les niveaux aux autres fréquences en transposant chaque fois les décibels en longueurs de la trace lumineuse.

Voici un exemple. A  $f = 4$  kHz le niveau est + 18 dB ce qui correspond à un rapport de tension de 2,512, donc à une hauteur de trace de  $50 \times 2,512 = 125,6$  mm.

Si l'écran est plus petit que 125,6 mm on effectuera la mesure en partant de 25 mm au lieu de 50 mm.

Mêmes procédés à adopter pour vérifier la courbe 16 T.

**Corrections variables.**

Par corrections variables on entend les corrections progressives effectuées à l'aide des potentiomètres  $P_3$  et  $P_4$  de la figure 2.

On voit que les circuits de correction

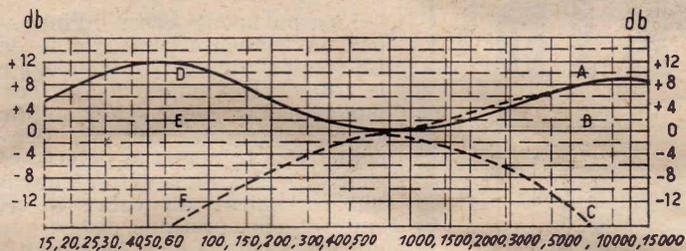


FIG. 5 - VIII

sont disposés entre la grille de  $V_3$  et la plaque de la même triode, par l'intermédiaire de  $C_{14}$  de 20.000 pF. Ce sont donc des circuits de contre-réaction sélective.

La figure 5 donne les courbes obtenues en tournant les deux potentiomètres indépendants  $P_3$  et  $P_4$ .

Le premier agit aux fréquences élevées et abaisse ou remonte la courbe de réponse suivant la position du curseur. Il n'agit qu'à partir de 800 Hz environ. Les courbes limites sont A et C, la courbe B, absolument linéaire correspond à une position intermédiaire du curseur de  $P_3$ .

Trois courbes analogues D, E, F pour les basses, peuvent être obtenues avec  $P_4$ .

Vérifions l'action de  $P_4$  pour la courbe D. Choisissons les fréquences suivantes : 15, 50 et 800 Hz.

La fréquence de référence est 800 Hz car à cette fréquence on a fait correspondre le niveau de zéro décibel.

Le tableau III ci-après donne les fréquences, les décibels correspondants et les rapports de tensions :

de 44,6 mm à  $f = 3.000$  Hz et 28,1 mm à  $f = 5.000$  Hz.

Des vérifications analogues s'effectueront pour les courbes A et F.

Il est intéressant aussi de déterminer les positions des curseurs donnant la courbe linéaire EB.

Il suffira de rechercher à  $f = 20$  Hz et  $f = 10.000$  Hz les positions de  $P_4$  et  $P_3$  pour lesquelles les niveaux à ces fréquences sont identiques au niveau à  $f = 800$  Hz.

**NOTRE RELIEUR RADIO-PLANS**

pouvant contenir les 12 numéros d'une année

PRIX : 480 francs (à nos bureaux).

Frais d'envoi sous boîte carton :

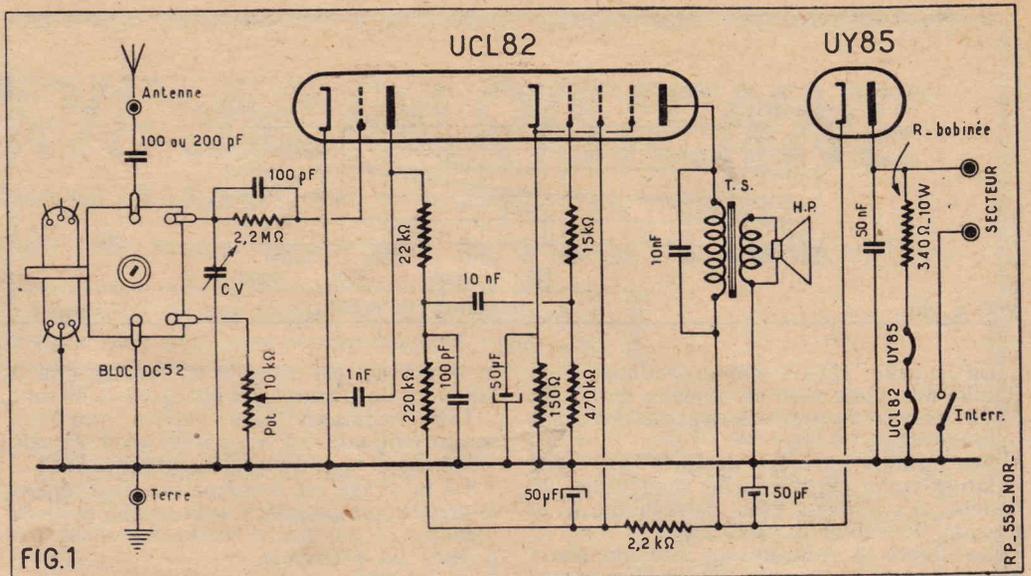
135 francs par relieur.

Adresser commandes au directeur de RADIO-PLANS 43, rue de Dunkerque, PARIS-X<sup>e</sup>. Par versement à notre compte chèque postal PARIS 259-10.

# DÉTECTRICE À RÉACTION

## ÉQUIPÉE D'UNE LAMPE DOUBLE ET D'UNE VALVE

Ce petit récepteur plus spécialement destiné aux débutants est très facile à utiliser. Malgré sa simplicité, il permet, en utilisant une bonne antenne, la réception de nombreuses stations. En effet il met en œuvre le principe de la détectrice à réaction et, on le sait, procure une sensibilité étonnante. Bien qu'équipé d'un seul tube ce pareil permet l'écoute en haut-parleur, et il s'agit d'une lampe double qui comporte un élément pentode délivrant une puissance suffisante pour actionner un tel producteur de son. Si comme nous venons de le dire ce poste convient particulièrement aux nouveaux venus à l'amateurisme radio, il peut aussi, grâce à ses possibilités, constituer un récepteur complémentaire.



Le schéma (fig. 1).

Ce récepteur, conçu pour être très économique, est doté d'une alimentation secteur tous courants. La lampe et la valve ont été choisies dans la série Noval, il s'agit d'une triode pentode UCL82 et d'une UY85.

La section triode de la UCL82 est utilisée en détectrice à réaction. Pour cela elle est associée à un bloc DC52 couvrant les gammes PO et GO. L'antenne est reliée à l'enroulement antenne du bloc par un condensateur de 100 ou 200 pF. La valeur de cette capacité dépend énormément du collecteur d'onde utilisé. Chacun suivant son cas personnel choisira entre ces limites la valeur qui donnera la meilleure sélectivité et la meilleure sensibilité. Cela constitue une petite mise au point très facile.

L'enroulement accord du bloc est accordé par un condensateur variable de 490 pF. Le sommet de cet enroulement est relié à la grille de commande de la triode à travers une résistance de 2,2 MΩ shuntée par un condensateur de 100 pF. Cet ensemble caractérise le montage détectrice par courant de grille. Sans entrer dans des détails qui sortiraient du cadre de cet article éminemment pratique disons que c'est lui qui place l'étage dans les conditions nécessaires à la détection. La cathode de la triode est à la masse.

Le principe de la détectrice à réaction consiste à reporter sur le circuit d'accord une fraction du courant HF qui subsiste dans le circuit de plaque malgré que la détection ait fait apparaître le courant BF. Ce report se fait à l'aide d'un enroulement, dit de réaction, qui est couplé avec un sens convenable avec celui du circuit d'accord. Si ce rapport est trop important la lampe entre en oscillation ce qui se traduit par un sifflement qui couvre la réception. Si au contraire il est trop faible on n'obtient pas le maximum de sensibilité. Il est donc nécessaire de pouvoir le doser très exactement. Pour obtenir ce résultat l'enroulement de réaction n'est pas inséré directement dans le circuit plaque de la triode. Un de ses côtés est relié à la masse et à ses bornes on a branché un potentiomètre de 1.000 Ω dont le curseur est relié à la plaque de la triode à travers un condensateur de 1 nF. Les résidus HF sont bloqués par la résistance de 22.000 Ω. Ils atteignent l'enroulement de réaction en passant par le condensateur de 1 nF et le potentiomètre. C'est ce dernier qui permet un dosage particulièrement souple et précis.

Les courants BF franchissent la résistance de 22.000 Ω et atteignent la résistance de charge de 220.000 Ω. Ils sont transmis à la grille de commande de la section pentode par un condensateur de 10 nF, une résistance de fuite de 470.000 Ω et une résistance de 15.000 Ω destinée à éviter les accrochages BF. Pour en finir avec la triode détectrice remarquons le condensateur de 100 pF placé entre le sommet de la résistance de charge et la masse. Il sert à éliminer les résidus HF qui pourraient traverser la résistance de 22.000 Ω et empêche qu'ils soient transmis à l'étage BF de puissance.

La pentode est polarisée par une résistance de cathode de 150 Ω shuntée par un condensateur de 50 μF. La grille écran est reliée à la ligne HT. Dans le circuit plaque est inséré le primaire du transformateur d'adaptation du HP. Le haut-parleur est un 9 cm à aimant permanent.

Le courant HT d'alimentation est redressé par la valve UY85: Il est filtré par une cellule composée d'une résistance de 2.200 Ω et de deux condensateurs de 50 μF. La tension plaque de la pentode UCL82 est prise avant filtrage de manière à éviter une trop grande chute de tension dans la résistance de filtrage.

Les filaments des deux tubes sont alimentés en série, à partir de la tension du secteur. Pour absorber l'excédent de tension on utilise une résistance bobinée de 340 Ω 10 W.

### Réalisation pratique (fig. 2).

Comme le montre la figure, le châssis métallique qui sert de support à ce montage est formé d'une face avant et d'une plaque rabattue à angle droit par rapport à cette face avant. Sur la plaque on fixe les supports de lampe, le condensateur de filtrage 2 x 50 μF et la résistance chutrice du circuit filament. Cette résistance est montée à l'aide d'une tige filetée.

Sur la face avant on monte le condensateur variable, le potentiomètre interrupteur de 10.000 Ω et le bloc de bobinage.

On passe ensuite au câblage. Les broches 5, 8 et le blindage central du support de UCL82 sont reliés au châssis. Avec du fil de câblage on relie la broche 4 de ce support à la broche 4 du support UY85, la broche 5 de ce dernier au collier de la résistance bobinée de 340 Ω et l'extrémité inférieure de cette résistance à la cosse a du relais A.

Le C...  
Entre...  
port U...  
de 2,2...  
sateur...  
central...  
au châ...  
extrém...  
L'autre...  
de l'inf...  
reliés...  
broche...  
conden...  
L'autre...  
à la co...

Sur...  
une rés...  
de 50...  
une ré...  
A l'au...  
on so...  
qui va...  
sateur...  
de ce...  
tance...  
une de...  
un con...  
est sou...

La...  
conne...  
sateur...  
pôle +...  
port U...  
pose u...  
pôle -...  
du sup...  
cosse...  
le châ...  
de 50...  
secteur...

Lors...  
le châ...  
la figu...  
haut-p...  
La pos...  
indiqu...  
de la r...  
Entre...  
du blo...  
de 100...  
comme...

Une...  
est reli...  
et l'au...  
Les co...  
à la bo...  
« prin...  
de 10...

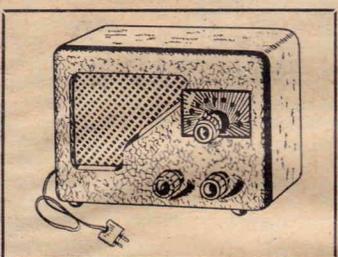
En...  
d'ante...  
mise...  
diaten...  
suppo...  
met l...  
son c...  
et en...  
tiomé...  
lampe...  
foncti...  
cord...  
une...  
le CV...  
sur u...  
par u...  
alors...  
placer...  
parait...  
On re...  
pour...  
siffler...

Les...  
géné...  
il co...  
évite...

Devis du récepteur

# LE KID

décrit ci-contre



Coffret et décor (dim. : 210 x 160 x 70) ...	1.200
HP, aimant permanent 8 cm. ....	2.050
Transfo de HP. ....	380
Châssis. ....	500
Jeux de bobinages. ....	460
Condensateur variable. ....	575
Petit matériel divers. ....	1.350
2 lampes : UY85 et UCL82. ....	1.280

7.795

PRIX SPÉCIAL POUR L'ENSEMBLE  
COMPLÈT EN PIÈCES DÉTACHÉES

# 7.500

Expéditions immédiates  
contre mandat à la commande

# NORD-RADIO

149, rue La Fayette, PARIS (10<sup>e</sup>)

C.C.P. PARIS 12 977-29

est relié à la cosse *b* du bloc DC52. Cette cosse *b* et la broche 1 du support UCL82 ont une résistance de  $150\ \Omega$  en parallèle avec un condensateur de  $100\ \text{pF}$ . La cosse *c* et la paillette du contacteur du bloc sont réunies au châssis. La cosse *d* est connectée à une extrémité du potentiomètre de  $10.000\ \Omega$ . L'autre extrémité, le boîtier, et une cosse interrupteur de ce potentiomètre sont au châssis. Entre le curseur et la broche 9 du support UCL82 on place un condensateur céramique de  $1.000\ \text{pF}$ . La cosse de l'interrupteur est connectée à la cosse *b* du relais A.

Sur le support de UCL82 on soude : une résistance de  $150\ \Omega$  et un condensateur de  $50\ \mu\text{F}$  entre la broche 2 et le châssis, une résistance de  $15.000\ \Omega$  sur la broche 3. L'autre extrémité de cette résistance est reliée à : une résistance de  $470.000\ \Omega$  au blindage central et un condensateur de  $10\ \text{nF}$ . Sur l'autre extrémité du condensateur on soude : une résistance de  $220.000\ \Omega$  qui va à la broche 7, une résistance de  $22.000\ \Omega$  qui aboutit à la broche 9, et un condensateur de  $100\ \text{pF}$  dont l'autre fil est relié au châssis.

La broche 7 du support UCL82 est reliée à un des pôles + du condensateur de filtrage  $2 \times 50\ \mu\text{F}$ . L'autre pôle est relié à la broche 3 du support UY85. Entre ces deux pôles + on dispose une résistance de  $2.200\ \Omega$   $1\ \text{W}$ . Le secteur est relié au châssis. La broche 9 du support UCL82 est connectée à la cosse du relais A. Entre cette broche et le châssis on soude un condensateur de  $100\ \text{nF}$ . On soude les brins du cordon sur les cosse *a* et *b* du relais A.

Après que le câblage est à ce stade on fixe le coffret dans la mallette comme l'indique la figure 2. Sous ce châssis on monte le transformateur et son transfo d'adaptation. La disposition de ces organes est clairement indiquée sur la figure. Sur un des côtés de la mallette on dispose la prise antenne. Entre cette prise antenne et la cosse *a* d'accord on soude un condensateur de  $200\ \text{pF}$ . Nous avons déjà indiqué comment choisir la valeur convenable.

La cosse primaire du transfo de HP est reliée à la broche 6 du support de UCL82 et la broche 3 du support de UY85. Les cosse « secondaire » sont connectées au transformateur mobile du HP. Entre les cosse « primaire » on soude un condensateur de  $50\ \mu\text{F}$ .

#### Utilisation.

En dehors du choix du condensateur d'accord cet appareil ne nécessite aucune réglage au point. Il doit fonctionner immédiatement. Les lampes étant sur leur socle et l'antenne étant branchée on allume l'appareil sous tension en branchant le cordon d'alimentation sur le secteur. Au bout d'un court instant les lampes atteignent leur température de fonctionnement. On commut le bloc d'accord sur la gamme désirée. Pour chercher la fréquence on agit simultanément sur le curseur et sur le potentiomètre. Le passage de la station se traduit généralement par un sifflement caractéristique. On réduit le curseur du potentiomètre de manière à se situer juste au point où ce sifflement disparaît pour laisser entendre l'émission. On tourne alors le CV et le potentiomètre pour obtenir le maximum de puissance sans distorsion.

Les sifflements produits risquent de gêner les récepteurs du voisinage aussi on évite par simple correction de les réduire au plus possible.

A. BARAT.

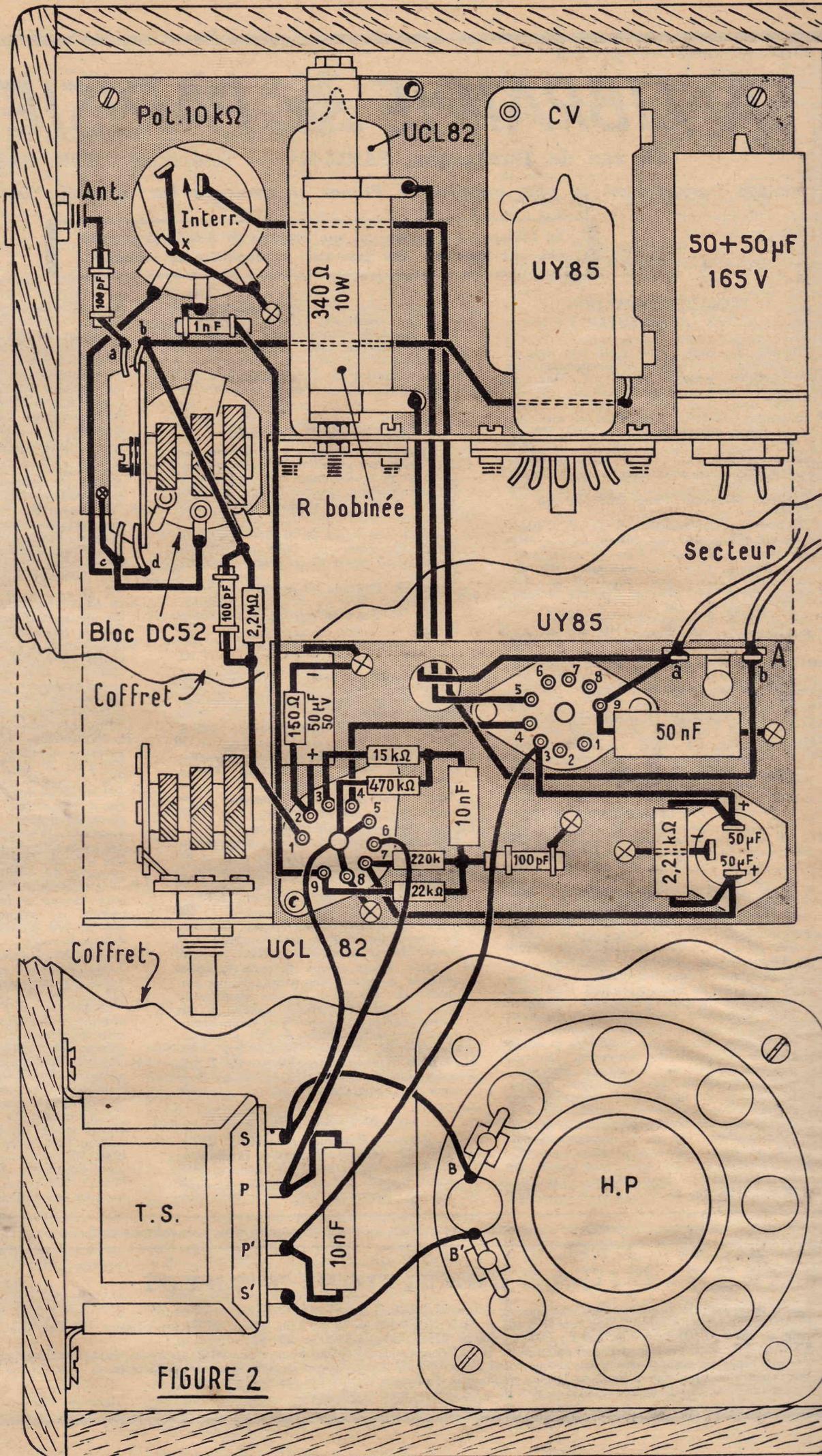


FIGURE 2

# DU THYRATRON REDRESSEUR AU CHEMIN DE FER « ÉLECTRONIQUE »

par Roger DAMAN, Ing. E.S.E.

Dans le précédent numéro de Radio-Plans, nous avons répondu à la question : « Qu'est-ce qu'un thyatron ? ». Nous avons montré qu'il ne s'agit pas d'un tube triode dont l'ampoule a été remplie d'un gaz inerte sous faible pression. Il s'agit bien d'un dispositif à trois électrodes, mais pour que le fonctionnement en soit assuré, il faut adopter une disposition toute particulière des électrodes.

Dans ces conditions, l'amorçage du thyatron se produit pour une valeur bien définie de la tension de commande. Cet amorçage est caractérisé par le passage d'une décharge par « arc électrique ». Il en résulte que la chute de tension dans le tube est indépendante de l'intensité de courant qui le traverse.

D'autre part, il existe un rapport déterminé, nommé « rapport de commande » entre la tension appliquée à l'anode et la tension qui déclenche l'amorçage.

L'article qu'on lira ci-dessous traite de certaines utilisations des thyatrons.

## Les applications des thyatrons sont nombreuses.

Pour de nombreux praticiens, l'utilisation principale des thyatrons est la production de tension en dent de scie, destinées au balayage des oscillographes. A l'heure actuelle, cet emploi tend à disparaître. Depuis déjà longtemps, on a renoncé à adopter les thyatrons pour l'équipement des circuits de balayage des téléviseurs. Et, même dans le domaine des oscillographes, ils sont de moins en moins utilisés. On préfère, en effet, réaliser des circuits équipés de tubes à vide, car les fréquences produites peuvent atteindre des valeurs beaucoup plus élevées. Toutefois, les thyatrons ont beaucoup d'autres applications (1). Nous ne pouvons pas les examiner toutes, cependant, il nous semble intéressant de signaler, d'abord, l'emploi des thyatrons comme redresseurs de courant.

## Qu'est-ce qu'un redresseur de courant ?

Un redresseur de courant, c'est théoriquement un dispositif qui ne laisse passer le courant électrique que dans un seul sens. En pratique, c'est souvent un élément dont la résistance électrique est très faible pour un sens de courant et très grande dans l'autre sens. En d'autres termes, c'est une valve qui s'ouvre dans un sens et se ferme dans

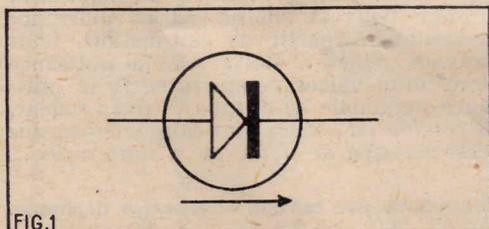


FIG. 1. — Le symbole classique du redresseur montre qu'il s'agit en fait d'une valve, c'est-à-dire en électronique, d'un dispositif comportant simplement deux électrodes.

l'autre... exactement comme la valve de retenue d'air qui permet le gonflage d'un pneumatique.

Le symbole utilisé couramment (fig. 1) traduit bien ce mécanisme. Ainsi, un redresseur de courant comporte tout simplement deux électrodes. Cela demeure parfaitement vrai, aussi bien pour une valve à vide, qu'un redresseur à gaz (tungar, par exemple) qu'un redresseur à couche d'arrêt (fer-selenium) ou à semi-conducteur...

A priori, on ne voit pas très bien les avantages qu'on pourra retirer de l'emploi d'un électrode de commande... Nous allons reconnaître, cependant, que ces avantages sont considérables.

## Le réglage de la puissance électrique.

Supposez qu'il soit nécessaire de faire varier la puissance empruntée par un organe électrique quelconque.

Prenons, par exemple, le cas extrêmement simple, d'une lampe d'éclairage. Nous voulons faire varier la puissance lumineuse. Que pouvons-nous faire pour cela ?

L'idée qui vient immédiatement à l'esprit est, naturellement, l'emploi d'un rhéostat, c'est-à-dire d'une résistance variable (fig. 2). Le résultat cherché sera bien obtenu. Mais notre procédé est économiquement catastrophique.

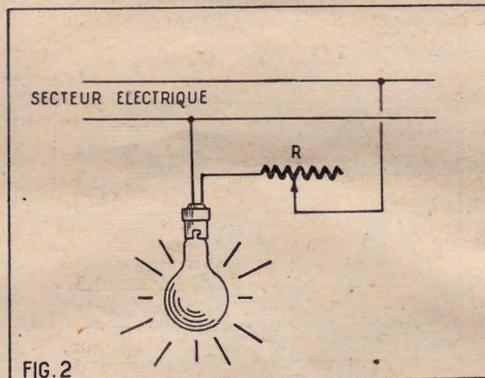


FIG. 2. — Le moyen classique pour faire varier la puissance électrique empruntée par un organe quelconque, c'est le rhéostat, c'est-à-dire la résistance... Mais il en résulte nécessairement une certaine perte de puissance électrique (effet Joule dans le rhéostat).

En effet, nous perdons inutilement en chaleur dans la résistance R une puissance électrique qui est cependant empruntée au secteur et que nous serons dans l'obligation de payer... quand on nous présentera la facture. Ce qui peut nous sembler ridiculement faible dans l'exemple choisi, peut atteindre des valeurs considérables dans d'autres cas...

## Inductance variable.

On peut alors imaginer un moyen plus ingénieux. Il faut, pour cela, que le dispositif soit alimenté en courant alternatif.

(1) Les tubes à gaz, par L. Chrétien, aux Éditions Chiron, 40, rue de Seine, Paris.

Dans ce cas, on peut remplacer la résistance R par une inductance variable. Si la résistance des enroulements de la bobine de self-induction est négligeable, nous aurons éliminé les pertes par effet Joule tout en créant une chute de tension aussi grande que nous le désirons...

On peut remarquer d'abord que le système sera très coûteux. Ensuite, contrairement à ce qu'on pourrait supposer, nous n'avons pas résolu le problème. En effet, pour apprécier la puissance prise en courant alternatif, il faut tenir compte du facteur de puissance qui est précisément  $\cos \varphi$ , c'est-à-dire le cosinus de l'angle de phase. Car, en fait, notre inductance a provoqué l'apparition d'un déphasage entre la tension du réseau et l'intensité dans le circuit de notre lampe...

Or, l'Electricité de France veille attentivement au facteur de puissance des installations d'abonnés... En effet, la présence d'un mauvais facteur de puissance se traduit par une surcharge des lignes de transmission. Dès qu'elle aura noté la présence de notre inductance de réglage, elle nous mettra en demeure de prendre les dispositions utiles pour que tout rentre dans l'ordre. Si nous n'obéissons pas... elle viendra, un jour, installer chez nous un compteur dit « sinus » qui mesurera l'intensité de watté que nous consommons. Et nous devrons la payer... Encore une fois, cela suppose naturellement que la puissance empruntée au réseau est beaucoup plus grande que celle d'une lampe électrique.

S'il existait des transformateurs de tension à rapport variable pratiques, nous pourrions en envisager l'emploi... Mais de

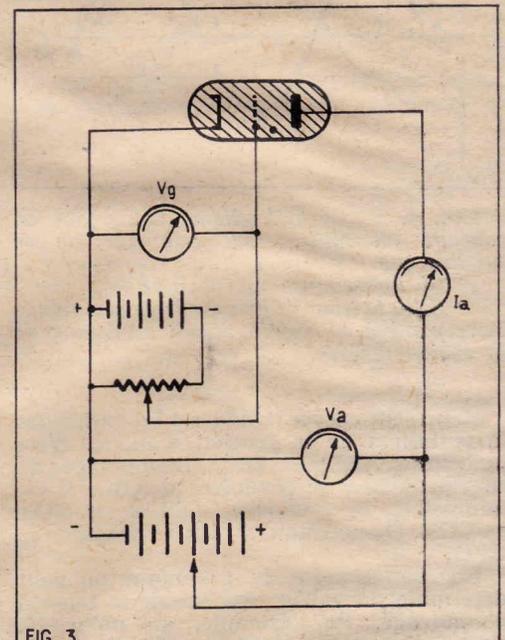


FIG. 3. — Ce montage permet de déterminer la valeur de la tension d'amorçage qui correspond à une tension anodique quelconque. On peut ainsi tracer la caractéristique d'amorçage.

tels éléments sont très coûteux et ne peuvent guère convenir que pour de faibles puissances...

Ce problème n'admet aucune solution pratique. Pour faire démarrer une locomotive électrique du Métropolitain, il faut grouper les différents moteurs en série, puis en série parallèle et intercaler des résistances en série. Dans un cas comme celui-là, la puissance perdue dans ces résistances est énorme...

#### L'amorçage du thyatron en courant alternatif.

Un montage comme celui que nous avons représenté figure 3 permet de relever la valeur de la tension de commande  $V_g$  qui provoque l'éclatement de l'arc dans le thyatron pour une valeur quelconque  $V_a$  de la tension appliquée à l'anode.

Mais qu'arriverait-il si nous alimentions l'anode, non plus en courant continu, mais au moyen d'une tension alternative ?

Une première évidence s'impose à nous. L'amorçage du thyatron ne peut absolument se produire que dans le sens où l'anode est positive par rapport à la cathode. En effet, pour provoquer l'ionisation de l'atmosphère intérieure, il faut que les molécules de gaz soient frappées par des électrons. Or, les électrons ne peuvent quitter la cathode que s'ils sont attirés par une électrode positive, créant ainsi un champ électrique accélérateur...

Ainsi, le thyatron se présente déjà comme un redresseur, puisque la condition nécessaire pour que la décharge s'établisse, c'est que l'anode soit effectivement positive. Mais cette condition nécessaire n'est pas suffisante. En effet, si l'électrode de commande n'est pas portée à une tension convenable, les électrons seront repoussés vers la cathode. Ainsi, ils ne pourront provoquer l'ionisation de l'atmosphère interne et la décharge ne s'amorcera pas.

