

# radio plans

AU SERVICE DE  
L'AMATEUR DE  
RADIO ★ TV ★ ET  
ELECTRONIQUE

XXVIII<sup>e</sup> ANNÉE  
N° 166 — AOUT 1961

1.25 NF

Prix au Maroc : 144 FM

*Dans ce numéro :*

A la recherche  
du déphaseur idéal

★

Perfectionnements  
à un gammaphone

★

Améliorons notre récepteur

★

Amplificateur  
à une seule lampe de sortie

★

Le chauffage par courants  
de haute fréquence]

etc..., etc...

et

**LES PLANS  
EN VRAIE GRANDEUR**

d'un

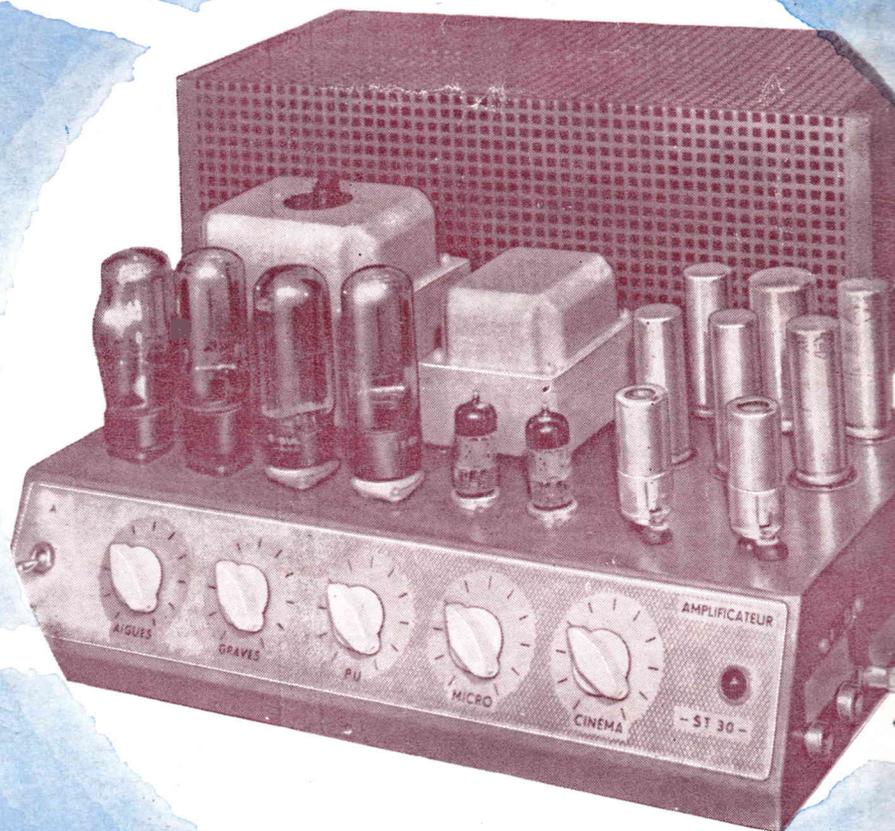
RÉCEPTEUR PORTATIF A 6 TRANSISTORS

d'un

RÉCEPTEUR CHANGEUR DE FRÉQUENCE  
4 LAMPES + LA VALVE

et de cet

AMPLIFICATEUR DE SONORISATION DE 30 WATTS



# radio plans

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

DIRECTION -  
ADMINISTRATION

ABONNEMENTS

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

ABONNEMENTS :

Un an..... NF 13.50

Six mois .. NF 7.00

Étranger, 1 an. NF 16.75

C. C. Postal : 259-10

## LE COURRIER DE "RADIO-PLANS"

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° Chaque lettre ne devra contenir qu'une question ;

2° 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° S'il s'agit d'une question d'ordre technique, joindre en plus un mandat de 1,00 NF.

### B..., à Villepinte (Seine-et-Oise).

Le changeur de fréquence 3 lampes plus valve et indicateur d'accord qu'il a construit est affligé d'une panne intermittente qui consiste en un mutisme complet. Cependant, lorsque la panne se produit, l'appareil fonctionne encore en PU.

Effectivement, la panne de votre récepteur provient certainement de la partie HF.

Vous supposez que les lampes sont bonnes, mais il est possible que l'une d'elles présente un défaut intermittent qu'il est assez difficile de déceler au lampemètre. Il serait donc intéressant de pouvoir essayer d'autres tubes du même type.

Au moment où la panne se produit, il faudrait que vous vérifiiez les tensions sur les électrodes des lampes, une tension anormale permettrait de localiser la panne et le remplacement des éléments du circuit de la supprimer.

Toujours lorsque la panne se produit, essayez de doubler les condensateurs de filtrage par quatre de mêmes valeurs.

### L..., à Blois (Loire-et-Cher).

A réalisé un poste auto qui lui donnerait entière satisfaction si ce n'était un grésillement produit par le vibreur. Demande comment éliminer ce parasite gênant.

Le grésillement que vous constatez peut provenir d'une défectuosité du vibreur. Il faudrait donc faire vérifier ce dernier par la maison qui vous l'a vendu.

Il peut être également occasionné par un mauvais antiparasitage de ce dernier. Il faudrait revoir les valeurs des éléments et en particulier les résistances qui doivent shunter les points de contact du vibreur. Essayez également de blinder plus efficacement toute l'alimentation ou de l'éloigner du récepteur.

Si, après avoir examiné ces différents points, vous n'obtenez pas de résultats, nous pensons que vous auriez intérêt à faire vérifier cette alimentation par les établissements Radio-Robur.

### B..., à Meaux (Seine-et-Marne).

Demande les caractéristiques du tube cathodique 5CP1.

Voici les caractéristiques du tube 5CP1 que vous désirez :

Chauffage.....	6,3 V / 0,6 A
Vg1.....	45 V
Va1.....	431 V
Va2.....	1 500 V
Va3.....	1 500 V

### M..., à Paris XIV<sup>e</sup>.

1° Possède un poste sur lequel la réception disparaît en partie, soit rapidement, soit progressivement en deux ou trois secondes. Une impulsion produite par la manœuvre d'un interrupteur ou le branchement d'un appareil électrique quelconque rétablit la réception dans sa puissance primitive.

2° Constate sur un changeur de fréquence un réglage extrêmement pointu accompagné de sifflement comme une détectrice à réaction.

1° La panne de votre appareil vient certainement de la défectuosité d'une lampe. Un essai au lampemètre ne vous donnerait aucune indica-

tion puisqu'il s'agit d'une panne intermittente. Le mieux est de changer les lampes une à une.

2° Il s'agit vraisemblablement d'un accrochage. Vérifier le blindage de vos lampes. Voyez si les connexions ne sont pas trop longues. Vérifiez les points de masse. Enfin, revoyez l'alignement.

### R..., à Ruffec (Charente).

Le potentiomètre de son récepteur ne permet plus de régler la puissance d'audition. Vous voudriez connaître la cause de cette anomalie.

Le fait que vous nous signalez sur votre poste vient à notre avis d'une défectuosité du potentiomètre, et il faudrait remplacer ce dernier pour que tout rentre dans l'ordre.

### N..., à Gagny (Seine-et-Oise).

Étant situé entre deux émetteurs de télévision dont la fréquence vision n'est séparée que de 4 MHz (Mézières et Télé-Luxembourg) ne parvient pas à éliminer les interférences. Demande si, en posant un écran de grillage de 83 cm de côté derrière le réflecteur de l'antenne cela n'arrêterait pas l'onde de Mézières.

Nous ne pensons pas qu'un grillage puisse arrêter l'émission perturbatrice. Pour qu'il puisse avoir une action, il serait nécessaire que ses dimensions soient d'au moins 8 à 10 longueur d'onde, c'est-à-dire une quinzaine de mètres de côté. De plus, pour être efficace, ce grillage devrait être en cuivre rouge ou en aluminium.

C'est plutôt en jouant sur la directivité de l'antenne que vous pourriez obtenir un résultat. Un collecteur d'onde à 15 éléments, orienté au minimum de Mézières pourrait peut être apporter un résultat.

### J. D..., à Saint-Sernin (Ardèche).

Je voudrais pouvoir vérifier l'état d'un transformateur, car l'utilisation de cet appareil fait sauter les plombs situés sur le pylône de distribution du secteur.

La seule façon de vérifier votre transformateur est de le brancher sur le secteur et de vérifier la tension fournie par les bornes d'utilisation. Il est anormal que ce soit le fusible du pylône qui saute et non celui de votre installation ; cela est dû à notre avis à ce que, sur votre installation, vous utilisez des fusibles trop forts.

### V..., à Peinsaguel (Haute-Garonne).

Intéressé par la réalisation de cellules électroluminescentes, voudrait connaître le procédé de fabrication de la matière sensible.

La réalisation de la matière électroluminescente est extrêmement délicate. Ce sont des substances analogues à celles qui servent pour les écrans des tubes à rayons cathodiques.

Les poudres doivent être cristallisées. Elles doivent être extraordinairement pures, mais comportent l'introduction d'une « impureté » déterminée dans le réseau cristallin, jouant le rôle de luminogène ou activateur.

Parmi ceux-ci, on peut citer : argent et manganèse.

Le dosage optimal de l'activation est très difficile.

Tout cela fait l'objet de « recettes de cuisine » qui sont, en fait, des secrets de fabrication.

## SOMMAIRE DU N° 166 AOUT 1961

A la recherche du déphaseur idéal..	11
Petits montages à transistors.....	14
Récepteur changeur de fréquence 4 lampes + la valve ECH81 - 6BA6 - 6AV6 - EL84 - EZ80.....	18
Perfectionnements à un gammaphone.	21
Amplificateur de sonorisation EF86 (2) - ECC82 (2) - 26L6 - 5U4 - GZ32....	23
Voulez-vous réaliser un stroboscope.	33
Techniques étrangères.....	34
Récepteur portatif à 6 transistors : 37T1 - 35T1(2) - 41P1 - 991T1 - 988T1 (2).	38
Le chauffage par courants de haute fréquence.....	42
Améliorons notre récepteur.....	47
Amplificateur à une seule lampe de sortie.....	50

## BON DE RÉPONSE Radio-Plans

### LE TÉLÉPHONE AUTOMATIQUE

est une Industrie  
qui offre des situations  
attrayantes et bien rémunérées  
pour :

### JEUNES GENS

AYANT LE GOUT DES ESSAIS  
ET DE LA RECHERCHE  
Formation professionnelle  
payée si bonnes connaissances  
en électricité.

Postes disponibles :

— CONTROLEURS

— TESTEURS

— VÉRIFICATEURS

Ecrire à M. BERTHELIER  
ou se présenter tous les jours  
même samedi matin  
11, rue des Favorites, Paris (XV<sup>e</sup>).



PUBLICITÉ :

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

Le précédent n° a été tiré à 43.642 exemplaires.  
Imprimerie de Sceaux, 5, rue Michel-Charaire, Sceaux.

# A LA RECHERCHE DU DÉPHASEUR IDÉAL

## Le déphaseur de Schmitt

Par L. CHRÉTIEN, Ingénieur E. S. E.

Pour obtenir le plus économiquement possible la « Haute Fidélité Musicale » (ou la « Hi-Fi ») il faut avoir recours au montage symétrique. Mais celui-ci ne peut réellement fournir toutes ses qualités que s'il est réellement... symétrique. Pour qu'il en soit ainsi, il faut que chacun des deux tubes de puissance reçoive effectivement des tensions égales et déphasées de 180 degrés.

C'est précisément l'étage « déphaseur » qui est chargé de fournir ces deux tensions. Notre propos, dans cette série d'articles, est de rechercher quel est le montage le meilleur, c'est-à-dire celui qui donne les résultats les plus parfaits au meilleur compte.

Et, par ce dernier terme, il faut non seulement entendre l'économie des éléments, le nombre de pièces détachées nécessaires, mais encore et surtout les difficultés de mise au point.

L'amateur ne dispose généralement pas d'un laboratoire complet. Le meilleur montage pour lui sera celui qui peut être parfaitement réglé sans qu'il soit nécessaire de mettre en batterie une demi-douzaine d'oscillographes, de distorsiomètres, de voltmètres à tubes électronique, des générateurs, etc.

Mais il ne faut cependant pas que la qualité soit sacrifiée.

Nous avons reconnu précédemment que ni le déphasage par transformateur, ni l'utilisation d'un tube déphaseur ou « paraphase », ne donnent la perfection que nous cherchons. Il faut donc examiner d'autres montages.

### Un montage auto-déphaseur.

Examinons la figure 1. C'est un étage symétrique de sortie. Pour qu'il fonctionne normalement, il faudrait introduire entre A et B et entre C et D deux tensions égales et déphasées de 180°.

Mais on peut facilement faire l'expérience suivante :

On introduit une tension d'attaque entre A et B, au moyen d'un générateur G. Dans ces conditions, il est facile de vérifier que malgré qu'il ne reçoive apparemment aucune tension d'entrée, le tube II fonctionne. Il suffit d'examiner les variations de courant anodique.

Ce résultat s'explique très simplement par le fait que la résistance R2 est commune aux circuits de cathode des tubes I et II.

Le fonctionnement du tube I fait apparaître des tensions alternatives entre les extrémités de la résistance R2. Or, ces variations sont appliquées entre cathode et masse du tube II et en provoquent nécessairement le fonctionnement.

Il est facile de vérifier que la condition d'inversion de phase est bien respectée. En effet, toute augmentation de tension de grille du tube I a pour conséquence une augmentation de son intensité anodique. Ainsi, la chute de tension entre les extrémités

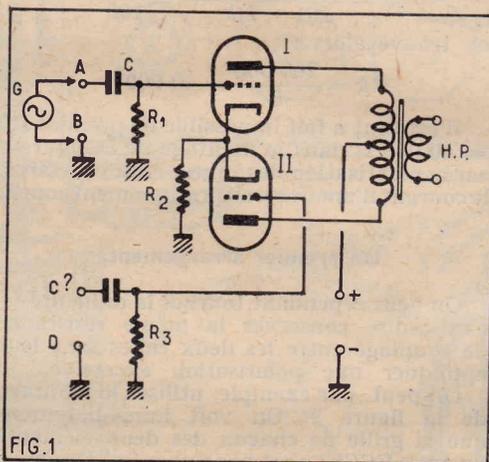


FIG. 1. — Dans ce montage symétrique, on peut facilement vérifier que le tube I fournit une certaine puissance au transformateur, même s'il ne reçoit aucune tension d'attaque.

En réalité, la tension nécessaire est apportée par la résistance R2 qui est commune aux deux circuits de cathode. Le déphasage ainsi obtenu n'est pas parfait, il s'en faut même de beaucoup.

de la résistance R2 augmente. En d'autres termes, la tension de polarisation commune aux deux tubes augmente, ce qui a pour effet de provoquer une diminution d'intensité anodique du tube II.

Puisqu'une augmentation de courant anodique de I entraîne une diminution de courant de II, cela montre bien qu'il y a un déphasage de 180°.

Toutefois, quand on n'est pas trop difficile, on peut adopter un montage aussi simple que celui-là. On peut aussi concevoir un amplificateur de puissance de volume très réduit et de construction très économique.

Il s'agit donc bien d'un montage auto-déphaseur. Toutefois, le calcul ou l'expérience nous montreraient rapidement que s'il y a bien opposition exacte de phase entre les deux tensions d'attaque, l'égalité des amplitudes n'est pas respectée.

Pour que cette égalité puisse être pratiquement atteinte, il faudrait que l'impédance constituée par R2 soit très grande par rapport à l'impédance placée dans les circuits d'anode des deux tubes. Avec des tubes de puissance, cette condition ne peut pas être respectée.

Mais on peut alors envisager d'obtenir les deux tensions déphasées au moyen d'un autre tube, précédant l'étage de puissance. On arrive ainsi au montage déphaseur de O. H. Schmitt.

### Le déphaseur de O. H. Schmitt.

Nous avons déjà eu l'occasion d'examiner ici même le montage à propos des amplificateurs de qualité destinée à fonctionner derrière des récepteurs à modulation de fréquence. Mais, passant en revue tous les montages déphaseurs, nous voulons entrer ici dans quelques détails complémentaires.

Le principe du montage est donné sur la figure 2. Les deux résistances d'anode (Ra) sont de valeur égale. A priori, il est évident que le montage ne peut pas être parfaitement symétrique. En effet, s'il fournissait des tensions V1 et V2 en parfaite opposition de phase et d'amplitude exactement égales, il est certain que ces tensions s'annuleraient exactement dans la résistance Rk.

C'est un résultat que nous avons démontré dans les premiers articles de cette série.

Or, la seule excitation que reçoive le tube II lui parvient précisément par l'intermédiaire de Rk... Si le montage déphasait parfaitement, il n'y aurait donc pas de tension V2. Il y a donc une contradiction dans les termes de notre raisonnement.

Puisqu'on révèle facilement l'existence d'une tension entre les extrémités Ra (dans le tube II), il faut donc nécessaire-

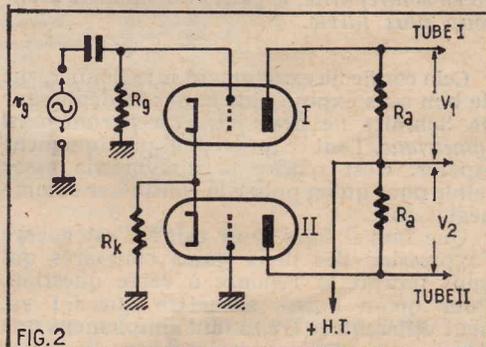


FIG. 2. — Le principe du déphaseur de Schmitt comme dans le montage figure 1 ; c'est par l'intermédiaire de Rk que le tube II reçoit les tensions qu'il doit amplifier.

Mais, en général, on ne peut pas choisir Rk assez élevé pour que le montage puisse être considéré comme symétrique. Rk, en effet, détermine la polarisation des deux tubes.

ment que cette tension ne soit pas exactement égale à celle qui est fournie par le tube I.

Mais dans quelle mesure le montage est-il dissymétrique ?

C'est ce que nous allons examiner maintenant.

### Mesure de la dissymétrie.

Reprenons la figure 2. Le gain donné par le tube I est GI, c'est le rapport entre la tension d'entrée Vg et V1.

Pour calculer ce gain, il faudrait tenir compte du fait que la résistance de cathode n'est pas shuntée par un condensateur et qu'il y a, par conséquent, un effet de contre-réaction. Mais notre propos n'est pas d'entrer dans ces calculs. Admettons que le gain soit  $G_1$ . Sa valeur absolue importe peu. Ce qui importe bien davantage, c'est de savoir quelle est la valeur du gain  $G_2$  apporté par le tube II et qui est le rapport entre  $V_g$ , tension d'entrée et  $V_2$ , tension fournie par le tube II.

On trouve :

$$G_1 = 1 + \frac{Gr}{(k+1)Rk}$$

Pour que  $G_1 = G_2$ , il faut que la fraction  $\frac{e + Ra}{(k+1)Rk}$  soit égale à zéro, ce qui n'est

évidemment pas possible puisqu'il faudrait que soit nul, c'est-à-dire la somme de la résistance intérieure du tube et celle de la résistance de charge  $R_a$ . De toute manière, la résistance interne ne peut pas être nulle.

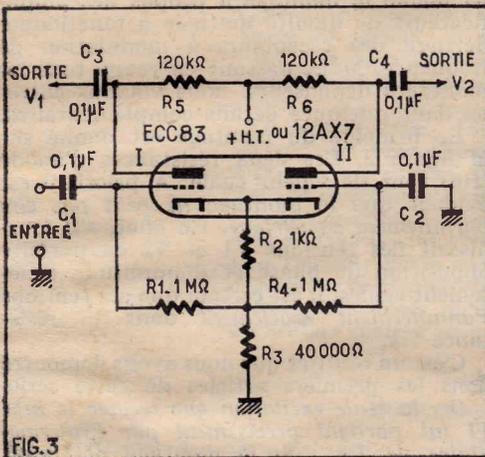


FIG. 3. — Grâce à l'artifice de montage indiqué ci-dessus, on peut augmenter considérablement la valeur de la résistance commune de cathode. Le montage devient alors beaucoup plus symétrique. Mais on verra aussi, qu'en contrepartie, le gain devient aussi beaucoup plus faible.