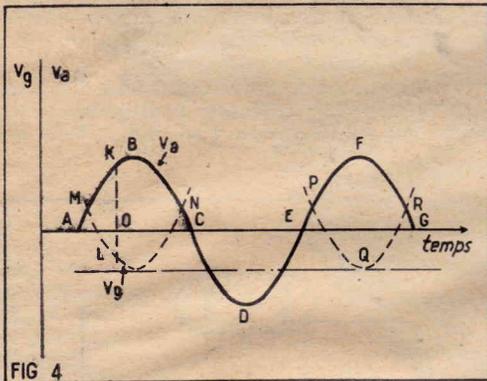


FIG. 4. — Caractéristique d'amorçage en courant alternatif. Cet amorçage ne se produit que

- 1° Si l'alternance est positive ;
- 2° Si la tension de l'électrode de commande correspond à la partie placée au-dessus de la région ombrée.

Représentons sur la figure 4 les variations instantanées de la tension d'anode. C'est la courbe ABCDE, etc... L'amorçage du thyatron peut se produire en ABC. Il est impossible, en revanche, qu'il se produise en CDE. De nouveau, il peut se produire en EFG.

En chaque point du graphique on peut déterminer la valeur extrême de la tension d'amorçage. Par exemple, au point K, c'est-à-dire quand la tension instantanée d'anode est OK, il faut que l'électrode de commande ne soit pas soumise à une tension supérieure négative à OL. En reliant tous les points comme L par une ligne continue, on obtient la caractéristique de

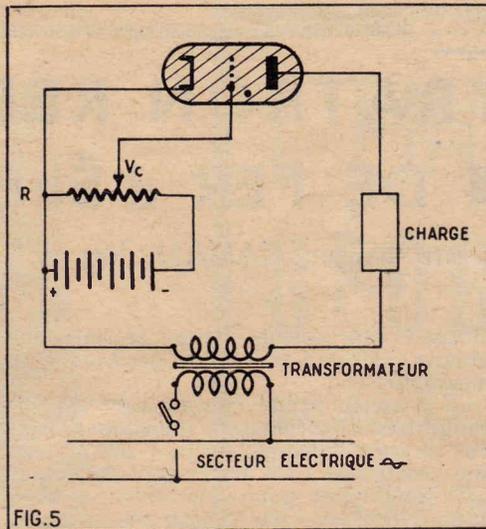


FIG. 5. — La puissance fournie par le thyatron redresseur peut être réglée, au moyen d'une tension continue, grâce au potentiomètre R.

la tension d'amorçage en courant alternatif. Sur notre graphique, c'est MLN, PQR, etc...

#### Commande du thyatron par tension continue.

Réalisons le montage de la figure 5. Un thyatron est alimenté en courant alternatif au moyen d'un transformateur. Quand il est amorcé, il transmet la puissance produite dans son circuit anodique à une charge électrique quelconque.

Son électrode de commande est alimentée

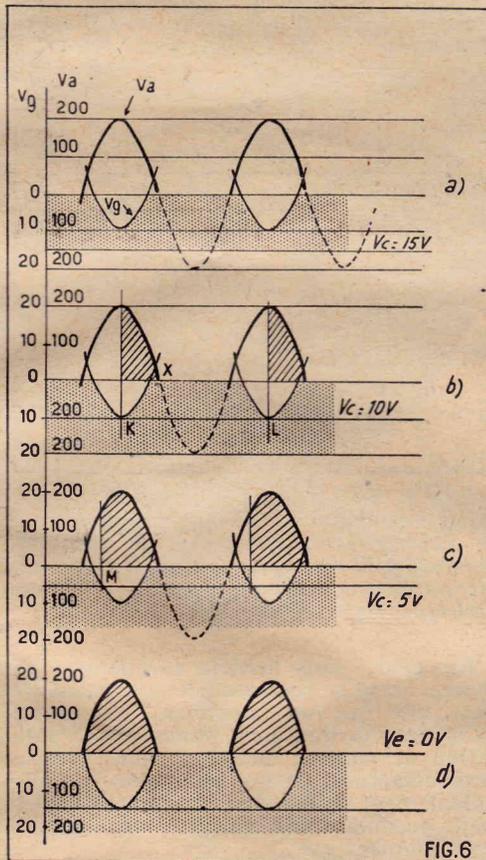


FIG. 6. — Diagramme de contrôle d'un thyatron au moyen d'une tension continue. En a, il n'y a pas d'amorçage. Dès que l'amorçage se produit (en b), le thyatron redresse au moins une demi-période.

Après quoi (en c) on peut allonger le temps d'amorçage jusqu'à la durée d'une période entière (en d).

en tension continue au moyen d'un potentiomètre R.

1° Fig. 6a. On applique à l'électrode de commande une tension négative de  $-15$  V. On voit d'après la caractéristique que le thyatron ne peut amorcer. En conséquence, aucune puissance électrique n'est transmise au circuit de charge ;

2° Fig. 6b. On réduit la tension négative de l'électrode de commande jusqu'à  $-10$  V. On voit qu'il y a contact au point K entre l'horizontale  $-10$  et la caractéristique d'amorçage. En conséquence, le thyatron amorce. Le phénomène se produit juste au milieu de l'alternance positive. Quand le thyatron est amorcé, il le demeure aussi longtemps que la tension anodique est appliquée. En effet, à partir de l'amorçage, la grille perd tout pouvoir de contrôle, ainsi que nous l'avons expliqué dans notre dernier article. Ainsi, l'amorçage se produira jusqu'au point X, moment correspondant à l'annulation de la tension anodique instantanée.

Le même cycle recommencera pour l'alternance suivante. L'amorçage se produira alors au point L et durera jusqu'à la fin de l'alternance ;

3° Fig. 6c. La tension négative est réduite à  $-5$  V. L'amorçage se produira alors au point M et durera jusqu'à la fin de l'alternance. La puissance transmise à la charge sera donc plus grande que dans le cas précédent ;

4° Fig. 6d. Cette fois, la tension de commande étant nulle, l'amorçage se produira pratiquement au début de chaque alternance positive. Ce régime correspondra

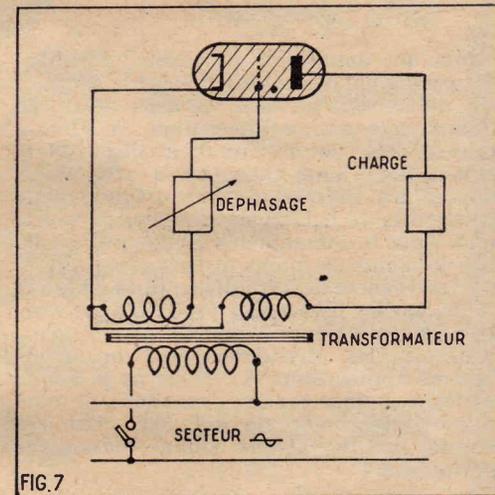


FIG. 7. — Circuit permettant la commande de la puissance redressée par le thyatron au moyen d'une tension alternative d'amplitude constante, mais dont on fait varier le déphasage par rapport à la tension appliquée à l'anode.

à la puissance maximale pouvant être produite par le thyatron.

En résumé, la variation de la tension de commande nous permet d'empêcher l'amorçage du thyatron. Après quoi, celui-ci se produit pour la moitié de la puissance maximale. A partir de cet instant, nous pouvons régler à notre gré la puissance pour toute valeur comprise entre la puissance maximale et la moitié de sa valeur. Ce résultat est obtenu sans introduire aucune perte par effet de Joule ou d'autre espèce...

#### Commande par tension alternative déphasée.

La commande par une tension alternative dont la position de phase est variable d'une manière continue est un peu plus compliquée. Elle est aussi beaucoup plus souple, parce qu'elle permet de faire varier

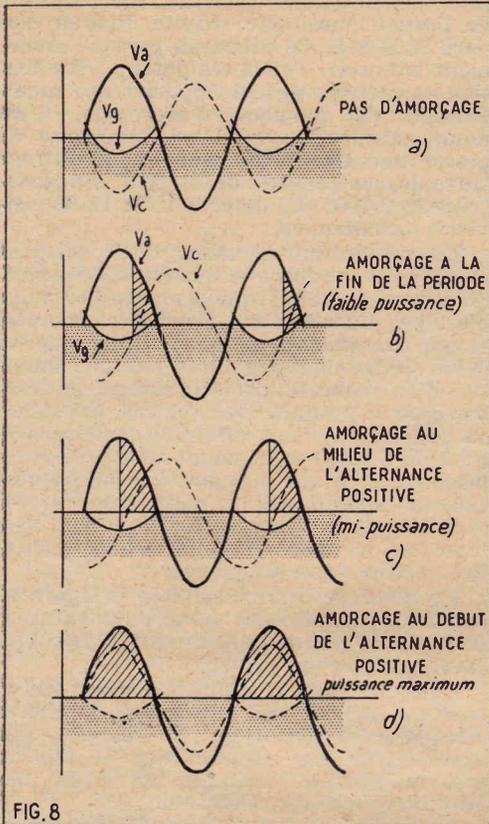


FIG. 8. — Diagramme de commande d'un thyatron au moyen d'une tension alternative dont on peut faire varier la position de phase. Contrairement à ce qu'on obtient avec une tension de commande continue, on peut faire varier la puissance depuis une valeur nulle (thyatron non amorcé) jusqu'au maximum.

la puissance d'une manière continue, depuis une valeur nulle jusqu'au maximum.

Considérons la figure 7. L'anode du thyatron est alimentée en courant alternatif. Le transformateur d'alimentation comporte un enroulement supplémentaire destiné à fournir la tension de commande. La tension de celle-ci est calculée en fonction des caractéristiques du thyatron et de la tension d'alimentation.

Dans le circuit de commande est prévu un système déphaseur qui permet de faire varier la position de phase depuis zéro jusqu'à 180°.

Considérons la figure 8a. La tension de commande et la tension appliquée sur l'anode sont en opposition de phase complète.

En considérant la caractéristique d'amorçage  $V_g$  on voit immédiatement que la tension instantanée de grille est constamment au-dessous de la zone d'amorçage. Le thyatron est ainsi constamment bloqué et aucune puissance n'est transmis à la charge.

En b, l'amorçage se produit tout à fait à la fin de l'alternance positive. La puissance délivrée est faible.

Le graphique figure 8c correspond à l'amorçage au moment du passage par la charge la moitié de la puissance maximum.

Enfin, en d, il y a mise en phase entre la tension de commande et la tension instantanée d'anode. L'amorçage se produit pratiquement au début de l'alternance positive, ce qui correspond au maximum de puissance.

Le réglage est donc parfaitement continu depuis que puissance nulle jusqu'au maximum que peut fournir le dispositif.

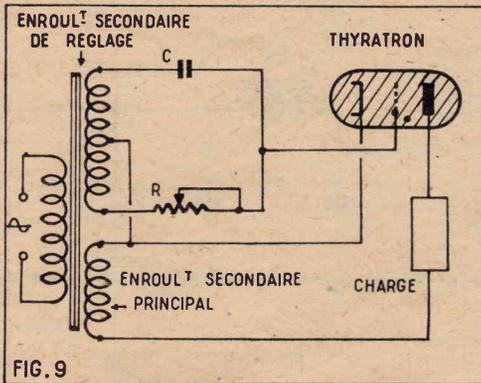


FIG. 9. — Un dispositif très simple pour faire varier la position de phase de la tension de commande par rapport à la tension d'anode.

#### Dispositifs déphaseurs.

Il existe de nombreux moyens d'obtenir la variation de phase nécessaire pour la commande du thyatron. Il s'agit, en fait, d'obtenir une tension dont l'amplitude soit sensiblement constante, alors que la phase varie d'une manière continue.

Nous donnons un exemple de montage sur la figure 9.

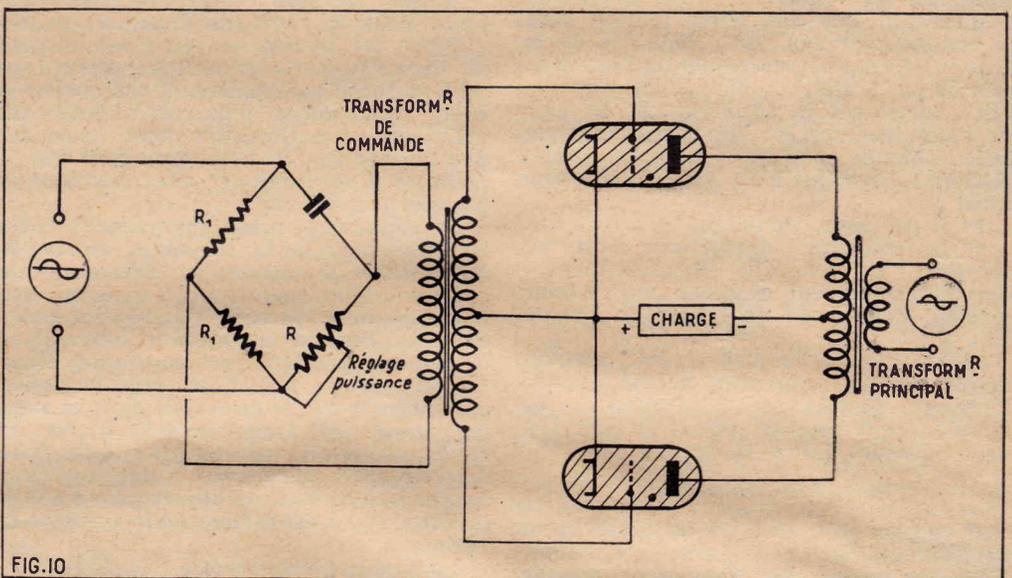


FIG. 10. — Commande simultanée de deux thyatrons assurant le redressement des deux alternances.

L'enroulement de commande est prévu avec une prise médiane. La totalité de l'enroulement débite sur une résistance en série avec un condensateur. Si les éléments R et C sont correctement calculés, on obtient une variation de phase à amplitude constante. On peut éventuellement remplacer l'enroulement à prise médiane par deux résistances ou inductances (voir, par exemple, figure 10).

#### Commande simultanée de deux thyatrons.

On peut considérer que le schéma de la figure 9 est celui d'un redresseur n'utilisant qu'une seule alternance. En pratique, on emploie rarement un tel montage. On veut en effet, pouvoir disposer d'une tension pratiquement continue. Ce résultat pourrait être obtenu au moyen du montage de la figure 9, à condition d'y adjoindre une ou deux cellules de filtrage. Mais cette complication est coûteuse et amène nécessairement un abaissement du rendement énergétique.

En redressant les deux alternances on peut obtenir une tension comportant une composante d'ondulation beaucoup moins grande.

Il faut alors trouver le moyen de commander simultanément les deux thyatrons. C'est ce que permet, par exemple, le dispositif de la figure 10.

Dans ce montage, comme dans les précédents, il faut bien comprendre que la puissance dispensée dans les circuits de commande est absolument négligeable par rapport à la puissance fournie par les thyatrons à la charge.

#### Quelques applications.

Il est tout à fait impossible de citer toutes les applications possibles. Elles sont beaucoup trop nombreuses. Parmi celles qui peuvent être réalisées par les lecteurs de *Radio-Plans*, nous décrivons une tension stabilisée. Enfin, à titre documentaire, nous montrerons comment l'emploi des thyatrons permet l'alimentation des moteurs à courant continu avec des courants alternatifs.

#### Alimentation stabilisée avec tubes à vide.

C'est un exemple d'application du principe de la commande de thyatrons avec une tension continue.

Dans une étude précédente, nous avons

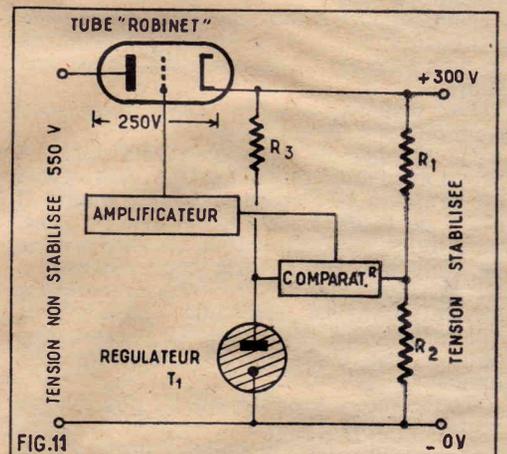


FIG. 11. — Principe d'une alimentation stabilisée classique. Le rendement énergétique est nécessairement mauvais par suite de la chute de tension importante dans le « tube robinet ».

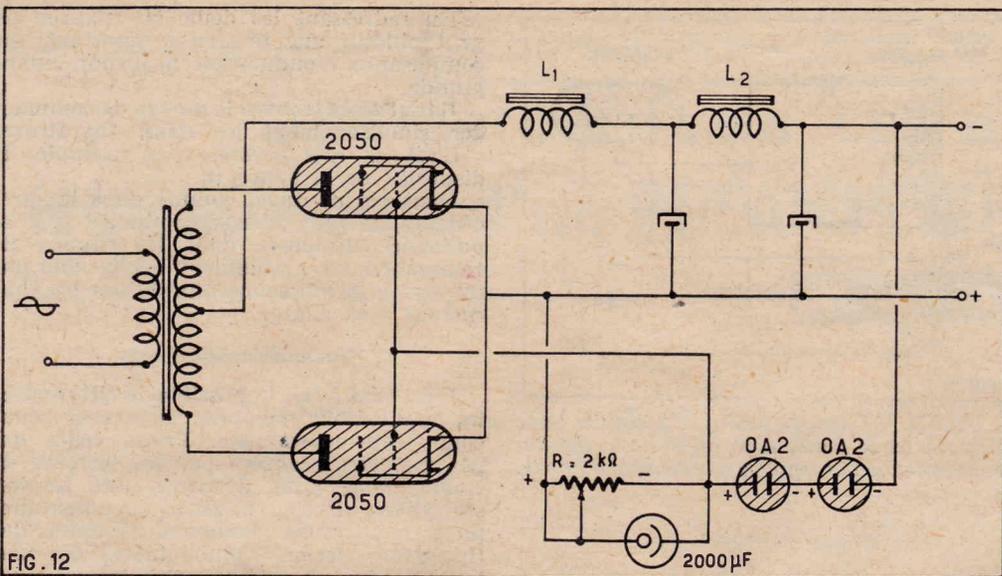


FIG. 12. — Une alimentation stabilisée dans laquelle les éléments redresseurs [sont directement commandés. Le rendement énergétique est excellent.

montré qu'on pouvait réaliser des tensions stabilisées à l'aide d'un tube régulateur fournissant une tension de référence (ou de comparaison). Toute modification de tension de sortie se traduit par une variation entre les extrémités de R2 et, en conséquence, l'apparition d'une tension dans le comparateur (fig. 11). Amplifiée, cette tension agit dans le sens voulu sur l'intensité fournie par le tube « robinet »... ce qui rétablit exactement la situation. Si le gain de l'amplificateur est important, la régulation obtenue peut être excellente. Toutefois, un tel système n'est pas sans inconvénient :

- 1° Il est assez compliqué ;
- 2° Le rendement énergétique n'est pas excellent. En effet, le tube « robinet » doit nécessairement absorber une certaine tension. Celle-ci est de l'ordre de 150 ou 250 V ;
- 3° Le tube « robinet » doit pouvoir nécessairement supporter la totalité de l'intensité fournie par le dispositif. Dès que l'intensité dépasse 100 mA, il faut prévoir plusieurs tubes en parallèle.

#### Emploi de thyratrons.

Il va sans dire que, sur la figure 11, il faudrait ajouter le dispositif redresseur. Si l'on utilise des thyratrons comme thyratrons. On peut directement les employer comme tubes « robinets » et obtenir ainsi une stabilisation automatique de la tension.

Nous donnons un exemple d'une telle réalisation utilisant 2 thyratrons 2050 sur la figure 12. Le fonctionnement en est très simple.

Les grilles-écrans des thyratrons 2050 sont reliées à la cathode.

Le filtrage de la tension redressée est prévu avec inductance d'entrée. Ce système est toujours très recommandable quand il s'agit de tubes à gaz. Il permet, en effet, de réduire notablement la tension inverse de crête que supporte le tube redresseur. De même, l'intensité de crête fournie par les cathodes est également réduite ; ce qui ménage les thyratrons et permet d'en obtenir une durée de vie beaucoup plus longue.

Toutefois, ce procédé fournit une tension redressée plus faible.

Si l'enroulement secondaire fournit  $2 \times 350$  V, la tension redressée est, au maximum, de

$$2 \times \frac{350}{3,14} \times \sqrt{2}, \text{ c'est-à-dire environ } 315 \text{ V.}$$

S'il s'agit, comme c'est le plus courant, d'un condensateur d'entrée, on pourrait obtenir théoriquement,

$$350 \times \sqrt{2}, \text{ c'est-à-dire presque } 500 \text{ V.}$$

Il suffit de tenir compte de cette différence dans le choix du transporteur.

Entre les bornes de sortie est disposé un dispositif potentiométrique d'une conception toute particulière. Il comporte, en effet, deux tubes régulateurs 0A2 qui maintiennent entre leurs deux électrodes une tension de 150 V environ (soit 300 V pour les deux tubes) et une résistance R d'environ 2.000 Ω.

La chute de tension apparaissant entre les extrémités de la résistance est appliquée entre la cathode et l'électrode de commande des thyratrons. Supposons que la tension de sortie varie d'une petite quantité DS... Puisque la tension maintenue par les tubes régulateurs est constante, il est évident que la totalité de cette variation apparaîtra entre les extrémités de R et sera, par conséquent, transmise à l'électrode de commande des thyratrons. Il y aura donc ainsi variation du moment d'amorçage dans le sens précisément nécessaire pour rétablir la situation, c'est-à-dire, pour corriger la variation.

Un simple potentiomètre (fig. 13b) n'au-

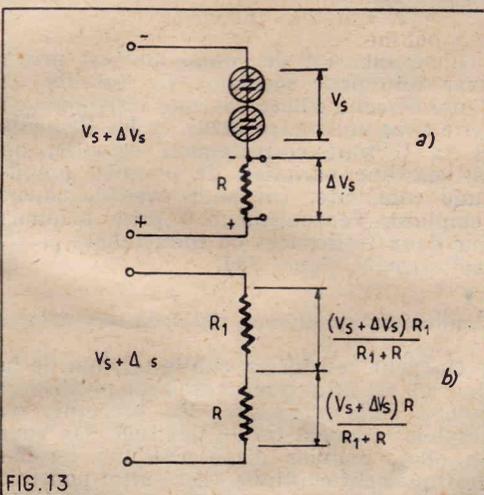


FIG. 13. — Avec le dispositif potentiométrique a, toute variation de tension d'alimentation S est reportée entre les extrémités de R. Il n'en est pas de même avec le potentiomètre classique représenté en b.

rait pas donné ce résultat. La variation de tension aurait été réduite dans le rapport  $R/R + R$ . Ce qui aurait presque totalement supprimé l'effet régulateur... La tension correctrice pourra apporter une modification du moment d'amorçage. C'est pour cette raison qu'il est nécessaire de placer une très forte capacité de filtrage entre les extrémités de R. Un condensateur de 2.000 µF, modèle 10 à 12 V convient parfaitement.

En agissant sur la valeur de R, on peut modifier la tension que fournit le dispositif. Signalons, toutefois, que la marge de réglage n'est pas très étendue. Pour être amorcée, et par conséquent, efficaces, il faut que les tubes 0A2 soient traversés par une intensité d'au moins 5 mA. Au-dessous, le désamorçage se produit. Dans ce cas, la tension de régulation disparaît. En conséquence, les tubes 2050 fournissent une plus forte intensité... ce qui entraîne une augmentation de tension... et le réamorçage brutal des tubes 0A2. En d'autres termes, le système est le siège d'oscillations de relaxation à très basse fréquence.

Un montage comme celui de la figure 12 convient parfaitement pour l'alimentation d'étages de grande puissance en classe AB2 (avec courant de grille).

Dans les amplificateurs de sonorisation, pouvant fournir des puissances modulées considérables (50 à 60 W modulés, par exemple), il est essentiel que la tension soit maintenue constante en dépit des variations de consommation.

Le système conviendrait moins bien pour l'alimentation de circuits radio-électriques, car les thyratrons, comme beaucoup de tubes à gaz, sont des sources de parasites. Il faudrait alors enfermer l'ensemble dans un blindage efficace.

#### Les thyratrons et les moteurs.

Sur la question des thyratrons et des moteurs électriques, on pourrait écrire un gros volume d'au moins 1.200 pages... Il ne saurait donc être question de traiter cet important sujet en quelques lignes. Toutefois, il nous semble nécessaire de fournir quelques éléments de documentation aux lecteurs de *Radio-Plans*.

Le fait essentiel est le suivant. Par l'intermédiaire des thyratrons, on peut faire fonctionner les moteurs à courant continu sur un réseau à courant alternatif, non seulement en conservant tous les avantages qu'ils présentent, mais, même, en leur en ajoutant quelques-uns...

Le classique moteur à courant continu comporte un enroulement induit et un enroulement inducteur. Le premier est bobiné sur un empilement de tôles magnétiques et comporte un certain nombre de « sections », dont les extrémités aboutissent aux lames du collecteur. Le courant est amené aux lames du collecteur au moyen d'un certain nombre de « balais » en charbon tendre.

L'inducteur est fixe. Il est bobiné sur une carcasse qui comporte un certain nombre de paires de pôles. Son rôle est de créer un champ magnétique constant dans lequel baigne l'induit tournant. Les enroulements inducteur et induit peuvent être connectés en parallèle ou en dérivation. Il s'agit alors d'un moteur à excitation shunt ou dérivation.

Il y a intérêt, dans ce cas, à prévoir l'enroulement inducteur avec un grand nombre de spires de fil fin (fig. 13a).

On peut ainsi connecter les deux enroulements en série. Il s'agit alors d'un moteur série. Dans ce cas, l'inducteur, traversé par l'intensité totale, est bobiné avec du fil de grosse section et comporte peu de spires.

Au démarrage, le couple du moteur shunt est très faible. On peut, en effet, démontrer

que le couple d'un moteur est proportionnel au produit des intensités qui traversent l'induit et l'inducteur. Or, la résistance de l'inducteur est beaucoup plus élevée que celle de l'induit. A la mise en route, on peut considérer que l'inducteur est mis en court-circuit par l'induit. Il en résulte que l'intensité dans l'inducteur est très faible, d'où faible couple moteur.

Une propriété intéressante du moteur-shunt, c'est que la vitesse est limitée et varie relativement peu quand la puissance fournie par le moteur est variable.

Tout au contraire, le couple de démarrage du moteur à excitation série est extrêmement puissant. Il est proportionnel au carré de l'intensité et celle-ci est énorme, puisque la résistance des enroulements est très faible. En revanche, sa vitesse est très variable avec la puissance qu'on lui demande. Si cette puissance est nulle, le moteur-série s'emballe et sa vitesse peut atteindre des valeurs dangereuses.

Le moteur-série est idéal pour certaines applications qui impliquent un effort très grand au moment du démarrage... C'est ainsi, par exemple, que les « démarreurs » des voitures automobiles sont tout simplement des « moteurs série ». C'est aussi le moteur idéal pour la traction électrique. Dans ce cas, il n'y a évidemment aucun risque d'emballement... C'est ainsi, par exemple, que les locomotives électriques fonctionnant en courant continu (qui sont encore actuellement la majorité) sont équipées de moteurs à excitation série.

Mais, par ailleurs, nos lecteurs savent bien que le courant continu présente de très gros inconvénients pour le transport de la puissance et, pour cette raison, tend de plus en plus à disparaître... En effet, le courant continu ne se prête pas à la transformation...

Or, il n'existe pas de moteur à courant alternatif qui puisse être comparé — même de loin — au moteur à excitation « série ». Notre propos n'est pas de décrire ici les moteurs à courant alternatifs qui sont très nombreux : *moteurs synchrone, moteur asynchrone, moteur à induction, à moteur repulsion, etc...*, etc...

Les lecteurs que la question intéresse pourront se documenter dans des ouvrages spéciaux (1).

Pour éviter toute confusion, notons cependant que le moteur à « excitation série » fonctionne directement sur courant alternatif. C'est le « moteur universel » bien connu. Toutefois, il ne peut convenir pratiquement que pour de faibles puissances.

#### Emploi des thyratrons comme redresseurs.

Une première solution consiste à redresser le courant alternatif pour alimenter directement des moteurs classiques à courant continu. Il n'y a pas à se préoccuper de la question de filtrage du courant. L'alimentation est, en effet, prévue en courant triphasé et chaque alternance est redressée. Il en résulte que la tension d'ondulation est pratiquement inexistante et ne réagit en rien sur le fonctionnement du moteur...

La commande de puissance est obtenue par variation de phase. Une seconde solution est beaucoup plus complète. Nous n'en donnerons que les grandes lignes. Elle consiste à construire des moteurs spécialement conçus pour l'alimentation par thyatron.

Le point faible du moteur à courant continu ordinaire est son collecteur. C'est son usure qui détermine la mort du moteur. Si un accident se produit, c'est le collecteur qui en est le siège (coup de feu). C'est un élément très coûteux. Un moteur de trac-

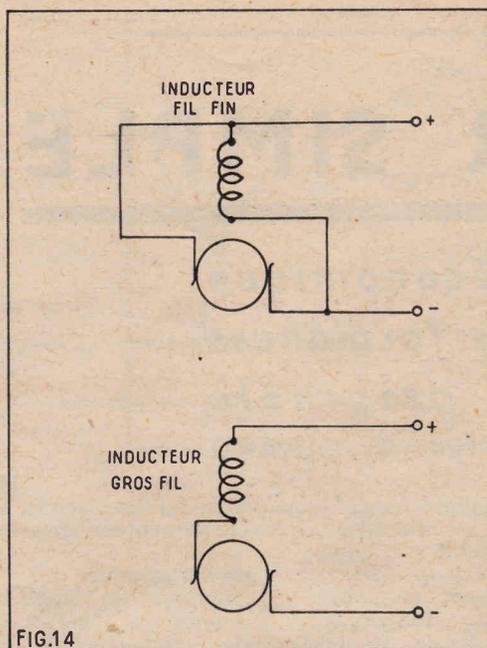


FIG. 14

FIG. 14. — En a, moteur à excitation « shunt » ou « dérivation ». En b, moteur à excitation « série ».

tion comporte un énorme collecteur muni de plusieurs centaines de lames.