Cela confirme exactement le raisonnement de bon sens exposé plus haut : le déphaseur de Schmitt ne peut pas être parfaitement symétrique. Tout ce qu'on peut pratiquement espérer, c'est rendre la dissymétrie assez faible pour qu'on puisse la considérer comme négligeable.

Que faut-il faire pour cela? C'est encore l'expression des deux gains comparés qui nous fournit la réponse à cette question. Pour qu'on puisse admettre que  $G_1$  est peut différent de  $G_2$ , il faut simplement que la fraction  $\frac{e + Ra}{(k+1)Rk}$  puisse être considérée comme étant négligeable par rapport à 1.

#### Un exemple pratique.

On voit immédiatement en considérant la fraction citée plus haut qu'il y a intérêt à choisir la résistance de couplage  $Rk$  aussi grande que possible. Mais cela peut entraîner des inconvénients sur lesquels nous reviendrons plus loin. Admettons, pour l'instant, que nous soyons absolument libres dans ce choix.

Cherchons à limiter l'erreur de symétrie à une petite valeur, 5 % par exemple. Pour calculer les éléments du montage, il faut évidemment choisir le tube amplificateur. Il est commode de prendre un tube double, dans lequel les deux éléments du

montage seront placés dans la même ampoule. Le tube ECC83 ou 12AX7 convient spécialement bien pour cela, puisqu'il a été étudié pour l'amplificateur à résistance. L'examen de la formule montre ainsi qu'il y a intérêt à choisir un tube à grand coefficient d'amplification. Nous avons en effet : Coefficient d'amplification  $k = 100$ . Résistance interne  $e = 80\ 000\ \Omega$ . Pente  $s = 1,25\ \mu A/V$ .

Pour limiter l'erreur de symétrie à 5 % il faut évidemment que notre fraction soit 20 fois plus petite que 1, c'est-à-dire qu'on ait :

$$\frac{e + Ra}{(k+1)Rk} = \frac{5}{100}$$

On peut choisir  $R_a = 120\ 000\ \Omega$ , ce qui convient parfaitement au tube ECC83. Il nous reste donc à savoir quelle valeur de  $Rk$  respectera la condition précédente. Le calcul est immédiat et donne

$$\frac{80\ 000 + 120\ 000}{101 \times Rk} = \frac{5}{100}$$

on trouve alors :

$$Rk = \frac{200\ 000}{5} = 40\ 000\ \Omega$$

Il est tout à fait impossible de prendre  $Rk = 40\ 000\ \Omega$  dans le montage de la figure 2 car la polarisation des tubes serait excessive, le courant d'anode serait pratiquement coupé.

#### Un premier arrangement.

On peut cependant tourner la difficulté — c'est-à-dire conserver la même résistance de couplage entre les deux tubes sans leur appliquer une polarisation excessive.

On peut, par exemple, utiliser le montage de la figure 3. On voit immédiatement que la grille de chacun des deux éléments du tube ECC83 n'est pas ramenée à la masse, mais à une tension positive.

La polarisation est simplement déterminée par la chute de tension du courant anodique des deux tubes dans la résistance  $R_2$ . Pour éviter l'application d'une tension parasite à la grille de l'élément II, on a prévu le condensateur de découplage  $C_2$  qui met à la masse l'électrode pour les tensions alternatives, mais non pour les tensions continues.

Malgré que la polarisation soit apportée seulement par la chute de tension dans la résistance  $R_2$ , le couplage entre les deux tubes est amené par  $R_2$   $R_3$ .

L'erreur de symétrie est donc de 5 % comme nous l'avons déterminé plus haut.

#### Une autre disposition.

Pour contrebalancer la tension excessive de polarisation, il faut appliquer une tension positive correctrice appliquée à la grille. Mais cette tension de correction peut être obtenue de différentes manières. Dans le montage de la figure 3 on constitue, en quelque sorte, un diviseur de tension au moyen de la résistance de cathode.

On peut aussi emprunter directement cette tension à l'alimentation anodique. On arrive ainsi au montage de la figure 4. Ce sont les résistances  $R_7$  et  $R_8$  qui permettent de ramener la tension de grille à une valeur correcte. Nous n'avons pas indiqué la grandeur exacte de ces résistances : en pratique, elles sont de plusieurs mégohms. On ne peut les déterminer que si la tension anodique exacte est elle-même fixée. Ce montage a l'avantage de permettre le réglage séparé des deux éléments du tube ECC83. En pratique, on déterminera la valeur des résistances en insérant un appareil de mesure dans chacun des circuits d'anode jusqu'à obtenir l'intensité normale.

Avec ce montage, la présence du condensateur  $C_2$  n'est pas indispensable. Il

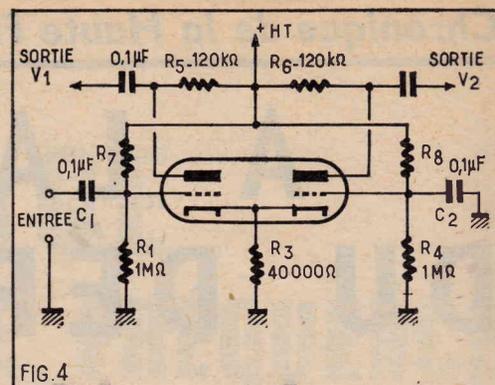


FIG. 4. — La tension de correction destinée à faire fonctionner le tube dans les régions normales de sa caractéristique peut être empruntée à la tension anodique grâce à des diviseurs de tension.

est toutefois préférable de le prévoir. On évite ainsi les ronflements parasites d'induction qui pourraient se manifester.

#### Une troisième disposition.

Le montage précédent a l'inconvénient d'utiliser de très nombreux éléments. On peut réduire le nombre des éléments à condition de ne pas exiger un réglage séparé pour les deux éléments du tube ECC83.

On adopte alors la disposition indiquée sur la figure 5. Les deux tensions continues de grille sont alimentées par un diviseur de tension commun constitué par les résistances  $R_1$  et  $R_7$ . Mais il existe nécessairement une tension alternative superposée à la tension continue puisque la grille de l'élément I est la grille d'attaque.

Pour éviter que cette tension perturbatrice ne soit transmise à la grille de l'élément II, il faut prévoir un circuit de découplage. Celui-ci est constitué par la résistance  $R_8$  qui mesure 1 MΩ et le condensateur  $C_2$ , qui mesure 0,1 μf.

#### Une quatrième disposition.

On peut encore adopter une autre disposition : celle que nous avons représentée sur la figure 6. On peut l'utiliser chaque fois que l'étage déphaseur est précédé d'un étage de préamplification, ce qui est pratiquement toujours le cas.

On réalise un couplage direct entre le tube préamplificateur et le tube déphaseur. La tension au point P est de l'ordre de 100 à 150 V, suivant la tension d'alimentation. Il faut donc simplement déterminer  $R_3$  pour que le tube déphaseur soit convenablement polarisé.

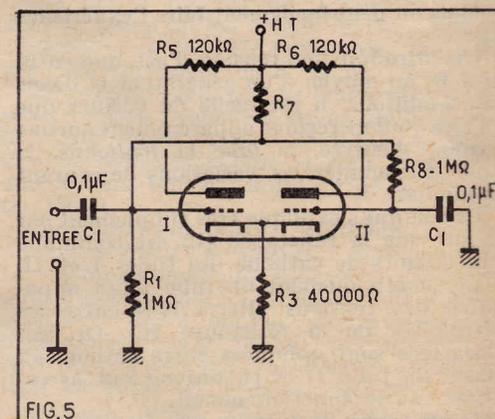


FIG. 5. — Le principe est le même que sur la figure 4, mais on économise un diviseur de tension. Toutefois, il faut alors découpler la grille de l'élément II au moyen de  $R_8$  et  $C_2$ .

nablement polarisé (à  $-1,5$  V, par exemple). Pour faire ce réglage, il est inutile d'avoir recours à des instruments compliqués. Il suffit simplement de vérifier l'intensité de courant fournie par chacun des éléments du tube déphaseur.

Il est commode d'employer une résistance variable à la place de R3 pour déterminer la valeur exacte. Après quoi, on mesure la grandeur de la résistance ainsi déterminée et on remplace la résistance variable par une résistance fixe de même valeur.

Pour des raisons expliquées dans le précédent paragraphe, il est nécessaire de prévoir un circuit de découplage pour fixer la tension de grille du second élément.

L'emploi d'un couplage direct donne des avantages certains. On évite ainsi toute rotation de phase aux fréquences les plus basses, ce qui est particulièrement avantageux quand on veut appliquer un taux de contre-réaction assez important à l'amplificateur. De plus, accessoirement, on économise un condensateur et une résistance.

Les valeurs indiquées sur le schéma de la figure 6 sont des ordres de grandeur et

élevé parce que le montage est évidemment soumis à une très forte contre-réaction.

Si nous prenons (fig. 6) R5 120 000, R3 60 000 (pour arrondir les chiffres).

Le taux de contre-réaction est de 60 000 / 60 000 + 120 000, c'est-à-dire  $1/3$ . Le gain en tension fourni par le tube ne dépasse alors pas 3. On peut en effet montrer que le maximum du gain en tension fourni par un étage amplificateur soumis à une contre-réaction est, au maximum, l'inverse des taux de réaction. Cette question a déjà été étudiée dans « Les secrets de la modulation de fréquence » (sélection de *Radio-Plans*).

#### Symétrie du montage.

Nous avons déjà étudié cette question plus haut et nous sommes arrivés à cette conclusion que, pour améliorer la symétrie, il faut augmenter, dans la mesure du possible, la valeur de R3. Mais nous venons de constater, dans le paragraphe précédent, qu'augmenter R3, c'est diminuer le gain fourni par le montage.

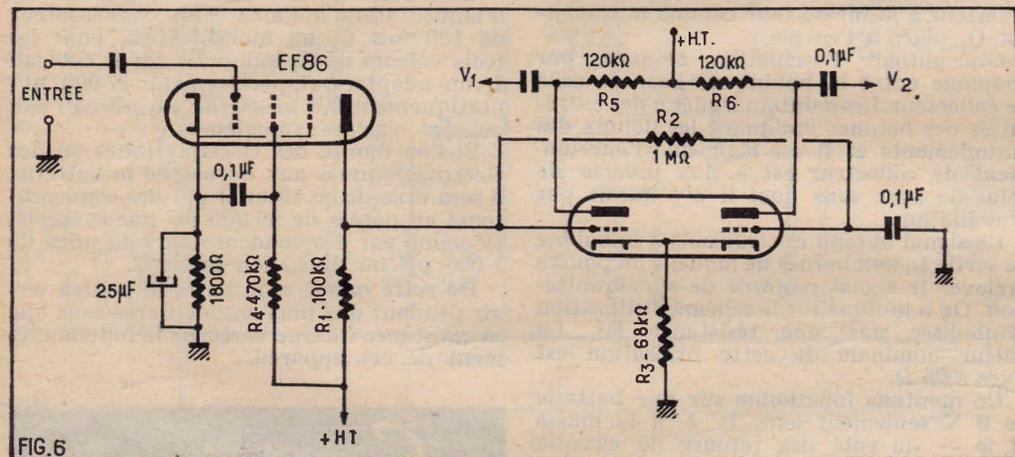


FIG. 6. — Encore une autre solution. Cette fois on utilise un couplage direct avec l'élément amplificateur suivant la tension effective entre grille et cathode est alors normale à condition que la valeur des éléments soit correctement déterminée.

nous conseillons de procéder comme il a été indiqué plus haut, c'est-à-dire en vérifiant les intensités de courant.

Pour comparer utilement le montage déphaseur que nous venons de décrire à d'autres montages déphaseurs, il faut — au préalable — faire un certain nombre de remarques :

#### a) Gain fourni.

Dans la discussion du gain fourni, il faut évidemment remarquer que le montage utilise deux tubes amplificateurs. Il serait tout à fait abusif de vouloir le comparer à un montage ne comportant qu'un seul tube déphaseur. Ce n'est pas parce que nous utilisons un tube double que nous devons considérer qu'il n'y a qu'un seul tube.

Il y a fort longtemps, la Société allemande Loeve fabriquait des amplificateurs à résistance qui étaient enfermés tout entier dans une énorme ampoule. L'ensemble constituait un récepteur de radio complet, avec les étages de haute fréquence, la détection, les étages de basse fréquence et de puissance. Seul, le circuit d'accord d'entrée était à l'extérieur... S'agissait-il pour cela d'un amplificateur à un seul tube?

Il aurait été abusif de vouloir prétendre car il y avait au moins cinq ou six éléments de tubes amplificateurs dans la même ampoule.

Revenons au déphaseur dit « dr Schmitt ». Quel est le gain fourni? Il n'est pas très

#### Conclusion.

Nous ne pouvons augmenter le gain qu'en consentant une perte plus grande de symétrie.

#### Pour rendre le montage symétrique.

Est-il possible de rendre le montage rigoureusement symétrique? Il faut répondre (Suite page 17.)

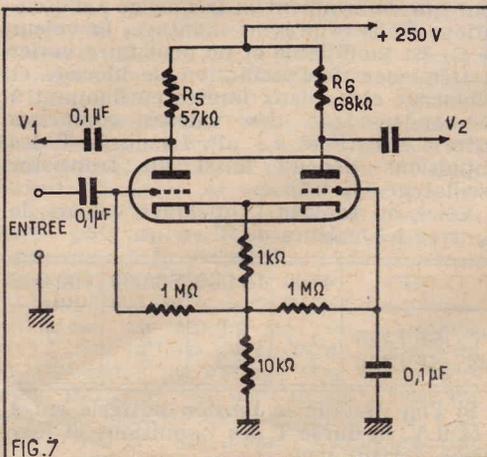


FIG. 7. — Dans ce montage, les résistances de charge des deux éléments ont été choisies pour que les deux tensions de sortie sont égales. Mais on verra dans l'article que le montage n'est cependant pas parfaitement symétrique.

# PRIX INFÉRIEURS

## Qualité SUPÉRIEURE

### = LIBRE SERVICE

QUELQUES EXEMPLES...

- Tube TV 59 cm, 110°... 100 NF
- Ébénisterie TV ou radio... 10 NF
- Cache TV 43-54 cm, etc... [6 NF
- Valise pour électrophone... 12 NF  
(Pour platine PATHÉ)
- Ampoules d'éclairage (130 V)  
[REMISE sur tarif officiel 30 %
- Tubes radio..... 1.95 NF  
(2D21 - 6AL5 - 6BE6 - 6J6, etc.)

...tout le  
**MATÉRIEL STANDARD**  
**DISPONIBLE !...**

➔ **mais aussi**  
**un choix extraordinaire**  
**de SPÉCIALITÉS !...**

QUELQUES EXEMPLES...

AIMANTS. ALU (en plaques). AMORTISSEURS BAKÉLITE (en plaques-en tubes). BLINDAGES (alu-laiton-métal-papier métallisé). CAPOTS pour TRANSFO. CIRE HF et T.H.T. CHIMIE (plus de 30 produits). COMPTEURS (mécanismes). CHASSIS PERCÉS et NON PERCÉS. COPPER CLAD pour CIRCUITS IMPRIMÉS. DÉCOLLETAGE. ENTRETOISES. ÉQUERRES. FERRITE. FILS ÉMAILLÉS (pour bobinage). FILS GUIPES. FILS RÉSISTANTS (par coupes de 10 et 20 m). ISOLANTS (bakélite-mica-stéatite, etc...). ISOLATEURS. LAITON en plaque. MÉCANIQUE : choix exceptionnel de petites pièces pour télécommande, maquettes, etc... MICROSWITCH. MOTEURS. PÉGA pour GAINAGE de VALISES. PLEXIGLASS en plaques, en tubes. POIGNÉES et FERMETURES pour VALISES. PROFILÉS LAITON pour DÉCORS, pour TRANSFORMATIONS, pour ADAPTATIONS. QUARTZ.

RELAIS ÉLECTRONIQUES. RESSORTS. RIVETS. ROULEMENTS à BILLES. SELFS à FER et à AIR. TRANSFORMATEURS (30 000 pièces en stock). Caractéristiques STANDARD et SPÉCIALES. TOLES et ÉTRIERS pour TRANSFO. TISSU PLASTIFIÉ et TISSU MÉTALLIQUE pour DÉCORS HP. (Petites et grandes coupes).

**RADIO-PRIM (Porte des Lilas)**  
296, rue de Belleville — PARIS-20<sup>e</sup>  
MEN. 40-48 GARAGE FACILE

**RADIO-PRIM (Gares du Nord et Est)**  
5, rue de l'Aqueduc — PARIS-10<sup>e</sup>  
NOR. 05-15

**RADIO M. J. (Gobelins)**  
19, rue Claude-Bernard — PARIS-5<sup>e</sup>  
GOB. 47-69

NOUS N'AVONS PAS DE CATALOGUE

# Petits montages à transistors <sup>(1)</sup>

## Oscillateur blocking — Récepteur sans alimentation

PAR JEAN ARMAND

On trouvera ci-après quelques petits montages spécialement destinés aux expérimentateurs.

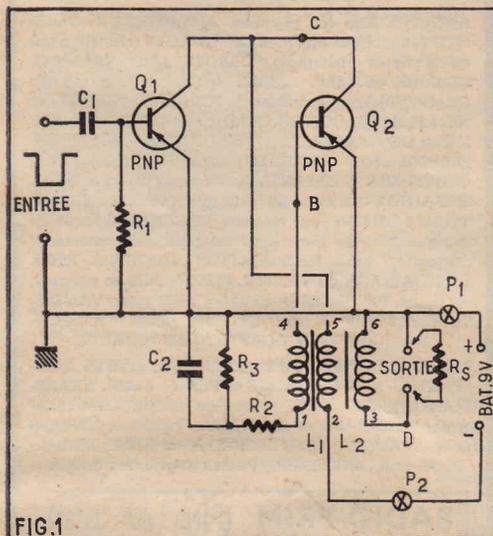
### Oscillateur blocking.

Les grands fabricants de transistors, possédant des laboratoires d'application munis de toute l'installation nécessaire à l'étude des montages réalisables avec leurs transistors, ont réalisé de nombreux petits dispositifs présentant un intérêt évident en raison de leur excellente mise au point et de leur rendement maximum. De tels montages ont déjà été décrits dans cette rubrique, notamment le convertisseur statique 80 W préconisé par la COSEM (voir bibliographie 1).

Voici un second montage étudié par le même fabricant. Il s'agit d'un blocking, oscillateur qui trouve son utilité dans de nombreux appareils de mesure, d'électronique industrielle et en télévision. Celui que nous allons décrire peut être utilisé comme régénérateur d'un signal de synchronisation, ce qui signifie qu'il reçoit à l'entrée des signaux synchro et qu'il fournit à la sortie des signaux à la même fréquence que ceux d'entrée.

Au cas d'une diminution d'amplitude ou même de l'absence de quelques signaux, le blocking continuera à osciller librement sans trop s'écarter de la fréquence de synchronisation. Il fournira un signal renforcé qui sera plus efficace que celui parvenant directement de la source de synchronisation.

Le montage de la COSEM comporte deux étages : un étage séparateur qui évite



la réaction du blocking sur la source de signaux synchro et un étage oscillateur proprement dit, monté en blocking.

Le schéma de ce petit montage est donné par la figure 1.

Q<sub>1</sub> est l'étage séparateur à transistor SFT226 et Q<sub>2</sub>, l'oscillateur à transistor SFT226 ou SFT227, ou SFT228, suivant les raideurs de front d'impulsions désirées.

### Analyse du schéma.

Les signaux synchro sont rectangulaires à impulsions négatives. Ils sont appliqués à l'entrée du circuit de séparation qui comprend un système RC composé de C<sub>1</sub> et R<sub>1</sub>.