Cependant, en principe, il suffirait de prévoir seulement trois sections d'induits et trois lames au collecteur pour que le moteur puisse tourner sans point mort. Toutefois, le fonctionnement correct d'un moteur puissant ne peut être obtenu que si la différence de potentiel entre lames voisines est très faible, sinon, un arc éclate au moment du passage sous les balais de charbon... D'où la nécessité de multiplier le nombre de lames dès qu'il s'agit de tension élevée et de grande puissance. Or, le collecteur est un commutateur tournant et un thyatron, c'est aussi un commutateur... Pourquoi ne pas remplacer le collecteur par des thyratrons ? Dans ces conditions, même pour des tensions élevées et de fortes puissances, on pourra construire un moteur avec seulement trois sections d'induit... exactement comme le moteur électrique d'une locomotive jouet ou d'un rasoir électrique !

Il apparaît alors beaucoup plus simple de construire à l'envers (si l'on peut s'exprimer ainsi) le moteur électrique. Il est bien évident que si l'on fixe l'axe d'un moteur dans un étai c'est l'inducteur qui se mettra à tourner.

Dans le « moteur thyatron », l'induit à trois bobines est fixe et chacun des enroulements est alimenté par un thyatron. L'inducteur, alimenté par deux bagues lisses et deux frotteurs, tourne à l'intérieur de l'induit.

Le déclenchement des thyratrons est déterminé par un collecteur entraîné par l'inducteur. Mais ce collecteur à trois lames est minuscule... parce qu'en fait, il n'alimente que les circuits de commande des thyratrons.

Il n'y a pas de rhéostat de démarrage, pas de « contrôleur » permettant d'effectuer les groupements des différents moteurs, pas de résistance gaspillant inutilement des kilowatts.

Tout se fait par variation de phase et, grâce à la souplesse extrême de ce procédé, les voyageurs du train « électronique » sont transportés sans subir ces secousses brutales que connaissent trop bien les habitués du Métropolitain.

Ainsi, même dans un domaine qui semble bien être celui de l'électrotechnique des « courants forts », l'électronique introduit des perfectionnements sensationnels...



radio  
radar  
télévision  
électronique  
*métiers d'avenir*  
**JEUNES GENS**

qui aspirez à une vie indépendante, attrayante et rémunératrice, choisissez une des carrières offertes par

**LA RADIO ET L'ÉLECTRONIQUE**

Préparez-les avec le maximum de chances de succès en suivant à votre choix et selon les heures dont vous disposez

**NOS COURS DU JOUR  
NOS COURS DU SOIR  
NOS COURS SPÉCIAUX  
PAR CORRESPONDANCE**

avec notre méthode unique en France  
DE TRAVAUX PRATIQUES CHEZ SOI

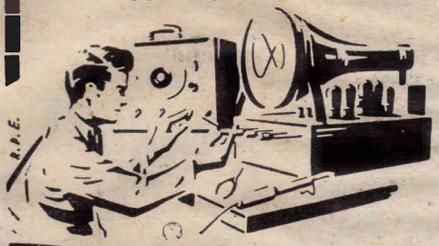
**PREMIÈRE ÉCOLE DE FRANCE**

PAR SON ANCIENNETÉ (fondée en 1919)  
PAR SON ELITE DE PROFESSEURS  
PAR LE NOMBRE DE SES ÉLÈVES

PAR SES RÉSULTATS  
Depuis 1919 71% des élèves reçus aux EXAMENS OFFICIELS sortent de notre école  
(Résultats contrôlables au Ministère des P.T.T.)

**N'HÉSITÉZ PAS, aucune école n'est comparable à la notre.**

DEMANDEZ LE « GUIDE DES CARRIÈRES » N° PR 904  
ADRESSÉ GRATUITEMENT SUR SIMPLE DEMANDE



**ÉCOLE CENTRALE DE T.S.F.**  
*et d'électronique*  
★ **12, RUE DE LA LUNE**  
**PARIS (2<sup>e</sup>) - Tél. CENTral 78-87**

(1) Voir *Moteurs et Dynamos Électriques*, par L. Chrétien aux Editions Chiron, 40, rue de Seine, Paris.

fréquence contribuera encore à la diminuer. Celui-ci deviendra presque inexistant.

Si, au lieu d'une ECH81, ou similaire, nous employons une 6BE6, notre bloc ne comportera pas 4 bobinages mais 3, l'un deux ayant une prise médiane. Il s'agit du bobinage ou montage ECO. Il faut le spécifier à l'achat. Ce montage est généralement moins employé quoique très sensible, surtout en ondes courtes.

**En moyenne fréquence, une pentode à pente variable (pas de problème).**

Mais une pentode avec un élément diode jumelé, car celui ci nous sera utile pour le montage d'une ligne antifading que le mode de sélection suivant ne permettrait pas.

**Détection.**

Nous voici arrivés à la seconde partie du montage. Celle dont dépend principalement la qualité de reproduction. Sans hésitation, nous allons monter une détection cathodique pour les raisons données dans un précédent article.

Mais ici, notre montage va, comme pour ce qui suit, différer totalement de ce que l'on rencontre couramment.

Notre détection dite sylvania mono-phasée sera obtenue par une lampe triode à faible résistance interne.

Il nous faudra un troisième transformateur moyenne fréquence diode accordé dont un seul enroulement sera utilisé.

Si nous n'avions pas été tenus à la polarisation automatique d'antifading, nous aurions pu nous en dispenser en reliant directement la plaque à la haute tension et en découpant avec un condensateur de 12 à 16  $\mu$ F. La grille de cette triode sera reliée au point chaud de l'enroulement du deuxième transfo MF ou, mieux encore, à une prise médiane de cet enroulement si celui-ci en possède une.

La résistance cathodique de détection (celle qui aboutit à la masse) sera de plusieurs milliers d'ohms (50.000 à 150.000 sans inconvénient).

La plaque ne débite pratiquement aucun courant.

La résistance ou les autres résistances placées sur le circuit de cathode ne sont que des résistances de blocage au courant non détecté HF et le (ou les) condensateurs de fuite de ces cellules seront de très faible capacité (le total ne devra pas dépasser 250 cm) si un seul de 100 cm suffit.

N'oublions pas que la préamplificatrice suivante, sous-alimentée, et que le rétrécissement de la bande passante, inhérent au super, ne favorisent pas particulièrement les aiguës.

Il nous faut donc conserver, dans la plus grande mesure du possible cette largeur de bande.

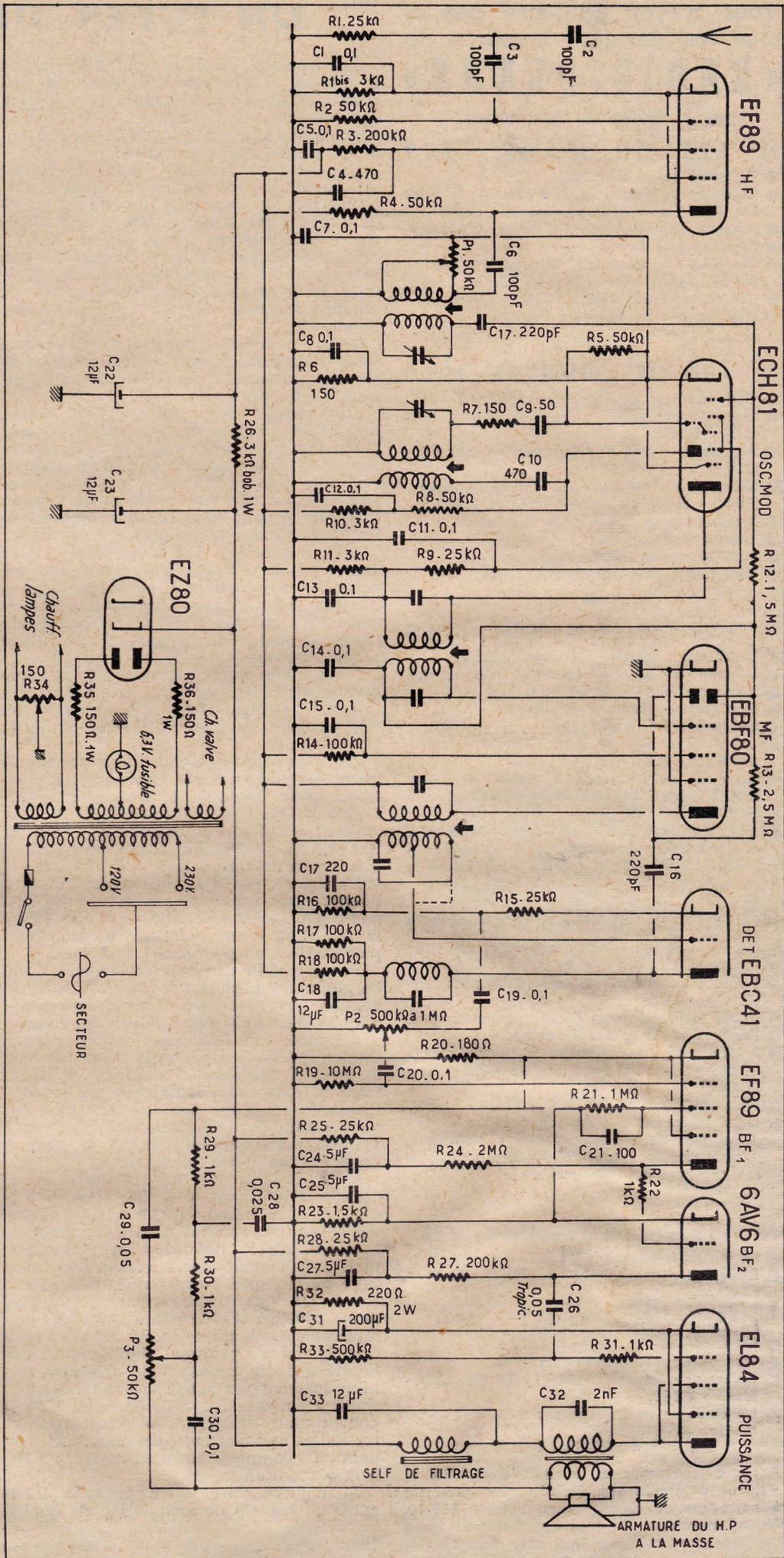
Notre condensateur de liaison, par contre, pourra, sans inconvénient, être de forte capacité, 0,1, par exemple, puisque sous faible voltage de cathode.

**Partie BF.**

Notre première préamplificatrice sera une pentode genre EF89 à pente variable. Pour obtenir l'amplification maxima nous adopterons la polarisation par courant de grille avec la résistance habituelle de 10 M $\Omega$ .

Ici, le potentiomètre habituel de volume contrôle trouvera sa place. La manœuvre de ce Pot, conjuguée avec celle du Pot de sensibilité variable manuelle et additive nous permettra de doser le volume à volonté suivant la puissance de l'émission.

La tension plaque sera obtenue par une résistance de charge très élevée (2 M $\Omega$ ). La plaque sera directement reliée à la grille de la lampe suivante sans résistance supplémentaire de fuite.



ous n'avez peut-être pas lu  
ous les derniers numéros de  
**RADIO-PLANS**

Vous y auriez vu notamment :

° 137 DE MARS 1959

Qu'est-ce qu'un thyatron ?  
Changeur de fréquence 3 lampes + la valve  
Ech 81 - EBF80 - ECL82 - AM81 - EZ80.  
Antenne d'émission et de réception d'amateur.  
Retour sur le RM45.  
Changeur de fréquence 4 lampes ECH81 -  
EBF80 - EF80 - EL84 - EM81 - EZ80.  
Une chaîne haute fidélité ECF80 - EL84.  
Mesures et mise au point TV.

° 136 DE FÉVRIER 1959

L'emplacement de l'antenne réceptrice.  
Electrophone équipé d'un amplificateur 12AU7 -  
EL84 - EZ80.  
Récepteur original à 4 transistors OC71 (2) -  
OC72 (2).  
Récepteur AM-FM EF85 (2) - ECH81 - 6AL5 -  
EBF80 - EF80 - 2 x EL84 - ECL82 - EM85.  
Récepteur pour le son de la télévision.  
Emploi de l'oscilloscope.  
Installation des téléviseurs.  
Récepteur à deux transistors 2 N486 - 2N633.

° 135 DE JANVIER 1959

La réaction négative ou contre-réaction.  
Le tube de Geiger détecteur de radio-activité.  
Antenne d'émission et de réception.  
Electrophone simple à 2 canaux.  
Installation des téléviseurs.  
Un récepteur AM-FM EF80 - ECH81 - EF89 -  
6AV6 (2) - EL84 - EM84 - EZ80.  
Changeur de fréquence 3 lampes + indica-  
teur + valve ECH81 - EBF80 - ECL82 - EM85 -  
EZ80.  
Changeur de fréquence 5 lampes + la valve  
et l'indicateur d'accord ECC81 - ECH81 -  
EF89 - EBC81 - EL84 - EM85 - EZ80.

° 134 DE DÉCEMBRE 1958

Branchement d'un tube cathodique dans un  
téléviseur.  
L'effet photo-électrique dans les semi-conduc-  
teurs.  
Choix et branchement des microphones.  
Premiers essais de l'oscilloscope.  
Amplificateur haute fidélité à deux canaux  
ECC82 (2) - EL84 (3) - ECC82 - EL84 (2) -  
ECC82.  
Electrophone portable ECC82 - EL84 - EZ80.  
Deux récepteurs à transistors inédit :  
1 changeur de fréquence à quatre transistors.  
1 changeur de fréquence à cinq transistors  
avec un étage final push-pull.

° 133 DE NOVEMBRE 1958

Le son de la télévision.  
Enregistreur magnétique ECH81 - EL84 -  
EZ80.  
Récepteur AM-FM - EF82 (2) - ECH81 -  
EABC80 - EM85 - ECC83 (2) - ECC82 -  
EL84.  
Les cellules photo-électriques.  
Récepteur 4 lampes ECH81 - EBF80 (2) - EL84 -  
EM85 - EZ80.  
L'effet Zener et ses applications.

120 F le numéro

adressez commande à « RADIO-PLANS »,  
3, rue de Dunkerque, Paris-X<sup>e</sup>, par versement  
notre compte chèque postal : Paris 259-10.  
Notre marchand de journaux habituels peut  
vous procurer ces numéros aux messageries  
Transports-Presse.

**UN SUPER SIMPLE** (Suite de la page 43.)

Le couplage direct obtenu possède des avantages et des inconvénients, car rien n'est parfait. Comme avantages, un gain considérable; une plage de reproduction des fréquences très grande du fait de l'absence du condensateur de liaison.

Comme inconvénients : celui de favoriser davantage les basses, de couper partiellement ou amoindrir les aiguës (ainsi qu'il est dit plus haut) du fait de la présence d'une résistance de charge élevée.

A noter en passant qu'il est plus normal, lorsqu'on utilise une pentode, de diminuer la résistance habituelle de charge, ou de l'augmenter lorsqu'on emploie une triode.

Nous pourrions nous arrêter à cette seule préamplificatrice de tension si nous avions comme de coutume utilisé une pentode en lampe finale.

Une simple triode (genre 6AV6) aurait même suffi, mais nous avons utilisé, comme lampe de puissance, une pentode montée en triode. Nous savons qu'il faut dans ce cas, une tension d'entrée beaucoup plus élevée, donc une amplification de tension bien plus grande pour attaquer une triode en lampe finale de puissance.

Si pour obtenir 4 W à la sortie, il ne nous faut que 4 ou 5 V à la grille d'entrée d'une pentode à forte pente, il nous faudra presque trois fois plus pour attaquer une tétrode genre 6V6 (environ 12 V) et 40 V pour une triode, à moins de disposer d'un voltage plaque énorme.

Nous allons donc intercaler une seconde amplificatrice BF qui sera une triode, ou le second élément d'une triode double, ou une pentode montée en triode, avant la lampe finale.

Le gain ainsi obtenu nous permettra même d'appliquer une contre-réaction efficace pour diminuer la distorsion, c'est-à-dire améliorer la musicalité.

Quelles différences entre une triode et une pentode en lampe finale au point de vue reproduction.

La triode possède une musicalité plus douce, plus veloutée, moins « criarde » parce que moins « percutante », elle donne la sensation d'une présence instrumentale plus réelle... et pourquoi ?

Parce que la triode produit surtout des harmoniques (indésirables) pairs II, et la pentode surtout des harmoniques III impairs (beaucoup plus indésirables encore).

Un push-pull pourrait éliminer presque totalement les harmoniques II, si les deux lampes en push-pull étaient des triodes; mais un push-pull n'éliminerait pas les harmoniques III d'une pentode... Le montage idéal serait donc le push-pull de triodes, mais ceci augmenterait encore le nombre de tubes de notre montage.

Nous disions que les harmoniques II étaient indésirables, car elles sont la production d'un « écho » inexistant à l'origine des vibrations sonores d'un instrument de musique. Cette définition est impropre, mais nous l'employons à dessein pour vous faire comprendre. Nous serions plus exacts en disant que notre appareil reproduit des « multiples » de vibrations de notes musicales particulières à l'instrument, mais que celui-ci n'a pas joué, d'où quelque difficulté à distinguer dans un orchestre certains instruments ayant des sonorités voisines. Quoi qu'il en soit, l'harmonique II pourra nous donner des octaves complémentaires et superflues, mais ne nous donnera pas, comme l'harmonique III, un dos à la place d'un la.

Si d'autre part notre pentode finale exige un transfo de modulation de qualité impeccable (donc très cher... autour de 10.000 F) notre triode à cet égard pourra être un peu plus accommodante.

Si vous ne trouvez pas dans le commerce un transfo à impédance primaire de même valeur (ohmique à période de ...) optez plutôt pour une valeur un peu plus élevée si votre lampe finale est une triode, ou un peu plus faible s'il s'agissait d'une pentode.

Toujours au point de vue qualité musicale : Si vous écoutez un poste puissant rapproché, vous auriez aussi avantage à monter très simplement une sélectivité variable; un procédé rudimentaire mais assez efficace consisterait à shunter votre enroulement Tr. TF par une résistance variable de 1 M $\Omega$ .

**Contre-réaction.**

On pourra être surpris que notre montage ne comporte aucun système de correction du genre filtre en T ponté destiné à affaiblir le médium.

En voici la raison :

Ne pas oublier que nous avons besoin d'une amplification assez importante avant la finale et que notre filtre nous absorbe une puissance que nous avons avantage à conserver. D'ailleurs, nous allons avoir une perte de gain par le fait même de l'utilisation de la contre-réaction.

Mais nous préférons utiliser cette seule contre-réaction en vue d'obtenir un effet qui sera d'ailleurs à peu près le même.

Nous allons même plus loin en disant que le seul effet de notre contre-réaction compensée et variable deviendra plus « saisissant », car il sera le seul à agir.

La contre-réaction sera bien plus « marquée » avec une triode qu'avec une pentode ayant besoin d'un taux moins élevé.

Nous ferons porter cette contre-réaction sur l'ensemble de la partie BF par l'emploi d'un seul potentiomètre.

Le dispositif indiqué au schéma possède l'avantage de pouvoir favoriser soit les basses, soit les aiguës sans aucun amoindrissement, de part ou d'autre, du volume sonore. La position médiane du curseur correspondant au médium légèrement affaibli.

**Alimentation.**

Rien de particulier, sauf l'emploi de deux lignes distinctes de haute tension pour éviter tout risque d'accrochage, et de deux condensateurs doubles, tubulaires alu de 12 x 2  $\mu$ F. Au point de vue protection : Fusible + ampoule 6,3 V dans retour HT et résistances dans chaque anode de valve.

DANS LE N° 27  
DES SÉLECTIONS DE SYSTÈME "D"

**LA SOUDURE  
ÉLECTRIQUE**

VOUS TROUVEREZ LA DESCRIPTION  
D'UN POSTE A SOUDURE  
FONCTIONNANT PAR POINTS  
ET DE 3 POSTES A ARC

**PRIX : 60 francs**

Aucun envoi contre remboursement.

Ajoutez 10 francs pour frais d'expédition et adressez commande à la SOCIÉTÉ PARISIENNE D'ÉDITION, 43, rue de Dunkerque, PARIS-X<sup>e</sup>, par versement à notre compte chèque postal PARIS 259-10 en utilisant la partie "correspondance" de la formule du chèque. (Les timbres et chèques bancaires ne sont pas acceptés.) Ou demandez-la à votre marchand habituel qui vous la procurera.

# DES TÉLÉVISEURS A LA CHAÎNE

Par L. CHRÉTIEN, Ingénieur E. S. E.

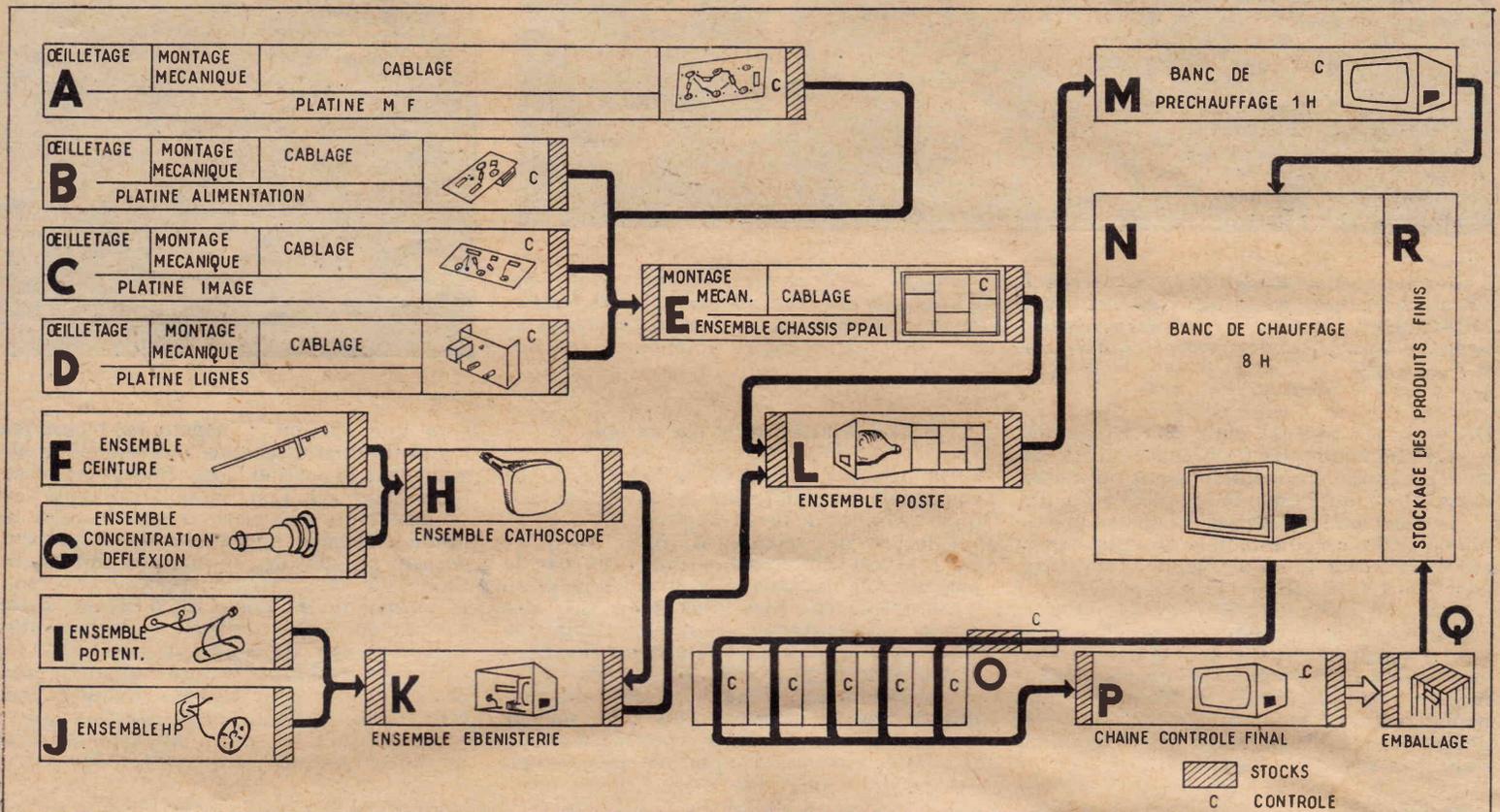
Parce qu'elle est, relativement, une nouvelle venue dans le monde industriel, la Télévision occupe, le plus souvent, des locaux qui n'ont pas été construits pour elle... Il en résulte une adaptation assez imparfaite entre l'usine et le produit fabriqué ; inconvenient qui n'est pas sans conséquence...

La COMPAGNIE CONTINENTALE EDISON, branche électronique de la COMPAGNIE GÉNÉRALE D'ÉLECTRICITÉ a eu l'occasion

d'acquérir à Saint-Ouen une usine vide...

La disposition des lieux n'avait pas été précisément prévue pour la construction des téléviseurs, mais elle pouvait facilement s'y prêter. L'équipement intérieur a donc été étudié et réalisé en vue d'arriver à ce résultat.

Il nous a semblé intéressant d'expliquer aux lecteurs de RADIO-PLANS comment naissent les téléviseurs, à une cadence d'une centaine par jour...



Ce croquis synoptique indique le principe général du montage en série adopté dans l'usine Continental Edison.

## Montage et mise au point d'un téléviseur.

Pour qu'un téléviseur fonctionne, il ne suffit pas d'assembler correctement les pièces qui le composent. Il faut encore et, surtout, régler minutieusement tous ses circuits. Nombreux sont les lecteurs de *Radio-Plans* qui ont construit leur propre téléviseur. Mais il est absolument certain que, dans aucun cas, le téléviseur n'a pu donner une image dès qu'il a été mis sous tension.

C'est cette nécessité des relations rigoureuses et indispensables entre les éléments « électriques » qui constitue une des principales difficultés. L'assemblage n'est rien. Il peut être, à de rares exceptions près, confié à des non-spécialistes. Mais la mise au point exige nécessairement l'intervention d'opérateurs qualifiés et compétents.

### Ne pas se fier aux apparences.

Pour l'observateur superficiel, mais qui connaît cependant les difficultés de la télévision, le résultat tient du miracle. Des magasins des pièces détachées on voit

survir : potentiomètres, résistances, blocs de déflexion, transformateurs. Ces éléments prennent leur place sur les châssis, le long d'une « chaîne », qui est un affluent d'une autre « chaîne », plus importante. Ces rivières finissent par former le châssis tout entier... Un peu plus loin, celui-ci prend place dans une ébénisterie, déjà occupée par le tube à rayons cathodiques...

Les ensembles se déplacent sur des « balancelles ». Ils suivent des chemins mystérieux, sans que semble intervenir un guide. Ils font des stations prolongées en certains endroits. Les lampes s'allument, tandis que les appareils poursuivent leur voyage. Ils prennent place dans un ascenseur automatique, montent un étage. Plus tard, ils redescendent... Se dirigent vers des cabines blindées où des opérateurs font des gestes d'incantation. Les écrans s'illuminent. On voit apparaître la mire de définition de la R. T. F. où caracole le cheval bien connu. Tout est terminé. Le téléviseur est prêt pour l'emballage.

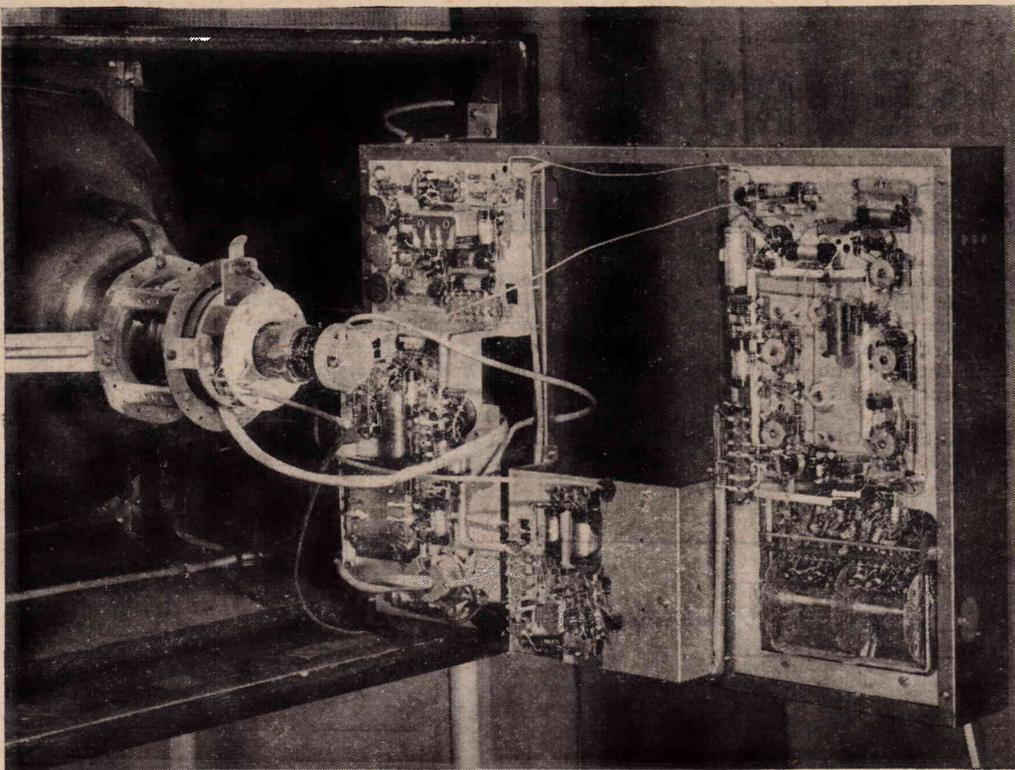
Nos lecteurs ont bien compris que cette simplicité n'est qu'une apparence. Aucune des opérations n'est laissée au hasard. Tout

est minutieusement réglé, pesé, minuté. Après avoir examiné, comme pourrait le faire un profane, l'aspect extérieur des choses, essayons de comprendre.