Après amplification par Q<sub>1</sub>, le signal synchro est transmis au blocking qu'il synchronise. La liaison entre séparateur et blocking est directe, les collecteurs des deux transistors étant réunis.

Le blocking utilise le transistor Q<sub>2</sub> avec émetteur à la masse tout comme le transistor Q<sub>1</sub> placé à l'entrée.

On obtient l'oscillation bloquée par couplage entre la bobine de base et celle de collecteur. Les points marqués à des extrémités des bobines indiquant les débuts des enroulements et il est clair que l'enroulement de collecteur est à flux inverse de celui de base sans quoi il n'y aurait pas d'oscillation.

Le signal obtenu est transmis à la bobine de sortie L<sub>3</sub> aux bornes de laquelle on pourra prélever le signal renforcé de synchronisation. On a indiqué sur le schéma l'utilisation symbolisée par une résistance R<sup>1</sup>. La valeur nominale de cette utilisation est fixée à 75 Ω.

Le montage fonctionne sur une batterie de 9 V seulement avec le + à la masse et le - du côté des retours de circuits collecteurs.

Les bases sont polarisées par R<sub>1</sub>, pour celle de Q<sub>1</sub>, et par R<sub>2</sub> une série avec R<sub>3</sub>, (celle-ci en parallèle sur C<sub>2</sub>) pour Q<sub>2</sub>. Les émetteurs sont, dans ce dispositif, reliés directement à la masse et au + batterie. Un interrupteur peut être placé au point P<sub>1</sub> ou au point P<sub>2</sub>.

Les deux collecteurs sont polarisés négativement à travers l'enroulement L<sub>2</sub> de l'oscillateur.

### Fonctionnement.

Comme dans tous les blockings, ce sont les valeurs des éléments RC de l'oscillateur qui déterminent la fréquence f d'oscillation. Dans le présent montage, la valeur de C<sub>2</sub> est modifiable et ne peut faire varier la fréquence de l'oscillation de blocage et déblocage entre deux limites en donnant à ce condensateur des valeurs comprises entre 4 700 pF et 0,1 μF. La durée T des impulsions dépend aussi du transistor oscillateur Q<sub>2</sub> utilisé.

Voici, au tableau I, quelques valeurs de C<sub>2</sub> avec les valeurs de T en μs.

C (pF)		4700	10 000	50 000	100 000
T	SFT226	1,5	2,5	5	7
μs	SFT228	2,2	2,2	6	8

Si l'on modifie la tension batterie entre 6 et 9 V, la durée T des impulsions et leur forme varient peu.

Dans ces conditions, le montage peut être considéré comme stable pendant la réduction de tension due à l'usure de la batterie, ceci dans les limites raisonnables déterminées par l'expérience et indiqués plus loin.

La tension de blocage apparaissant sur la base de Q<sub>2</sub> après l'impulsion évite une synchronisation sur les signaux parasites de faible amplitude, avantage intéressant dans un montage qui serait susceptible de réussir des signaux indésirables.

L'impédance ramenée sur le collecteur de Q<sub>2</sub> ne doit pas être inférieure à 200 Ω. Le rapport de transformation choisi étant 2/3, la charge minimum R<sub>c</sub> est de 50 Ω et la valeur normale 75 Ω. D'autres rapports peuvent être envisagés.

Il est conseillé de bien découpler la source d'alimentation à l'aide d'un condensateur de 100 fois C<sub>2</sub> au moins. Ainsi, pour les trois valeurs de C<sub>2</sub> indiquées sur le tableau I, on adoptera respectivement 47 000 pF, pratiquement 0,5 μF ; 1 μF ; 5 μF ; 10 μF, ou des valeurs supérieures.

Si l'on monte des électrolytiques ou des électrochimiques aux bornes de la batterie, il sera utile de les shunter par des condensateurs au papier de 50 000 pF par exemple, et même par des condensateurs au mica de 1 000 pF ou plus, non inductif.

De cette manière, la batterie pourra servir pendant une plus grande durée sans que sa résistance interne perturbe le fonctionnement de cet appareil.

Supprimez  
LES MAUVAIS  
CONTACTS

AVEC

## ANTICRACH

Seul produit  
dissolvant et  
lubrifiant  
à la fois.

Évite le  
grippage.

Dissout  
résines  
goudrons  
peintures.

Dyna

36, AV. GAMBETTA  
PARIS-20<sup>e</sup> RD. 03-02

Demandez Notice A. 14  
(Nettoyage des contacts électriques)

Ch. G.

(1) Voir les n<sup>os</sup> 158 et suivants de *Radio-Plans*.

### Caractéristiques générales.

Le tableau II donne les caractéristiques générales dans deux cas : à vide, c'est-à-dire sans aucune résistance aux bornes de la sortie et en charge, c'est-à-dire avec  $R_s = 75 \Omega$  montée à la sortie.

On voit que les valeurs conseillées pour la tension batterie sont comprises entre 9,9 V (batterie neuve) et 8,1 V (batterie usée).

Les valeurs normales sont celles du tableau II.

TABLEAU II

Caractéristiques	A vide	Avec charge 75 $\Omega$
Amplitude des impulsions de sorties :		
Aux bornes de $L_2$ .....	4,4 V	4,4 V
Aux bornes de $L_3$ .....	8,8 V	8,8 V
Courant collecteur vide.....	0,15 A	0,2 A
Durée des impulsions suivant $C_2$ .....	2 à 9 $\mu s$	1,5 à 7 $\mu F$
Temps de montée des impulsions suivant le transistor :		
SFT226.....	0,3 $\mu s$	0,3 $\mu s$
SFT227.....	0,2 $\mu s$	0,25 $\mu s$
SFT227.....	0,1 $\mu s$	0,15 $\mu s$
Signal de synchronisation :		
Amplitude.....	0,35 V	0,7 V
Temps de montée.....	> 0,1 $\mu s$	> 0,1 $\mu s$

Voici également les valeurs limites absolues d'utilisation à la température de 25° C :  
Temp. limite de fonctionnement : + 55° C.  
tension d'alimentation : 9 V  $\pm$  10 %  
Amplitude du signal synchro : < 1,5 V.

Il est conseillé de veiller à ce que l'amplitude du signal synchro d'entrée ne dépasse pas 1,5 V afin de limiter l'intensité de crête du courant de base du transistor  $Q_1$  servant de séparateur.

### Résultats obtenus

Les figures 2 à 5 montrent quelques formes du signal (tensions et courants) à vide et en charge aux points C, B et D entouré d'un cercle sur la figure 1.

Figure 2 : tensions (en ordonnées)  $V_c$  (au point C),  $V_b$  (au point B),  $V_d$  (au point D) sans charge à la sortie, en fonction du temps en  $\mu s$  (en abscisses).

Figure 3 : tensions avec charge 75  $\Omega$ .

Figure 4 : courants (en milliampères) en ordonnées, aux mêmes points, sans charge à la sortie.

Figure 5 : courants aux mêmes points avec charge, temps en abscisses mesurés en  $\mu s$ .

Ces diagrammes ont été relevés à l'oscilloscope. Nous allons indiquer à nos lecteurs expérimentateurs la manière de les obtenir sur l'écran de leur oscilloscope.

### Montage oscilloscopique.

On effectuera le montage indiqué par la figure 6 comprenant la source de signaux de synchronisation, le montage séparateur et

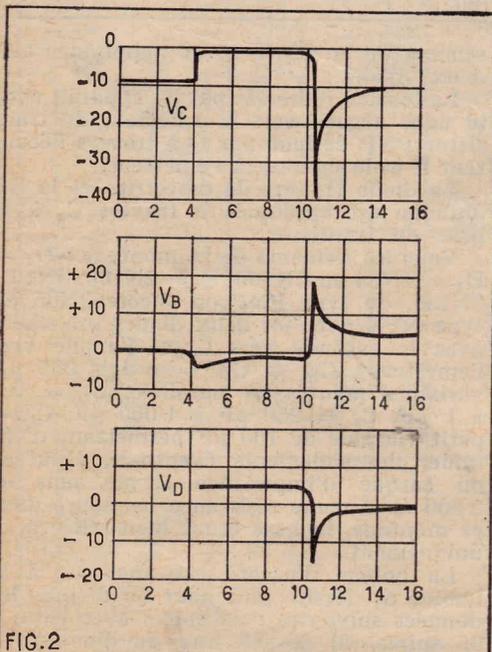


FIG.2

oscillateur de la figure 1 et un oscilloscope possédant un très bon amplificateur vertical (montant à plus de 1 MHz) et dont la base de temps fonctionne à la fréquence  $f$

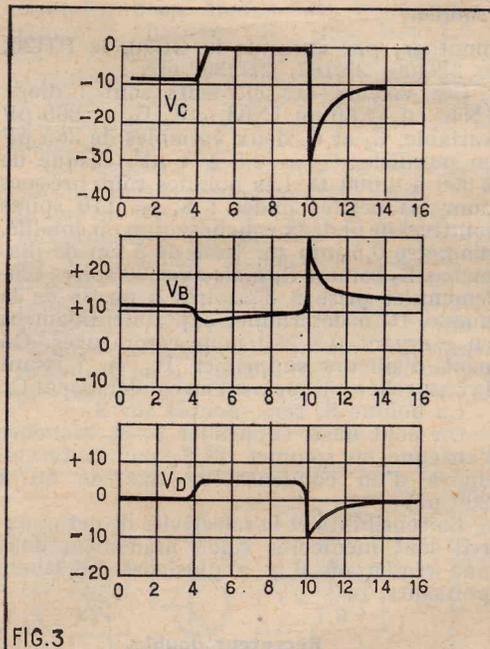


FIG.3

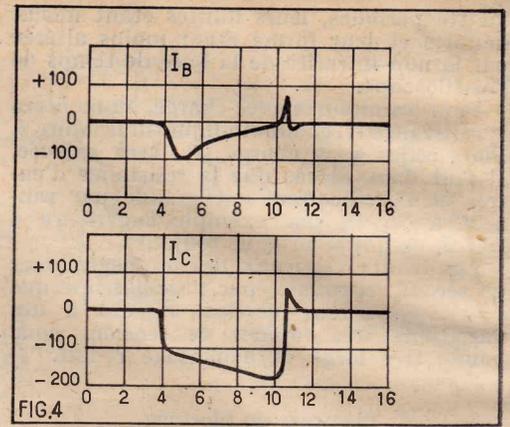


FIG.4

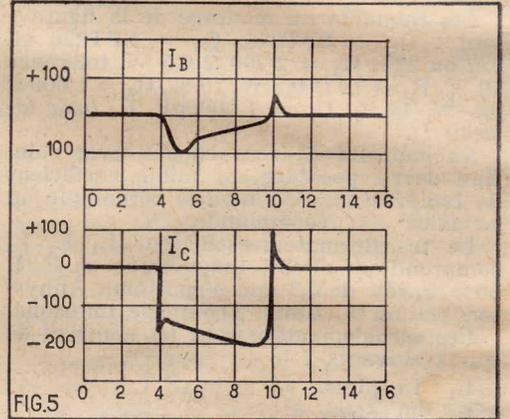


FIG.5

correspondant à la période des signaux à étudier.

On reliera la sortie de signaux synchro à l'entrée du blocking, la sortie de celui-ci à l'entrée verticale de l'oscilloscope. Le bouton synchro de l'oscilloscope sera en position « synchronisation intérieure », autrement dit, la base de temps de l'oscilloscope sera synchronisée par le signal appliqué à l'entrée verticale.

La base de temps sera réglée sur la fréquence  $f$  si l'on désire voir une seule période du signal ou sur  $f/2$  si l'on veut voir deux périodes etc. On voit sur les figures 2 à 5 que la durée de la période est de 16  $\mu s$  environ, ce qui correspond à une fréquence :

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{16 \times 10^{-6}}$$

$$\text{ou } f = \frac{1\ 000\ 000}{16} \text{ Hz}$$

ce qui donne  $f = 62\ 500$  Hz.

La plupart des oscilloscopes modernes possèdent une base de temps oscillant à 62,5 kHz. Remarque que l'obtention de deux périodes sur l'écran n'exige que la fréquence  $f/2 = 31,25$  kHz environ, trois périodes  $f/3 = 20,8$  kHz environ et quatre périodes  $f/4 = 10,4$  kHz environ. Il est d'ailleurs préférable d'observer trois ou

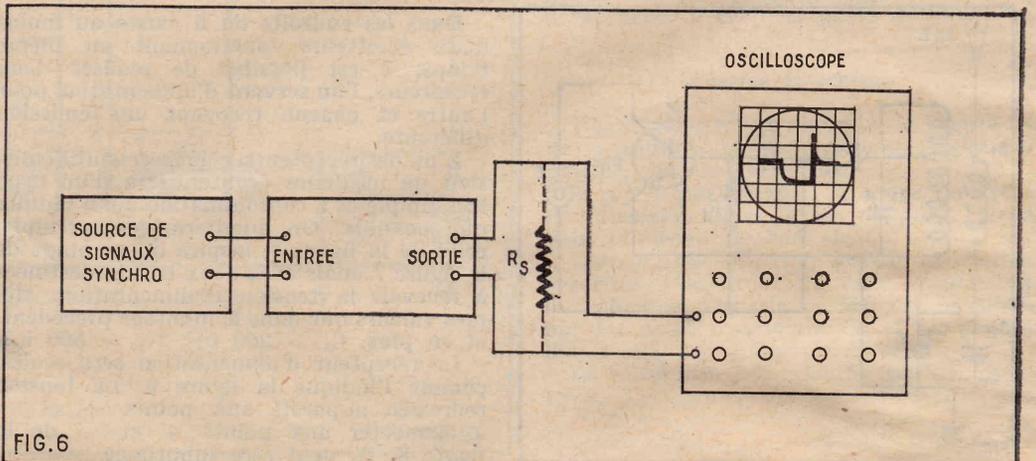


FIG.6

quatre périodes, leurs limites étant mieux définies et leur forme étant moins altérée par la non linéarité de la base de temps de l'oscilloscope.

Pour les mesures avec charge, on montera la résistance  $R_s$  comme indiqué sur la figure 6. Pour celles sans charge,  $R_s$  sera enlevée. Il faut dans ce cas que la résistance d'entrées de l'oscilloscope soit grande par rapport à  $75 \Omega$ , par exemple supérieure à  $750 \Omega$ , ce qui se produit toujours.

Les fronts verticaux des oscillogrammes ne seront reproduits par l'oscilloscope que si l'amplificateur vertical répond à des variations très rapides de tension, donc bande très large et déphasage réduit.

#### Eléments du blocking.

Les éléments du montage de la figure 1 sont :  $Q_1 = \text{SFT226}$ ,  $Q_2 = \text{SFT226}$  ou 227 ou 228,  $R_1 = 2\,700 \Omega$  0,5 W, tolérance 10 %,  $R_2 = 10 \Omega$  0,5 W, 10 %,  $R_3 = 1\,000 \Omega$  0,5 W, 10 %,  $C_1 = 1\,000 \text{ pF}$ ,  $C_2$  (voir tableau I).

La capacité  $C_2$  sera choisie avec soin. Elle devra posséder un faible coefficient de température. Un modèle céramique ou au mica est recommandé.

Le transformateur-oscillateur  $L_1$   $L_2$   $L_3$  comprend un circuit magnétique en E I,  $10 \times 15$ , rôle de 0,3 mm d'épaisseur, Anhyter, section  $4 \times 6 \text{ mm}^2$ , couplage imbriqué.

Les enroulements auront les nombres de spires suivants :

- $L_1$  : 15 spires.
- $L_2$  : 30 spires.
- $L_3$  : 15 spires.

#### Un schéma simple.

Voici, à la figure 7 un schéma ne comportant qu'une diode, détectrice et redresseuse et un transistor monté en amplificateur BF suivi d'un casque.

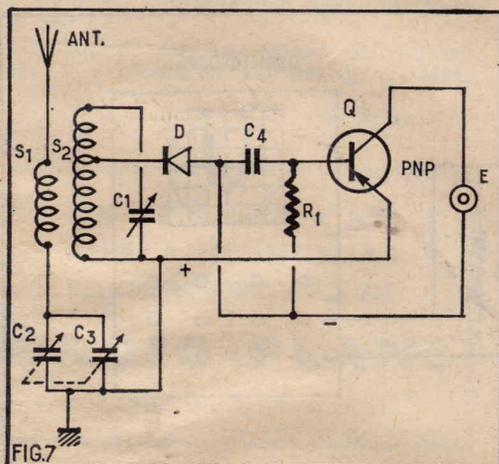
La HF reçue par l'antenne est transmise à la bobine accordée série  $S_1$ , couplée au secondaire accordé parallèle  $S_2$  et ensuite appliquée à la diode détectrice et redresseuse D. La composante BF est transmise par  $C_4$  à la base du transistor  $Q_1$  monté avec émetteur à la masse.

La BF amplifiée est alors appliquée au casque ou à l'écouteur E.

La composante continue de la tension redressée par D apparaît avec le + du côté cathode de la diode et le - du côté anode, de sorte que cette faible alimentation est branchée correctement au transistor Q du type PNP : le + vers l'émetteur et le - vers le collecteur.

Si le transistor était un NPN, il suffirait d'inverser le branchement de la diode, c'est-à-dire la cathode vers  $C_4$  et l'anode vers la prise sur  $S_2$ .

Tous les transistors de très faible consommation peuvent fonctionner dans ce



Le fil sera à couche double émail, diamètre du fil 0,3 mm, papier cristal entre chaque couche. On bobinera d'abord  $L_1$ , en commençant par le point 4. Ensuite, pour le même sens, on bobinera  $L_2$ , en commençant par le point 2, et finalement  $L_3$ , en commençant par le point 3.

On pourra aussi utiliser d'autres tôles mais les caractéristiques du blocking en seront modifiées.

Avec des tôles à grain orienté, on obtient :  
Des durées d'impulsion 20 % plus réduites ;  
Des temps de montée 50 % plus grands.

Ce montage simple et facile à réaliser est extrêmement instructif pour les expérimentateurs et pour les élèves des écoles techniques sans oublier, bien entendu, les utilisateurs professionnels.

Certaines caractéristiques et courbes de ce montage sont provisoires et susceptibles de modifications.

#### Récepteurs sans alimentation.

Le principe de ces récepteurs est fort simple : ce sont des petits montages à consommation très faible dont l'alimentation est obtenue à l'aide d'une diode qui redresse la haute fréquence captée par l'antenne même du récepteur.

Il en résulte qu'une partie de la puissance captée est utilisée comme signal HF à détecter et l'autre comme signal à redresser alimentant le ou les transistors de l'appareil.

Pratiquement, il ne faut pas attendre des merveilles de ce genre de réceptions très simplifiées donc à performances limitées, et ne fonctionnant avec quelque rendement que près d'une émission puissante et avec une très bonne antenne.

montage, par exemple le OC70, le RR20, le 2N106, 2N107, 2N130, etc.

Les valeurs des éléments sont : diode 1N48 ou 1N60 ou 1N64, etc.,  $C_1 = 365 \text{ pF}$  variable,  $C_2$  et  $C_3$  deux variables de 365 pF en parallèle,  $C_4 = 0,5$  à  $4 \mu\text{F}$ , casque de 2 000 à 4 000  $\Omega$ . Les bobines sont prévues pour les petites ondes :  $S_1 = 110$  spires jointives de fil deux couches coton ou émaillé, diamètre 0,5 mm sur tube de 5 cm de diamètre,  $S_2$  comme  $S_1$  mais avec 90 spires seulement et prise à 35 spires à partir de la masse,  $R_1$  à déterminer expérimentalement en essayant 0,2 M $\Omega$  pour commencer. On peut d'ailleurs supprimer  $R_1$  en laissant la base reliée uniquement au condensateur  $C_4$ .

La bobine  $S_2$  sera montée sur  $S_1$ .  
On peut aussi supprimer  $S_1$  et brancher l'antenne au sommet de  $S_2$  par l'intermédiaire d'un condensateur fixe de 50 à 200 pF.