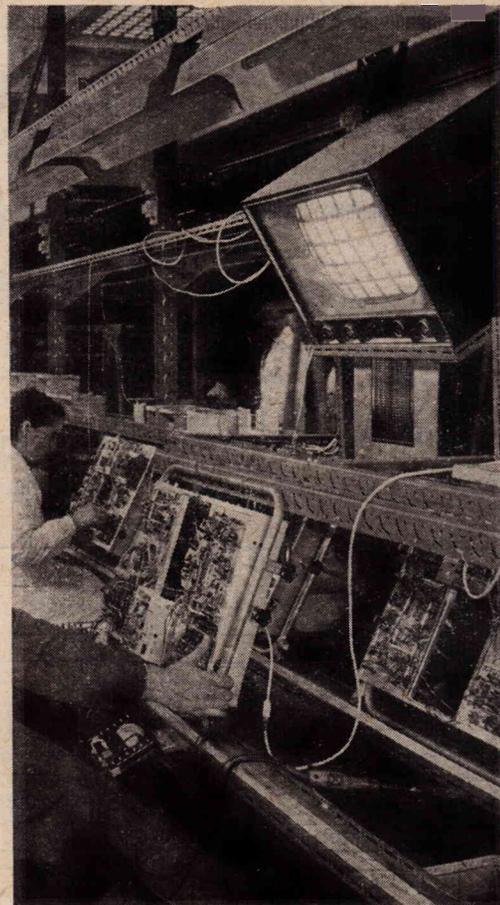
### Les Téléviseurs « Continental Edison ».

Il faut, d'abord, examiner en détail l'objet à fabriquer. Les différents modèles ont un certain nombre de caractéristiques communes. Ils sont tous dotés d'un châssis vertical.

Cette disposition originale présente un certain nombre d'avantages, aussi bien pour le réglage que pour la maintenance et pour le dépannage. De plus, commodité supplémentaire, ce châssis peut pivoter sur deux axes verticaux sans qu'il soit nécessaire de rien déconnecter. On obtient ainsi un accès immédiat, aussi bien aux différents circuits qu'aux tubes électroniques eux-mêmes. Ceux qui ont perdu patience en voulant mettre à tâtons un tube miniature dans l'arrière fond d'un châssis comprendront sans peine l'intérêt de la chose. C'est que les tubes modernes ne comportent plus aucun guide mécanique de mise en position.



Ci-dessus : Disposition du châssis vertical. En pivotant sur deux axes, toutes les parties du châssis deviennent accessibles. Les mesures, les changements des tubes sont rendus très faciles.  
 Ci-contre : Un poste d'essai des circuits de balayage. On remarquera la construction de la structure interne, exclusivement réalisée avec des « cornières standard », faciles à monter et à démonter.



De plus, les broches sont peu rigides et, en insistant un peu trop lourdement, on peut les tordre irrémédiablement ou même, hélas, provoquer une fêlure de l'ampoule.

Le châssis est constitué, lui-même, par la réunion d'un certain nombre de « platines » : bloc HF rotacteur, moyenne fréquence, bases de temps, etc...

Cette disposition facilite évidemment la construction à la chaîne et est également fort avantageuse pour le dépanneur. La localisation de la panne est beaucoup plus facile et, de plus, il est très rapide de remplacer éventuellement sur place une platine défectueuse. Le dépannage proprement dit s'effectue ensuite à l'atelier.

#### Le principe de la fabrication.

Le principe même de la fabrication se comprend sans difficulté en suivant le croquis synoptique de la figure 1.

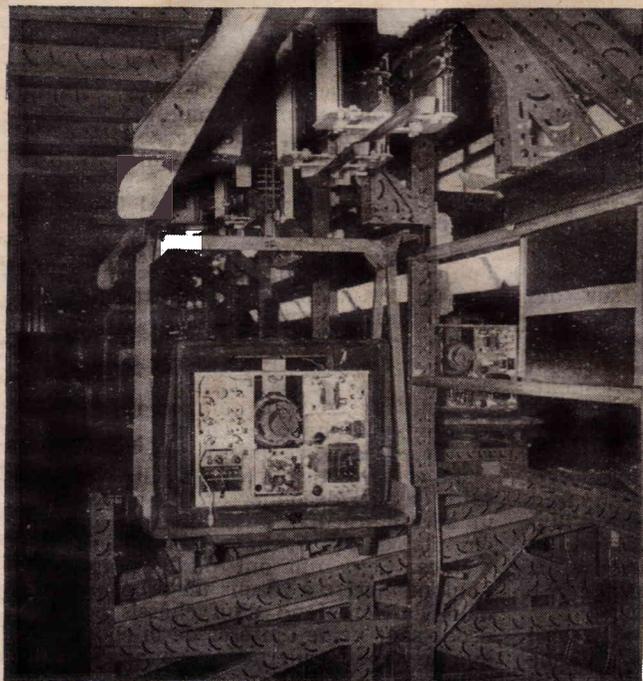
Chacune des sections A, B, C, D, S, F, G, I, J est directement alimentée par le magasin. Il va sans dire qu'aucune pièce n'est entrée en stock sans avoir subi des essais extrêmement rigoureux. Chacune d'elle est l'objet d'un « cahier des charges » établi avec la plus grande minutie.

Après câblage, chaque platine est soumise à une vérification, puis à un réglage complet. Si les résultats ne correspondent pas aux normes, la platine est dirigée

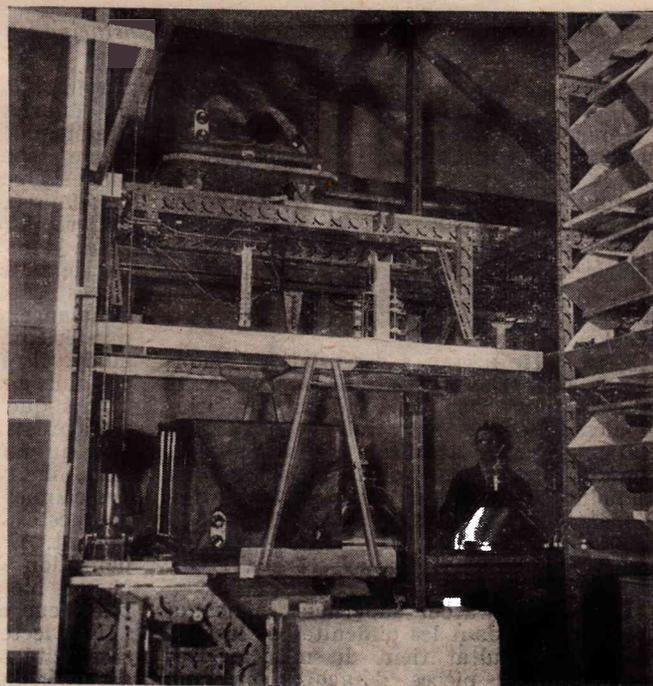
vers une section : dépannage-réparation.

Les différentes chaînes convergent finalement vers la section L qui fournit les récepteurs complets. Ceux-ci sont mis sous tension pendant une heure avant de subir un premier réglage approximatif. Ils passent, ensuite, au banc de chauffage de huit heures. Ce séjour sous tension est fort important et permet de stabiliser les différents réglages par une « maturation » ou un « vieillissement » des tubes amplificateurs. A la sortie de ce banc, chaque appareil passe dans une des cinq cabines blindées pour être définitivement réglé (section O).

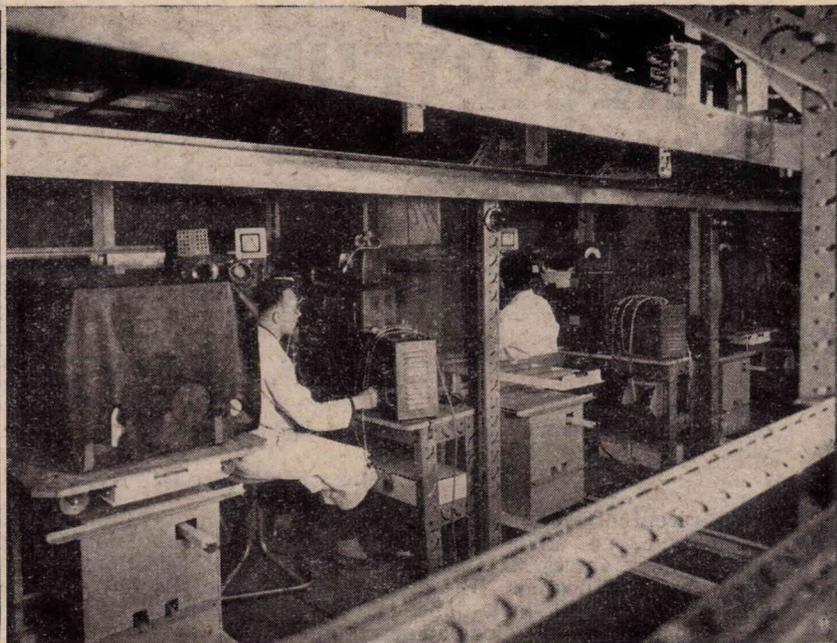
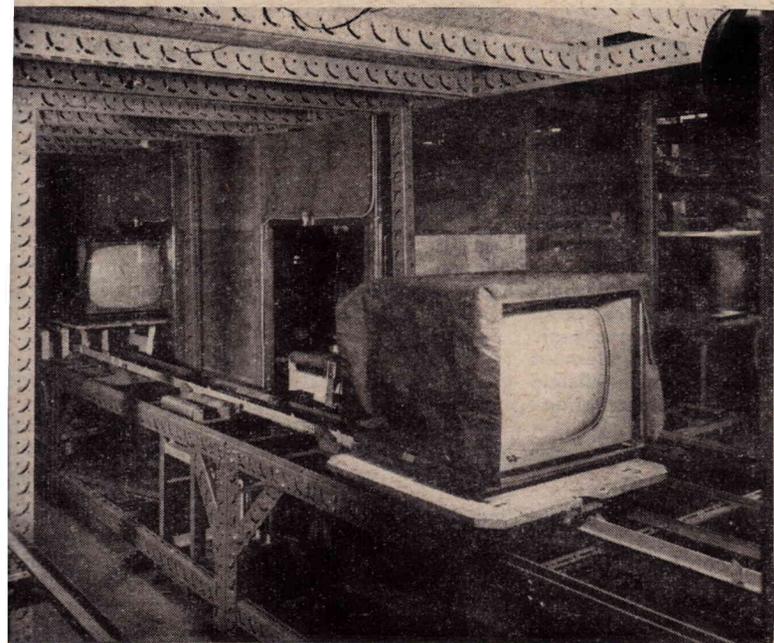
Après quoi, il subira un contrôle final au cours duquel sera relevée la courbe



Ci-contre, A gauche :  
 Un téléviseur en déplacement sur une balancelle. On voit, à la partie supérieure du cadre de suspension le système de doigts qui sert à coder le déplacement. Grâce à cette disposition le téléviseur suivra automatiquement le parcours imposé. (Photo C.F.E.)



A droite :  
 Système de changement d'étage. (Photo C. F. E.)



A gauche : Entrée d'une cage de Faraday pour le réglage final. Le téléviseur attend son tour. Dès que la place sera libre, il pénétrera automatiquement dans la cabine. On notera que l'ébénisterie est protégée par une housse qui la suivra jusqu'à l'emballage. (Photo G. Boisgontier.)  
A droite : Vue partielle des cabines blindées dans lesquelles les téléviseurs sont réglés. (Photo Boisgontier.)

générale. Le fonctionnement sera vérifié au moyen d'une mire monoscope analogue à celle de la R. T. F. Enfin, l'appareil sera emballé et prêt pour être expédié.

La figure 2 montre l'équipement d'une section de travail « type ».

#### La construction intérieure.

Quand on pénètre dans l'Usine Continental Edison on éprouve l'impression d'être transporté dans une sorte de Pays des Merveilles futuriste. On est, en effet, dans une énorme construction établie avec un « Mecano » qui aurait quitté l'échelle des jouets pour atteindre brusquement celle des grandes personnes. Nos photographies permettront d'en juger. Toute l'ossature interne est réalisée au moyen de « cornières standard » qui permettent toutes les combinaisons imaginables. Ce matériau, qui a l'avantage d'être « récupérable », peut se prêter à toutes les modifications.

#### La manutention.

Il est certain que dans une usine comme celle-là les problèmes de manutention et de transport revêtent une importance exceptionnelle. C'est d'autant plus vrai dans le cas présent, qu'un téléviseur est un objet encombrant, lourd et relativement fragile. D'autre part, les trajets à accomplir s'échelonnent sur différents étages.

Il ne saurait être question d'utiliser le transport manuel. On a fait appel ici à un convoyeur aérien comportant différents modèles de « balancelles », suivant la nature de l'objet à transporter.

Le chargement et le déchargement s'effectuent d'une manière entièrement automatique. Chaque support de balancelle comporte un certain nombre de « doigts » mobiles dont les positions peuvent être déterminées suivant un « code » particulier.

La combinaison réalisée, à l'aide des doigts mobiles, détermine la destination du véhicule... Il empruntera le chemin aérien, prendra des virages et, si c'est nécessaire, changera d'étage au moyen d'un ascenseur automatique. Ainsi, il parviendra à son lieu de destination où un dispositif automatique de déchargement le séparera du convoyeur aérien. Tout cela fonctionne

admirablement, sans à-coup, sans erreur, avec la précision d'un mécanisme d'horlogerie.

Ainsi, à l'Usine « Continental Edison » de Saint-Ouen, toutes les cinq minutes

environ, naît un téléviseur complet, en ordre de marche, qui fait honneur à l'Electronique Française.

L. CHRÉTIEN.

## WOBBULOSCOPE AVEC MARQUEURS A QUARTZ INCORPORÉS

Cet appareil a été conçu principalement pour le réglage des étages HF et MF des téléviseurs, mais il peut également être employé pour la « wobulation » des circuits à large bande rencontrés dans d'autres domaines.

Absolument autonome, il permet d'effectuer avec la plus grande simplicité, un travail rapide et précis.

#### Il comporte :

Un bloc wobulateur avec ses commandes de fréquence, tension, largeur du balayage générant la tension wobulée ;

Un bloc oscilloscope avec ses réglages classiques de luminosité, concentration,

correspondant aux porteuses « son » et « image » de 6 canaux HF.

La fréquence « son » de chaque canal est modulable en amplitude de sorte qu'il est possible d'effectuer le réglage des pièges avec la précision du quartz.

Deux câbles seulement sont nécessaires pour effectuer le raccordement du wobbuloscope à l'appareil à étudier.

Le marquage apparaît instantanément sur la courbe et ne nécessite aucune interprétation.

Toutes les fréquences de marquage sont pilotées par quartz. Dans le domaine des fréquences intermédiaires où la standardisation n'est pas possible, un marquage tous les mégacycles et tous les 10 MHz a été prévu.

Voici résumées les principales caractéristiques techniques :

Gamme de fréquence : 5 à 220 MHz en une seule gamme ;

Tension de sortie : 50 mV environ sur 75  $\Omega$  ;

Atténuateur 60 dB à plots à impédance constante ;

Modulation en fréquence : excursion totale de 0,5 - 2 - 5 - 10 - 15 - 20 MHz ;

Sensibilité de l'oscilloscope : 4 mV efficaces/cm en vertical ;

Tube de 70 mm de diamètre.

Simple trace avec ligne de référence zéro.

Marquage par quartz :

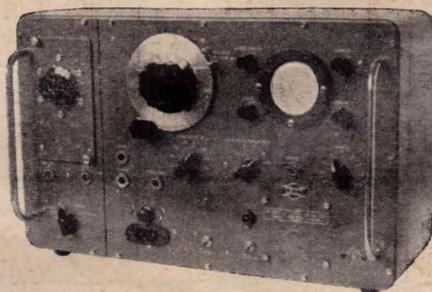
Tous les MHz ou tous les 10 MHz ou les deux simultanément, jusqu'à 50 MHz ;

Les porteuses « son » et « image », de 1 à 6 canaux au choix ;

Marquage supplémentaire :

Par une tension extérieure comprise entre 50 et 220 mV.

(Création Compagnie Générale de MÉTROLOGIE Métrix).



cadrage, phase, gain simple et double trace, destiné à l'observation de la courbe de réponse en fréquence de l'amplificateur étudié ;

Un bloc marqueur entièrement piloté par quartz et fournissant soit des marqueurs tous les mégacycles avec « pip » de plus grande amplitude tous les 10 MHz pour le réglage des étages de fréquence intermédiaire, soit deux marqueurs simultanés

# RÉCEPTEUR AUTO A TRANSISTORS

Nous avons déjà signalé les avantages des postes voiture à transistors. Ils peuvent se résumer ainsi : installation rapide et facile, suppression de l'alimentation au vibreur, possibilité d'utiliser longtemps le poste même quand le véhicule ne roule pas car on ne risque pas de décharger la batterie d'accu, anti-parasitage plus aisé.

Le poste de ce genre que nous allons décrire comporte deux éléments : 1° Un coffret HF

qui se fixe en permanence sur le tableau de bord et qui comprend tous les circuits haute fréquence de l'antenne à la détection ;

2° Un coffret BF qui contient tout l'amplificateur BF y compris le HP. Ce coffret est à disposer au mieux dans la voiture pour obtenir la meilleure sonorisation. Il peut également être utilisé en camping avec un tourne-disque à piles de manière à constituer un électrophone batterie.

Le schéma (fig. 1).

Ce récepteur comporte un étage HF périodique, un étage changeur de fréquence, deux étages MF, un détecteur, un étage préamplificateur BF et un étage final push-pull. Il met donc en œuvre sept transistors et une diode au germanium.

Le bloc de bobinages est un SFB série armée qui mécaniquement est solidaire du cadre à bâtonnet de ferrocube. Cet ensemble est prévu pour la réception des gammes PO et GO.

Dans le cas présent le cadre n'est pratiquement pas utilisé comme collecteur d'onde mais plutôt comme circuit de liaison entre l'étage HF et l'étage changeur de fréquence. Le véritable aérien est l'antenne extérieure fixée sur la voiture. La prise antenne attaque la base du transistor HF à travers un condensateur de 50 nF. La tension de cette base est réglée par un pont de résistances (33.000  $\Omega$  côté + 9 V et 100.000  $\Omega$  côté - 9 V). Le transistor HF est un OC45. Dans le circuit émetteur il y a une résistance de 1.000  $\Omega$  découplée par un condensateur de 50 nF. Dans le circuit collecteur est

inséré l'enroulement de couplage du cadre. Les enroulements PO et GO de ce dernier sont sélectionnés par le commutateur du bloc. Ils forment avec un CV de 490 pF un circuit oscillant qui détermine l'accord sur les stations. Ce circuit oscillant attaque à travers un condensateur de 10 nF la base du transistor changeur de fréquence lequel cumulant les fonctions de mélangeur et d'oscillateur local est un OC44. Le pont du circuit de base de ce transistor comprend une résistance de 33.000  $\Omega$  côté + 9 V et une de 100.000  $\Omega$  côté - 9 V. En réalité cette dernière n'aboutit pas directement à la ligne - 9 V mais à une extrémité du primaire du premier transfo MF ce qui assure le neutrodynage de l'étage. Les bobinages oscillateurs accordés par un CV de 220 pF sont placés l'un dans le circuit émetteur et l'autre dans le circuit collecteur de l'OC44 suivant une disposition maintenant classique. Le circuit émetteur comprend en outre une résistance de 1.000  $\Omega$  découplée par un condensateur de 50 nF. Le primaire du premier transfo MF est inséré dans le circuit collecteur. Comme

c'est de règle avec les transistors ce n'est pas la totalité du primaire qui est insérée dans le circuit collecteur mais simplement une fraction de manière à obtenir l'adaptation d'impédance indispensable au bon fonctionnement. La ligne - 9 V relative à cet étage est pourvue d'une cellule de découplage constituée par une résistance de 4.700  $\Omega$  et un condensateur de 50 nF.

Le premier transistor MF est un OC45. Sa base est attaquée par le secondaire du transfo MF1 à l'autre extrémité duquel aboutit le pont de résistance 100.000  $\Omega$  côté - 9 V et 3.300  $\Omega$  côté + 9 V. Cette résistance de 3.300  $\Omega$  va non pas directement au + 9 V mais au sommet du potentiomètre de volume du circuit de détection. Elle entre ainsi dans la composition de la cellule de constante de temps de la ligne VCA. L'autre élément de cette cellule est un condensateur de 20  $\mu$ F. Le pont de résistance est découplé vers l'émetteur du transistor par un condensateur de 10 nF. Le circuit de l'émetteur du transistor est doté d'une résistance de 330  $\Omega$ . Le circuit collecteur se ferme vers la ligne - 9 V à travers une fraction du primaire du second transfo MF. Entre la prise intermédiaire de ce primaire et la ligne - 9 V est placée une cellule de découplage constituée par une résistance de 4.700  $\Omega$  et un condensateur de 10 nF qui va à l'émetteur du transistor. Un condensateur de 10 pF placé entre la base de l'émetteur et l'extrémité du primaire de MF2 opposée à celle qui est reliée au collecteur assure le neutrodynage de l'étage.

La constitution du second étage MF équipé aussi d'un OC45 est analogue à

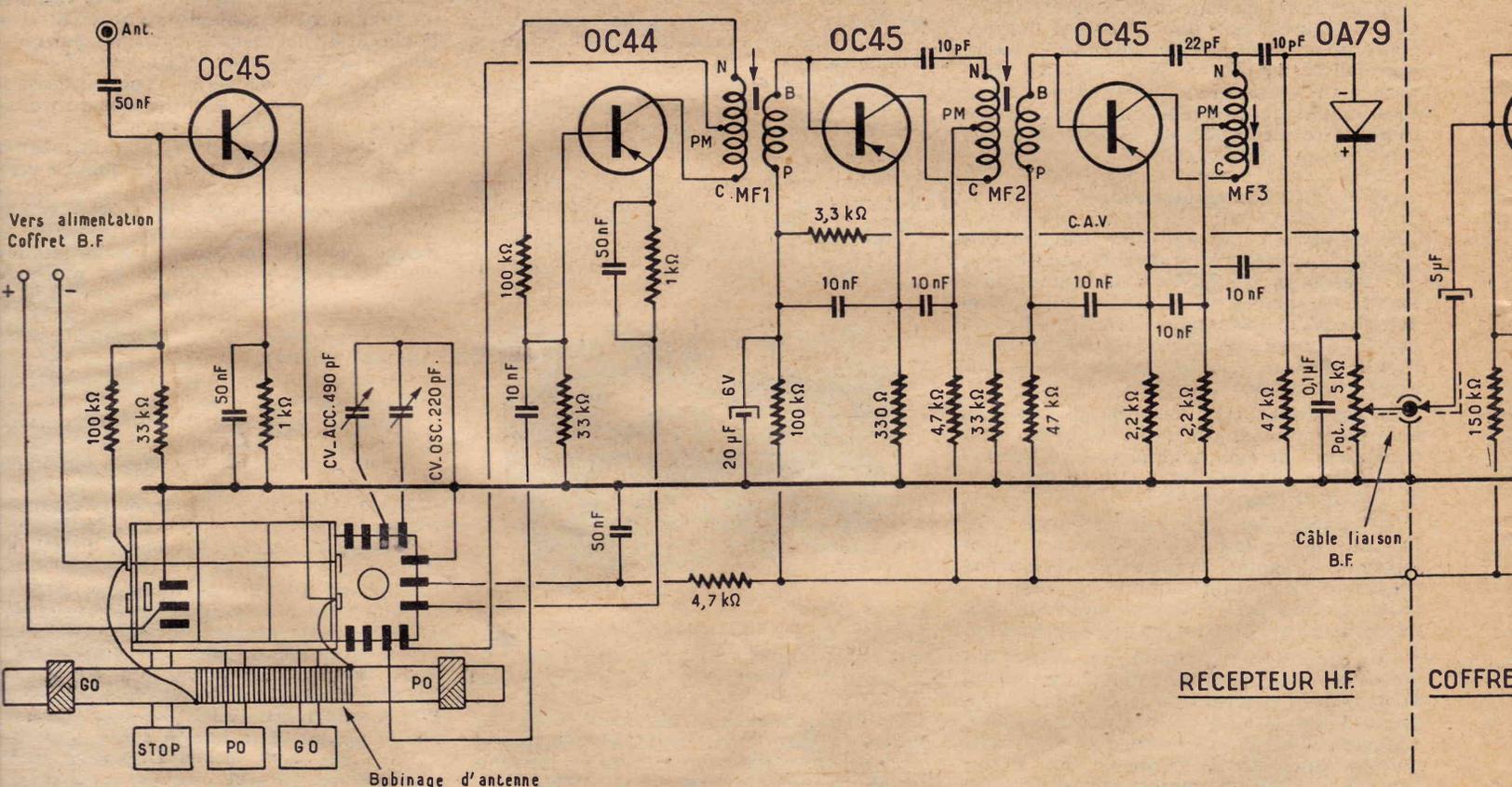


FIG.1

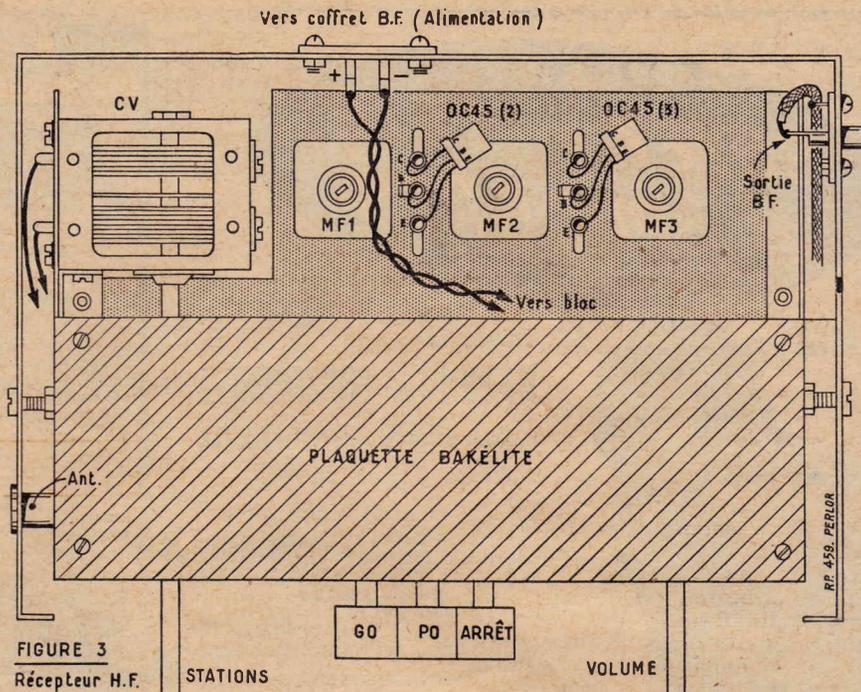
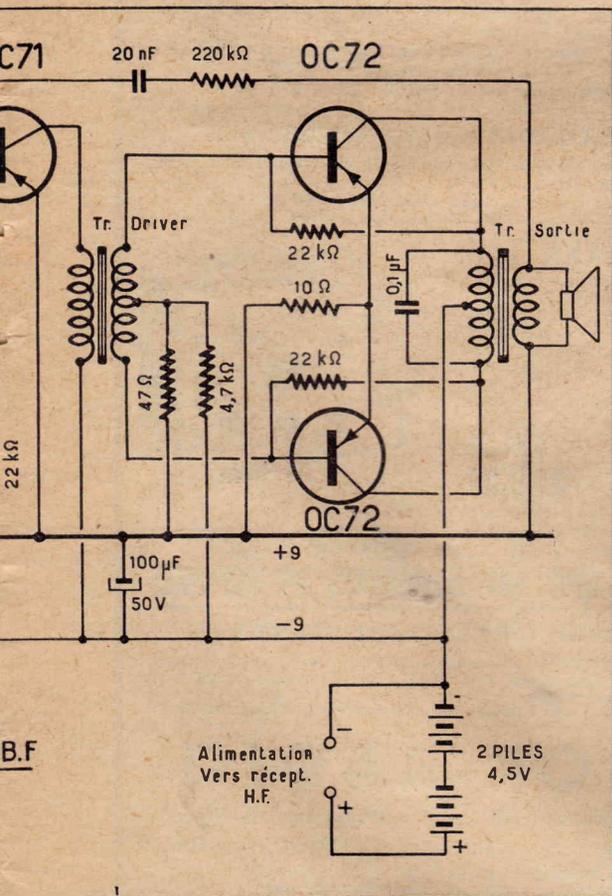
quelques détails près à celle du premier. Certaines valeurs ne sont pas les mêmes : les résistances du pont du circuit de base font respectivement 33.000 et 47.000  $\Omega$ . Celle de 33.000  $\Omega$  va directement à la ligne + 9 V car cet étage n'est pas asservi au régulateur antifading. La résistance du circuit émetteur fait 2.200  $\Omega$  et celle de la cellule de découplage du circuit collecteur 2.200  $\Omega$  également. Enfin le condensateur de neutrodyne est de 22 pF.

Le secondaire du transfo MF3 est inutilisé. C'est le primaire qui attaque la diode détectrice OA79 à travers un condensateur de 10 nF et une résistance de fuite de 4.700  $\Omega$ . Le signal BF détecté est recueilli aux bornes du potentiomètre de puissance de 5.000  $\Omega$ . Ce circuit de détection est complété comme il se doit par un condensateur de 10 nF placé entre le sommet du potentiomètre et l'émetteur du transistor.

Toute la partie que nous venons d'examiner constitue l'élément HF dont nous avons parlé dans le préambule.

### L'élément BF.

Le transistor de l'étage préamplificateur BF est un OC71. Le signal BF pris sur le curseur du potentiomètre est transmis à la base par un condensateur de 5 nF. Le pont de résistances comprend une 22.000  $\Omega$  côté + 9 V et une 150.000  $\Omega$  côté - 9 V. L'émetteur du transistor est relié directement au + 9 V. Dans le circuit collecteur est inséré le primaire du transfo BF driver. Chaque extrémité du secondaire attaque la base d'un des OC72 équipant l'étage final. Le point milieu de ce secondaire aboutit à un pont de résistances (une 47  $\Omega$  côté + 9 V et une 4.700  $\Omega$  côté - 9 V). Dans le circuit émetteur les deux transistors du push-pull ont une résistance commune de 10  $\Omega$ . Dans le circuit collecteur est inséré le primaire du transfo de HP dont le point milieu est relié à la ligne - 9 V. Pour chaque OC72 une résistance de 22.000  $\Omega$  est placée entre la base et le collecteur ce qui constitue un circuit de



contre-réaction. Un autre circuit de contre-réaction formé d'une résistance de 220.000  $\Omega$  en série avec un condensateur de 20 nF reporte la modulation BF de la bobine mobile du HP sur la base de l'OC71. Le primaire du transfo de HP est shunté par un condensateur de 0,1  $\mu$ F. Le haut-

parleur est un 17 cm à aimant permanent à moteur inversé.

La batterie d'alimentation est constituée par deux piles de 4,5 V en série. Elle est découplée par un condensateur de 100  $\mu$ F. L'interrupteur placé sur le bloc coupe la ligne + 9 V.

### [RÉALISATION PRATIQUE.

#### L'élément HF (fig. 2 et 3).

Le châssis de cet élément comprend : une plaquette de bakélite sur laquelle sont fixés le bloc d'accord et le potentiomètre, ce dernier par une équerre en métal ; Deux flasques métalliques ;

Une plaquette bakélite supérieure, conditionnée pour recevoir les transfos MF et les transistors et comportant des trous pour le passage des fils.

On commence par fixer le bloc-cadre par ses trois équerres, le support du potentiomètre, puis les flasques à leurs places respectives. On monte le CV sur la flasque de droite par deux vis de 3 suffisamment courtes en interposant des rondelles pour ne pas que ces vis s'engagent trop à l'intérieur du CV et provoquent le court-circuit des lames. Toujours sur le même flasque on monte une poulie au moyen d'une patte de masse écartée du châssis de 2,5 mm pour que la poulie ne touche pas la tôle.

Ensuite on fixe une autre poulie sur la flasque de gauche. Les deux poulies une fois en place doivent se situer dans le même plan vertical.

On fixe le potentiomètre sur son équerre. Sur la plaque de bakélite supérieure on dispose les trois transfos MF identiques entre eux donc interchangeable. Les fils de sortie sont passés dans les trous prévus à cet effet. On soude les transistors dans les coses marquées E.B.C. en recourbant légèrement les fils pour qu'ils ne tombent pas lors des soudures ultérieures. Bien entendu le fil de l'émetteur va à la cosse E, le fil de base à la cosse B et ainsi de suite.

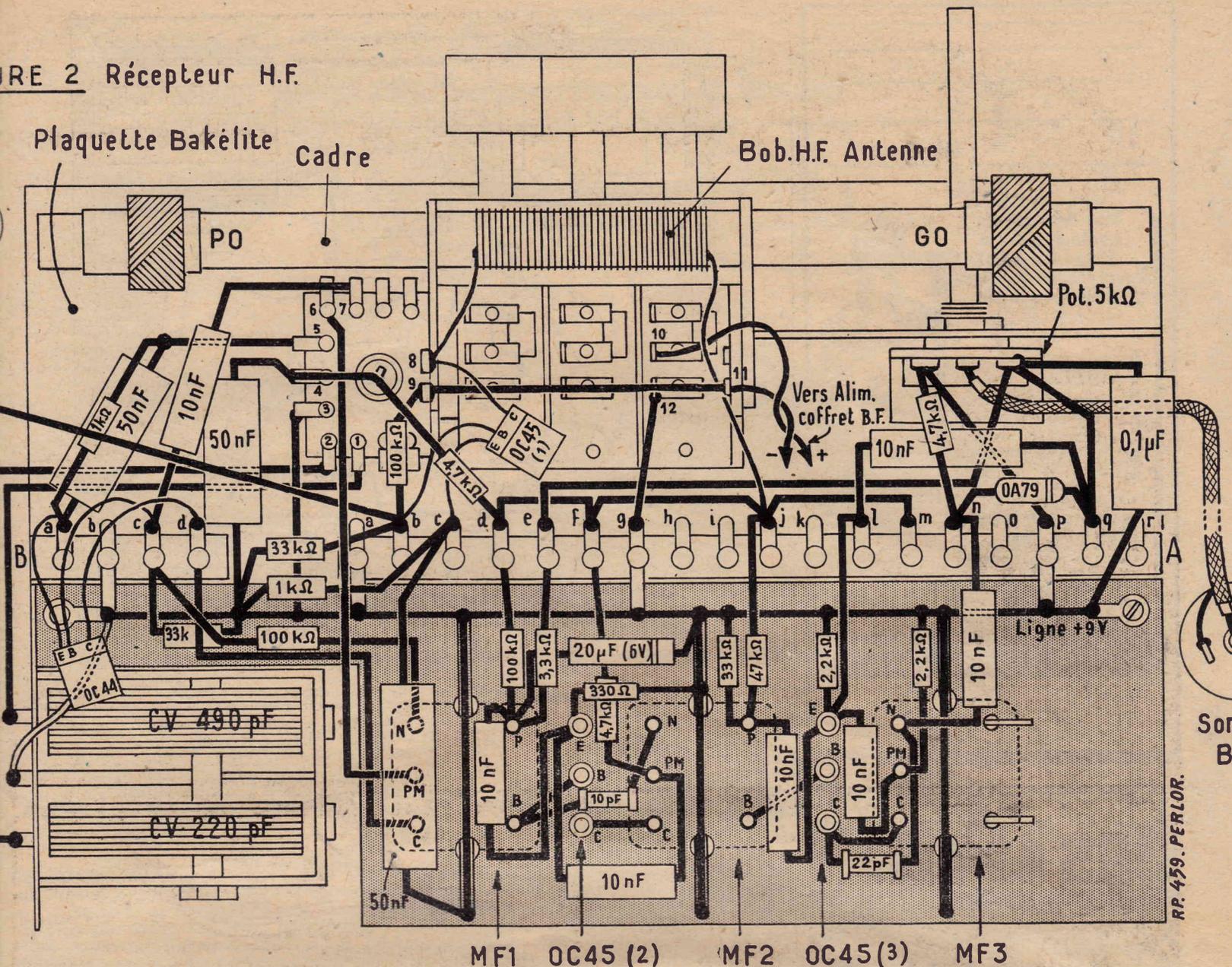
On visse la plaquette supérieure sur le dessus recourbé des flasques par trois vis de 3 mm. Du côté le plus proche du bloc on dispose une cosse de masse sous chaque tête de vis. Entre ces coses on soude la ligne de masse, à laquelle on relie par de la tresse métallique la fourchette du CV et par du fil nu la cosse 3 du bloc de bobine

De la même façon on relie à ce ligne les pattes de fixation des transfos MF. Toujours sur la ligne de masse on soude les barrettes relais A et B. Sur la barrette relais A on relie ensemble avec du fil de cuivre les coses d, f, j et m.

On met en place le câble d'entraînement de l'aiguille du cadran qui est muni d'un ressort tendeur. Sur les axes du CV et du potentiomètre on introduit une gaine isolante et sur cette gaine un tube fileté à l'intérieur duquel est vissé un écrou. A la fin du montage vous n'aurez plus qu'à appliquer la plaque avant que vous serrerez au moyen d'un second écrou. Cette plaque avant aura été montée au préalable avec un écran protecteur en plexiglass transparent, quatre entretoises et sa plaque arrière. Tout l'ensemble est prévu pour pouvoir coulisser sur les deux axes de commande de façon à être montés rapidement.

Pour le câblage on relie la cage 490 du CV à la cosse i du bloc et la cage 220 à la cosse 2. Par du fil nu on relie les cosse 1 et 11 du bloc. On soude : une résistance de 33.000  $\Omega$  entre la cosse b du relais et la ligne de masse, une résistance de 100.000  $\Omega$  entre cette cosse b et la cosse 2 du bloc, une résistance de 1.000  $\Omega$  et un condensateur de 50 nF entre la cosse 2 du relais et la ligne de masse. La cosse 3 du bloc est connectée à la cosse j du relais. On soude une résistance de 4.700  $\Omega$  entre la cosse 4 du bloc et la cosse d du relais et un condensateur de 50 nF entre la cosse 4 du bloc et la ligne de masse. On dispose un condensateur de 10 nF entre la cosse 5 du bloc et la cosse c du relais B, une résistance de 33.000  $\Omega$  entre la cosse c et la ligne de masse, une 100.000  $\Omega$  entre la cosse c et la cosse N de MF1. On soude une résistance de 1.000  $\Omega$  et un condensateur de 50 nF entre la cosse 5 du bloc et la cosse a du relais B. La cosse 6 du bloc de MFL est connectée à la cosse 6 du bloc et la cosse C du même transfo MF à la cosse d du relais B.

# FIGURE 2 Récepteur H.F.



La cosse B de MF1 est reliée à la cosse B du support OC45 (2). Entre cette cosse B et la cosse N de MF2 on soude un condensateur de 10 pF. Sur la cosse P de MF1 on soude un condensateur de 20 µF dont le pôle + va à la ligne de masse, un condensateur de 10 nF qui va à la cosse E du support OC45 (2), une résistance de 100.000 Ω qui va à la cosse d du relais A, et une résistance de 3.300 Ω qui va à la cosse e du relais A. On soude : un condensateur de 10 nF entre la cosse E du support OC45 (2) et la cosse PM de MF2, et une résistance de 330 Ω entre cette cosse E et la ligne de masse. La cosse C du support OC45 (2) est reliée à la cosse C de MF2. On soude une résistance de 4.700 Ω entre la cosse PM de MF2 et la cosse f du relais A. La cosse B de MF2 est reliée à la cosse B du support OC45 (3). Sur la cosse P de MF2 on soude un condensateur de 10 nF qui va à la cosse E du support de OC45 (3), une résistance de 33.000 Ω qui va à la ligne de masse et une de 47.000 Ω qui va à la cosse j du relais A.

Pour le support de OC45 (3) on a : sur la cosse E une résistance de 2.200 Ω qui va à la ligne de masse, un condensateur de 10 nF qui va à la cosse PF de MF3. Cette cosse E connectée à la cosse 1 du relais A, la cosse C connectée à la cosse C de MF3, un condensateur de 22 pF entre la cosse C (support) et la cosse N de MF3.

On soude un condensateur de 10 nF entre les cosses l et q du relais A.

Entre la cosse N de MF3 et la cosse n du relais A on dispose un condensateur de 10 nF. On place une résistance de 2.200 Ω entre la cosse PM de MF3 et la ligne de masse. On soude une résistance de 4.700 Ω entre la cosse n du relais A et une des cosses extrêmes du potentiomètre qui doit être reliée à la cosse p du relais A. La diode OA79 est soudée entre les cosses n et q du relais A (côté rouge du côté de la cosse q). La cosse q est connectée à la seconde cosse extrême du potentiomètre elle-même reliée à la cosse e du relais A. Entre cette cosse extrême et la ligne de masse on soude un condensateur de 0,1 µF. Le curseur du potentiomètre est relié par du fil blindé à une prise coaxiale constituant la sortie BF. Cette prise ainsi que celles d'antenne et d'alimentation seront fixées sur les côtés du boîtier métallique dans lequel sera placé ce montage. La prise antenne est reliée à la cosse b du relais A par un condensateur de 50 nF. Par un cordon rorsadé on relie la ferrure + de la prise alimentation à la paillette 10 de l'interrupteur du bloc et la ferrure - à la cosse 11 du bloc. La paillette 12 est reliée à la ligne de masse.

Pour terminer le câblage on met en place les transistors OC45 (1) et OC44.

Pour l'OC45 (1) le fil B est soudé sur la cosse b du relais A, le fil E sur la cosse c du même relais et le fil C sur la cosse 8 du bloc. Pour l'OC44 le fil E est soudé sur la cosse a du relais B, le fil B sur la cosse c et le fil C sur la cosse d du même relais.

### L'élément BF (fig. 4).

L'élément BF est contenu dans un coffret en bois de 205 × 205 × 50 mm (cotes intérieures). Le haut-parleur est fixé sur le fond percé d'une ouverture pour former baffle. En haut du coffret est fixé le dispositif de branchement des piles dont on voit le détail sur le plan de la figure 4. Le transformateur driver et le transformateur de sortie sont fixés sur la même face que le HP. Enfin une barrette relais (C) est fixée sur le côté inférieur du coffret. Le couvercle est muni de la prise alimentation et de la prise coaxiale entrée BF.

Pour le câblage on relie ensemble les contacts supérieurs du dispositif de branchement des piles. Le pôle - de ce dispositif est connecté à la cosse P1 du transfo driver. Cette cosse P1 est reliée à la cosse a du relais C laquelle est reliée à la cosse PM du transfo de sortie. La cosse P2 du transfo driver est réunie à la cosse b du relais C. Les cosses S1 et S2 du transfo driver sont

RP. 459. PERLOR.

Plus de mauvais contacts grâce à ANTICRACH le seul produit qui dissout et lubrifie à la fois

**P** POUR

- ASSURER UN CONTACT PARFAIT,
- ÉVITER LE GRIPPAGE DES SURFACES FROTTANTES,
- DISSOUDRE RÉSINES, GOUDRONS, PEINTURES,

Utilisez **ANTICRACH** C'EST UN PRODUIT DYNA "LA MARQUE DE QUALITÉ"

Vente en gros exclusivement 36, Avenue Gambetta, Paris-20<sup>e</sup>

Demandez la notice technique gratuite 14 le "NETTOYAGE DES CONTACTS ÉLECTRIQUES"



# Des LIVRES

*pour vous distraire  
pour vous instruire*

LE PLUS GRAND CHOIX DE TOUTE LA FRANCE

OUVRAGES TECHNIQUES, PROFESSIONNELS, DE VULGARISATION SCIENTIFIQUE ET D'UTILITÉ PRATIQUE

et en particulier tous les ouvrages de radio

## QUELLES QUE SOIENT

Votre profession et la façon dont vous aimez utiliser vos loisirs...

## NOTRE CATALOGUE N° 17

est si important (400 pages) et si complet (5.000 sommaires détaillés) qu'il vous permettra, sans déplacement et sans recherches fastidieuses, de faire votre choix tranquillement chez vous.

C'est la documentation la plus complète actuellement éditée en France.

ENVOI FRANCO CONTRE 350 F. EN TIMBRES OU MANDAT (C.C.P. PARIS 3793.13)

# SCIENCES & LOISIRS

17, av. de la République, Paris (XI<sup>e</sup>)

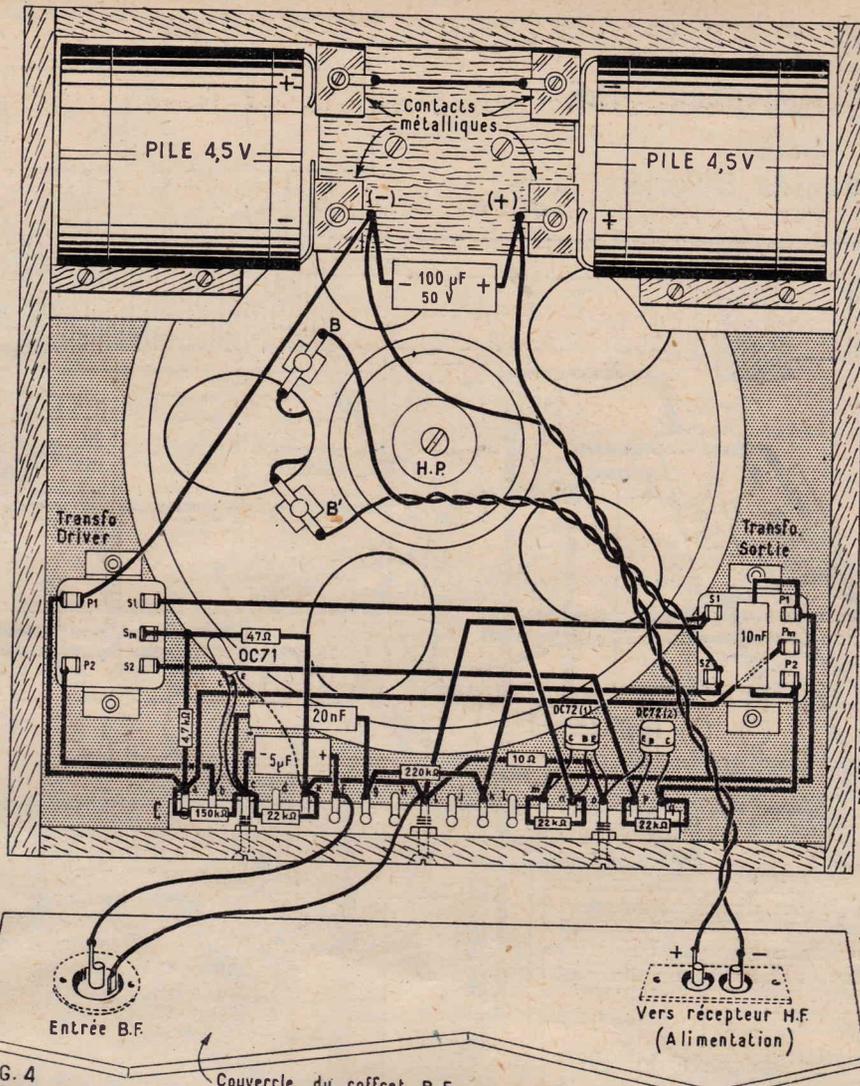


FIG. 4 Couverture du coffret B.F.

connectées respectivement aux cosses *n* et *P* du relais *C*. Sur le relais *C* on réunit les cosses *e* et *i*. La cosse *i* est connectée à la cosse *S1* du transfo de sortie. Sur le relais *C* on soude : une résistance de 150.000 Ω entre les cosses *a* et *c*, une de 22.000 Ω entre les cosses *c* et *e*, un condensateur de 5 µF entre les cosses *c* et *f*, un condensateur de 20 nF entre les cosses *c* et *g*, une résistance de 220.000 Ω entre les cosses *g* et *k*. La cosse *k* est reliée à la cosse *S2* du transfo de sortie. Sur la cosse *Sm* du transfo driver on soude une résistance de 47 Ω allant à la cosse *e* du relais *C* et une de 4.700 Ω qui va à la cosse *a* du relais *C*.

Toujours sur le relais *C* on soude : une résistance de 22.000 Ω entre les cosses *m* et *n*, une de même valeur entre les cosses *p* et *q*, une de 10 Ω entre les cosses *i* et *o*.

Pour le transformateur de sortie on relie la cosse *S1* à la cosse *i* du relais *C*, la cosse *S2* à la cosse *k*, la cosse *P1* à la cosse *m* et la cosse *P2* à la cosse *q*. Les cosses *S1* et *S2* sont reliées en outre à la bobine mobile du HP. Le contact central de la prise entrée BF est réuni par un fil souple à la cosse *f* du relais *C* et le contact latéral à la cosse *i*. Les cosses + et - du dispositif de branchement des piles sont reliées par un cordon à deux conducteurs aux ferures de mêmes polarités de la prise alimentation.

On dispose un condensateur de 10 nF entre *P1* et *P2* du transfo de sortie. Pour terminer on met en place les transistors. Pour l'OC71 le fil *C* est soudé sur la cosse *b* du relais *C*, le fil *B* sur la cosse *c* et le fil *E* sur la cosse *e*. Pour l'OC72 (1) on soude : le fil *C* sur la cosse *m*, le fil *B* sur la cosse *n*

et le fil *E* sur la cosse *o*. Pour l'OC72 (2) on soude le fil *E* sur la cosse *o*, le fil *B* sur la cosse *p* et le fil *C* sur la cosse *q*.

La liaison entre les prises alimentation des deux éléments se fait par un cordon à deux conducteurs muni à chaque extrémité d'une prise mâle. Un câble coaxial est utilisé pour la liaison entre les prises BF.

### Mise au point.

On commence par régler les transformateurs MF en injectant un signal à 455 kHz entre la cosse 6 du bloc et la masse après avoir débranché les condensateurs de 10 et 22 pF de neutrodyne. On règle alors les noyaux jusqu'au maximum de puissance ou de déviation du voltmètre de sortie. On ressoude les condensateurs. Aucun accrochage ne doit se produire sinon il faut supprimer le condensateur qui le provoque.

Le générateur HF accordé sur 520 kHz, le CV du récepteur étant complètement fermé, on agit sur le noyau oscillateur jusqu'à l'obtention du signal au maximum de puissance. Puis sans toucher au CV on déplace la bobine PO du cadre pour régler l'accord. La bonne position obtenue on immobilise le bobinage avec une goutte de cire sans trop imprégner l'enroulement.

On met le générateur sur 1.604 kHz. On ouvre complètement le CV du récepteur et on agit sur le trimmer oscillateur du CV pour obtenir le signal au maximum de puissance. On règle ensuite l'autre trimmer.

En GO le générateur étant sur 200 kHz et l'aiguille du cadran du récepteur sur cette fréquence on cherche la position de la bobine GO du cadre.

A. BARAT.

# UN CADRE ANTIPARASITE

## “PAS COMME LES AUTRES”

par Lucien LEVEILLEY

Il n'est pas comme les autres car il associe un cadre bi-spires à un cadre ferroxcube. Nous l'avons réalisé et expérimenté. Notre cadre antiparasite est à lampe, de ce fait, il n'occasionne aucune perte de sensibilité du récepteur auquel il est ajouté, bien au contraire. En outre, son alimentation incorporée le rend autonome, indépendant du récepteur et même isolé électriquement de lui.

### Construction du châssis.

Dans du contre-plaqué de 4 mm on découpe un rectangle de 170 mm de long, sur 100 mm de large, et un rond de 25 mm de diamètre (fig. 6), destiné à recevoir le support de lampe. Puis on perce des trous aux emplacements indiqués sur la figure 6. On double le contre-plaqué d'une feuille de métal très mince — fer-blanc ou mieux cuivre — et, à l'aide d'un outil tranchant quelconque on redécoupe l'emplacement de la lampe, et on reperce les trous. Pourquoi? Simplement pour faciliter le travail (la tôle épaisse n'étant pas aisée à percer de trous de grand diamètre et nécessitant pour cette opération un outillage spécial que ne possède pas grand nombre d'amateurs).

Ensuite, à l'aide de tôle mince de fer ou mieux de cuivre, on établit une « cloison » des deux côtés de la plaque de contre-plaqué (fig. 6 et 7). Par la suite, cette « cloison » servira de blindage et isolera de toute induction néfaste la lampe, son câblage et ses pièces, de son alimentation. Deux plaquettes de bois de 10 mm d'épaisseur (A et B), fixées à la plaquette de contre-plaqué à l'aide de 4 vis à bois de 3 × 16, servent de pieds au châssis.

### Construction du cadre bi-spires.

Chacune des deux spires est constituée par un cercle de câble rigide de 20/10, isolé sous une grosse gaine en caoutchouc de 50/10. Les deux spires ainsi réalisées, constituent un double cerceau de 40 cm de diamètre. (fig. 10).

Ce câble de 20/10 est stocké en couronnes et vu sa rigidité conserve sa forme une fois débobiné! Vous aurez donc toutes faites deux spires très régulières. En outre, la grosse section du fil, est favorable à la circulation des courants HF, dont ces spires sont le siège. De plus, la forme ronde de ce cadre est plus rationnelle : les angles favorisant la fuite des courants HF.

Il reste à fixer ces deux spires. Dans de la bakélite de 4 mm d'épaisseur, commencez par découper 6 petites plaquettes de 60 mm de long, sur 15 mm de large (fig. 2), et percez chacune d'elles d'un trou de 3 mm. Dans votre planche de bakélite, découpez également une petite plaquette de 100 mm de long, sur 70 de large (fig. 4) et percez-la de 4 trous de 3 mm chacun, conformément à la figure 4. Dans chacun de ces trous, fixez une borne serre-fil pour 20/10 (fig. 5). Puis, avec une barette en cuivre (T), connectez électriquement deux bornes serre-fil placées dans la diagonale du rectangle de bakélite de 100 mm × 70 mm (fig. 4). Enfin, vous fixez chacune des spires après les avoir dénudées en bout, dans deux bornes (les plus éloignées deux à deux). Chacune des spires doit être éloignée de l'autre de 50 mm. Pour ce faire, et maintenir le dit écartement, en trois endroits régulièrement espacés, vous serrez modérément chaque spire entre un serre-fil, constitué par deux plaquettes de bakélite conformes à celle de la figure 2 et vous opérez le serrage de chacune de ces paires de plaquettes sur le fil, à l'aide d'une vis à métaux de 3 × 30 avec son écrou (fig. 3). Le cadre est ainsi bien rigide, et une fois terminé présente l'aspect de celui de la figure 10.

### Construction du cadre antiparasite. « pas comme les autres ».

Sur le dessus du châssis, et à gauche (fig. 6) nous fixons un support rimlock. Sur le dessus du châssis, à droite, nous fixons la résistance chutrice de tension RB de 1.500 Ω (réglée à 1.175 Ω pour un secteur de 120-130 V). Pour une meilleure évacuation de

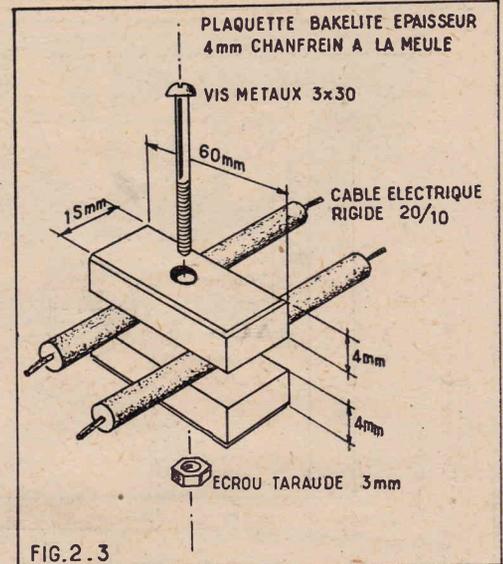


FIG. 2.3

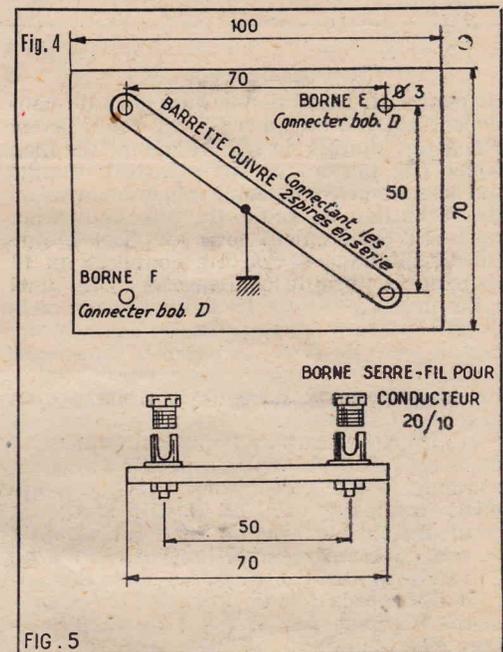


FIG. 5

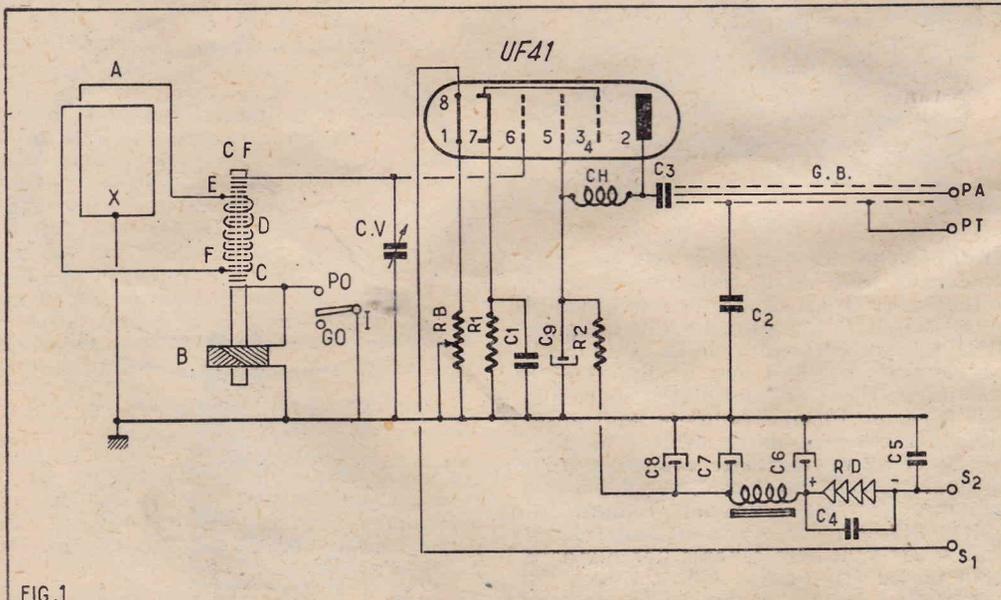
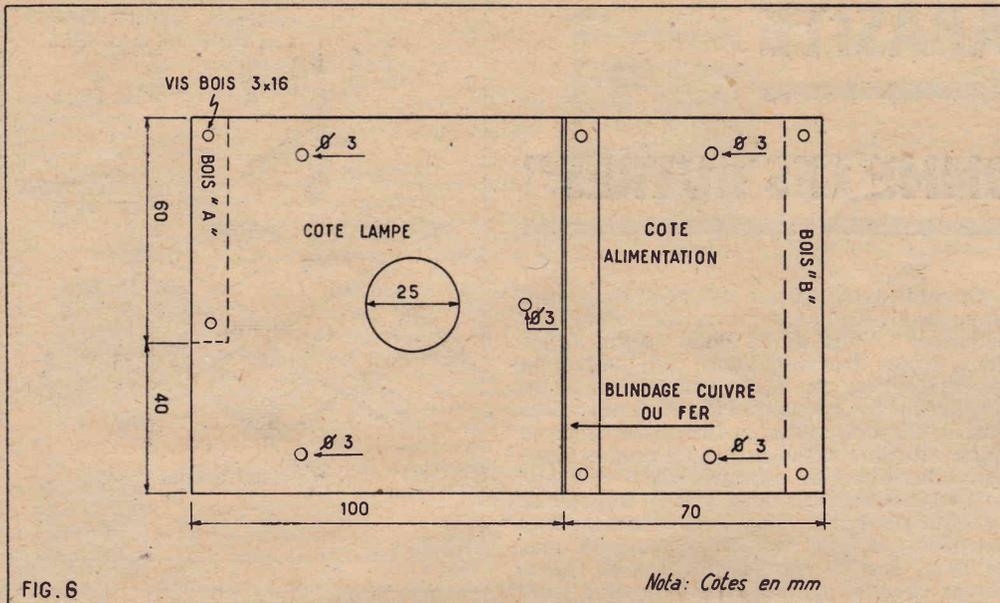


FIG. 1

la chaleur on la fixe verticalement (fig. 9). Face à cette résistance on fixe le redresseur sec haute-tension RD. Pour la même raison que pour la résistance chutrice on fixe ce redresseur verticalement.