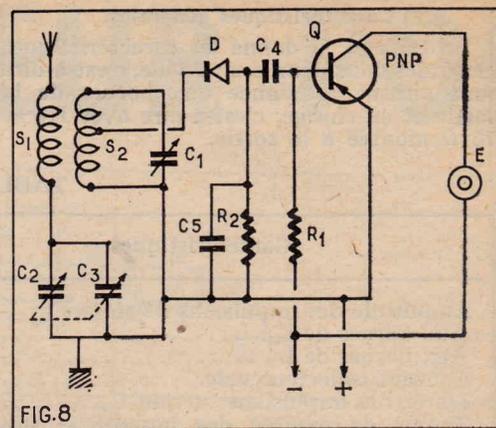
La sensibilité et la sélectivité de cet appareil sont médiocres sinon mauvaises dans une région où il y a plusieurs émetteurs puissants.

#### Récepteur double.

Dans les endroits où il existe au moins deux émetteurs fonctionnant en même temps, il est possible de réaliser deux récepteurs, l'un servant d'alimentation pour l'autre et chacun recevant une émission différente.

L'un des récepteurs, celui recevant l'émission qu'on désire écouter, sera d'un type très simple et à consommation aussi réduite que possible. On adoptera, par exemple, celui de la figure 8, inspiré du montage de la figure 7, mais avec deux bornes destinées à recevoir la tension d'alimentation. Mêmes valeurs que dans le montage précédent, et en plus,  $C_5 = 200 \text{ pF}$ ,  $R_2 = 500 \text{ k}\Omega$ .

Le récepteur d'alimentation sera réalisé comme l'indique la figure 9. La tension redressée apparaît aux points + et - à connecter aux points + et - de la figure 8.  $R_1$  peut être supprimée.



Il est évident que le dispositif de la figure 9 devra recevoir une émission puissante autre ou la même que celle reçue par le récepteur de la figure 8.

#### Récepteur à deux diodes.

Dans une variante du récepteur décrit plus haut, on utilise deux diodes, l'une redressant la HF et l'autre la détectant. Les deux diodes reçoivent la même émission et sont incorporées dans un seul montage comme le montre la figure 10 (voir bibliographie 2).

Rappelons que dans un circuit accordé en série comme  $S_2$  et  $C_{1A} + C_{1B}$ , la tension, à la résonance, est très faible pour l'ensemble LC mais maximum pour l'élément L et l'élément C, les tensions HF aux bornes de chaque élément étant égales et en opposition.

On peut donc prélever la HF aux bornes de  $C_{1A} + C_{1B}$  comme on l'a fait dans le

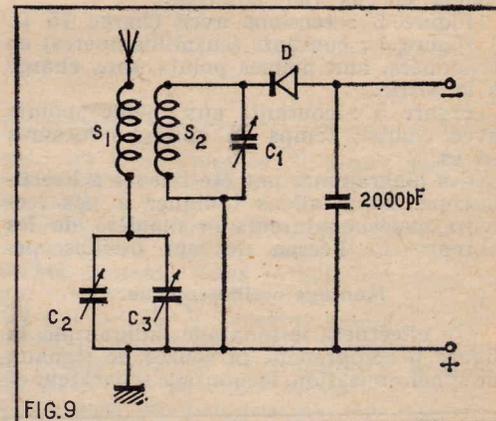


schéma de la figure 10 et l'appliquer aux deux diodes.

La tension redressée par  $D_2$  apparaît avec le signe négatif vers le collecteur du transistor PNP désigné par Q à travers l'écouteur E et le signe + à l'émetteur.

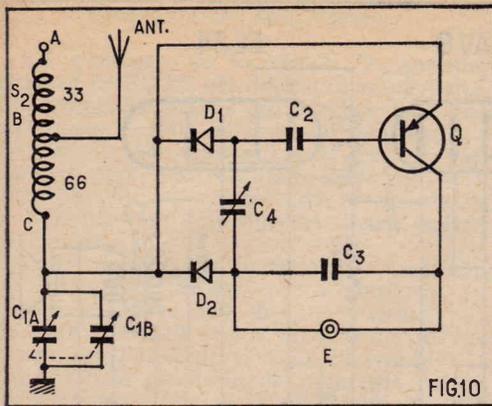
La diode  $D_1$  sert de détectrice et la BF obtenue est appliquée à travers  $C_2$  à la base du transistor.

Voici les éléments de ce montage :  $D_1 = D_2 = 1\text{N}34$  ou CK705,  $Q = 2\text{N}106, 2\text{N}107, 2\text{N}130$ , du type PNP ou encore 2N35 du type NPN avec les deux diodes branchées avec la cathode vers  $C_4$  et l'anode vers l'émetteur ;  $C_{1A} + C_{1B} = 2$  fois 365 pF variables montés en parallèle,  $C_2 = 0,1$  à  $1 \mu\text{F}$ ,  $C_3 = 250 \text{ pF}$  à  $1\,000 \text{ pF}$ ,  $C_4 =$  petit variable de 100 pF permettant d'éliminer des sifflements éventuels, écouteur ou casque d'impédance élevée, plus de 2 000  $\Omega$ . Aucune résistance ne figure dans ce montage, la base étant bien reliée à  $C_2$  uniquement.

La bobine d'accord est analogue à la bobine  $S_1$  décrite plus haut ou d'après les données suivantes : 99 spires avec prise à 66 spires, fil de 0,6 mm de diamètre à

# LE DÉPHASEUR IDÉAL

(Suite de la page 13.)



deux couches coton, sur tube de 5 cm de diamètre sans noyau de ferrite.

## Récepteur à bobine ferrite.

Voici, pour terminer, encore un récepteur sans alimentation de meilleur rendement que les précédents, en raison de l'emploi d'un bobinage exécuté sur un noyau de ferrite du modèle utilisé pour les cadres incorporés dans les récepteurs modernes (voir bibliographie 3).

Le schéma de cet appareil est donné par la figure 11. On y trouve comme circuit d'accord un système LC série comme précédemment, mais le condensateur est à la partie supérieure, du côté de l'antenne de sorte que le signal HF est prélevé aux bornes de la bobine. En réalité, on a prévu des prises sur L afin de réaliser une adaptation correcte, et le meilleur compromis entre la sélectivité et la sensibilité du récepteur.

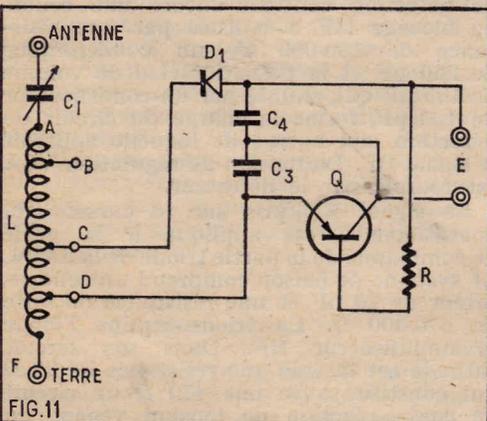
L'antenne est montée aux bornes libres de  $C_1$  et la prise B est disponible pour divers essais d'adaptation en branchant la cathode de la diode  $D_1$  en ce point au lieu du point C.

La terre se branchera au point F.

Les valeurs des éléments sont :  $R = 220 \text{ k}\Omega$ ,  $0,5 \text{ W}$ ,  $C_1 =$  variable  $365 \text{ pF}$ ,  $C_2 = 0,5 \text{ }\mu\text{F}$  papier,  $C_3 = 2000 \text{ pF}$  céramique,  $C_4 = 500 \text{ pF}$  céramique,  $Q =$  transistor 2N114, CK768, CK721, CK722, 2N107, et probablement 2N109 ou OC70, mais ceux indiqués en premier consommant le moins possible et conviennent mieux ; E = écouteur ou casque  $R > 2000 \text{ }\Omega$ .

Avec un transistor NPN (2N35 ou 2N170), inverser la diode  $D_1$  qui est du type Raytheon CK105 ou CK705 A diodes ayant donné les meilleurs résultats. On pourra essayer aussi les autres diodes recommandées dans les précédents montages.

La bobine comprend 130 spires, fil de 0,4 mm de diamètre sur bâtonnet de ferrite de 6 à 7 mm de diamètre et de 8 à 9 cm de longueur. Celle du bobinage est de 6,5 à 7 cm environ. Les spires sont effectuées de manière qu'il y ait le nombre de spires suivants entre les prises : AF = 130 spires, BF : 100 spires, CF : 28 spires, DF : 6,5 spires.



dre à cette question avec prudence. Il est possible de modifier le montage pour que les deux tensions  $V_1$  et  $V_2$  soient égales.

Il suffit de modifier la résistance  $R_6$  dans le sens voulu. La tension d'attaque que reçoit l'élément II est inférieure à celle que reçoit l'élément I. On peut augmenter le gain fourni en adoptant une valeur plus élevée pour  $R_6$ .

Nous donnons sur la figure 7 un exemple d'un tel montage. On remarquera que les deux résistances de charge  $R_5$  et  $R_6$  diffèrent d'environ 10 %, ce qui corrige exactement le défaut de symétrie apportée ici par le fait que la valeur de la résistance commune de cathode n'est que de  $10000 \text{ }\Omega$ .

Dans ce cas, ainsi, les chiffres qui sont portés sur la figure 7 doivent être considérés comme des ordres de grandeur.

Pour la détermination exacte, il faudrait encore utiliser des appareils de mesures.

On procède, par exemple, de la manière suivante.

On introduit à l'entrée une tension musicale fournie par un générateur de basse fréquence. Avec un voltmètre à tube électronique, on mesure alors la tension obtenue entre les extrémités de  $R_5$ . Après quoi le voltmètre à tube est branché entre les extrémités de  $R_6$ . On ajoute la valeur de manière à trouver exactement la même tension que précédemment.

## Le montage est-il vraiment symétrique ?

On peut se représenter le montage déphaseur comme nous l'indiquons sur la figure 8. Chaque élément du tube déphaseur correspondant à un générateur possédant une certaine impédance interne. Les générateurs sont  $G_1$  et  $G_2$ , les impédances internes sont  $Z_1$  et  $Z_2$ .

Pour que la symétrie soit parfaite, il faut réaliser l'égalité des tensions  $V_1$  et  $V_2$ , fournies par les deux générateurs en même temps que celle des impédances internes  $Z_1$  et  $Z_2$ .

Les montages 4, 5, 6 ne fournissent pas les mêmes tensions de sortie, nous en avons expliqué les raisons. Ils ne sont pas parfaitement symétriques.

Le montage modifié de la figure 7 donne bien des tensions de sorties égales, mais pour obtenir ce résultat, il a fallu supprimer l'égalité des résistances internes. On ne

peut donc pas dire que le montage soit parfaitement symétrique.

## Conclusion.

Nous sommes maintenant en possession de tous les éléments de la cause.

Le déphaseur de Schmitt n'est pas symétrique. Il ne peut pas l'être. Nous avons montré qu'on pouvait cependant obtenir des tensions de sorties égales, mais que, dans ce cas, on détruit l'égalité des impédances internes. En poussant l'examen plus loin, nous aurons facilement pu démontrer que l'égalité des tensions de sortie ne peut être obtenue que dans une certaine bande de fréquence. En effet, pour que deux amplificateurs aient des courbes de transmission (ou de réponse) absolument superposables, il faut nécessairement que les impédances de charges soient les mêmes. En particulier, cet effet peut se manifester très fortement quand l'amplificateur travaille en régime d'impulsion ou en régime transitoire. Or, la transmission de mesure n'est qu'une succession de régimes transitoires.

On a prétendu que le montage fournissait un gain élevé. Nous avons montré que c'est tout à fait inexact si l'on considère que le montage est réalisé avec deux tubes amplificateurs. De plus, le gain est élevé à condition de consentir à une dissymétrie importante. Nous avons cité des chiffres précis. Un élément de tube ECC83 peut facilement fournir un gain en tension élevé dans les

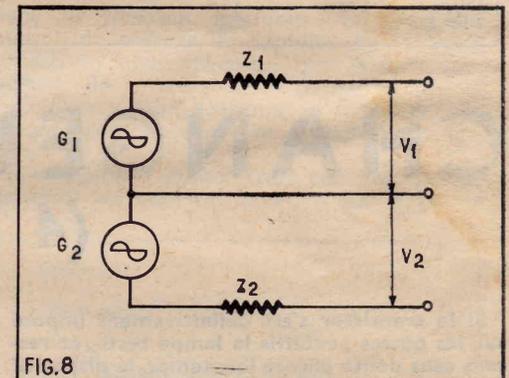


FIG. 8. — Schéma équivalent de l'étage déphaseur. La symétrie parfaite exige que  $V_1 = V_2$  et  $Z_1 = Z_2$ .

conditions normales. Avec une résistance de charge de  $100000 \text{ }\Omega$ , le gain obtenu est de :

$$\frac{100 \times 100000}{100000 + 80000} \text{ c'est-à-dire de } 55 \text{ environ}$$

Or, utilisé en déphaseur de Schmitt, ce gain tombe à moins de 25, ou même de 20 pour peu qu'on veuille obtenir une symétrie acceptable.

Enfin, la mise au point n'est pas toujours extrêmement facile, pour peu qu'on veuille tirer le maximum du montage.

On peut donc conclure de tout cela que si dans certaines réalisations d'amplificateur HI-FI le déphaseur de Schmitt a été adopté, ce n'est certainement pas à cause de ses qualités techniques. Il ne s'agit — nous l'avons déjà écrit ici même — que de la volonté d'employer un montage nouveau — ou, si l'on préfère, d'une simple question de mode.

Pour terminer cette étude, il nous faudra examiner le déphaseur cathodyne et nous pourrions alors conclure. C'est ce que nous avons l'intention de faire dans un prochain article.

## Bibliographie.

1. — Oscillateur blocking OB1 : notice OB-1-1 COSEM (Compagnie générale des semi-conducteurs).
2. — Récepteur à deux diodes : Expérimenteur's carrier power receiver, par Dr. William H. Grace (Radio Electronics, vol. XXX, n° 4).
3. — Récepteur à bobine ferrite : Free Power Radio, par Dr. W. H. Grace (Radio Electronics, vol. XXXII, n° 2).



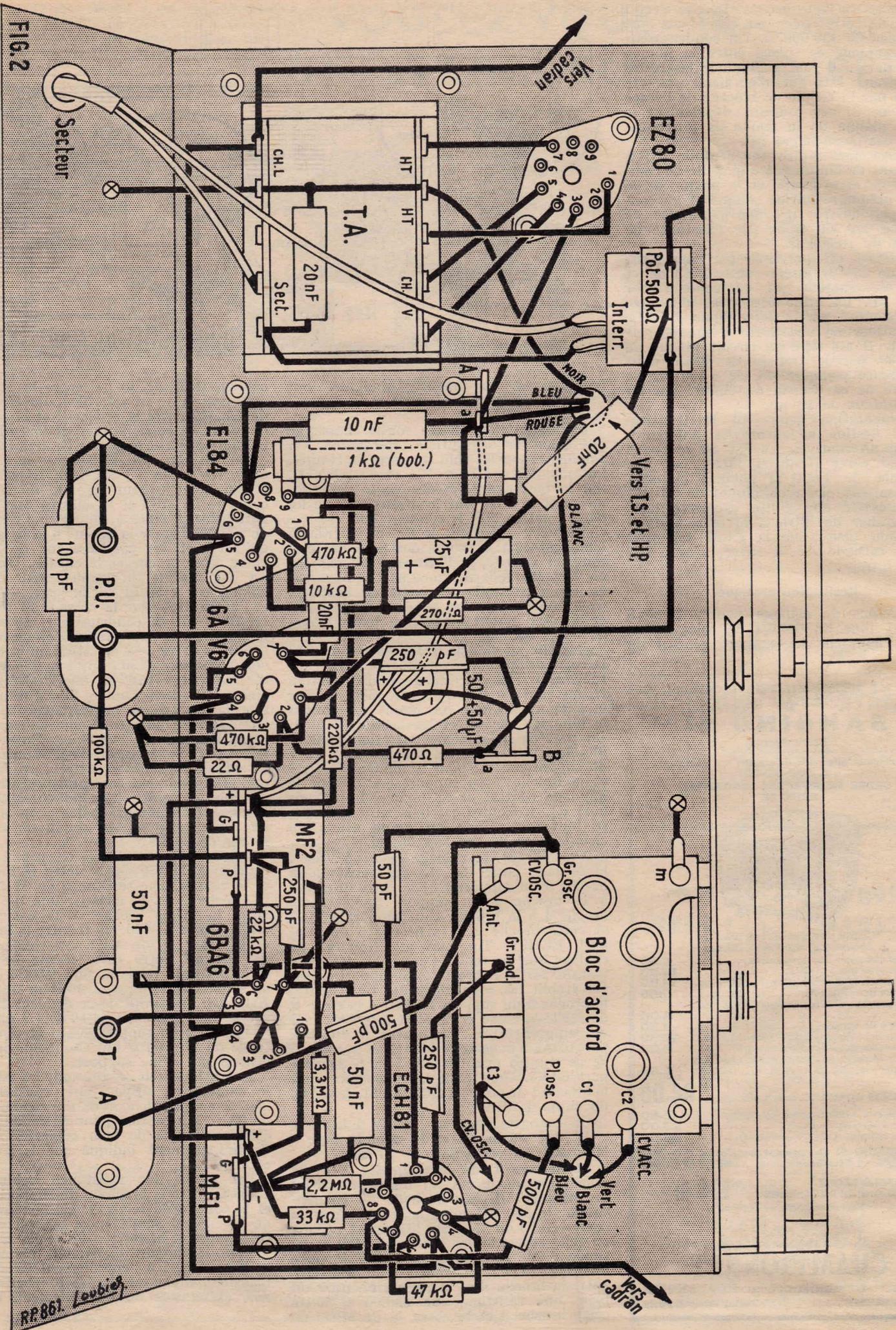


FIG. 2

RP861 Loubig

secondaire du transfo de sortie. Le circuit plaque de cette triode est chargé par une résistance de 220 000  $\Omega$ . Un condensateur de découplage est placé entre la plaque et la masse. Il sert à éliminer les restes de courant HF qui n'auraient pas été arrêtés par la cellule de blocage de l'étage détecteur. Si ces courants dépassaient le circuit plaque de la triode ils provoqueraient des accrochages BF.

L'étage final utilise une pentode EL84. Le circuit de liaison entre la grille de commande de cette lampe et la plaque de la triode préamplificatrice comprend un condensateur de 20 nF, une résistance de fuite de 470 000  $\Omega$  et une résistance de blocage de 10 000  $\Omega$ .

La EL84 est polarisée par une résistance de 270  $\Omega$  insérée entre cathode et masse et shuntée par un condensateur de 25 pF. La grille écran est alimentée directement à partir de la ligne HT. Le haut-parleur est un 12 cm à aimant permanent. Il est relié au circuit plaque de la EL84 par le transfo de sortie dont l'impédance primaire est de 5 000  $\Omega$ . Le primaire de ce transfo est shunté par un condensateur de 10 nF.

L'alimentation comprend le transformateur destiné à fournir les différentes tensions alternatives. La HT est redressée par une valve EZ80 et filtrée par une résistance de 1 000  $\Omega$  bobinée et deux condensateurs électrochimiques de 50  $\mu$ F. Afin d'éviter une chute excessive dans la résistance de filtrage, la tension d'alimentation plaque de la EL84 est prise sur la cathode de la valve, c'est-à-dire avant filtrage.

#### Réalisation pratique.

Les plans de câblage figures 2 et 3 donnent tous les détails de construction de cet appareil. Le support général du

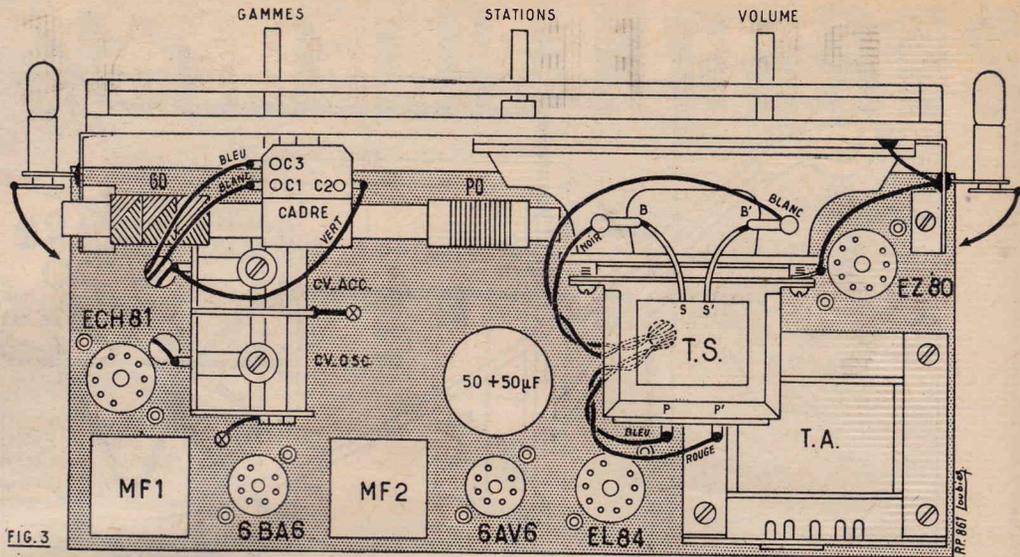


FIG. 3

montage est un châssis métallique dont la figure 2 montre le dessus et la figure 3 le dessous.

La fixation des pièces sur le châssis se fait selon la disposition représentée. On commence par les cinq supports de lampes, les plaquettes AT et PU et le relais B. Sur la face avant on dispose le potentiomètre et le bloc. Sur le dessus on fixe les deux transfos MF, le condensateur électrochimique 2 x 50  $\mu$ F, le CV et le transfo d'alimentation. Sur une des tiges de fixation du transfo, à l'intérieur du châssis, on met le relais A. Lorsque l'équipement en est à ce stade on passe au câblage; les autres pièces telles que le cadran, le HP et le cadre seront montés en temps voulu au cours du câblage.

On relie au châssis la fourchette du CV, la cosse *m* du bloc, le point milieu de l'enroulement HT du transfo d'alimentation et un côté de l'enroulement CH. L. Sur le support ECH81 on réunit au châssis le blindage central et les broches 3 et 4. On procède à la même opération pour le blindage central et les broches 2, 3 et 7 du support 6BA6, pour le blindage central et la broche 3 du support 6AV6 pour le blindage central et la broche 4 du support EL84. Toutes ces liaisons à la masse se font par du fil nu qu'on soude au châssis avec un fer très chaud.

Avec du fil de câblage isolé on relie : la seconde cosse CH. L. du transfo à la broche 5 du support EL84; cette broche 5 à la broche 4 du support 6AV6, cette broche 4 à la broche 4 du support 6BA6; et cette broche 4 à la broche 5 du support ECH81. Toujours avec du fil de câblage isolé on relie les cosses + des deux transfos MF et la broche 9 du support EL84. On établit les connexions qui réunissent : la broche 6 du support ECH81 à la cosse P de MF1, la cosse G de MF1 à la broche 1 du support 6BA6. La broche 5 du support 6BA6 à la cosse P de MF2 et la cosse G de ce transfo aux broches 5 et 6 du support 6AV6. On établit la connexion entre la broche 1 du support ECH81 et la broche 6 du support 6BA6.

On connecte une cage du CV à la cosse « CV Acc du bloc » et la seconde cage à la cosse « Gr osc » CV osc du bloc.

La ferrure T de la plaquette A-T est reliée par un fil nu au blindage central du support 6BA6. On soude un condensateur de 500 pF entre la ferrure A et la cosse « Ant » du bloc. Sur le support ECH81 on relie ensemble les broches 7 et 9 et on soude : une résistance de 47 000  $\Omega$  entre les broches 4 et 7, un condensateur de 500 pF entre la broche 8 et la cosse « Pl. osc » du bloc, une résistance de 33 000  $\Omega$  entre cette broche 8 et la cosse + de MF1, un

condensateur de 50 pF entre la broche 9 et la cosse « Gr osc » du bloc, une résistance de 2,2 M $\Omega$  entre la broche 2 et la cosse — de MF1, un condensateur de 250 pF entre cette broche 2 et la cosse « Gr mod » du bloc.

On dispose une résistance de 3,3 M $\Omega$  entre les cosses — des deux transfos MF, et un condensateur de 50  $\mu$ F entre la cosse — de MF1 et le châssis. Sur le support 6BA6 il reste à souder une résistance de 22 000  $\Omega$  entre la broche 6 et la cosse + de MF2 et un condensateur de 50 nF entre cette broche et le châssis. On soude un des fils + du condensateur électrochimique 2 x 50  $\mu$ F sur la cosse + de MF2 et l'autre fil + sur la cosse *a* du relais A. Le fil — de ce condensateur est soudé à la masse sur la patte de fixation du relais B.

Sur la cosse — de MF2 on soude un condensateur de 250 pF qui va à la broche 7 du support 6BA6 et une résistance de 100 000  $\Omega$  dont l'autre fil est soudé sur une des ferrures de la plaquette PU. Cette ferrure est connectée à une extrémité du potentiomètre de volume. Entre cette ferrure et le châssis, on dispose un condensateur de 100 pF. L'autre ferrure, ainsi que la seconde extrémité du potentiomètre de volume, sont reliées au châssis. Entre le curseur du potentiomètre et la broche 1 du support 6AV6, on soude un condensateur de 20 nF.

Sur le support 6AV6 on soude : une résistance de 470 000  $\Omega$  entre la broche 1 et le châssis, une résistance de 22  $\Omega$  entre la broche 2 et le châssis, une de 470  $\Omega$  entre la même broche et la cosse *a* du relais B, une de 220 000  $\Omega$  entre la broche 7 et la cosse + de MF2, un condensateur de 250 pF entre cette même broche 7 et la patte du relais B. Sur cette broche 7, on soude encore un condensateur de 20 nF. A l'autre extrémité de ce condensateur on soude une résistance de 10 000  $\Omega$  qui va à la broche 2 du support EL84 et une résistance de 470 000  $\Omega$  qui aboutit au blindage central du même support.

Entre la broche 3 du support EL84 et le châssis, on dispose une résistance de 270  $\Omega$  en parallèle avec un condensateur de 25  $\mu$ F. Attention pour ce condensateur électrochimique de bien respecter le sens de branchement indiqué sur le plan de câblage.

On soude une résistance bobinée de 1 000  $\Omega$  entre la broche 9 du support EL84 et la cosse *a* du relais A. Un condensateur de 10 nF est soudé entre la broche 7 de ce support et la cosse *a* du relais A.

Pour le support EZ80, on connecte les broches 4 et 5 à l'enroulement CH. V. du transfo d'alimentation, les broches 1 et 7 aux extrémités de l'enroulement HT et

(Suite page 38.)

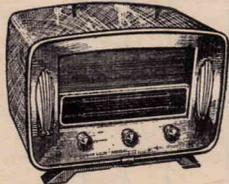
DEVIS DES PIÈCES DÉTACHÉES NÉCESSAIRES AU MONTAGE DU

## “ BAMBINO 61 ”

Décrit ci-contre

Récepteur alternatif 5 lampes - 4 gammes (OC-PO-GO-BE)

CADRE FERROCUBE INCORPORÉ PRISE PU



Coffret plastique ørt ou blanc. Dimensions : 320 x 235 x 180 mm.

1 châssis aux cotes des accessoires.....	4.50
1 cadran avec glace et CV.....	16.50
1 transformateur d'alimentation 2 x 280 V.....	11.50
1 potentiomètre 500 k $\Omega$ .....	1.50
1 condensateur électrochimique 2 x 50 mF, 350 V.....	4.00
5 supports de lampes.....	1.50
1 bloc de bobinages + MF + cadre.....	16.50
1 jeu de résistances et condensateurs.....	6.00
Fils de câblage, souplisso, cordon secteur, soudure, etc.....	2.00

LE CHASSIS COMPLET, prêt à câbler.... **64.00**

1 haut-parleur avec transfo 5 000 ohms ..	15.50
1 jeu de 5 lampes.....	25.00
1 coffret complet (gravure ci-dessus)....	28.00

LE BAMBINO 61 absolument complet en pièces détachées..... NF **132.50**

CABLÉ-RÉGLÉ EN ORDRE DE MARCHÉ.... **138 NF**

(Port et emballage : 10,50 NF).

Comptoirs  
**CHAMPIONNET**

14, rue Championnet - PARIS-XVIII<sup>e</sup>  
Tél. : ORN 52-08 C.C. Postal 12358-30 Paris.

# PERFECTIONNEMENTS A UN GAMMAPHONE

par F.-P. BUSSER

Nous avons décrit, il y a quelque temps (1) la conception et la réalisation d'un gammaphone de prospection que, depuis, un certain nombre de lecteurs ont réalisé après nous.

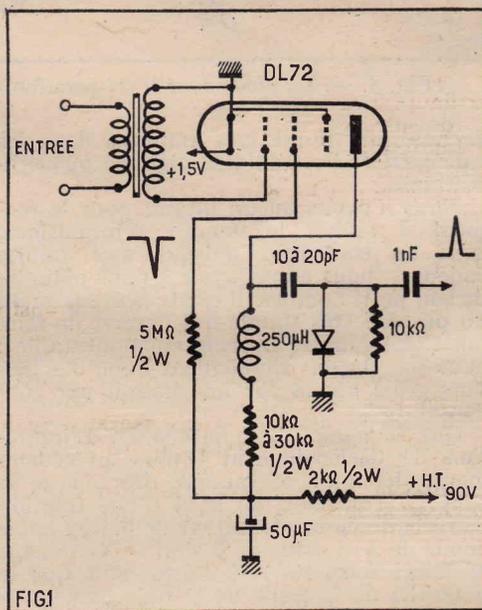
L'un de ces lecteurs a eu difficulté à obtenir une tension suffisante avec le convertisseur de tension à transistor que nous avons prévu, même en supprimant la résistance d'amortissement qui permet de régler la valeur exacte de cette tension. Le remède est très simple, s'il ne s'agit pas d'un défaut d'isolement de l'un des bobinages de l'oscillateur ou d'une spire en court-circuit : il est d'ailleurs indiqué dans notre exposé : il suffit d'inverser la polarité soit de l'enroulement haute tension soit, ce qui est préférable, celle des deux enroulements d'oscillation.

Un autre lecteur aurait aimé supprimer l'avertisseur acoustique d'usure des piles que nous avons prévu. Là, également, la manière est des plus simples. Rappelons que cet avertisseur consiste à faire entendre dans l'écouteur en surimpression avec les tops du compteur, un sifflement provenant de la fondamentale de l'oscillateur du convertisseur, ce sifflement devenant rapidement de plus en plus intense lorsque la pile est usée et que sa résistance interne augmente rapidement en fonctionnement. Lorsque la pile est en bon état, le sifflement est très faible et sert simplement d'indicateur de fonctionnement tandis que dès que les piles sont trop usées pour assurer un fonctionnement correct du compteur, il devient suffisamment puissant pour lasser les plus patients et inciter au remplacement des piles. Pour supprimer ce dispositif, il suffit de ramener les découplages au positif de l'alimentation et de ramener celui-ci à la masse. Prévoir éventuellement un condensateur d'une centaine de  $\mu\text{F}$  en parallèle sur la pile (après l'interrupteur). En effet, ce dispositif consiste tout simplement à retenir le circuit BF en série avec la pile de sorte qu'une fraction variable avec sa résistance interne de l'oscillation est injectée dans la BF. C'est pourquoi, dans notre montage, c'est le négatif et non le positif des piles qui est réuni à la masse.

D'autres lecteurs enfin ont utilisé des tubes de type différent de celui que nous avons adopté sur notre maquette. Cette modification est très facile à réaliser car il suffit de rajuster la tension d'alimentation du tube GM en agissant sur la résistance d'amortissement de l'oscillateur convertisseur et en opérant comme nous l'avons indiqué pour le tube RBW.

## L'étage d'entrée.

Nous avons été amenés à utiliser notre compteur ou, plus exactement, notre gam-



maphone en laboratoire et aurions aimé un « ratemeter » (rien à voir avec les rats, c'est un dispositif qui indique en lecture directe le nombre de coups par unité de temps). Nous avons par conséquent réalisé deux dispositifs, le premier autonome, le second alimenté par secteur.

A la sortie du gammaphone, nous avons branché un transformateur basse fréquence du type pour microphone, l'enroulement 200  $\Omega$  étant relié à la sortie du gammaphone et l'enroulement 100 000  $\Omega$  (=

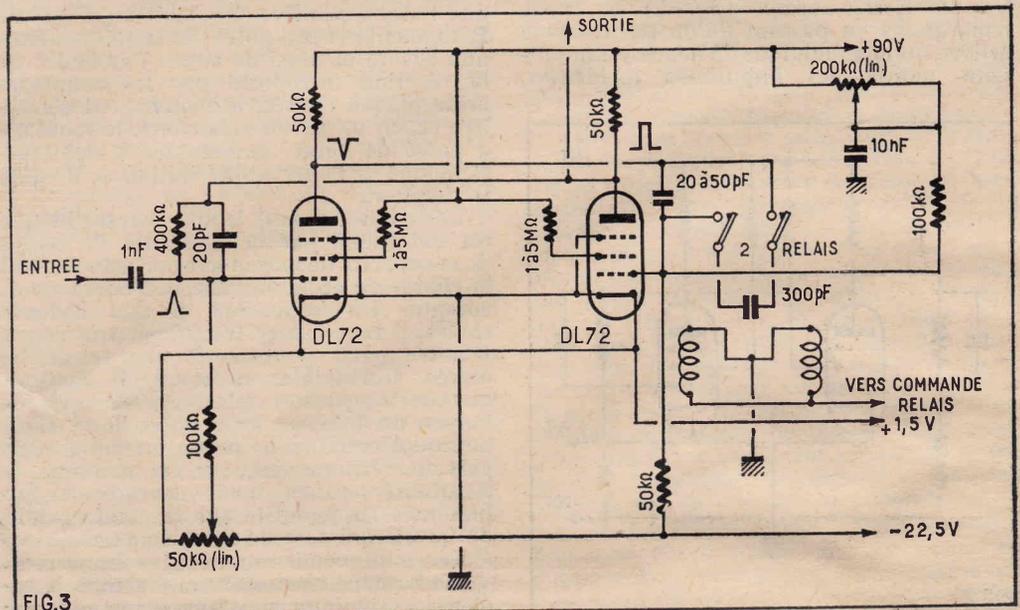
1 000 nouveaux  $\Omega$  !) à l'entrée de l'étage de mise en forme.

L'étage de mise en forme (fig. 1) est équipé du tube subminiature de puissance DL72. Sa grille est attaquée par le transformateur d'adaptation ci-dessus. L'écran est alimenté directement à partir de la haute tension à travers une résistance de 5 M $\Omega$  non découpée. L'anode est chargée par une résistance de 10 000  $\Omega$  en série avec une inductance de 250  $\mu\text{H}$ . Le signal est prélevé sur l'anode, au sommet de cette inductance, par un condensateur de 10 à 20 pF. Ce tube sert d'écrêteur et le circuit de dérivation placé dans son anode met en forme le signal dont il raidit les fronts.

## L'étage d'uniformisation.

L'étage ci-dessus est soigneusement blindé et découplé, de même que le suivant. Celui-ci constitue une bascule monostable déclenchée par les tops issus de l'étage précédent. Son rôle est d'uniformiser en durée les tops. Il est également équipé de deux DL72 (fig. 3).

Appelons A et B les deux tubes de la bascule. La polarisation du tube A est au repos telle que ce tube est tout juste bloqué. Le tube de l'étage de mise en forme est au repos saturé, c'est-à-dire que le courant maximum est débité. Par conséquent, la chute de tension dans ce tube est relativement faible et l'anode a un potentiel voisin de la masse. Vienne une impulsion provenant du compteur. Le transformateur lui donne une grande amplitude de telle sorte que l'étage de mise en forme soit bloqué largement. Plus aucun courant ne



(1) N° 122 de décembre 1957.

circulant dans la charge anodique, le potentiel de l'anode monte jusqu'à celui, sensiblement, de la haute tension. Nous obtenons donc une impulsion positive qui est différenciée par le circuit de sortie. Le tube A de la bascule jusqu'ici bloqué, voit son potentiel de grille augmenter considérablement et débite jusqu'à saturation. Son potentiel d'anode, par conséquent, baisse de même, et comme les deux tubes de la bascule sont montés en cascade, cette impulsion négative appliquée au tube B, jusqu'ici débitant au maximum, le bloque. Pour qu'au repos le tube B débite effectivement au maximum, on a eu la précaution de réunir sa grille de commande au + haute tension par un pont de résistances. Toutefois, l'astuce du montage est qu'au lieu de monter ce pont banalement entre — polarisation et + haute tension, la résistance de charge anodique du tube A a été incorporée à l'une de ses branches. Si ce n'était pas le cas, nous retrouverions simplement sur l'anode du tube B l'impulsion originale simplement amplifiée et rabotée par les deux étages fonctionnant en écreteur. Le fait de ramener le pont d'alimentation de la grille du tube B sur l'anode du tube A modifie profondément la situation.

Tant que le tube A est bloqué, c'est-à-dire au repos, son anode est comme nous l'avons dit voisine du + haute tension. Nous calculons le pont diviseur de telle sorte que le potentiel de la grille du tube B soit de l'ordre de + 0,5 V en l'absence de courant grille. Dans ces conditions, l'impulsion appliquée au tube A et retrouvée en phase négative sur son anode peut bloquer le tube B puisque sa grille est positive.

La situation est désormais radicalement changée. L'anode du tube A est à un potentiel plus près de la masse par suite du courant qu'il débite et de la chute de tension sur la charge anodique. Par conséquent, le tube B est bloqué et son anode à un potentiel voisin du plus haute tension. La grille du tube A étant reliée à cette anode, son potentiel devient plus positif et lorsque l'impulsion de déclenchement sera passée, le montage ne pourra plus retrouver son état de repos, A bloqué, B débitant. Le montage a basculé et reste dans un second état stable.

Ce que nous venons de dire n'est pas rigoureusement exact ; ce le serait si les deux tubes étaient reliés par des liaisons à courant continu. Dans ce cas, il faudrait une seconde impulsion appliquée cette fois à la grille du tube B pour faire par un processus analogue revenir le montage dans son premier état. Nous serions en présence d'un circuit bistable appelé souvent également Eccles-Jordan (fig. 2) et nous remarquons en passant qu'un tel montage délivre sur chaque anode un nombre d'impulsions moitié des impulsions incidentes,

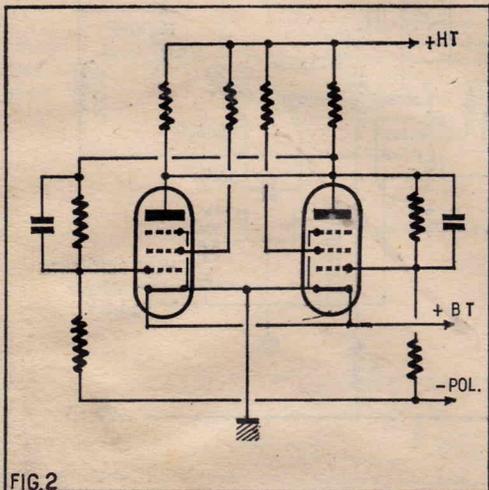


FIG.2

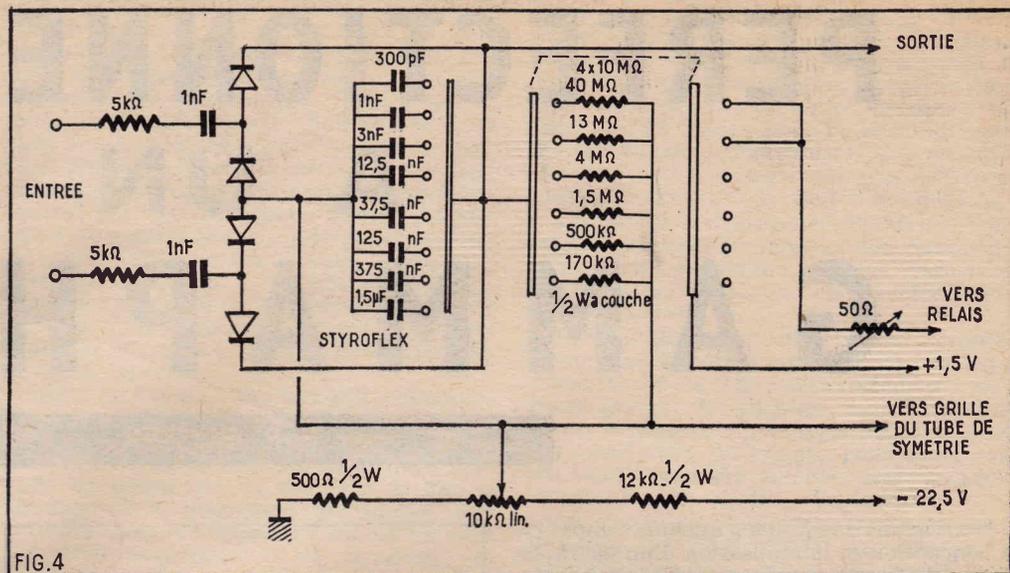


FIG.4

Fig. 4. — La diode dont il est question dans le texte est en fait un groupe de diodes.

ce pourquoi il est très employé dans les calculatrices électroniques digitales ou arithmétiques.