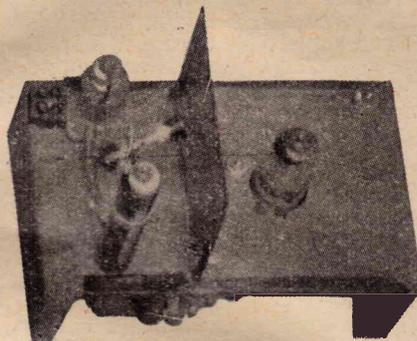
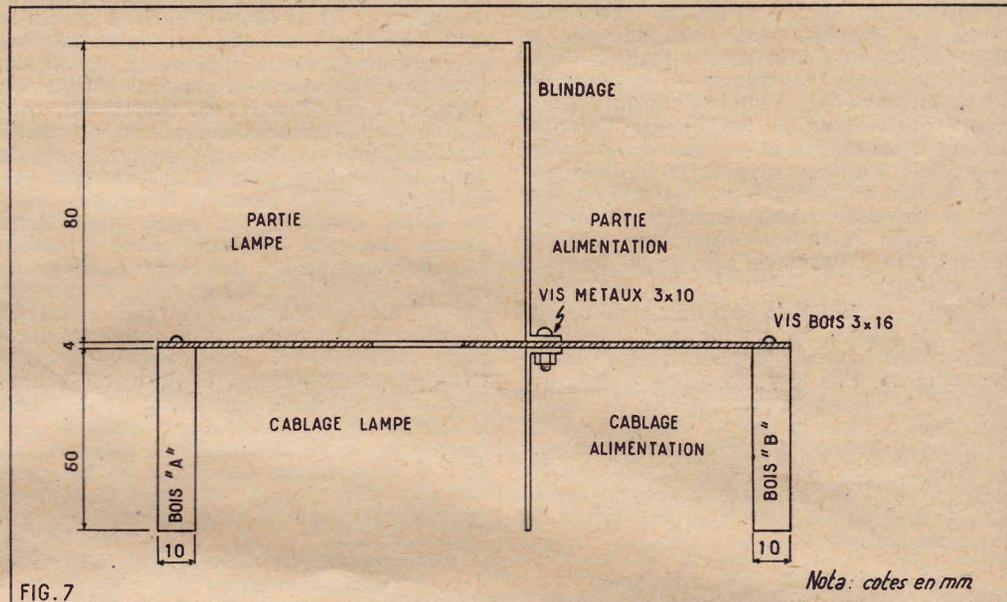
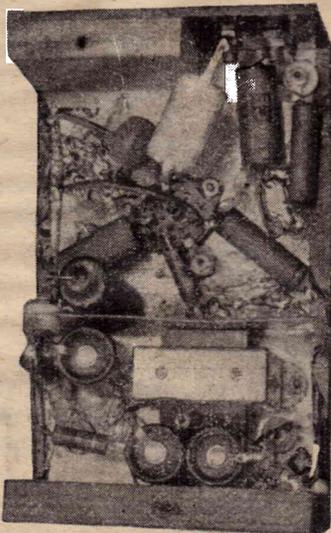
Câblage le condensateur variable CV, le cadre ferroxcube CF et le cadre bi-spires A, se trouvant fixés sur la boîte en métal contenant le châssis, nous établirons les connexion. de ces pièces en dernier. Tout d'abord, établissons une ligne de masse, en fil de cuivre étamé de 15/10, voisinant avec toutes les pièces devant être connectés avec elle (fig. 1). Dans l'ordre, voici les pièces qui doivent être connectées à la ligne de masse = la broche 7 de la lampe UF 41 en intercalant en série, une résistance au graphite (RI) de 470 Ω encadrée d'un condensateur fixe au papier (CI) de 0,1 μF. Sont également connectés à cette ligne de masse, le pôle négatif (—) de chacun des condensateurs électrochimiques (C9, C8, C7 et C6). Ensuite, on connecte à cette ligne de masse le condensateur fixe au papier (C2) de 10.000 pF, ainsi que le condensateur fixe au papier (C5) de 10.000 pF. La broche 5 de la lampe UF 41 est connectée à la self de choc (CH) type pour cadre antiparasite, ainsi qu'à la résistance (R2) de 1.000 Ω type 1 W, et au pôle positif (+) du condensateur électrochimique (C9) de 50 μF/150 V. La broche 2 de la lampe UF41 est connectée au condensateur fixe au mica (C3) de 250 pF, ainsi qu'au fil demeurant libre de la self



(Suite de la page 33.)

de choc CH. Le fil demeurant libre du condensateur fixe au mica C3 est connecté en PA à une douille de fiche banane très bien isolée (de préférence sur stéatite), douille qui sera ensuite connectée à la prise antenne du récepteur de radio (la dite connexion doit être entièrement sous souplisso blindé (le dit blindage devra être connecté au fil demeurant libre du condensateur C2), ainsi qu'à une douille pour fiche banane PT, douille qui sera par la suite connectée à une bonne prise de terre, si possible séparée et indépendante de celle du récepteur de radio). Le fil demeurant libre de la résistance au graphite (R2) est connecté au pôle positif (+) du condensateur électrochimique (C8) de 50  $\mu$ F/150 V. Ce pôle positif (+) du condensateur électrochimique C8 est également connecté au pôle positif (+) du condensateur électrochimique C7, ainsi qu'à la self de filtrage haute-tension (SF) type 250  $\Omega$ , 55 millis, 3 henrys. La cosse demeurant libre de la self de filtrage SF est connectée au pôle positif (+) du condensateur électrochimique (C6) de 50  $\mu$ F 150 V, ainsi qu'au pôle positif (+) du redresseur sec haute-tension (RD) de 120-130 V, 30 millis.

Le redresseur sec RD est encadré d'un condensateur fixe au papier (C4) de 20.000 pF. Le pôle négatif (-) du redresseur sec RD (cosse non repérée de peinture rouge) est connectée à un pôle du secteur (S2), ainsi qu'au fil demeurant libre du condensateur fixe C5, et également à la

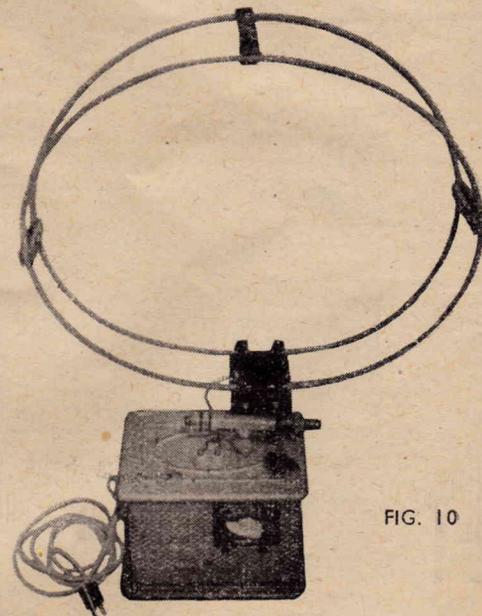


résistance chutrice de tension RB. La cosse demeurant libre de la résistance chutrice de tension (RB) est connectée à la broche I de la lampe UF41. La broche 8 de la lampe UF41 est connectée au pôle du secteur S1. Les connexions allant aux broches 1 et 8 de la lampe UF41 devront être en fil souple bien isolé, et torsadé (afin de neutraliser une induction possible du secteur alternatif). S1 et S2 devront être connectés à un fil souple torsadé bien isolé, et relié à une fiche mâle de prise de courant. L'alimentation, toutes les pièces s'y rapportant, et son câblage, doivent être séparés par blindage de la partie HF (lampe UF41, pièces s'y rapportant, et son câblage). Le câblage

indiqué terminé, nous plaçons le châssis dans une petite boîte en métal (fig. 10), sur laquelle nous aurons au préalable fixé mécaniquement le condensateur variable CV de 0,5/1.000 ainsi que le commutateur PO-GO (I), le cadre ferroxcube (CF) et le cadre bi-spires A (dont la construction a été décrite dans le paragraphe précédent). Voici comment terminer le câblage : les lames fixes du condensateur variable CV de 0,5/1.000 sont connectées à la broche 6 de la lampe UF41, ainsi qu'à une cosse du bobinage C du cadre ferroxcube CF. La cosse demeurant libre vers le centre de ce bobinage C est connectée à une cosse près du centre du bobinage B du cadre CF, ainsi qu'au plot PO du commutateur 1.

La cosse demeurant libre du bobinage GO B est connectée à la ligne de masse. Le frotteur du commutateur 1, est également connecté à la ligne de masse, ainsi que les lames mobiles du condensateur variable CV. Il ne reste plus qu'à connecter le cadre bi-spires. Voici comment un bobinage de 9 spires en fil de cuivre 4/10 isolé sous deux couches de soie naturelle (ou à défaut sous deux couches coton) D

est réalisé à spires jointives au milieu du bobinage PO C du cadre ferroxcube CF (fig. 1). La borne E du cadre bi-spires (Suite page 57).



# MESURES ET MISE AU POINT TV

par Gilbert BLAISE

## Vérification du matériel.

Avant d'entreprendre le montage d'un téléviseur et, plus généralement, d'un appareil électronique quelconque, il est indispensable de s'assurer que le matériel dont on dispose possède exactement les caractéristiques qu'on lui attribue.

Les risques d'erreur sur les valeurs des éléments sont beaucoup plus grands en technique électronique qu'en tout autre technique dans laquelle il y a lieu d'assembler des pièces détachées.

Ainsi, dans une automobile, chaque pièce détachée a un aspect déterminé et aucun mécanicien ne risquerait de confondre un carburateur avec un radiateur ou un pont arrière.

Par contre, en électronique et, dans notre cas, en télévision, l'aspect d'une résistance de  $10 \Omega$  est souvent identique à celui d'une résistance de  $10 M\Omega$ . Il se peut même qu'un débutant confonde une résistance avec un condensateur tubulaire.

En fait, le marquage des éléments constitutifs permet d'identifier tout élément R ou C, mais il est toujours possible qu'un marquage soit erroné, bien que cela se produise très rarement.

Le technicien lui-même peut se tromper dans l'interprétation du code des couleurs.

Dans d'autres cas, beaucoup plus nombreux, un élément, R surtout, a une valeur de l'ordre de grandeur de la valeur nominale, mais l'écart peut être suffisamment grand pour que cet élément donne lieu à de graves inconvénients. Ainsi, si dans un circuit cathodique de lampe finale de base de temps image la résistance de polarisation nominale est de  $150 \Omega$ , et si la résistance montée vaut  $110 \Omega$  seulement, on aura très vraisemblablement à subir les ennuis suivants : mauvaise linéarité verticale, usure rapide de la lampe, influence sur d'autres circuits en raison de l'augmentation de consommation de cette lampe, etc.

Ce seul exemple doit suffire pour convaincre le technicien que la vérification préalable du matériel s'impose.

Cette vérification consiste généralement dans la mesure de ses caractéristiques.

Parmi celles-ci, la plus importante est évidemment la valeur nominale : capacité d'un condensateur, résistance d'une... résistance (le même terme étant employé dans notre vocabulaire pour l'objet et sa valeur), coefficient de self-induction d'une bobine, etc.

Devrons-nous mesurer toutes les autres caractéristiques, comme, par exemple, la puissance d'une résistance, les pertes d'un condensateur, le coefficient de surtension d'une bobine?

La réponse est oui et non ! Il est utile de tout mesurer si la pièce détachée a été réalisée par nos soins. Ainsi, une bobine destinée à être montée dans un circuit VHF doit être bien déterminée, et nous ne nous contenterons pas de mesurer uniquement son coefficient de self-induction, mais aussi ses pertes en HF ce qui consiste dans la mesure du coefficient Q.

Le technicien débutant accordera toutefois un minimum de confiance à ses fournisseurs et considérera qu'un bloc de bobines est bon si les enroulements ne sont pas coupés ou en court-circuit. Il examinera aussi visuellement la pièce détachée à

monter. Cette vérification sommaire est généralement suffisante, car si le bobinage présente un défaut d'étalonnage ou une erreur de sens de branchement, ces anomalies très rares pourront être décelées sur l'appareil terminé.

Il reste toutefois un certain risque de voir d'autres pièces s'endommager.

Les lampes sont généralement bonnes si elles sont achetées chez un fournisseur sérieux et à un prix normal. Il est d'ailleurs toujours possible de les faire vérifier par le vendeur au moment de leur achat et même après, si l'on est un bon client de la maison...

En tout cas, nous décrirons ici la plupart des appareils de vérification et de mesure nécessaires aux techniciens TV en leur laissant le soin de juger si telle mesure doit être effectuée ou non.

Commençons par la mesure des résistances, en donnant d'abord quelques indications d'ordre technologique.

## Choix des résistances.

En télévision, les résistances doivent posséder des caractéristiques particulières à cette technique.

En premier lieu, il faut, évidemment, que leur valeur soit exacte, mais ceci n'est

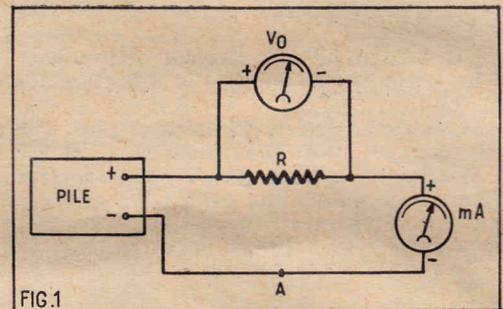


FIG.1

pas suffisant. Dans certains circuits parcourus par des courants à très haute fréquence (20 kHz à 250 kHz et même plus) les résistances doivent conserver leur valeur nominale.

Une résistance de  $10 k\Omega$  ne doit pas valoir  $2 k\Omega$  dans un circuit à 200 MHz.

L'invariabilité de sa valeur est obtenue par la manière dont est constituée la résistance. Une résistance pour VHF est généralement constituée par un bâtonnet isolant, recouvert d'une couche métallique très mince en argent ou autre métal, le tout protégé par une enveloppe en verre.

Aucun sillon ne doit être creusé dans la couche résistante afin d'éviter toute composante inductive. Les capacités parasites sont également évitées en réduisant la surface des contacts aux extrémités de la pièce détachées. Celle-ci sera aussi petite que possible.

Nous n'irons pas plus loin dans ces considérations technologiques, mais nous avons tenu à attirer l'attention du lecteur sur le fait que dans une résistance, le nombre d'ohms mesurés à 1.000 Hz n'est pas une indication suffisante pour connaître le comportement futur de la pièce détachée dans un circuit déterminé.

Pratiquement, le technicien exigera au moment de l'achat que sa résistance soit conforme aux caractéristiques qu'elle doit posséder aux fréquences de travail.

Ne pas oublier également la puissance. Si celle de la résistance considérée est trop faible, elle se détériorera avec une rapidité d'autant plus grande que le rapport entre la puissance nominale et la puissance réelle sera grand. Avant détérioration, la résistance changera de valeur et causera la détérioration d'un autre organe parfois précieux, comme, par exemple, le tube cathodique.

## Mesure des résistances.

Si la résistance est bien du type HF ou BF imposé, il ne restera qu'à mesurer sa valeur, ce qui peut être effectué en continu ou à fréquence basse, par exemple 1.000, 800, 500 ou 50 Hz.

La puissance peut être vérifiée ensuite avec un appareillage extrêmement simple.

Si l'on possède un contrôleur universel, l'ohmmètre de ce contrôleur permettra de mesurer la valeur de R, mais cette mesure peut être souvent imprécise surtout aux limites des échelles de lecture. Une mesure précise s'effectuera en se servant d'une source de tension, d'un voltmètre à forte résistance et d'un milliampèremètre.

Le montage bien connu de tous les électriciens est celui de la figure 1. La mesure est basée sur la loi d'ohm :  $R = E/I$  avec R en ohms, E en volts et I en ampères.

La résistance du voltmètre doit être très grande par rapport à celle présumée de R, par exemple 1.000 fois en plus. La résistance du milliampèremètre doit être petite par rapport à celle de R, mais dans le montage de la figure 1, cette condition n'est pas impérative, comme la précédente. Si la résistance du milliampèremètre est grande, il y aura une plus grande chute de tension, mais le principe de la mesure ne sera nullement faussé.

La mesure consiste à lire la valeur de E sur le voltmètre et celle de I sur le milliampèremètre et d'effectuer la division  $E/I$  pour obtenir R.

En pratique, des précautions doivent être prises afin d'éviter la destruction des instruments de mesure. Voici comment procéder. Nous connaissons la tension approximative de la pile, par exemple 4 V.

Le voltmètre sera protégé si on le place sur la sensibilité 4 V ou sur une sensibilité supérieure, par exemple 5 V, 6 V, 10 V, 15 V, etc. Car même si R et le milliampèremètre étaient remplacés par une connexion, la tension mesurée par le voltmètre ne pourrait dépasser celle de la pile. Le milliampèremètre sera protégé de la manière suivante. Avant d'effectuer la mesure ou le placera sur la sensibilité la plus grande, par exemple 1A, ce qui correspond à une résistance R de  $4\Omega$ , si la pile est de 4V. Si R est supérieure à  $4\Omega$ , il n'y aura aucune danger pour l'appareil mA. Il suffira ensuite de passer successivement sur des sensibilités de plus en plus faibles jusqu'à déviation de l'instrument couvrant une partie importante de l'échelle.

Si l'on doit mesurer des résistances plus faibles que  $4 \Omega$ , il suffira d'intercaler au point A une résistance de  $4 \Omega$  en parallèle sur un interrupteur. De cette façon, MA sera protégé en position 1A, même si la

UN VOLUME EST UN AMI QUE L'ON AIME CONSERVER  
UNE RELIURE EST INDISPENSABLE POUR LE GARDER EN BON ÉTAT  
Vous pourrez la confectionner vous-même à peu de frais en lisant :  
**COMMENT RELIER SOI-MÊME**  
**LIVRES, JOURNAUX, REVUES**  
par H. BOURDELON

160 pages et 80 illustrations.  
Indispensable à tous les amateurs d'art,  
de souvenirs et aux bibliophiles.  
LE VOLUME : 200 FRANCS

Ajoutez 30 francs pour frais d'expédition et adressez  
commande à la Société Parisienne d'Édition,  
43, rue de Dunkerque, Paris-10<sup>e</sup>, C. C. P. 259-10.  
Aucun envoi contre remboursement.

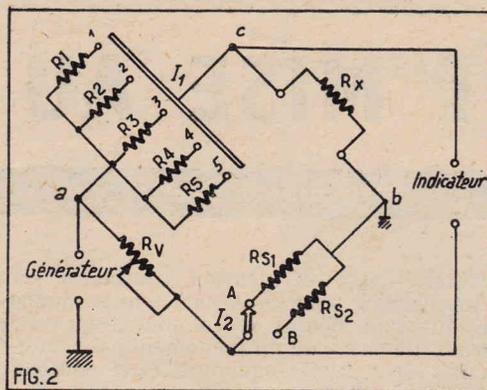


FIG. 2

résistance de la batterie (qui n'est pas obligatoirement une pile) était nulle. Avant de commencer la mesure, étant rassuré sur le sort du milliampèremètre, on court-circuitera la résistance de protection de 4 Ω. Pour d'autres sensibilités et tensions, sa valeur sera différente, bien entendu. Si la pile de 1 V et la sensibilité maximum du milliampèremètre est de 100 mA, la résistance de protection sera égale à  $1/0,1 = 10 \Omega$ . La méthode classique indiquée est extrêmement précise, mais peu pratique. Des ohmmètres plus maniables sont ceux à lecture directe. Parmi eux, les plus précis sont les ponts. Nous allons décrire ci-après un des appareils les plus connus.

#### Pont de Wheatstone.

Le schéma du pont de Wheatstone dans sa réalisation pratique pour laboratoire ou atelier est donné par la figure 2. Considérons d'abord la figure 3 qui indique le principe de ce point.

Le générateur G de tension alternative, applique cette tension aux points a et b, c'est-à-dire aux deux circuits  $R_v + R_x$  et  $R_v + R_s$ .

Un indicateur VL permet d'apprécier si les tensions aux points c et d sont égales ou non.

Si elles sont égales, VL indique zéro, soit visuellement, soit auditivement.

Si elles ne le font pas, on agit sur les éléments variables du pont pour que ces tensions deviennent égales. Dans ce cas, on a l'équilibre exprimé par :

$$\frac{R_x}{R_s} = \frac{R_e}{R_v}$$

d'où  $R_x = R_s R_e / R_v$

Si  $R_s$ ,  $R_e$  et  $R_v$  sont connues, la valeur de  $R_x$ , résistance à mesurer, le sera aussi.

La réalisation pratique de la figure 2 permet la lecture directe en étalonnant le cadran de  $R_v$ .

Voici d'abord les valeurs des éléments :  $R_v = 1.000 \Omega$ ,  $R_x =$  résistance à mesurer,  $R_{s1} = 10 \Omega$ ,  $R_{s2} = 1 M\Omega$ ,  $R_1 = 100 \Omega$ ,  $R_2 = 1.000 \Omega$ ,  $R_3 = 10.000 \Omega$ ,  $R_4 = 100.000 \Omega$ ,  $R_5 = 1 M\Omega$ . Le potentiomètre  $R_v$  monte en résistance variable, doit être

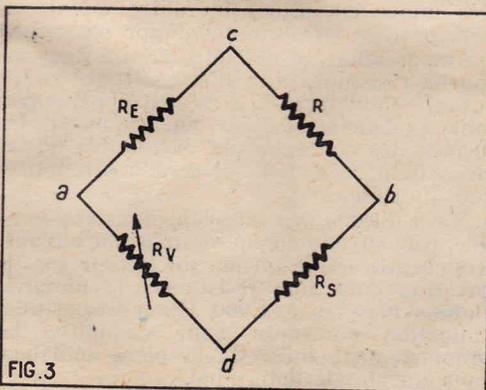


FIG. 3

linéaire, et son cadran sera gradué de 10 à 100. Plaçons d'abord  $I_2$  en position A, ce qui met en circuit  $R_{s1} = 10 \Omega$ . Plaçons ensuite le commutateur  $I_1$  en position 1. On a le rapport :

$$\frac{R_x}{10} = \frac{100}{R_v}$$

Si  $R_v = 1.000 \Omega$ ,  $R_x = 1 \Omega$  et si  $R_v = 10.000 \Omega$ ,  $R_x = 0,1 \Omega$ .

La position 1 de  $I_1$  permet de mesurer des résistances  $R_x$  comprises entre 0,1 Ω et 1 Ω.

On verra de la même manière que la gamme suivante est 1 à 10 Ω et ainsi de suite. Finalement, on pourra établir le tableau suivant :

Tableau I

Pos $I_1$	Somme (Ω)	Pos $I_2$
1A	0,1 à 1	A
2A	1 à 10	A
3A	10 à 100	A
4A	100 à 1.000	A
5A	1.000 à 10.000	A

La seconde gamme de résistances est obtenue en plaçant  $I_2$  en position B. Dans cette position,  $R_{s2} = 1 M\Omega$  est en circuit.

En position 1 de  $I_1$ , on a :

$$\frac{R_x}{1.000.000} = \frac{100}{R_v}$$

Si  $R_v = 1.000 \Omega$ ,  $R_x = 0,1 R_{s2} = 100.000 \Omega$ . Si  $R_v = 10.000 \Omega$ ,  $R_x = 0,01 R_{s2} = 10.000 \Omega$ . On obtient ainsi en position 1 de  $I_1$  la gamme 10.000 à 100.000 Ω.

En position 2, on a :

$$\frac{R_x}{1.000.000} = \frac{1.000}{R_v}$$

Si  $R_v = 1.000 \Omega$ ,  $R_x = 1.000.000 \Omega$  et si  $R_v = 10.000 \Omega$  on a  $R_x = 100.000 \Omega$ . La gamme est 100.000 Ω à 1 MΩ.

Le tableau des gammes en position B de  $I_2$  est :

Tableau II

Pos $I_1$	Gamme	Pos $I_2$
1B	10.000 à 100.000 Ω	B
2B	100.000 Ω à 1 MΩ	B
3B	1 MΩ à 10 MΩ	B
4B	10 MΩ à 100 MΩ	B
5B	100 MΩ à 1.000 MΩ	B

La difficulté qui se présente au réalisateur de ce pont réside dans le choix des résistances. Il faut qu'elles soient extrêmement précises (tolérances meilleures que 1 %) et  $R_v$  doit être linéaire et non inductive.

On adoptera quand même un modèle bobiné pour  $R_v$ . Il existe des potentiomètres bobinés non selfiques, mais ils sont plus onéreux que les autres. Ces potentiomètres doivent également être bobinés très régulièrement, de façon que la variation de leur résistance soit linéaire. Comme générateur, on utilisera le secondaire de 6,3 V d'un transformateur dont le primaire sera connecté au secteur (primaire dont le bobinage sera prévu pour celui du secteur).

Examinons le problème de la puissance des résistances du pont lorsque celles-ci sont de faible valeur, cas où elles dissipent le plus de puissance.

Reportons-nous à la figure 2.

Considérons la branche *adb*. Lorsque  $I_2$  est en position A et  $R_v$  au minimum, la résistance est de 1.010 Ω et le courant 6/1.000 A environ. La puissance en service est 36/1.000 W environ. On voit qu'un potentiomètre de 0,036 W conviendra. Pour plus de sécurité et de solidité de l'organe on adoptera un modèle de 1 W.



J'ai compris

L'ÉLECTRONIQUE

LA RADIO et LA TÉLÉVISION

avec la méthode unique de l'

ÉCOLE PRATIQUE

D'ÉLECTRONIQUE RADIO-TÉLÉVISION

Pour que vous vous rendiez compte, vous aussi, de l'efficacité de cette méthode, demandez en vous recommandant

DE RADIO-PLANS

l'envoi par retour du courrier, à titre d'essai et sans autre formalité, de la

**PREMIÈRE**  
**LEÇON GRATUITE**

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>)

Les résistances  $R_{s1}$  et  $R_{s2}$  seront du type 0,5 W. La branche  $acb$  du pont en position 1 de  $I_1$  a une résistance minimum  $R_1 = 100 \Omega$ , ce qui correspond à une puissance de 36/100 W. On prendra pour  $R_1$  un modèle 1 W.

Pour  $R_2$ , 0,1 W suffira. On adoptera pour  $R_2$  à  $R_5$  des résistances de 0,5 W avec une entière sécurité.

#### Utilisation du pont.

Rappelons l'utilisation du pont qui est extrêmement simple.

On connecte la résistance  $R_x$  à mesurer aux bornes qui lui sont réservées. Si l'on sait d'avance quelle est sa valeur approximative, on place  $I_1$  et  $I_2$  sur la gamme qui convient à la valeur présumée de  $R_x$ .

On branche l'indicateur et on règle  $R_v$  jusqu'à ce que l'ondicateur marque un minimum.

Ainsi, s'il s'agit d'un casque, le son sera nul ou tout au moins le plus faible possible.

Si l'indicateur est un voltmètre, la tension indiquée sera nulle ou minimum.

Comment lire directement sur le cadran de  $R_v$  la valeur de la résistance mesurée. La réponse à cette question est donnée au paragraphe suivant.

Avant de passer à ce problème, indiquons que si  $R_x$  est totalement inconnue on recherchera avec  $I_1$  et  $I_2$  le minimum de son. Ceci obtenu on agira sur  $R_v$  pour diminuer encore le son jusqu'à obtention de l'équilibre du pont, correspondant à des tensions égales en  $d$  et  $c$ .

#### Etalonnage de $R_v$ .

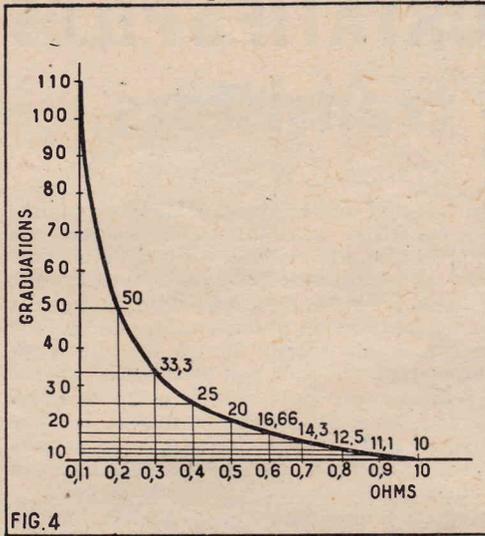
Si le potentiomètre  $R_v$  est livré avec un cadran gradué de 0 à 100 par exemple, avec des multidivisions, il sera facile de déduire de sa lecture, la valeur de la résistance. Seule, la partie 10 à 100 servira. Dans ce cas, 10 sera la graduation correspondant à  $R_v = 1.000 \Omega$ , 20 à 2.000... 100 à 10.000  $\Omega$ .