Nous n'avons aucun intérêt pour le moment à diviser le nombre d'impulsions, bien au contraire, puisque aux faibles cadences, nous allons avoir à nous plaindre de leur petit nombre. Il existe heureusement un procédé très simple qui permet de faire fonctionner notre bascule en monostable : nous remplaçons simplement l'une des liaisons grille anode par une liaison par condensateur.

Que se passe-t-il maintenant ? L'impulsion de déclenchement comme précédemment, débloque le tube A qui bloque le tube B. Toutefois, au bout d'une fraction de seconde, le condensateur de liaison entre anode de A et grille de B s'est suffisamment déchargé dans les résistances pour que le potentiel de la grille de B redevienne voisine du cut-off et bientôt, le tube B recommence à débiter. Les événements, alors, se précipitent : l'anode de B et la grille de A étant en liaison continue, lorsque B recommence à débiter, son potentiel d'anode tend à baisser par suite de la chute de tension sur sa charge anodique, et la grille de A devient moins positive, c'est-à-dire que son débit anodique va baisser en conséquence. Si l'anode de A débite moins, son potentiel va monter, la chute de tension diminuant. Si le potentiel d'anode de A augmente, le condensateur de liaison à la grille de B va transmettre à cette grille une tension positive. Le débit anodique de B augmente et son potentiel anodique diminue encore et ainsi de suite. Par l'effet de la réaction introduite par les couplages grille plaque croisés, le mouvement s'accélère et, en un temps très court, le montage a passé de l'état semi-stable, A débitant, B bloqué à l'état stable initial, A bloqué, B débitant.

Le temps pendant lequel B reste bloqué est déterminé par la constante de temps de la capacité de liaison avec principalement la charge de grille du tube B. Pour pouvoir compter les impulsions à une cadence élevée, il faut que ce temps soit très court. D'autre part, pour avoir une sensibilité élevée aux faibles cadences, il faudrait que ce temps soit relativement long, de l'ordre du 1/10 au 1/20 de seconde. C'est pourquoi nous avons prévu un petit relais galvanométrique qui, sur les gammes de sensibilité correspondant aux cadences faibles met en parallèle sur le condensateur de 20 pF qui sert de liaison aux cadences élevées, un condensateur plus important.

La bascule nous délivre des tops à cadence arythmique, mais tous égaux en forme

et en amplitude et d'une durée non négligeable. Si nous utilisons ces tops pour charger un condensateur par ailleurs déchargé par une résistance adéquate, le potentiel aux bornes du condensateur sera fonction du nombre d'impulsions par unité de temps. Nous aurons intégré ces impulsions.

On pourrait songer à prélever les impulsions sur l'une des anodes de la bascule et les appliquer à travers une diode à un condensateur aux bornes duquel serait branché un micro-ampèremètre en guise de voltmètre. Ainsi conçu, le dispositif manquerait de sensibilité et perturberait le fonctionnement de la bascule.

Nous demandons en effet à la bascule de nous délivrer des tops sensiblement rectangulaires de forme et d'amplitude constantes. La quantité d'énergie apportée à l'intégrateur est de la sorte la même à chaque impulsion. Le condensateur en parallèle sur la résistance de liaison entre grille du tube B et l'anode du tube A est là précisément pour améliorer la précision et la rapidité du basculement.

#### L'intégrateur.

Nous prélevons sur l'anode du tube B les tops en phase positive, à travers un condensateur d'isolement et les appliquons à travers une diode au germanium qui joue à la fois le rôle de séparatrice et de restitution de la composante continue, à un condensateur au polystyrol commutable chargé par une résistance de 40 MΩ. Inutile de préciser que le commutateur sera de toute première qualité (sur stéatite silicinée) et d'un isolement parfait (fig. 4). Cette résistance ne retourne pas à la masse directement, mais par l'intermédiaire d'un potentiomètre placé dans un pont diviseur entre polarisation négative et masse. Nous verrons plus loin le rôle de ce potentiomètre.

Sur l'anode de A nous prélevons de même les tops négatifs.

Le condensateur et la résistance ci-dessus constituent l'étage intégrateur proprement dit. Pour obtenir un fonctionnement correct, nous ne pouvons pas brancher directement un microampèremètre sur cet intégrateur. Nous aurons donc recours à un véritable voltmètre électronique simplifié qui mesurera sans consommation la tension intégrée.

Le voltmètre électronique comporte deux tubes DL67 montés en pont avec, en diagonale, le microampèremètre. Les deux tubes sont sous-chauffés et alimentés avec une haute tension réduite. Ces précautions doivent réduire le courant de grille afin

# AMPLI DE SONORISA

Pour répondre à la demande de nombreux lecteurs nous allons décrire un amplificateur de grosse puissance pouvant être employé pour des sonorisations importantes. Cet appareil est doté : d'une entrée microphone, d'une entrée PU et d'une entrée pour cellule de cinéma. Cette dernière comprend un dispositif de réglage de la tension de la cellule photo-électrique. On peut donc très facilement utiliser cet amplificateur pour la sonorisation d'une salle de projection. Les contrôles de volume relatifs à ces trois sources de signal BF sont prévus de manière à permettre le mixage.

Trop souvent la grande puissance est obtenue au détriment de la fidélité de reproduction. Ici tout a été mis en œuvre pour que ce ne soit pas le cas. De l'emploi d'éléments très soignés, les transfos de sortie et d'alimentation en particulier, qui ont fait l'objet d'une étude minutieuse, résulte que pour une puissance modulée de 28 W la distorsion est inférieure à 5 %. La sensibilité de l'entrée micro est de 3 mV et celle de l'entrée PU de 300 mV. L'impédance de l'entrée micro est de 90 000  $\Omega$  et celle de l'entrée PU de 50 000  $\Omega$ .

Cet amplificateur utilisé avec six à douze haut-parleurs à chambre de compression type Bireflex permet la sonorisation en plein air pour meeting, bals, kermesse. Avec trois à six colonnes Stentor de 1 m, on peut réaliser une sonorisation de grande qualité pour d'importantes salles de bals. Enfin la sonorisation d'églises, de salles de réunions ou de conférences peut être obtenue en associant à cet ampli cinq à six colonnes Stentor de 50 cm.

A noter que la prise pour cellule de cinéma peut être remplacée par une seconde prise micro en effectuant un montage identique à celui de la première.

Le schéma (fig. 1).

La prise « cellule cinéma » attaque la grille de commande d'une pentode EF86 par un condensateur de 4,7 nF et une résistance de fuite de 470 000  $\Omega$ . Un potentiomètre de 500 000  $\Omega$  placé entre la ligne HT et la masse permet le réglage de la tension nécessaire au fonctionnement de la cellule photo-électrique. Cette tension relevée sur le curseur est appliquée à la prise de cellule à travers une résistance de 4,7 M $\Omega$  et une de 270 000  $\Omega$ . Le point de jonction de ces résistances est découplé par un condensateur de 0,1  $\mu$ F.

La EF86 est polarisée par une résistance de cathode de 2 200  $\Omega$  découplée par un condensateur de 25  $\mu$ F. Sa grille écran est alimentée par une résistance de 470 000  $\Omega$  découplée par 0,1  $\mu$ F. Son circuit plaque est chargé par une résistance de 100 000  $\Omega$ .

Une seconde pentode EF86 équipe l'étage réamplificateur attaqué par la prise micro. Cet étage est similaire à celui de la prise cellule cinéma, à cela près que la liaison entre la prise et la grille de commande se fait directement et que le dispositif de réglage de tension de cellule n'existe pas, qui est tout à fait normal. Les plaques respectives des EF86 sont reliées par un condensateur de 10 nF chacune à un potentiomètre de volume différent. Ces potentiomètres font chacun 1 M $\Omega$  ; l'un sert au dosage de la puissance sonore en fonctionnement cinéma et l'autre au dosage en fonctionnement micro. Le curseur de chaque potentiomètre attaque la grille de commande d'une triode ECC82 par un intermédiaire de résistance de 470 000  $\Omega$ .

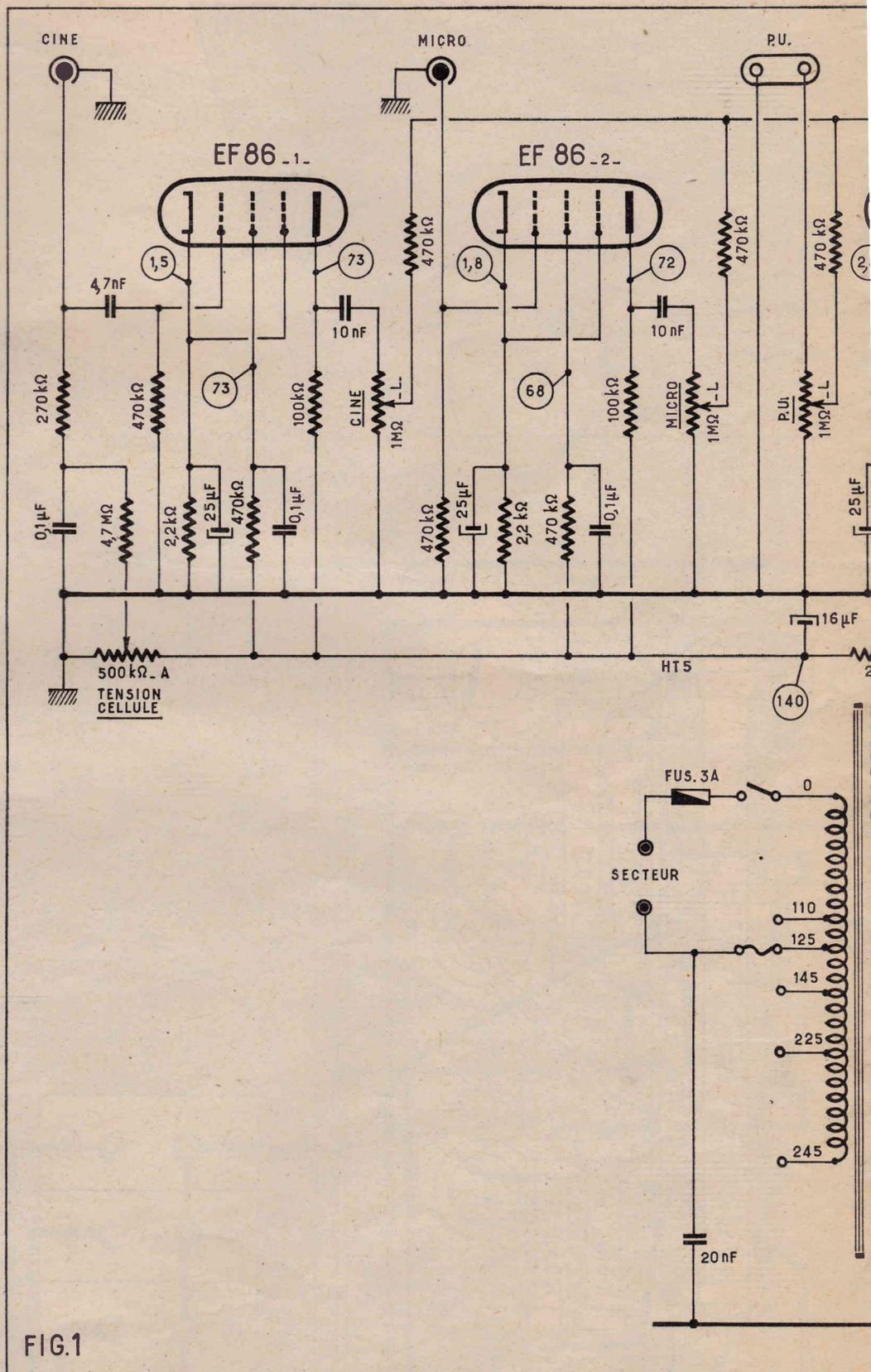
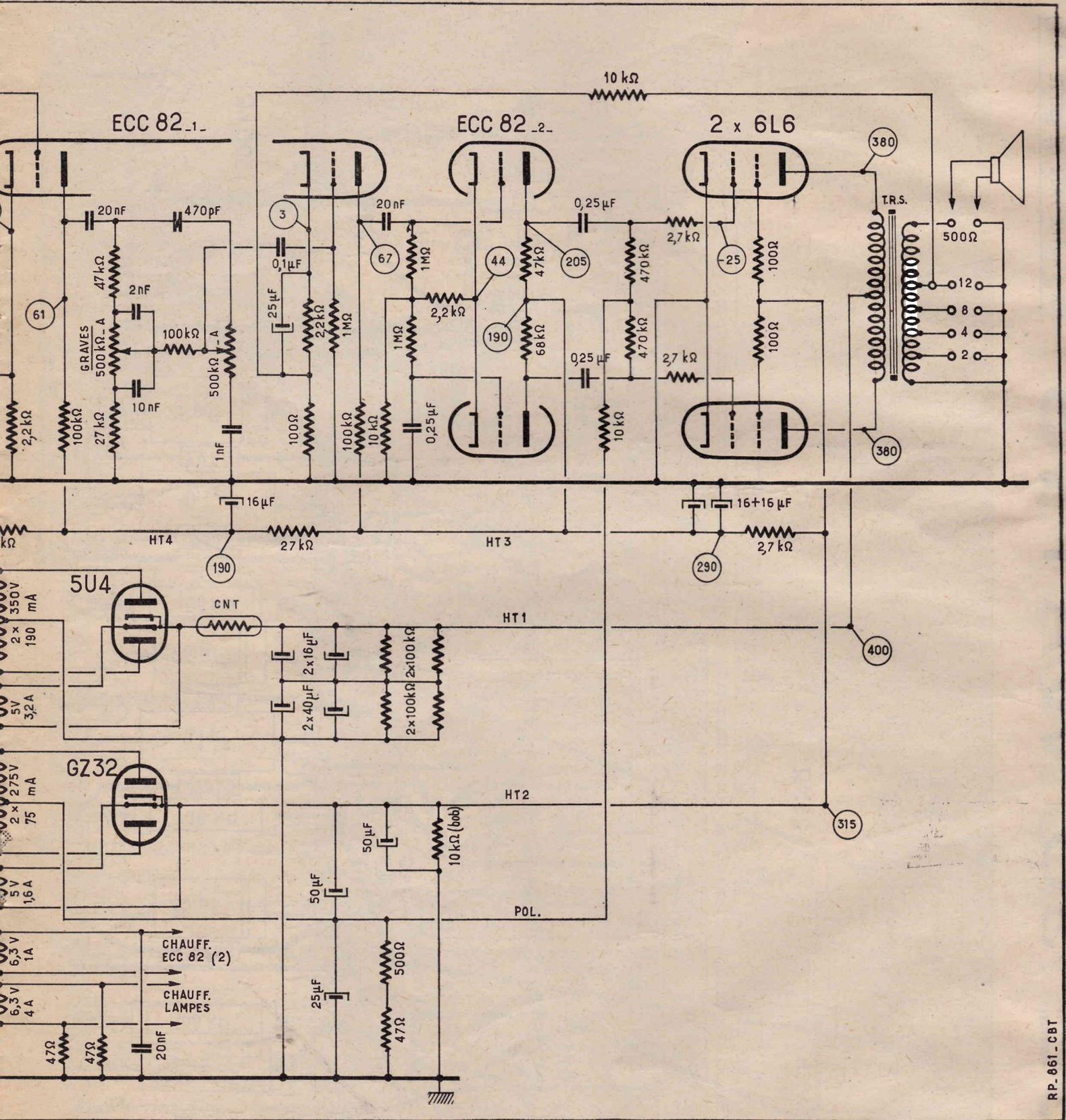


FIG.1

phaseur de Schmitt. La grille de commande de l'une de ces triodes est attaquée à travers un condensateur de 20 nF par le second étage amplificateur de tension. Dans le circuit cathode commun aux deux triodes nous voyons en série une résistance de 2 200  $\Omega$  et une de 10 000  $\Omega$  au point de jonction desquelles aboutissent les résistances de fuite de 1 M $\Omega$  des deux

autres lampes. Il comporte aussi deux secondaires HT, un 2  $\times$  350 V, 190 mA et un 2  $\times$  275 V, 75 mA. La HT 350 V est redressée par la valve 5U4. Elle est régulée par une résistance CTN. La capacité d'adoucissement de ce système redresseur est constitué par un groupement de condensateurs électrochimiques — deux 16  $\mu$ F en parallèle en série avec deux 40  $\mu$ F

# ATION DE 30 WATTS



RP. 861 - CBT

de forte section, on exécute la ligne de masse qui relie les cosses : 5, 11', 14, 15, 16, 18', 24', 25', 28', 29', 33' et 34'.

On relie ensemble : les cosses 12', 13', 14', 15' puis les cosses 20', 21', 22'. Avec du fil de câblage isolé on effectue les liaisons suivantes que nous indiquons en énumérant les cosses qui s'y rapportent. Les cosses 2, 9', 10', 18 ; les cosses 2', 4 ;

placés contre la plaque de manière que les liaisons soient aussi courtes que possible. Le wattage des résistances se reconnaît aisément à la taille de celles-ci.

A l'intérieur du châssis on établit les lignes de masses avec du fil nu de forte section. Une d'elles part des cosses masse des prises micro et ciné et aboutit à un point du châssis situé près des potenti-

les valves comme il est indiqué sur le plan de câblage. On pose également la ligne torsadée qui relie la cosse S du transformateur d'alimentation et une fiche du fusible de l'interrupteur. On continue en mettant en place la ligne torsadée qui branche les broches 4 et 6 du support 5U4 au secondaire 2 x 350 V du transformateur d'alimentation et celle qui branche les broches 4 et

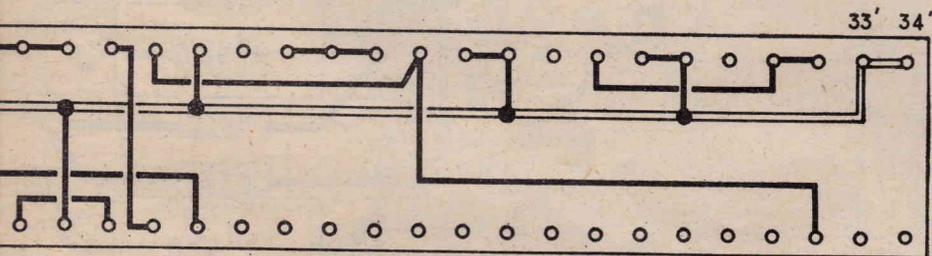
...cosses 3, 4, 7; les cosses 6, 9; les cosses 8, 10; les cosses 14, 16; les cosses 16; les cosses 17, 23, 32; les cosses 27, 32'.

Sur l'autre face, on soude les résistances condensateurs comme il est indiqué à la figure 2. A savoir : CTN entre 1 et 1';  $10\ 000\ \Omega$  entre 2 et 2';  $10\ 000\ \Omega$  entre 3 et 3';  $10\ \mu F$  entre 4' et 5;  $0,25\ \mu F$  entre 6 et 6';  $10\ \Omega$  entre 6 et 7';  $47\ 000\ \Omega$  entre 7' et 8;  $10\ \mu F$  entre 8 et 8';  $68\ 000\ \Omega$  entre 9 et 9';  $10\ \Omega$  entre 10 et 10';  $0,25\ \mu F$  entre 11';  $1\ M\Omega$  entre 12 et 12';  $2\ 200\ \Omega$  entre 13';  $1\ M\Omega$  entre 14 et 14';  $10\ 000\ \Omega$  entre 15 et 15';  $20\ nF$  entre 16 et 16';  $100\ \Omega$  entre 17 et 17';  $27\ 000\ \Omega$  entre 17';  $25\ \mu F$  entre 19 et 19';  $100\ \Omega$  entre 18';  $2\ 200\ \Omega$  entre 19 et 19';  $470\ pF$  entre 20 et 20';  $47\ 000\ \Omega$  entre 21 et 21';  $10\ \Omega$  entre 22' et 23;  $100\ 000\ \Omega$  entre 23';  $2\ 200\ \Omega$  et  $25\ \mu F$  entre 25 et 25';  $100\ \Omega$  entre 27 et 27';  $470\ 000\ \Omega$  entre 27' et 28;  $0,1\ \mu F$  entre 28 et 28';  $10\ \Omega$  et  $25\ \mu F$  entre 29 et 29';  $100\ 000\ \Omega$  entre 31 et 31';  $27\ 000\ \Omega$  entre 32 et 32';  $100\ \Omega$  entre 32' et 33;  $0,1\ \mu F$  entre 33';  $2\ 200\ \Omega$  et  $25\ \mu F$  entre 34 et 34'.  
En outre, par une connexion on relie 24 et 24'. Tous ces éléments doivent être

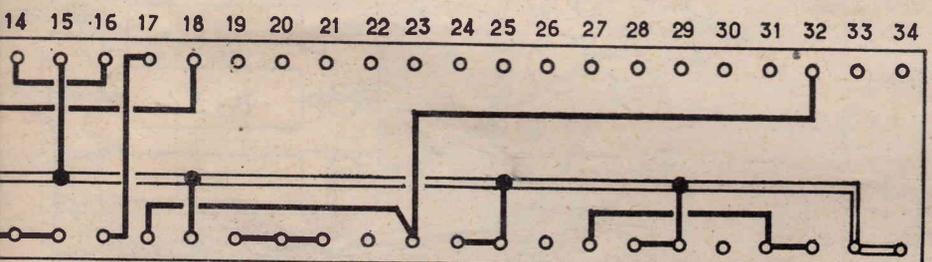
mètres de tonalité. Une autre est située parallèlement à la face arrière et soudée entre deux points du châssis. Elle comporte du côté du transfo d'alimentation une branche perpendiculaire dont l'extrémité est aussi soudée au châssis. A cette ligne on relie : le point milieu de l'enroulement  $2 \times 350\ V$  du transfo d'alimentation, la cosse *m* du transfo de sortie, une série de cinq fiches de la prise sorties HP, les cosses *c*, *e* et *f* du relais B, le fil — des condensateurs électrochimiques,  $50\ \mu F$  (1) et  $40 + 40\ \mu F$ .

A l'autre ligne de masse, on relie : une extrémité des potentiomètres tension cellule, ciné, micro, PU, la cosse *e* du relais A. Le blindage central et les broches 2 et 8 des supports EF86. Ces dernières liaisons doivent se faire avec des fils souples, de manière à conserver les propriétés anti-vibratoires des supports. On continue à relier à cette ligne de masse : le blindage central des supports ECC82 et les broches 1 et 8 des supports 6L6.

Sur les supports EF86 on réunit les broches 3 et 8. Sur le support ECC82 (2), on réunit les broches 3 et 8. Avec des lignes de fils torsadés, on exécute les circuits de chauffage des lampes y compris



LA BARRETTE RELAIS (VUE DESSOUS)



"L'ARRIÈRE" DE LA BARRETTE RELAIS (connexions du plan de câblage)

## A PROPOS

DE LA

# 2<sup>e</sup> CHAÎNE TV

« La deuxième chaîne de télévision, dont la création vient d'être décidée par les Pouvoirs publics, doit encore amplifier l'essor de la télévision.

« Le Syndicat des Constructeurs de Radio-Récepteurs et de Téléviseurs (S.C.A.R.T.) qui, dans le cadre de la *Fédération Nationale des Industries Electroniques*, a été étroitement associé à l'étude des problèmes techniques de la deuxième chaîne, confirme que l'Industrie française a pris toutes les mesures nécessaires pour faire face à une demande accrue.

« Le Syndicat tient en outre à donner au public la garantie que les téléviseurs fabriqués et vendus par ses membres sont conçus pour recevoir les programmes de la deuxième chaîne moyennant l'adjonction d'un dispositif simple qui sera mis à la disposition des usagers en temps utiles. »

Communiqué.

(Suite sur l'autre face de cette planche.)

## Vous n'avez peut-être pas lu tous les derniers numéros de « RADIO-PLANS »

Vous y auriez vu notamment :

### N° 165 DE JUILLET 1961

- Le soleil artificiel est-il réalisable?
- Un posemètre électronique.
- Amplificateurs mono et stéréo filtres 3 canaux BF 1/2 ECC83 (2) - ECC83 - EZ81 - ECL82.
- Récepteur portatif à 7 transistors pour les gammes PO-GO-OC - OC170 - 35T1 (2) - 99IT1 (2) - 44T1 (2).
- Electrophone à 4 vitesses ECC83 - EL84 - EZ80.

### N° 164 DE JUIN 1961

- A la recherche du déphaseur idéal.
- Amplificateur haute fidélité 10 watts 12AX7 (2) - EL84 (2) - EZ81.
- Téléviseur multicanal à écran plat de 49 cm, équipé d'un tube image court à déviation 110°.
- Convertisseur à quartz et transformation du R 1355 en récepteur FM.
- Récepteur à 5 transistors.
- Récepteur portatif à 6 transistors pour les gammes PO-GO.

### N° 163 DE MAI 1961

- Electrophone à transistors alimenté par piles 965T1 (3).
- Contrôleur universel.
- Gammaphone de prospection.
- Utilisation des redresseurs au silicium.
- Récepteur portatif à 7 transistors 2Y483 (2) - 2N363 (4).
- Récepteur 4 lampes plus valve et indicateur d'accord ECH81 - EBF89 - EF89 - EL84 - EM80 - EZ80.
- Récepteur à 4 transistors.

### N° 162 D'AVRIL 1961

- Amplification en classe C.
- Apprenez à « truffer » vos enregistrements.
- Téléviseur multicanal utilisant un tube image court de 110°.
- Ampli semi-transistorisé pour pick-up piézo électrique et à réluctance variable.
- Récepteur portatif à 7 transistors couvrant les gammes PO-GO-OC.
- La réverbération élément de la haute fidélité.

### N° 161 DE MARS 1961

- Electrophone de qualité ECC82 - EL84 - EZ80.
- Super deux canaux sensible et stable.
- Récepteur portatif 3 gammes, 7 transistors 26T1 - 35T1 (2) - OA70 - 99IT1 (3).
- Un petit émetteur à 3 transistors.
- Ouverture de portes de garage par éclairagements de phares.
- Les circuits gravés à la portée de l'amateur.

### N° 160 DE FÉVRIER 1961

- Récepteur AM-FM à 6 lampes ECC85 - ECC81 - ECH81 - EF89 - EABC80 - EL84 - EM84 - EZ80.
- Ampli stéréophonique ou monaural haute fidélité  $2 \times 5\ W$  EF86 - ECC82 (2) - EL84 - EF86 - ECC83 (2) - EL84.
- Un analyseur électronique.
- Récepteur PO-GO à transistors 26T1 - 988T1 (2).
- L'enregistrement sur bande des « images ».
- Récepteur à 3 transistors.

1.25 NF le numéro

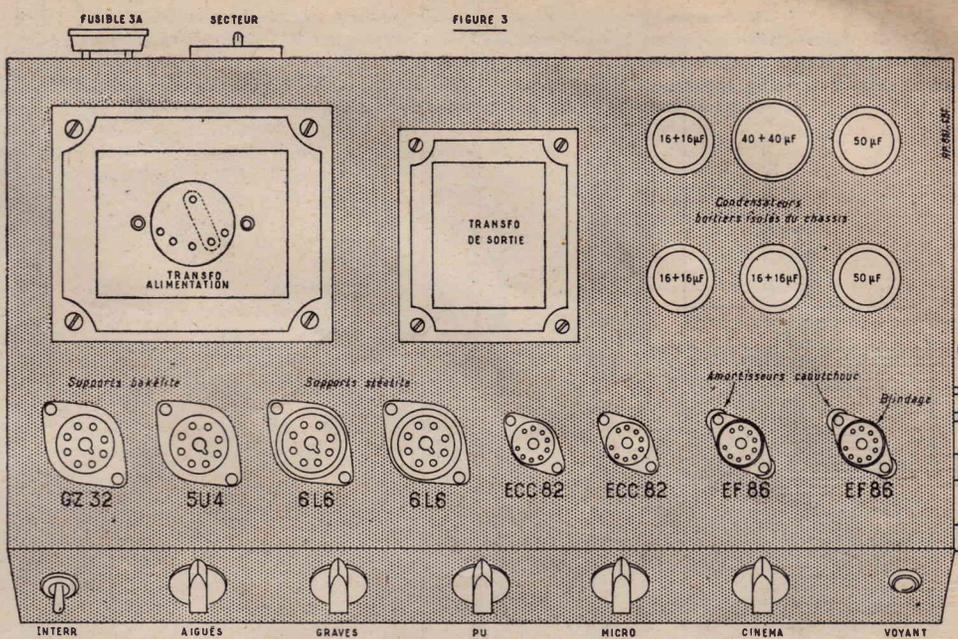
Adressez commande à « RADIO-PLANS », 43, rue de Dunkerque, Paris-X<sup>e</sup>, par versement à notre compte chèque postal : Paris 259-10. Votre marchand de journaux habituel peut se procurer ces numéros aux messageries Transports-Presses.

ette grille de commande est aussi attaquée par la prise PU. La liaison s'opère par un potentiomètre de volume de 1 M $\Omega$  dont le curseur est connecté à la grille par une résistance de 470 000  $\Omega$ . La présence des résistances de 470 000  $\Omega$  dans les curseurs des trois potentiomètres évite l'interréaction des réglages et permet le mixage. La ligne HT commune aux deux EF86 contient une cellule de découplage formée d'une résistance de 27 000  $\Omega$  et d'un condensateur de 16  $\mu$ F. La triode ECC82 est équipée un premier étage amplificateur de tension commun. Cette lampe est polarisée par une résistance de cathode de 2 200  $\Omega$  découplée par 25  $\mu$ F. Son circuit plaque est chargé par une résistance de 100 000  $\Omega$ . La seconde triode ECC82 est équipée un autre étage amplificateur de tension en cascade avec le premier. Le circuit de liaison comprend dans l'ordre : un condensateur de 20 nF, un dispositif de dosage séparé des graves et des aigus, un condensateur de 0,1  $\mu$ F et une résistance de fuite de 1 M $\Omega$ . Le dispositif de dosage graves-aigus est du type désormais classique à deux branches en dérivation vers la masse. Nous insistons donc pas sur les valeurs des éléments et mentionnerons seulement celle des potentiomètres : 500 000  $\Omega$ . La seconde triode ECC82 est aussi polarisée par une résistance de cathode de 2 200  $\Omega$  shuntée par 25  $\mu$ F. Entre ces éléments de polarisation et la masse est insérée une résistance de 100 000  $\Omega$  qui constitue avec une 10 000  $\Omega$  un circuit de contre-réaction. La 10 000  $\Omega$  aboutit à la prise 8  $\Omega$  du secondaire du transformateur de sortie. Bien entendu pour fermer le circuit de CR une extrémité de ce secondaire est à la masse.

La charge plaque de la seconde triode ECC82 est une résistance de 100 000  $\Omega$ . Une cellule de découplage dont les éléments sont une 27 000  $\Omega$  et un condensateur de 16  $\mu$ F est placée dans la ligne HT commune à tous les étages que nous venons d'examiner. Une seconde ECC82 est utilisée en dé-

triodes. La 2.200  $\Omega$  sert à la polarisation.

en parallèle. Chaque groupement de conden-



La grille de la seconde triode est reliée à la masse par un condensateur de 0,25  $\mu$ F, qui pour les courants de fréquence BF correspond à un véritable court-circuit. Donc tout se passe pour ces courants comme si cette grille était reliée directement à la masse. La triode est donc commandée par les tensions BF appliquées à sa cathode par la résistance de 10 000  $\Omega$ . Ces tensions BF sont en fait les variations de chute de potentiel provoquées dans la résistance par les variations du courant plaque de la première triode qui, nous le rappelons est attaquée sur sa grille par l'étage amplificateur précédent. Une triode étant attaquée par la grille et l'autre par la cathode, il en résulte que les variations de leurs courants plaques ont lieu en opposition de phase. On trouve donc aux bornes des résistances de charge du circuit plaque des tensions BF également en opposition de phase. Pour leur donner des amplitudes égales, condition nécessaire à l'attaque correcte du push-pull final les valeurs des résistances de charges sont différentes, 47 000  $\Omega$  pour la première triode et 68 000  $\Omega$  pour la seconde.

L'étage final push-pull est équipé par deux 6L6 fonctionnant en classe AB1 à polarisation fixe. Leurs cathodes sont à la masse. Bien entendu les circuits de liaison entre les grilles de commande et l'étage déphaseur sont identiquement constitués par un condensateur de 0,25  $\mu$ F, une résistance de fuite de 47 000  $\Omega$  et une résistance de blocage de 2 700  $\Omega$ . La tension de polarisation (- 25 V) est appliquée à la base des résistances de fuite par une résistance de 10 000  $\Omega$ . Le circuit écran de chaque 6L6 contient une résistance de 100  $\Omega$ . Nous avons déjà insisté sur la qualité du transfo de sortie qui est bobiné en sandwich sur tôle de 1,1 W. Signalons que son impédance primaire est de 6 500  $\Omega$  de plaque à plaque. Différentes prises sur le secondaire permettent l'adaptation d'impédances de 2, 5, 8, 12 et 500  $\Omega$ .

Le transformateur d'alimentation possède quatre secondaires de chauffage, un 5 V, 3,2 A pour une valve 5U4, un 5 V, 1,6 A pour une valve GZ32, un 6,3 V, 1 A pour la ECC82 (2) et un 6,3 V, 4 A pour toutes

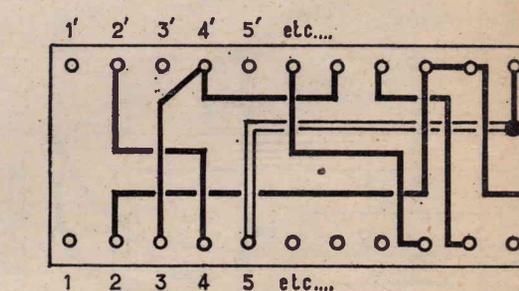


FIG. 5 CABLA

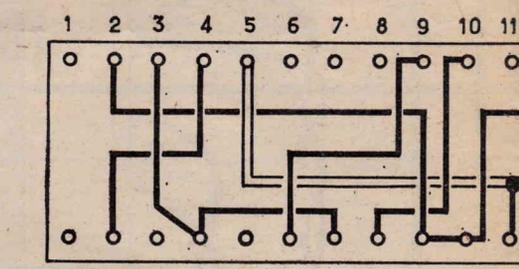


FIG. 4 VUE EN (Pour les...)

sateurs en parallèle est shunté par deux résistances de 100 000  $\Omega$  en parallèle, de manière à égaliser la répartition des tensions. La tension de 400 V disponible à la sortie de ce redresseur sert à l'alimentation anodique du push-pull.

La HT 275 V est redressée par la valve GZ32 et régulée par une résistance Bleeder de 10 000  $\Omega$ . Elle est filtrée par une cellule constituée par une résistance de 2,7  $\Omega$ , un condensateur d'entrée de 50  $\mu$ F et un de sortie de 32  $\mu$ F (2 x 16  $\mu$ F). La tension d'alimentation des écrans 6L6 est prise avant filtrage (315 V). La HT après filtrage (290 V) sert pour tous les autres étages. Dans le retour de cette HT sont insérées une résistance de 500  $\Omega$  et une de 47  $\Omega$  en série. Ces résistances procurent la tension de 25 V nécessaire à la polarisation des 6L6.

Réalisation pratique.

Le montage de cet amplificateur s'exécute sur un châssis métallique. On commence par monter les différents pièces selon la disposition indiquée sur le plan de câblage intérieur figure 2 et la vue du dessus figure 3. A noter que le boîtier de tous les condensateurs électrochimiques est isolé du châssis par une rondelle. Les deux supports EF86 sont dotés d'embases de blindage et fixés au châssis par des amor-

tisseurs en caoutchouc, de manière à être anti-vibratoires.