En position 1A, la sensibilité est de 0,1  $\Omega$  à 1  $\Omega$ . Lorsque  $R_v = 1.000 \Omega$  on a  $R_x = 0,1 \Omega$ , comme il a été indiqué plus haut et la graduation de  $R_v$  est 100.

Si  $R_x = 0,2 \Omega$ , la proportion :

$$\frac{R_x}{10} = \frac{100}{R_v}$$

donne  $R_v = 1.000/0,2 = 5.000 \Omega$ , par



conséquent,  $R_x = 0,2 \Omega$  correspond à  $R_v = 4.000 \Omega$ , c'est-à-dire à la division 50.

Pour  $R_x = 0,3 \Omega$  on trouve  $R_v = 1.000/0,3 = 3.333 \Omega$ .

Pour  $R_x = 0,4 \Omega$ ,  $R_v = 1.000/0,4 = 2.500 \Omega$ , etc.

Finalement on peut établir le tableau suivant :

Tableau III

0,1	100	(10.000 $\Omega$ )
0,2	50	(5.000 $\Omega$ )
0,3	33,33	(3.333 $\Omega$ )
0,4	25	(2.500 $\Omega$ )
0,5	20	(2.000 $\Omega$ )
0,6	16,66	(1.666 $\Omega$ )
0,7	14,3	(1.430 $\Omega$ )
0,8	12,5	(1.250 $\Omega$ )
0,9	11,1	(1.111 $\Omega$ )
1	10	(1.000 $\Omega$ )

Dans les positions suivantes on multipliera par 10, 10<sup>2</sup> (100), 10<sup>3</sup> (1.000), etc., les valeurs de  $R_x$  lues sur le cadran.

Celui-ci sera dessiné en tenant compte de la courbe de la figure 4.

On voit que l'échelle n'est pas linéaire, mais cette particularité est avantageuse pour la prévision des lectures.

Nous indiquerons dans la prochaine suite comment établir le cadran de ce pont-ohmmètre. D'autres ponts, seront étudiés par la suite.

## CADRE ANTIPARASITE

(Suite de la page 54).

(fig. 4) est connectée à l'entrée du bobinage D. La borne F du cadre bi-spires (fig. 4) est connectée à la sortie du bobinage D (fig. 1). Le point X (fig. 4) du cadre bi-spires, point qui correspond exactement à son milieu, est connecté à la ligne de masse. La boîte en métal servant de coffret (fig. 10), et toutes les parties métalliques du châssis sont connectés au blindage de la gaine CB.

#### Fonctionnement du cadre antiparasite « pas comme les autres ».

Les spires du cadre ferroxcube CF, sont toujours orientées dans la même direction que celles du cadre bi-spires A. Ce cadre ferroxcube CF sera correctement réglé, en déplaçant dans un sens ou dans l'autre ses bobinages sur son noyau en ferroxube. Le point PA (fig. 1) sera connecté à la prise antenne du récepteur (cette connexion devra être entièrement sous souplesse blindé, connecté à la ligne de masse, non directement, mais avec le condensateur fixe C2 de 10.000 pF intercalé en série dans cette connexion (fig. 1). Le point PT (fig. 1) blindage de la gaine GB, sera connecté à

une bonne prise de terre (si possible, indépendante et séparée du récepteur de radio). Mettre le commutateur PO-GO du cadre antiparasite, ainsi que celui du récepteur de radio, sur la gamme d'onde à recevoir. Branchez sur le secteur l'alimentation du cadre antiparasite et celle du récepteur de radio. Réglez le récepteur de radio, sur l'émetteur à recevoir, et ensuite manœuvrez le condensateur variable CV du cadre antiparasite, de manière à obtenir le maximum de puissance, et en même temps le maximum de puissance. Le réglage de puissance sonore se fait après uniquement sur le potentiomètre volume contrôle, placé sur le récepteur de radio.

#### Résultats et conclusion.

Cet original cadre antiparasites, vous donnera au moins d'aussi bons résultats qu'un cadre antiparasites à lampe, du type normal.

Mais dans certains cas, il est susceptible de vous en donner de meilleurs.

Vient de paraître :

# LA LIBRAIRIE PARISIENNE



## CATALOGUE GÉNÉRAL

d'ouvrages  
PRATIQUES  
et TECHNIQUES  
pour  
PROFESSIONNELS  
et AMATEURS

Les sommaires détaillés

d'ouvrages

dans tous les domaines :

Applications du froid  
Automobile - Aviation  
Bâtiment - Bobinages électriques  
Bois - Cinéma - Condensateurs  
Chauffage - Électricité  
- Électromécanique -  
Matières plastiques  
Métaux - Modèles réduits  
Moteurs - Peinture  
Photo - Plomberie  
Radio - Télévision - Transistors  
Serrurerie - Verre...

Prix : 250 F

Envoi franco contre la somme de  
300 F adressée à la

LIBRAIRIE PARISIENNE  
43, rue de Dunkerque, PARIS-X<sup>e</sup>.

C. C. P. PARIS 4949-29.

# ELECTROPHONE PORTATIF à PILES

## équipé avec 4 transistors

Jusqu'à présent les amateurs de musique ne pouvaient disposer, lors de leurs sorties en campagne, que d'un poste radio portatif. Nombreux sont ceux qui ont soupiré et regretté de ne pouvoir emporter avec eux leurs disques favoris. Hélas, un électrophone exigeait pour son alimentation le secteur électrique. Il aurait pu sembler que ce problème était pratiquement insoluble. Il s'avère de plus en plus qu'en matière de technique le mot impossible n'existe pas. L'apparition des transistors a ouvert une nouvelle voie, restait la question du tourne-disque. Il fallait mettre au point des moteurs suffisamment puissants pouvant fonctionner avec une tension de l'ordre de 9 V et dont la consommation serait suffisamment faible pour permettre l'utilisation de piles. Ce problème est maintenant chose faite et l'électrophone à batterie est devenu une réalité. A l'approche des beaux jours nous ne pouvons pas qu'un grand nombre de nos lecteurs veuille posséder un tel appareil; c'est ce qui motive la description qui va suivre.

Le schéma (fig. 1).

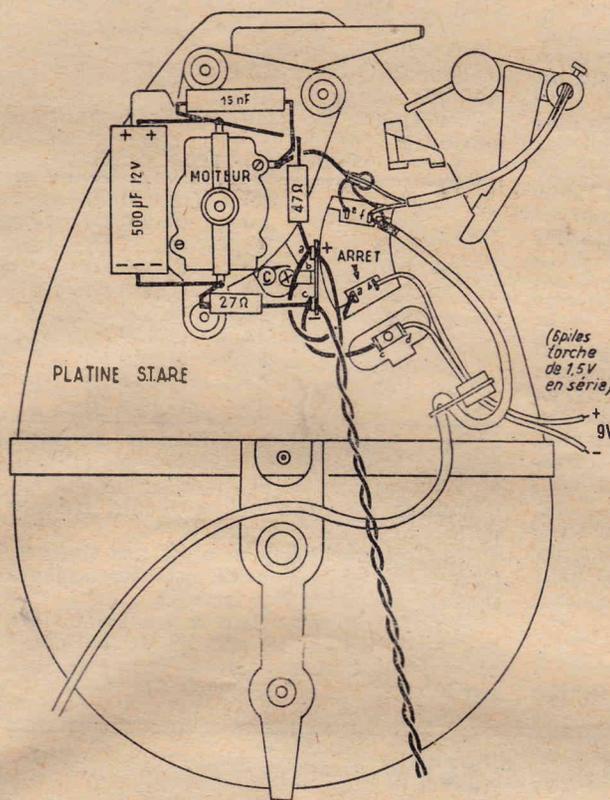
L'amplificateur de cet électrophone à piles est équipé de 4 transistors. Il est alimenté par une platine spéciale pour piles. Le pick-up est branché aux bornes d'un potentiomètre de 0,5 M $\Omega$  servant de volume contrôle. Le curseur de ce potentiomètre commande la base du premier transistor par l'intermédiaire d'un dispositif de contrôle de tonalité, et un condensateur de liaison de 10  $\mu$ F. Le dispositif de contrôle de tonalité

qui agit sur la transmission des aigus est constitué par un potentiomètre de 250.000  $\Omega$  dont le sommet est relié au curseur de potentiomètre de volume par une résistance de 220.000  $\Omega$  et dont le curseur est relié à celui du potentiomètre de volume par un condensateur de 1,5 nF. Le fonctionnement se comprend aisément. Lorsque le curseur du potentiomètre de tonalité est tourné à fond vers la masse, les fréquences aiguës sont dérivées vers celle-ci et sont donc très atténuées sur la base du transistor. La tonalité dans cette position est donc à prédominance grave. A mesure que l'on déplace le curseur vers l'autre

extrémité la résistance entre le condensateur de 1,5 nF et la masse augmente et la proportion de fréquences aiguës dérivées diminue. De plus la résistance entre le condensateur de 1,5 nF et la base du transistor diminue, ce qui facilite la transmission de ces fréquences que la résistance de 220.000  $\Omega$  bloque dans une certaine mesure. La résistance de 220.000  $\Omega$  a pour effet de diminuer l'action du potentiomètre de tonalité sur la puissance.

Le premier transistor que nous avons déjà mentionné sans le nommer est un 991 TH. La tension de sa base est obtenue par un pont de résistances 100.000  $\Omega$  côté + 9 V et 330.000  $\Omega$  côté - 9 V. La résistance insérée dans le circuit émetteur fait 2.700  $\Omega$  elle est découplée par un condensateur de 16  $\mu$ F. La charge du circuit collecteur est une résistance de 5.600  $\Omega$ . Le signal BF amplifié par ce premier étage est transmis à la base d'un second transistor 991TH par un condensateur de liaison de 32  $\mu$ F. Pour ce transistor le pont du circuit de base est formé d'une résistance de 12.000  $\Omega$  côté + 9 V et une de 47.000  $\Omega$  côté - 9 V. Dans son circuit émetteur est insérée une résistance de 100  $\Omega$  découplée par un condensateur de 100  $\mu$ F. Le circuit collecteur est chargé par le primaire du transformateur destiné à attaquer le push-pull final.

Le push-pull qui constitue l'étage de puissance est équipé de deux 988TH auxquels on peut substituer sans inconvénient des 941TH. La base de chacun de ces transistors est reliée directement aux extrémités du secondaire du transformateur driver. Le point milieu de ce secondaire aboutit à un pont de résistances dont la branche du côté + 9 V est une 120  $\Omega$  et celle côté - 9 V une 6.000  $\Omega$ . Les circuits sont communs et reliés au + 9 V par une résistance de 10  $\Omega$ . Naturellement dans les circuits collecteurs sont insérés les deux demi-primaires du



La platine, réduction 1/2.

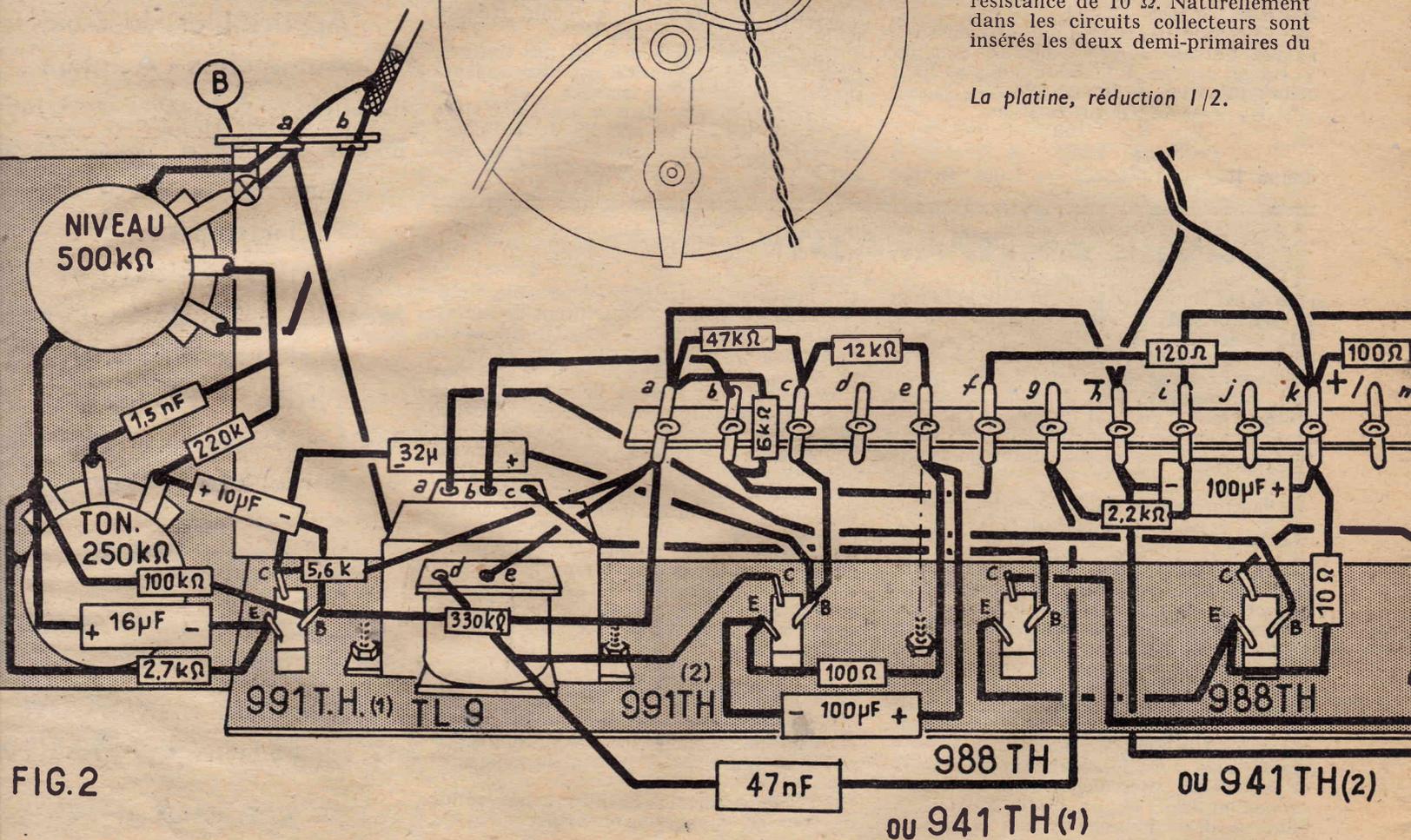


FIG. 2

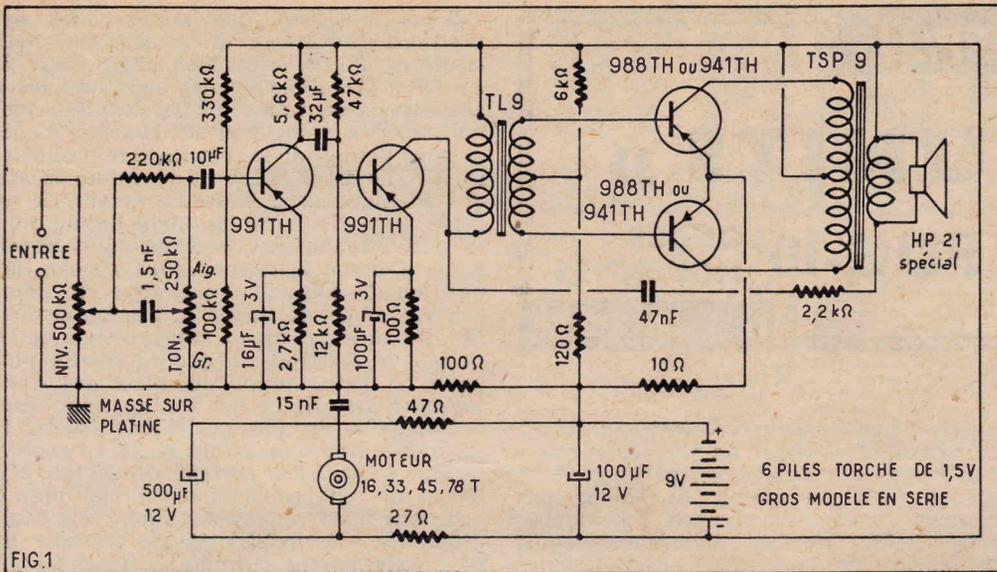


FIG. 1

transformateur de HP. Le point milieu est relié au — 9 V. Un circuit de contre-réaction est prévu entre le secondaire du transfo de HP et le collecteur du second 991TH. Ce circuit comporte une résistance de 2.200 Ω en série avec un condensateur de 47 nF. La présence du condensateur a pour effet de relever l'amplification des fréquences graves ce qui améliore la reproduction.

Notons dans la ligne + 9 V relative aux deux premiers étages la présence d'une résistance de 100 Ω.

Le schéma montre que le moteur du tourne-disque est alimenté par la batterie de 9 V. Ce moteur est très efficacement antiparasité grâce à un condensateur de 500 μF qui le shunte à deux résistances, une de 47 Ω et l'autre de 27 Ω situées dans les branches de la ligne d'alimentation. Enfin un condensateur de 15 nF relie un côté du moteur à la masse. La batterie qui est formée de 6 éléments de 1,5 V en série est découplée par un condensateur de 100 μF.

#### Réalisation pratique (fig. 2).

La figure 2 donne tous les détails de montage en ce qui concerne le câblage de l'amplificateur. Elle indique également son raccordement avec la platine tourne-disque. En premier lieu il convient bien entendu de réaliser l'amplificateur. Son support général est un petit châssis dont la forme est parfaitement définie sur la figure. La partie qui supporte les transformateurs et les supports de transistors est à angle droit avec la face avant sur laquelle sont montés les deux

potentiomètres 500.000 Ω et 250.000 Ω. Le relais B est soudé sur une cosse extrême du potentiomètre de 500.000 Ω. La barrette relais A est fixée à l'aide de deux tiges filetées dont l'une sert également à maintenir un côté de l'étrier du transfo de HP.

Lorsque toutes les pièces sont en place sur le châssis on passe au câblage. Le boîtier du potentiomètre de 500.000 Ω est relié avec du fil nu de forte section à la cosse a

et à la patte de fixation du relais B, à une cosse extrême et au boîtier du potentiomètre de 250.000 Ω. La cosse a du relais B est reliée de la même façon à l'étrier du transformateur driver TL9. La seconde cosse extrême du potentiomètre de 500.000 Ω est connectée à la cosse b du relais B. Entre le curseur de ce potentiomètre et celui du potentiomètre de 250.000 Ω on soude un condensateur de 1.500 pF. On dispose une résistance de 220.000 Ω entre le curseur du potentiomètre de 500.000 Ω et la seconde extrémité de celui de 250.000 Ω. Entre cette extrémité du potentiomètre de tonalité et la broche B du support de transistor 991TH (1) on soude un condensateur de 10 μF. Entre la broche E de ce support et l'autre extrémité du potentiomètre de tonalité on soude une résistance de 2.700 Ω et un condensateur de 16 μF. Entre cette extrémité du potentiomètre et la broche B du support de transistor on dispose une résistance de 100.000 Ω. Entre cette broche B et la cosse a du relais A on place une résistance de 330.000 Ω. Sur la broche C du support 991TH (1) on soude une résistance de 5.600 Ω allant à la cosse a du relais A et un condensateur de 32 μF qui va à la broche B du support de transistor 991TH (2).

La broche B du support 991TH (2) est connectée à la cosse c du relais A. On soude une résistance de 47.000 Ω entre les cosses a et c de ce relais et une de 12.000 Ω entre les cosses c et e. Entre la broche E du support de transistor et la cosse e du support de transistor et la cosse e du relais A on place une résistance de 100 Ω en parallèle avec un condensateur de 100 μF 3 V.

Le fil d du transfo TL9 est soudé sur la broche C du support 991TH (2), le fil e sur la cosse a du relais A, le fil b sur la cosse b du relais A, le fil a sur la broche B du support 988TH (1) et le fil c sur la broche B du support 988TH (2). On dispose une résistance de 6.000 Ω entre les cosses a et b du relais A et une de 120 Ω entre les cosses d et k. Les cosses b et f sont reliées ensemble. On soude un condensateur de 47 F entre la broche C du support 991TH (2) et la cosse g du relais A et une résistance de 2.200 Ω entre les cosses g et i du relais. La cosse i est connectée à la cosse c du transfo de HP. On réunit les broches E des deux supports 988TH et on soude une résistance de 10 Ω entre la broche E du support 988TH (2) et la cosse k du relais A. On soude encore une résistance de 100 Ω entre les cosses k et m du relais A et un condensateur de 100 μF 12 V entre les cosses h et k. On connecte la cosse k à la cosse a.

Pour le transfo de HP on relie : la cosse d à la broche C du support 988TH (2), la

cosse f à la broche C du support 988TH (1), la cosse e et la cosse a à la cosse h du relais A.

Lorsque l'amplificateur est câblé on vérifie soigneusement tous les circuits qui viennent d'être établis.

#### Liaison entre la platine et l'ampli.

La platine du tourne-disque est fixée sur le dessus du panneau intérieur de la mallette qui doit comporter la découpe nécessaire. L'amplificateur est fixé sous ce panneau qui bien entendu est traversé par les axes des potentiomètres. La position relative de la platine et de l'ampli est celle indiquée sur la figure 2. Sur le moteur on dispose les condensateurs et résistances de l'antiparasite. Le conducteur du fil blindé de la tête de lecture est soudé sur la cosse b du relais B et la gaine est reliée à la cosse a du même relais. Par un cordon à deux conducteurs on relie la cosse k du relais A à la cosse a du relais C situé sur la platine et la cosse h du relais A à la cosse c du relais C.

Le dispositif de branchement des piles est fixé sur le fond de la mallette par un cordon à deux conducteurs. Son pôle + est relié à la paillette b de l'arrêt automatique de la platine et son pôle — à la paillette d.

Le haut-parleur à aimant permanent de 19 cm à moteur inversé est monté dans le couvercle de la mallette. Il est relié au secondaire du transfo d'adaptation par un cordon à deux conducteurs.

Cet électrophone ne nécessite aucune mise au point particulière et doit fonctionner immédiatement. Si toutefois un accrochage se manifestait il faudrait inverser le branchement du circuit de contre-réaction sur le secondaire du transfo de sortie.

A. BARAT.

### DEVIS DES PIÈCES DÉTACHÉES NÉCESSAIRES AU MONTAGE DE LA MALLETTE ÉLECTROPHONE À PILES

● 4 TRANSISTORS ●

PUSH-PULL 750 mW - HAUT-PARLEUR de 21 cm. TONALITÉ RÉGLABLE

4 vitesses (16-33-45 et 78 tours)

Alimentation :

Moteur et amplificateur : 6 PILES de 1,5 V

Débit total 70 mA pour une puissance de 50 mW

- DESCRIPTION CI-CONTRE -



LE CHASSIS COMPLET, en pièces détachées, avec transistors « Thomson », haut-parleur et piles. Prix..... 11.9 10

LE TOURNE-DISQUES 4 vitesses. Moteur 6 volts..... 10.3 16

La mallette gainée (380 x 300 x 180 mm). 4.350

LA MALLETTE ÉLECTROPHONE complète, en pièces détachées..... 26.576

EN ORDRE DE MARCHÉ 32.928

Housse imperméable pour le transport, avec pochette à disques..... 2.150

CIBOT-RADIO 1 et 3, rue de Reuil, PARIS-XII<sup>e</sup>

Métro : Faidherbe-Chaligny. Tél. : DID 66-90. VOIR NOS AUTRES MONTAGES PAGES 2 ET 3.

GALLUS PUBLICITÉ

# LES « RF UNITS »

## LE RÉCEPTEUR FUG-10 ONDES MOYENNES

par J. NAEPELS

Dans notre article de février dernier, nous nous sommes efforcés d'attirer l'attention des amateurs sur l'intérêt que présentent pour eux les excellents convertisseurs ondes courtes et VHF qui équipaient primitivement le récepteur de radio-navigation britannique R1355, en commençant par la « conversion » la plus simple — à tel point que ce n'en est pratiquement pas une — du RF24 en convertisseur pour les bandes 20, 15 et 10 m, suivant le procédé « à la 75A », c'est-à-dire avec un oscillateur local fixe et balayage des bandes sur le cadran du récepteur de trafic servant de moyenne fréquence variable derrière le convertisseur. Pour être d'une simplicité biblique, cette conversion n'en donne pas moins des résultats surprenants et tous les amateurs auxquels nous avons fait la démonstration de notre zinzin en ont été enthousiasmés. L'un d'eux nous a cependant fait une réflexion qu'il nous paraît intéressant de rapporter, car la discussion qui en est résultée a mis en lumière un détail méritant d'être souligné.

« C'est d'autant plus extraordinaire », s'est exclamé cet amateur après notre démonstration, que le même RF24 donne des résultats sensiblement moins bons devant mon récepteur de trafic. » Nous lui avons aussitôt demandé quel était ce récepteur et, surtout, comment il effectuait la liaison convertisseur-récepteur. Nous avons ainsi appris que le circuit antenne du récepteur, auquel aboutissait le câble co-axial venant du convertisseur, était à basse impédance. Or, la sortie des « RF Units » s'effectue à haute impédance, d'où une très mauvaise adaptation expliquant la différence de rendement constatée. Le récepteur BC455 que nous utilisons derrière le RF24 présente en effet le grand avantage pour son emploi à la suite d'un convertisseur d'avoir une entrée antenne à haute impédance. L'antenne attaque directement la grille de commande de la lampe HF à travers un petit condensateur fixe de 11 pF. Rien n'empêche d'appliquer ce procédé sur un récepteur ayant normalement une entrée antenne à basse impédance : connecter le coaxial venant du convertisseur à la broche grille de commande de la lampe HF en intercalant un condensateur fixe de très faible valeur (à déterminer expérimentalement mais n'excédant pas 10 pF). Il faut, dans ce cas, retoucher le trimmer du circuit d'accord-antenne, mais, si la valeur du condensateur fixe à intercaler est bien choisie, cette retouche doit être minime. Ce procédé est somme toute plus pratique et de meilleur rendement que celui consistant à remplacer le self MF (L5) du RF24 par un transformateur permettant d'avoir à son secondaire une sortie à basse impédance, procédé que nous mentionnons cependant pour mémoire.

Nous avons également eu l'occasion de constater que l'oscillateur local de certains RF24 avait une dérive abusive alors que la stabilité des autres était normale. En interchangeant les VR65, nous avons pu constater que la lampe n'était pas en

cause et que le défaut était imputable à un condensateur fixe. Le remède consiste dans ce cas à remplacer les petits condensateurs fixes du circuit oscillateur par d'autres — céramique ou mica — de qualité irréprochable afin de déterminer lequel est fautif.

La stabilisation de la tension anodique de la lampe oscillatrice par régulatrice au néon est naturellement recommandable, bien que ne s'imposant pas. On pourrait également envisager le remplacement de la VR65 oscillatrice par un autre type de lampe ayant un échauffement moindre. Cependant, cela n'est pas aussi simple qu'on pourrait le croire à première vue car il ne faut pas oublier que le changement de fréquence par injection de l'oscillation locale dans la cathode de la mélangeuse demande un signal hétérodyne énergétique qu'il peut être difficile d'obtenir avec une lampe moins gourmande.

La fin du fin, du point de vue amélioration de la stabilité est évidemment le contrôle pour quartz de l'oscillateur local. Nous aurons ultérieurement l'occasion de revenir sur cette question, ainsi que sur bon nombre d'autres, les possibilités de conversion de ces blocs étant multiples.

Parmi ces possibilités, il y a celle de modifier les bobinages pour utiliser une gamme moyenne fréquence variable autre que celle des 8 MHz et même pour recevoir d'autres bandes amateurs que celles des 20, 15 et 10 mètres.

En ce qui concerne la modification de la MF, disons de suite que nous ne sommes pas partisans de la ramener aux alentours de 7 MHz car les stations de radiodiffusion et les brouilleurs sont tellement puissants dans cette région qu'ils risquent de filtrer à travers le convertisseur. Nous conseillons plutôt à ceux qui ne peuvent pas avoir une MF entre 7,5 et 9 MHz d'en prendre carrément une entre 3 et 6 MHz. Il suffit pour cela d'ajouter des spires à la self MF (L5) et de mettre des condensateurs supplémentaires en parallèle sur les ajustables du circuit oscillateur.

Signalons d'autre part une amélioration que nous avons apportée au RF24 depuis la parution de notre précédent article. Elle concerne la réception de la bande 10 m.

Nous utilisons en MF variable, rappelons-le, un récepteur couvrant une gamme de 6 à 9 MHz. Or, si les bandes amateurs des 20 et 15 m sont relativement étroites (250 kHz et 450 kHz), celle des 10 m (de 28 MHz à 29,7 MHz) est très large (1.700 kHz). En réglant le convertisseur de façon que la fréquence 28 MHz corresponde à celle de 9 MHz lue sur le cadran du récepteur, nous trouvons la fréquence 29,7 à la graduation 7,3 MHz du cadran, c'est-à-dire dans la zone encombrée de brouilleurs de la bande 40 m. D'autre part, la nécessité de laisser passer une bande aussi large de fréquences oblige à amortir considérablement les circuits HF du convertisseur pour ne pas avoir des variations trop importantes de sensibilité d'une extrémité à l'autre de la bande.

Nous rappelant que nous avions des positions inutilisées du contacteur nous avons eu l'idée de fractionner en deux la bande 10 m. Chacune des sous-gammes a ainsi une largeur de 850 kHz, ce qui permet un accord bien meilleur sur chacune d'elles et nous permet de ne pas faire se promener la MF hors de la zone de calme relatif des alentours de 8 MHz. La sensibilité du convertisseur sur 10 m, déjà bonne sans ce perfectionnement, devient ainsi excellente. Comme il restera ainsi encore une position du contacteur inutilisée, on pourrait envisager de même le fractionnement de la bande 10 m en trois sous-gammes, ce qui permettrait un accord encore plus précis et l'élimination complète des résistances d'amortissement sur les bobinages.

Nous n'avons pas parlé jusqu'ici de la possibilité d'utiliser RF24 et 25 en convertisseurs à oscillateur variable devant une MF fixe. Une telle conversion est identique à celle que nous venons d'étudier, à la seule différence près qu'il suffit de brancher un petit condensateur variable de 15 à 20 pF en parallèle sur l'oscillateur local. La seule difficulté est d'ordre mécanique. En effet, qui dit CV dit cadran et il n'y a guère de place pour le mettre sur le panneau avant du bloc. La solution consistant à éliminer le contacteur pour le remplacer par l'axe du CV ne nous semble pas intéressante car le convertisseur ne peut ainsi être utilisé que pour une seule bande. La meilleure solution serait à notre avis de mettre le CV et le cadran « hors-bord » le long de l'une des parois latérales du convertisseur qui ne pourrait plus ainsi rentrer dans son tiroir blindage.

Beaucoup plus intéressants pour les tenants du convertisseur à oscillateur variable sont les deux autres modèles de « RF Units ».

### Les RF26 et 27.

Nous ne mentionnons le RF26 que pour mémoire étant donné qu'à part ses bobinages il est identique au RF27 et que, d'autre part, il est actuellement introuvable en France. Pour une raison tout aussi inexplicable, il court littéralement les rues en Angleterre.

De par sa gamme de 65 à 85 kHz, le RF27 est d'ailleurs plus intéressant que le RF26 (45 à 65 kHz). Il offre tout d'abord aux amateurs désireux de tâter des VHF un convertisseur tout à fait honorable et bon marché pour la bande 72 MHz. Pour l'amateur se trouvant dans une région possédant un réseau 72 actif, il peut constituer un bon appareil de démarrage qu'il sera possible d'améliorer par la suite. Bien que son oscillateur local ne soit pas contrôlé par cristal, sa stabilité est acceptable et, à Paris, il nous a permis de recevoir dans de bonnes conditions tous les habitués du réseau 72 local.

Nous ne nous étendrons pas pour le moment sur les possibilités qu'offre le RF27 aux amateurs de VHF car elles sont déjà connues de la plupart d'entre eux. Il en est par contre d'autres sur lesquelles l'attention n'a pas encore été attirée et qui intéressent un public plus vaste.

Tout d'abord, le RF27 constitue un excellent « Tuner FM » qu'il suffit de brancher devant un ampli MF avec limiteur et discriminateur suivi d'un ampli BF pour obtenir un excellent récepteur à modulation de fréquence. A titre de référence, précisons qu'à Tours (Indre-et-Loire), avec une simple antenne doublet intérieure au second étage d'un immeuble, un tel ensemble nous a permis de recevoir confortablement les émetteurs FM de Bourges (Cher) distants de 130 km.

Pour les amateurs d'ondes courtes, désireux de réaliser eux-mêmes leur poste de trafic en s'inspirant de l'excellente réali-

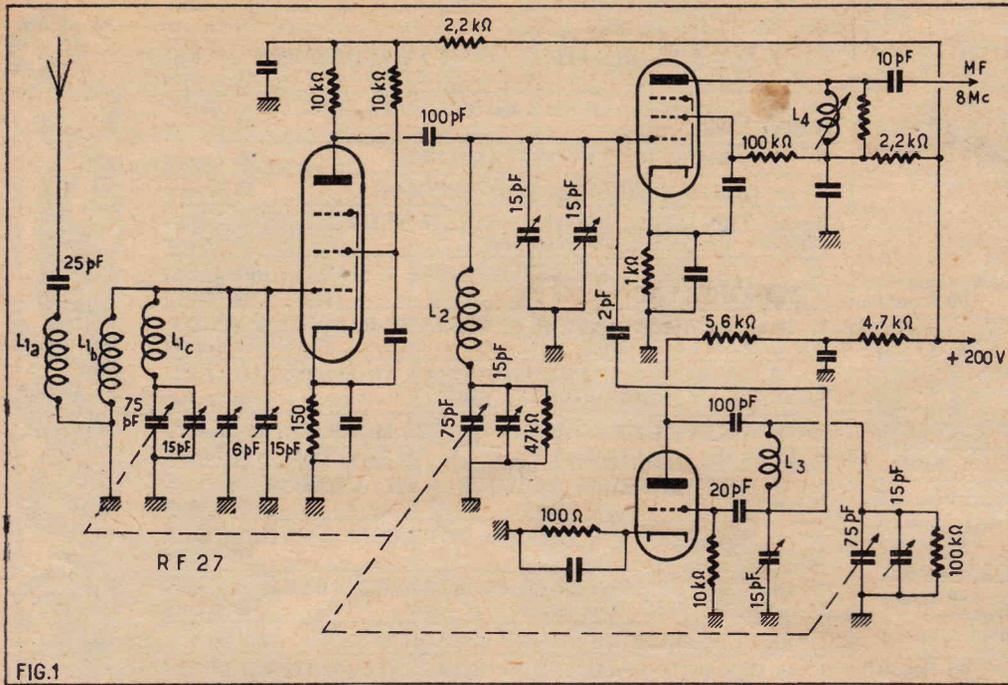


FIG.1

sateur variable de 6 pF monté sur le panneau avant permet en outre de figurer l'accord antenne.

L'oscillateur local est du type Colpitts. Très important est le petit ajustable de 15 pF, situé dans le compartiment arrière sous le châssis, reliant à la masse l'extrémité reliée à la grille oscillatrice du bobinage L3. En agissant sur cet ajustable on peut en effet modifier sensiblement l'étendue de la gamme couverte. (Il faut bien entendu agir en même temps sur les autres pour rétablir l'alignement). C'est notamment en agissant sur cet ajustable et en mettant les autres sensiblement à leur minimum de capacité qu'on arrive à monter au-delà de 100 MHz pour couvrir l'ensemble de la gamme modulation de fréquence.

Nous ne doutons pas qu'avec les suggestions et renseignements que nous venons de donner nombre de nos lecteurs n'arrivent à tirer un excellent parti de cet appareil polyvalent auquel nous pouvons prédire une brillante carrière.

J. NAEPELS.

**Nos lecteurs recherchent.**

Schéma et documentation sur le fréquencesmètre britannique W1191; sur l'émetteur Bendix TA2J; sur le récepteur américain (?) R237B/VR.

Les points d'alignement précis du récepteur S20R Hallicrafters.

Quelqu'un peut-il les dépanner ?

**En écrivant aux annonceurs recommandez-vous de RADIO-PLANS**

**36 MONTAGES !...**

avec schémas, descriptions techniques et devis détaillés :

- ★ RÉCEPTEURS AM ou AM-FM.
- ★ RÉCEPTEUR A TRANSISTORS.
- ★ TUNER F.M.
- ★ AMPLIFICATEURS HI-FI.
- ★ AMPLIFICATEURS STÉRÉOPHONIQUES.
- ★ ÉLECTROPHONES.
- ★ TÉLÉVISEURS.
- ★ HÉTÉRODYNE.

etc..., etc...

Cette importante documentation de 76 pages vous sera adressée contre 200 F pour participation aux frais. (En timbres-poste ou virement à notre C.C.P. 658-42 PARIS.)



42 bis, rue de Chabrol, PARIS-X<sup>e</sup>

Tél. PRO : 28-31. C.C.P. 658-42 Paris

Métro : Poissonnière - Gare de l'Est et du Nord.



**ATTENTION!** Ceci n'est que la Nouvelle Édition augmentée de la partie « Nos Ensembles prêts à câbler » de notre « MEMENTO » dont l'Édition complète est envisagée pour septembre 1959.

GALLUS-PUBLICITÉ

sation présentée par F9RC dans notre numéro 124 de février 1958, le RF27 fournit une impeccable platine HF et premier changement de fréquence. Mieux qu'un long discours, une comparaison de la figure 1 ci-jointe donnant le schéma du RF27 avec la figure 2 de notre numéro 124 fera saisir la similitude des deux montages. Tous les bobinages du bloc devront naturellement être éliminés et remplacés par d'autres appropriés à la réception des bandes ondes courtes. Nous voyons très bien le rotacteur préconisé par F9RC monté le long du côté gauche du bloc, les flasques se trouvant dans le prolongement des cloisonnements intérieurs du châssis.

Une autre possibilité intéressante consisterait à modifier simplement les bobinages du RF27 pour lui permettre de recevoir une seule gamme ondes courtes englobant le 7 MHz et le 8 MHz et de faire attaquer par la sortie de la mélangeuse un ampli MF 455 kHz. Une telle gamme permettrait d'utiliser le RF27 en moyenne fréquence variable derrière un RF24 qui lui serait accolé.

Le RF27, vous le voyez, peut être mis à toutes les sauces. Examinons-le de plus près.

Alors que la pièce maîtresse des RF24 et 25 est le contacteur, celle du RF27 est un groupe de trois condensateurs variables à lames argentées commandés par un excellent démultiplicateur Muirhead dont la collerette en matière plastique translucide est étalonnée de 0 à 180° et éclairée par une petite ampoule disposée à l'intérieur. Chacun de ces trois CV a une capacité totale de 75 pF. Le CV de l'oscillateur et celui du circuit grille de la mélangeuse forment un seul bloc à deux cages. Par contre celui d'accord du circuit d'entrée a son axe accouplé à celui des deux autres par un flector isolant, ce qui constitue une excellente précaution contre les accrochages.

Le fonctionnement sur VHF a d'autre part entraîné l'utilisation de lampes mieux adaptées à cet usage que les VR65. Le RF27 se compose d'une EF54 en HF, d'une autre EF54 en mélangeuse et d'une EC52 en oscillatrice. La EF54 (VR136) est une version améliorée de la EF50 dont la pente a été portée à 8 mA/V. Ses capacités internes et son souffle ont été réduits pour lui permettre de monter à 300 MHz. Son brochage est le suivant (en partant de l'ergot et en tournant dans le sens des aiguilles

d'une montre) : 1 = filament ; 2 = plaque ; 3 = écran ; 4 = cathode ; 5 = cathode ; 6 = grille de commande ; 7 = cathode ; 8 = cathode ; 9 = filament. Remarquez que la cathode est reliée à quatre broches devant chacune être découplée à la masse.

La EC52 (VR137) est une triode à forte pente (6,5 mA/V) pouvant monter encore plus haut en fréquences et dont voici le brochage : 1 = filament ; 2 = grille ; 3 = cathode ; 4 = plaque ; 9 = filament. Les broches 5, 6, 7 et 8 ne sont pas connectées.

Ces deux types de lampes ont le culot locktal grand format anglais à 9 broches.

L'une des particularités du montage, propre à surprendre le novice, est le système d'accord-série des bobinages HF, les CV étant intercalés entre la base des enroulements et la masse. Ce système est préférable au procédé classique suivant lequel le CV est en parallèle sur le bobinage lorsque, comme c'est ici le cas, on travaille en VHF avec des lampes ayant des connexions internes assez longues. Il permet en effet d'utiliser des bobinages d'inductance plus élevée, et donc de qualité meilleure, qu'avec l'accord en parallèle.

Le groupe de bobinages d'entrée, sur deux mandrins séparés non couplés inductivement, peut également intriguer certains de nos lecteurs. L1a-L1b, sur un premier mandrin, constitue un transformateur élévateur d'impédance. L'arrivée d'antenne s'effectue en effet par coaxial à basse impédance. Pris isolément, ce transformateur est aperiodique, son secondaire ayant beaucoup plus de spires qu'il n'en faudrait pour résonner sur la gamme de réception. On obtient ainsi un meilleur couplage et une meilleure adaptation que si l'antenne avait été couplée par une seule spire à la bobine accordée L1c. Cependant, L1b est branchée en parallèle sur L1c et l'inductance accordée est égale à

$$\frac{1}{L1b} \pm \frac{1}{L1c}$$

Si l'on désire utiliser une antenne folded à descente en twin lead 300 Ω, il convient d'augmenter le nombre de spires de l'enroulement L1a que l'on peut porter à une dizaine de spires.

Le reste du schéma parle de lui-même. On remarquera qu'il existe des petits ajustables de 15 pF, à la fois en parallèle sur les CV et en parallèle sur l'ensemble des circuits oscillants HF. Un petit conden-

# STATION FONE et CW 80, 40 et 20 M RÉCEPTEUR, ÉMETTEUR ET MODULATEUR

par A. CHARCOUCHET (F.9.R.C.)

Nous vous proposons ce mois-ci, un ensemble récepteur, émetteur, téléphonie et télégraphie qui permettra aux amateurs de réaliser des liaisons confortables sans pour cela mettre en danger le compteur électrique du QRA.

## Description du récepteur.

Ce petit récepteur possède bien des avantages demandés à ceux comportant un beaucoup plus grand nombre de tubes à une réjection de la fréquence image, une sélectivité, une sensibilité excellente. Il a en outre une puissance suffisante pour alimenter un HP donc encore mieux un casque (fig. 1).

Avec ses trois tubes plus une valve, notre récepteur peut être réalisé par un débutant sans grande mise de fond. Les bobinages HF, oscillateur et MF sont réalisés à peu de frais. La seule difficulté peut venir de ces bobinages, mais si les données sont suivies scrupuleusement, il n'y aura que très peu ou pas de mise au point à faire. Un grip dip sera d'un très grand secours pour ce travail. Les tubes utilisés sont : ECH81, 6BA6, 6AQ5.

L'alimentation elle aussi, est tout ce qu'il y a de plus classique.

La ECH81 est montée en changeuse de fréquence remplissant, les fonctions d'oscillatrice pour la partie triode et de mélangeuse pour la partie pentode. La moyenne fréquence résultant du mélange : fréquence reçue par l'antenne, plus — ou moins — fréquence d'oscillation, étant de 1.600 kHz, il est assez facile de réaliser les bobinages MF, en utilisant d'anciens transformateurs 472 kHz ou autres. Cette moyenne fréquence n'est pas amplifiée, la détection à réaction donnant une très grande sensibilité. Cette fonction est assurée par un tube miniature 6BA6. La BF, issue de la

détection est appliquée directement à un tube 6AQ5. Si le niveau sonore n'est pas jugé suffisant, ce dernier pourra très bien être remplacé par une EL84, qui délivre plus de puissance et possède une pente plus grande.

La sélectivité et la sensibilité sont obtenues en poussant la réaction de la détection juste à la limite de l'oscillation, pour la réception de signaux téléphoniques et en dépassant légèrement cette limite pour la réception de signaux télégraphiques. Le réglage de la réaction, nous venons de le voir, agit sur la sensibilité générale de ce récepteur et permet d'éviter les blocages lors de la réception de signaux puissants. Il en sera de même en téléphonie et en télégraphie.

L'écoute se fera en haut-parleur ou avec un casque, muni d'une fiche genre téléphonique, qui par son introduction dans le jack coupera la bobine mobile du haut-parleur ou mieux inversera le transfo du HP sur une résistance de quelques ohms remplaçant la bobine mobile. La tension alternative nécessaire au casque est recueillie à travers un condensateur de forte valeur et de bon isolement sur la plaque de la lampe finale.

Une seule précaution est à prendre : faire un câblage très rigide pour empêcher les glissements de fréquence lors de la manipulation du récepteur. Pour éviter les capacités parasites, il y aura lieu de câbler les circuits le plus court possible, afin d'avoir de meilleurs résultats sur 10 m. La commutation des bandes est réduite au strict minimum puisque nous avons utilisé des selfs interchangeables pour réduire notre prix de revient. Un contacteur n'est pas toujours ce qu'il y a de mieux au point de vue longueur des connections.

Quant au rotacteur, tout le monde ne peut s'en procurer (1).

Le récepteur sera monté sur un châssis de 12x16x20 cm, en aluminium de 15 à 20/10 ou en tôle de 10/10. Un panneau avant supporte le condensateur variable, son démultiplicateur, le potentiomètre, ainsi que le jack du casque, l'interrupteur HT, et au besoin l'interrupteur secteur et une lampe témoin.

## Fonctionnement de ce récepteur.

La tension HF recueillie par l'antenne est appliquée à un bobinage de quelques spires, couplé à un autre bobinage en comportant un nombre plus important. Ce dernier permet d'élever la tension recueillie et aussi d'adapter l'impédance d'entrée à l'impédance de grille de la lampe changeuse ; par contre ce circuit est accordé sur la fréquence à recevoir par un condensateur fixe, différent suivant la bande de fréquence reçue et un condensateur variable de 50 pF qui permet l'étalement dans la bande choisie.

La tension ainsi produite est appliquée à la grille de la partie pentode de la ECH81. La partie triode est montée en oscillateur Hartley avec bobine d'entretien plaque, et self de grille accordée comme dans la plupart des montages de BCL. Il est à remarquer que l'alimentation HT de la plaque est effectuée en série, alors que ce système est le plus souvent employé dans les montages tous courants. Cette HT est ramenée à une valeur normale pour cette électrode par une résistance de 30.000  $\Omega$  et découplée à la masse par un condensateur de 0,1  $\mu$ F 1.500 V. La grille oscillatrice est réunie à la cathode par une résistance de 50.000  $\Omega$  et au bobinage d'accord par un condensateur mica de 50 pF. En parallèle sur la grille oscillatrice se trouve la grille n° 3 de la partie pentode qui opère le mélange des fréquences. L'écran est alimenté en HT par une résistance de 22.000  $\Omega$  et découplé à la masse par un condensateur de 0,1  $\mu$ F 1.500 V. Sur la plaque nous recueillons la moyenne fréquence 1.600 kHz mise en évidence par le bobinage accordé en série dans la plaque et conduisant la HT à la plaque de la pentode. Le circuit accordé sur 1.600 kHz dans la plaque de la ECH81 fait partie du transformateur qui assure la liaison entre la changeuse et la détectrice à réaction.

Le secondaire de ce transformateur est relié d'un côté à la masse et de l'autre à la grille n° 1 de la 6BA6 par une résistance de 5 M $\Omega$  shuntée par un condensateur de 100 pF constituant ainsi l'ensemble de détection. Ce point est très délicat et il y aura lieu d'éviter les couplages parasites en blindant condensateur et résistance, par une gaine de diamètre approprié, qui sera réunie ou soudée directement à la masse. D'autre part, la connection devra être la plus courte possible, pour ne pas ramasser des ronflements intempestifs. La

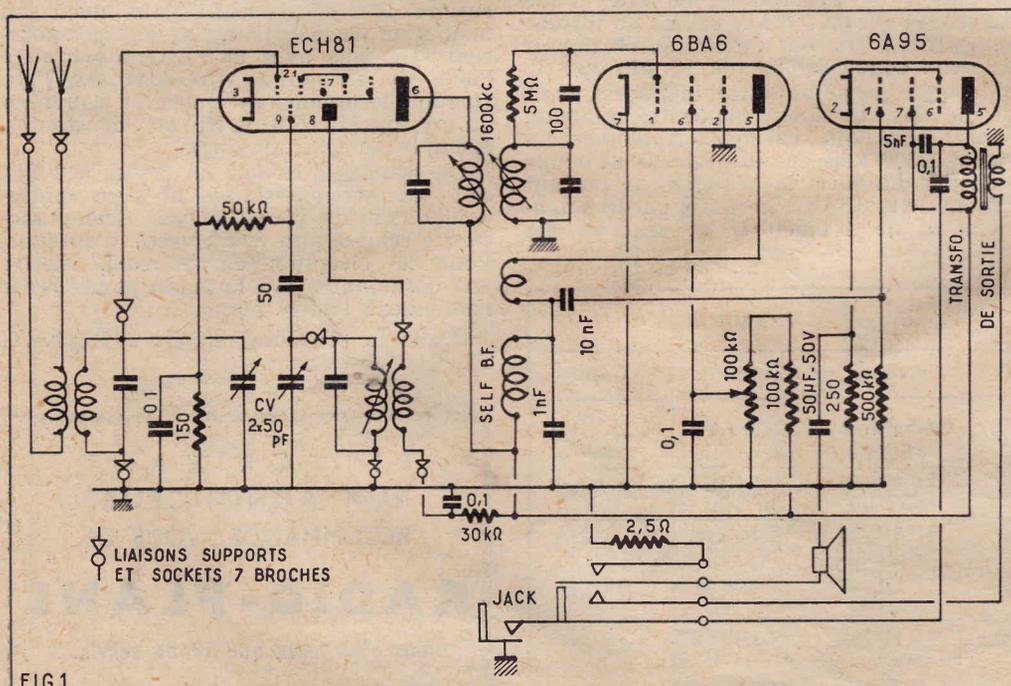


FIG.1

(1) Une grande marque de contacteur et de rotacteur livre à la pièce ce matériel.

cathode de la détection est à la masse car une polarisation supplémentaire perturberait la détection. D'ailleurs la lampe est polarisée par la résistance de détection en série entre le bobinage et la grille.

La réaction est obtenue par un bobinage qui rapporte une partie de la tension HF sur la grille. Cette réaction est dosée par variation de la tension continue d'écran qui fait varier l'amplification, et de ce fait la tension HF reportée sur la grille. La tension d'écran est rendue variable par un montage potentiométrique, composé : à partir de la HT d'une résistance de 100.000  $\Omega$  et d'un potentiomètre de même valeur dont une extrémité est à la masse. De cette façon, la tension d'écran sera variable de zéro à la moitié de la HT, permettant de doser la réaction, ainsi que la basse fréquence issue de la détection.

La plaque, nous l'avons vu, assure la réaction sur la grille de la 6BA6, par quelques spires de couplage en série — pour le courant continu — avec une self de

choc BF, d'une impédance la plus élevée possible. Cette self a pour effet de faire apparaître à ses extrémités une tension basse fréquence, détectée par la 6BA6. La tension BF est appliquée à la grille de la lampe finale 6AQ5, réunie à la masse par une résistance de 500.000  $\Omega$ . La cathode assure la polarisation de la 6AQ5 par une résistance de 250  $\Omega$  et un condensateur de 50  $\mu\text{F}$  50 V. L'écran est réuni directement à la HT, mais si l'on veut réduire la consommation de la lampe finale, on pourra alimenter cet écran par une résistance de 20.000 à 50.000, découplée à la masse par un condensateur d'un minimum de 0,1  $\mu\text{F}$ . La plaque est alimentée en HT à travers un transformateur de 5.000  $\Omega$  d'impédance primaire et de 2,5  $\Omega$  secondaire. La bobine mobile du HP est réunie d'une part à la masse et d'autre part à l'un des côtés de l'inverseur du jack de casque. Le secondaire du transformateur de sortie BF, ayant l'un des côtés à la masse, et l'autre au contact central de l'inverseur.

### [Réalisation du transformateur 1.600 kHz.

Nous l'avons dit plus haut, il est très facile de réaliser le transformateur 1.600 kHz à réaction. Chaque OM a toujours dans ses tiroirs, des transformateurs de BCL plus ou moins anciens de 472 ou 455 kHz. A partir de ces pièces, nous aurons d'excellents résultats quelque soit le type de transformateur. Sortir d'abord les bobinages de leur blindage. Si l'on se trouve en présence de MF à pot fermé, il faut ouvrir ces pots en faisant attention de ne pas briser les deux parties.

Le bobinage se compose d'environ 200 spires de fil de litz bobiné en nid d'abeille, accordé par un condensateur dont la plupart du temps la valeur n'est pas indiquée. Supprimer les condensateurs d'origines. Débobiner les spires en n'en conservant que 90, lesquelles avec un condensateur de 100 pF, s'accorderont sur la fréquence de 1.600 kHz environ. Pour vérifier la fréquence, de moyenne à pot fermé, il faut provisoirement remonter le pot, cela se comprend facilement, le circuit n'étant pas refermé complètement. Cette vérification sera faite à l'aide d'un grid dip, ou suivant le montage de la figure 2, c'est-à-dire par une hétérodyne et un voltmètre à lampe.

En faisant varier la fréquence de l'hétérodyne, on observera une augmentation de la tension lue sur le voltmètre ; ce qui correspond au réglage du circuit oscillant. La même opération sera faite pour les deux bobinages. Afin d'obtenir la réaction par la grille dans le second détecteur, on ajoute au transformateur MF une bobine à réaction constituée par 3 tours de fil 7/10, 2 couches de coton ou soie, bobinés sur le noyau du transformateur MF juste contre l'enroulement de grille. Il ne faut pas beaucoup de réaction puisqu'il

n'y a pas d'antenne pour charger le détecteur et celui-ci entre, dès lors, en oscillation avec très peu de réaction. Pour obtenir le maximum de performance, le détecteur doit entrer en oscillation pour une tension d'écran d'environ 35 à 40 V. Enroulez les trois spires sur le noyau aussi près que possible de l'enroulement de grille. Torsadez ensuite ensemble les deux conducteurs de manière à maintenir la bobine en place. La polarité de la réaction doit être exacte, si l'on n'obtient pas d'oscillation, il faut inverser les deux fils.

Le tableau ci-dessous donne les caractéristiques des bobinages, lesquels seront réalisés sur des mandrins de trolitul de 12 mm de diamètre, munis de noyau de fer.

Les bobines de réaction et d'antenne seront toujours du côté masse de la bobine principale. Pour faciliter les changements de bandes, monter les mandrins sur des bouchons miniatures 7 broches. Un petit ratelier sera très pratique pour ranger les bobines hors service. Les condensateurs en parallèles sur les bobinages ainsi que les condensateurs de liaisons grille et plaque oscillateur seront de bonne qualité, au mica, pour obtenir une très bonne stabilité.

L'alimentation se composera d'un transformateur de 2 x 250 V, 60 mA, d'une valve 5Y3 ou 6X4 d'une cellule de filtrage comprenant une self de 150  $\Omega$ , 60 mA et de deux condensateurs de 16  $\mu\text{F}$ , 350 V.

La mise au point est rapide, après avoir vérifié les tensions filaments, plaques, écran, ainsi que cathode. Appliquer un signal 1.600 kHz sur la grille de la lampe ECH81, diminuer la réaction en portant l'écran de la 6BA6 à la masse par le potentiomètre de 100.000  $\Omega$  et accorder les

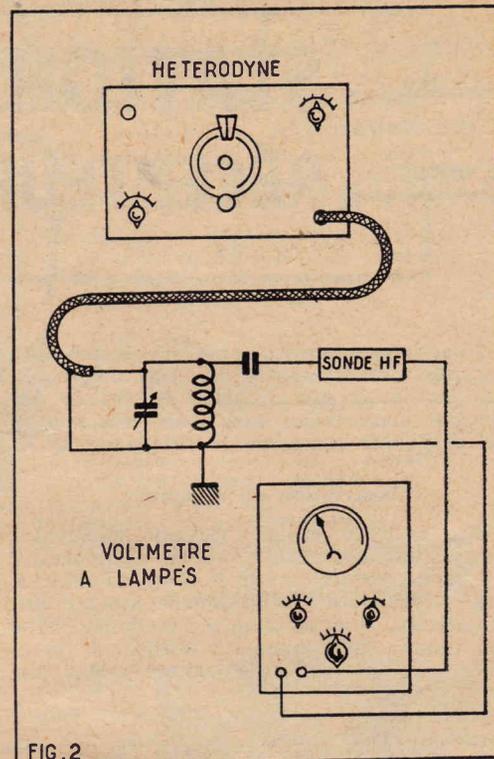


FIG. 2

deux bobines 1.600 kHz, en commençant par le circuit accordé de grille 6BA6. Le réglage du côté grille du transformateur MF modifie la fréquence intermédiaire. L'accord de la bobine plaque de la ECH81 doit toujours être mis en résonance pour le maximum de puissance du signal. Il ne faut pas y toucher après le réglage initial, à moins que l'accord de grille soit modifié.

En passant l'hétérodyne en position non modulée et en poussant la réaction, le haut-parleur ou le casque doivent faire entendre un sifflement dont la tonalité dépend de l'écart entre la fréquence de l'hétérodyne et celle de la réaction, et dont la hauteur dépend de la puissance de la réaction elle-même. Si l'accrochage n'est pas réalisé, il se peut que le bobinage de réaction ne soit pas dans le bon sens, l'inverser si besoin est.

Enficher les selfs d'accord et d'oscillation d'une bande quelconque et accorder la self d'oscillation pour mettre à sa place la bande à recevoir sur le cadran, accorder ensuite la self d'accord pour avoir un maximum de réception. Les réglages pourront être faits avec une hétérodyne ou à l'aide de station se trouvant sur l'air. Quoique le premier système soit à préférer du fait que la HF et la BF sont constantes, exemptes de QSB (fading).

On peut utiliser soit un feeder à 2 fils, soit une antenne simple fil avec contre-poids. Pour la réception par dipôle, raccorder celui-ci aux deux bornes d'antenne. Pour la réception en Marconi, mettre une borne antenne à la masse et raccorder l'antenne à l'autre borne.

(Dans le prochain numéro : L'ÉMETTEUR).

Bandes	Oscillateur			Accord I		
	Accord	Oscil	Capa	Accord	Antenne	Capa
3,5	22 spires 45/100	9 spires 45/100	50 pF	10 spires 18/100	10 spires 18/100	27 pF
7 MHz	20 spires 45/100	7 spires 45/100	150 pF	16 spires 55/100	5 spires 55/100	150 pF
14 MHz	13 spires 60/100	5 spires 60/100	50 pF	10 spires 70/1000	3 spires 70/100	100 pF
21 MHz	7 spires 70/100	3 spires 60/100	25 pF	6 spires 60/100	3 spires 60/100	75 pF
28 MHz	5 spires 70/100	2 sp. 1/2 70/100	25 pF	5 spires 70/100	2 spires 70/100	45 pF

EN ÉCRIVANT  
 AUX ANNONCEURS  
 RECOMMANDEZ-VOUS DE  
**RADIO-PLANS**  
 vous n'en serez que mieux servis...