La plupart des résistances et condensateurs sont disposés sur une plaque à cosses que l'on voit nettement sur la figure 2. On commence par câbler cette plaque avant de la monter à l'intérieur du châssis. Les figures 4 et 5 montrent les connexions à réaliser sur son autre face. On pose tout d'abord ces connexions. Avec du fil nu

DEVIS DES PIÈCES DÉTACHÉES NÉCESSAIRES AU MONTAGE DE

## L'AMPLIFICATEUR de SONORISATION "ST 30"

décrit ci-contre

● VOIR PRÉSENTATION EN COUVERTURE ●

1 coffret métal givré 420 x 250 x 240.....	48.00
1 plaque gravée (410 x 68).....	7.00
1 transfo d'alimentation spécial.....	85.75
1 transformateur de sortie.....	46.50
1 supports de lampes divers.....	8.28
3 potentiomètres 500 k linéaire SI.....	3.90
3 potentiomètres 1 mégohm logarih SI.....	3.90
1 interrupteur + 1 voyant lumineux.....	2.13
2 prises micro concentriques complètes.....	8.20
Plaquettes, prises mâles, entrées, prise secteur, porte fusible, cavalier.....	5.56
Rondelles isolantes, plaquettes et cosses.....	1.50
50 cm plaquette relais, largeur 50 mm.....	2.80
Fils divers (cablage, blindé, souplesse, soudure).....	5.63
Décolletage.....	2.20
Jeu de boutons.....	1.65
Cordon prolongateur de 2 mètres.....	1.50
Jeu de résistances, capacités et condensateurs chimiques.....	41.37
<b>TOUTES LES PIÈCES DÉTACHÉES de l'amplificateur ST30.....</b>	<b>275.87</b>
1 jeu de lampes (2 x ECC82-2 x EF86-2 x 6L6-1 x 5U4-1 GZ32+1 Ampoule de cadran.....	72.24

L'AMPLIFICATEUR « ST30 » absolument complet, en pièces détachées..... **348.11**

CABLÉ, RÉGLÉ EN ORDRE DE MARCHE..... **475.00**

C'EST UNE RÉALISATION

### CIBOT-RADIO et TÉLÉVISION

1 et 3, rue de Reuilly, Paris-XII<sup>e</sup>  
 tél. : DID 66-90 CC Postal 6129-57 PARIS

● VOIR NOTRE RELAIS PUBLICITÉ PAGE 52 ●







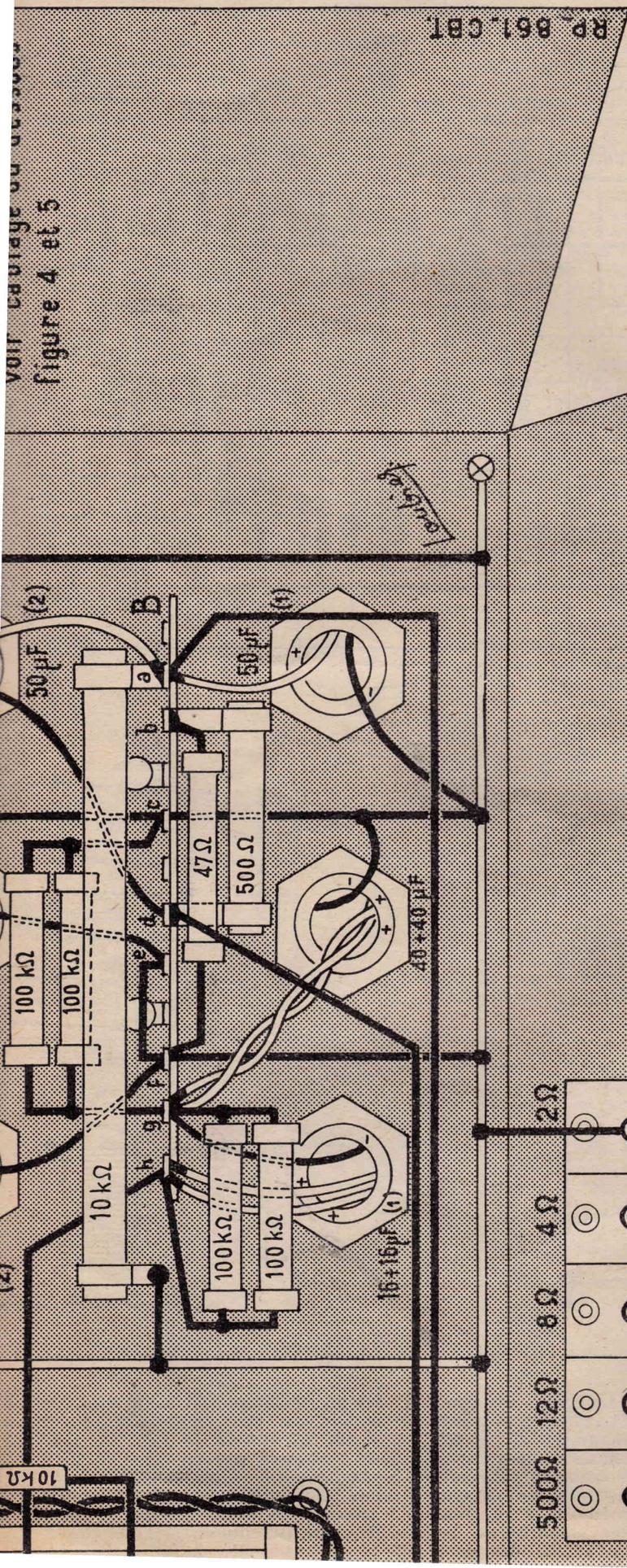


figure 4 et 5

FIGURE 2

masse, la résistance de 100 000 entre le curseur et celui du potentiomètre aiguës. Sur ce dernier on soude le condensateur de 1 nF entre la seconde extrémité et la ligne de masse. Le curseur est connecté à la cosse *a* du relais E.

Sur le support ECC82 (2) on soude un condensateur de 20 nF entre la broche 4 et la ligne de masse. On établit les liaisons suivantes entre ce support et la plaque à cosses : la broche 1 à 9, la broche 2 à 12; la broche 6 à 10, la broche 7 à 14 et la broche 8 à 13.

Entre la broche 4 de chaque support 6L6 et la cosse *a* du relais C, on soude une résistance de 100 Ω. La cosse *a* du relais est connectée à la cosse 4 de la plaque à cosses. Entre la broche 5 du support 6L6 (1) et la cosse 8 de la plaque à cosses, on soude

une résistance de 2 700 Ω. On dispose une résistance de même valeur entre la broche 5 du support 6L6 (2) et la cosse 6 de la plaque. La broche 8 du support 5U4 est reliée à la cosse 1 de la plaque. La cosse 1' est connectée à la cosse Pm du transfo de sortie et cette dernière à la cosse *h* du relais B. Sur ce relais on soude deux résistances de 100 000 Ω en parallèle entre les cosses *g* et *h* puis deux résistances de même valeur, également en parallèle entre les cosses *c* et *g*. Sur la cosse *g*, on soude les fils + du condensateur électrochimique 40 + 40 μF, et sur la cosse *h* les fils + du condensateur 16 × 16 μF (1).

On soude une résistance de 10 000 Ω entre la cosse 19' de la plaque et la prise 8 du transfo de sortie. La cosse 29' est reliée à la cosse *c* du relais B et la cosse 34' à la ligne de masse.

On connecte la broche 8 du support GZ32, la cosse 2' de la plaque à cosses et la cosse *a* du relais B. Entre cette cosse *a* et la ligne de masse, on soude la résistance bobinée de 10 000 Ω. Sur cette cosse *a*, on soude le fil + des condensateurs électrochimiques, 50 μF (1) et (2); le fil — du condensateur (1) est soudé à la masse et celui du condensateur (2) sur la cosse *d*

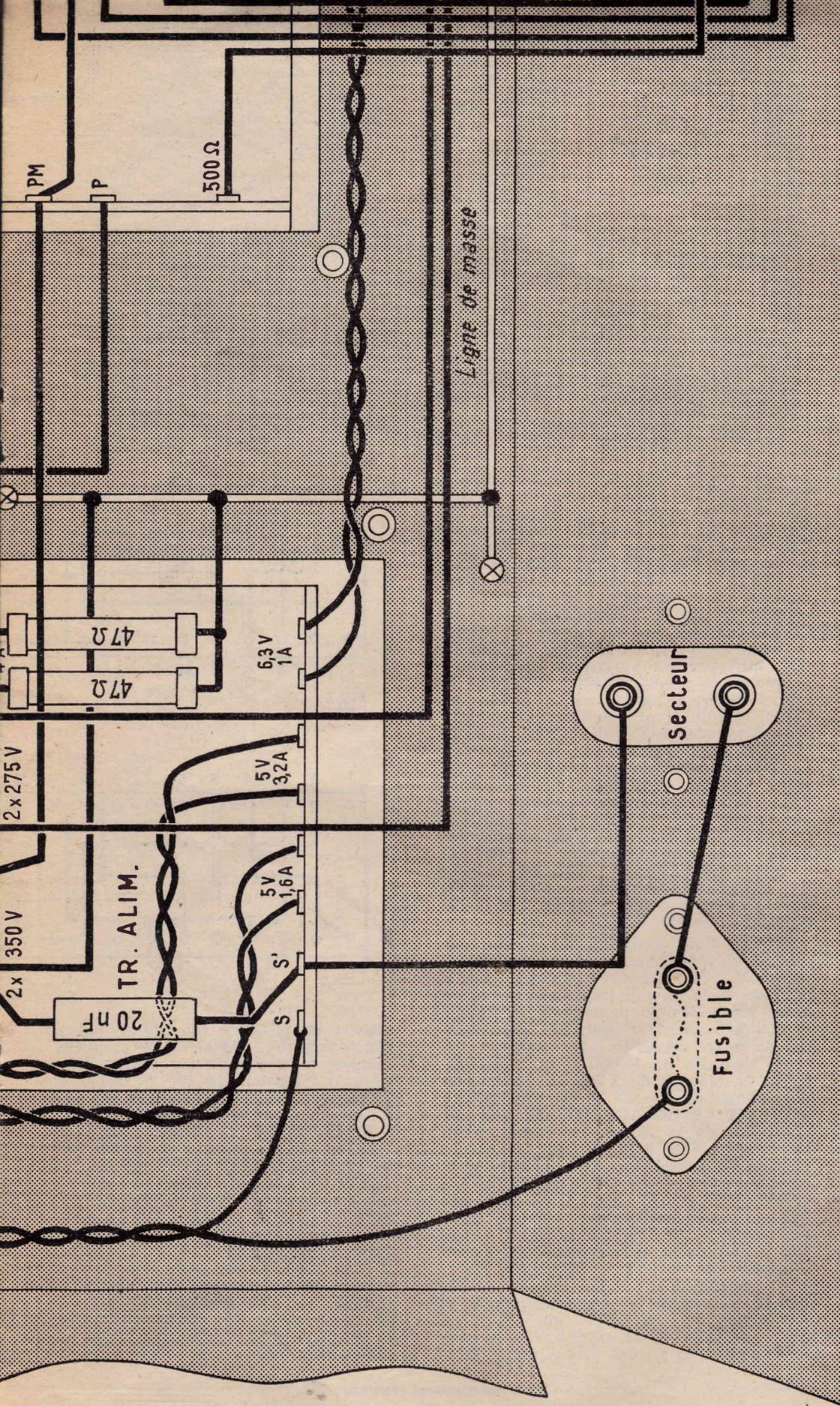
du relais B. Cette cosse *d* est connectée à la cosse 3' de la plaque à cosses laquelle est reliée au point milieu de l'enroulement 2 × 27, 5 V du transfo d'alimentation. Sur le relais B, on soude une résistance de 500 Ω entre les cosses *b* et *d* et une de 47 Ω entre les cosses *b* et *f*. La cosse 18' de la plaque à cosse est reliée à la cosse *m* du transfo de sortie.

**Conclusion.**

Malgré la grande puissance qu'il délivre, cet amplificateur s'il a été exactement réalisé suivant notre description ne nécessite aucune mise au point. Après vérification du câblage les lampes sont placées sur leur support et le ou les HP sont bran-

chés. On peut alors vérifier les tensions dont les valeurs sont indiquées sur le schéma. Après un essai de fonctionnement général l'appareil est définitivement prêt pour un long service.

A. BARAT.



du support GZ32 au secondaire  $2 \times 275$  V. La seconde fiche du fusible est connectée à un côté de la prise secteur, l'autre côté de cette prise est reliée à la cosse S' du transformateur d'alimentation. On soude un condensateur de  $20 \text{ nF}$  entre la cosse S' et le point milieu de l'enroulement  $2 \times 350$  V. On soude les résistances de  $47 \Omega$  entre les cosses du secondaire  $6,3 \text{ V}$ ,  $4 \text{ A}$  et la ligne de masse. On exécute les connexions entre les cosses 2, 4, 8, 12 et 500 du transformateur et les fiches correspondantes de la prise sorties HP. Une cosse P de ce transformateur est reliée à la broche 3 d'un des supports 6L6 et l'autre cosse P à la broche 3 de l'autre support 6L6.

On pose ensuite les fils blindés : on relie la prise micro à la broche 9 du support EF86 (2), un autre la cosse d du relais A

autre réunit une ferrure de la prise PU à la seconde extrémité du potentiomètre PU. Les gaines de tous ces fils sont réunies à la masse comme il est indiqué sur le plan de câblage.

On fixe la plaque à cosses telle que nous l'avons câblée à l'intérieur du châssis. Son montage s'opère à l'aide de deux tiges filetées. Ensuite on continue le câblage. La prise ciné est reliée à la cosse c du relais A, et le curseur du potentiomètre tension cellule à la cosse b du même relais. L'autre extrémité de ce potentiomètre est connectée à la cosse 32' de la plaque à cosses. Sur le relais A on soude : une résistance de  $4,7 \text{ M}\Omega$  entre a et b, une  $270\,000 \Omega$  entre a et c, un condensateur de  $0,1 \mu\text{F}$  entre a et e et un de  $4,7 \text{ pF}$  entre c et d. Sur le support EF86 (1), on soude une

et 7. On relie : la broche 8 à la cosse 34 de la plaque à cosses, la broche 6 à la cosse 31, et la broche 1 à la cosse 33. On soude un condensateur de  $10 \text{ nF}$  entre la cosse 31 et la seconde extrémité du potentiomètre ciné.

Sur le support EF86 (2) on soude une résistance de  $470\,000 \Omega$  entre les broches 9 et 7. On relie : la broche 8 à la cosse 29 de la plaque à cosses, la broche 6 à la cosse 27 et la broche 1 à la cosse 28. On soude les fils + du condensateur électrochimique  $2 \times 16 \mu\text{F}$  (3) sur les cosses 23' et 27', et le fil - sur la cosse e du relais B. Entre la cosse 27 de la plaque à cosse et la seconde extrémité du potentiomètre micro, on dispose un condensateur de  $10 \text{ nF}$ . On soude des résistances de  $470\,000 \Omega$  entre les curseurs des trois potentiomètres

cosse a est connectée à la broche 7 du support ECC82 (1). Sur ce support on soude une résistance de  $1 \text{ M}\Omega$  entre la broche et le blindage central et un condensateur de  $0,1 \mu\text{F}$  entre la même broche et la cosse du relais E. La broche 6 est reliée à la cosse 23 de la plaque à cosse, la broche à la cosse 25, la broche 3 à la cosse et la broche 1 à la cosse 17. Les fils + condensateur électrochimique  $2 \times 16 \mu\text{F}$  sont soudés sur la cosse 18 et le fil - la cosse f du relais B.

La cosse 21 de la plaque à cosses est reliée à une des extrémités du potentiomètre graves et la cosse 20 à une des extrémités du potentiomètre aiguës. Sur potentiomètre graves, on soude les conducteurs des 2 nF et 10 nF entre le curseur et les extrémités, la résistance de  $27\,000$

d'éviter que celui-ci ne fausse l'intégration. Les tubes sont montés en triode, anode, et écran réunis (fig. 5).

Le fonctionnement de ces dispositifs est simple. Les impulsions prélevées sur l'anode du tube B et la bascule sont emmagasinées dans le condensateur d'intégration. Les diodes s'opposent aux fuites vers le condensateur de liaison. Elles sont d'un type à forte résistance inverse et faible résistance directe. Le modèle que nous avons utilisé sur notre maquette était d'origine allemande non commercial. Il est facile de trouver en France un type analogue. Le condensateur d'intégration est déchargé lentement par la résistance de 40 M $\Omega$ . Si les impulsions cessaient d'y parvenir, le condensateur se déchargerait complètement. Les pertes sont toutefois compensées par de nouvelles impulsions et finalement, la tension sur le condensateur d'intégration se stabilise à une valeur moyenne fonction de la cadence des impulsions.

La grille de la DL67 (1) est au repos, polarisée à une tension voisine du cut-off. Le potentiomètre au curseur duquel retourne la résistance de l'intégrateur permet de régler le point de fonctionnement du montage. Le tube symétrique (DL67 (2)) a sa grille au curseur d'un autre potentiomètre placé dans un pont entre haute tension et polarisation négative. Ce potentiomètre permet d'éliminer le mouvement propre du compteur en réalisant un faux zéro. Il peut être mis hors circuit par un inverseur qui branche alors la grille de la DL67 (2) directement sur la prise du premier potentiomètre de sorte que les deux grilles sont au repos au même potentiel.

Les deux DL67 sont chargées par des résistances de 15 à 20 000  $\Omega$  selon la sensibilité du microampèremètre utilisé. Celui-ci est connecté directement entre les deux anodes. Un potentiomètre logarithmique de 50 k $\Omega$  monté en rhéostat sert de shunt ajustable au microampèremètre et permet de régler sa sensibilité. Les résistances de charge sont constituées par une résistance fixe de 10 à 15 000  $\Omega$  et par la moitié d'un potentiomètre de 10 000  $\Omega$  dont le curseur permet de faire varier le rapport des résistances dans les deux anodes et de la sorte de réaliser l'équilibre du montage.

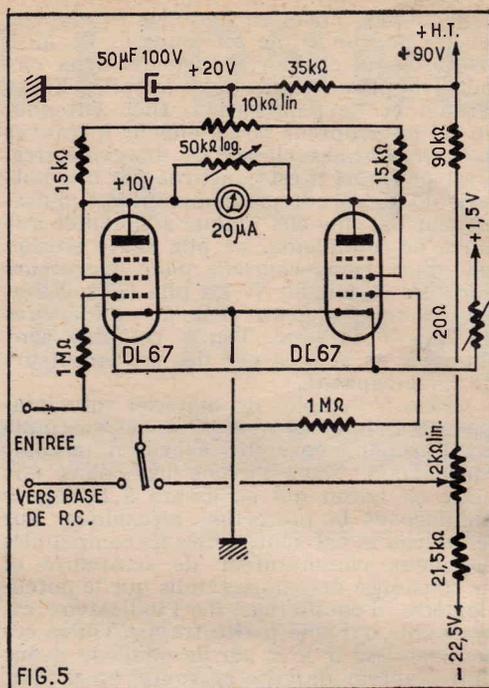
Le microampèremètre utilisé sur notre maquette avait une déviation totale de 20  $\mu$ A, 50 nous semble un minimum.

Dans un esprit de simplification, nous avons dit plus haut que la résistance de l'intégrateur était fixe. C'est d'ailleurs ainsi que nous avons initialement réalisé notre appareil.

Il est cependant intéressant de faire varier à la fois R et C. Nous disposerons alors d'une commande séparée de la constante de temps et de la sensibilité.

Si nous nous référons à une valeur donnée de la déviation, nous constatons que cette valeur correspond toujours à la même tension à l'intégrateur puisque l'indicateur est un simple voltmètre à lampe. Nous pouvons donc faire abstraction de l'indicateur pour la suite du raisonnement.

Chaque impulsion apporte à l'intégrateur une quantité d'électricité (charge) constante, quel que soit l'état de l'intégrateur. Par contre, le courant dérivé par la résistance de charge est fonction de la tension à laquelle est chargé le condensateur d'intégration. Plus cette tension est élevée, plus ce courant est grand. Il vient au moment où les apports de charge dus aux tops compensent exactement les pertes dues à la résistance. C'est l'équilibre. Il est obtenu après environ deux fois la durée de la constante de temps RC. Si nous augmentons la valeur de C, seul le temps nécessaire au système pour se stabiliser augmentera. L'équilibre sera obtenu pour la même valeur



de la tension de charge qu'avec un condensateur plus petit, puisque c'est à cette tension que le courant dérivé par R est égal aux apports de charges correspondant à la cadence des tops. En agissant sur C, nous ne faisons qu'augmenter le temps nécessaire à la mesure qui devient de ce fait plus précise, puisqu'elle intéresse un plus grand nombre d'impulsions. En agissant sur R, nous augmentons le courant dérivé et diminuons de ce fait la sensibilité puisqu'il faut un plus grand nombre d'apports de charges, c'est-à-dire de tops pour compenser le courant dans R, à déviation de l'indicateur constante.

Nous aurons par conséquent un commutateur de sensibilité à 6 positions (sur stéatite) qui mettra en service l'une des résistances 170 k $\Omega$ , 500 k $\Omega$ , 1,5 M $\Omega$ , 4 M $\Omega$ , 13 M $\Omega$ , 40 M $\Omega$ . Une seconde galette qui n'aura pas besoin d'être sur stéatite, mettra en service sur les positions 40  $\Omega$  et 13 M $\Omega$  le relais galvanométrique ou plutôt, les deux relais servant à augmenter la durée des tops aux faibles cadences. Ces relais comportent un équipage mobile à cadre avec une aiguille isolée sur une perle de verre et portant à son extrémité une paillette de contact en or. La seconde paillette est soudée directement aux électrodes des tubes et les relais sont placés de telle sorte que lorsqu'ils sont excités, leur aiguille vienne rencontrer les paillettes fixes mettant ainsi en service le condensateur soudé entre les deux cosses de raccordement des aiguilles. Ces cosses sont réunies aux aiguilles par deux spiraux dont l'inductance ne gêne pas aux faibles cadences qui nous intéressent. Ce procédé peut paraître compliqué, mais il a l'avantage de réduire au minimum les capacités parasites qui risqueraient de perturber le bon fonctionnement de la bascule.

A côté du commutateur de sensibilité, il y a bien entendu le commutateur de constante de temps qui, plutôt que la constante de temps à proprement parler, détermine la durée minimum de la mesure à la plus grande sensibilité. C'est le commutateur dont nous avons déjà parlé plus haut et qui doit être très bien isolé également. Il comporte les condensateurs d'intégration qui, sur notre maquette étaient de 1,5  $\mu$ F, 375 nF, 125 nF, 37,5 nF et 12,5 nF, 3 nF, 1 nF et 300 pF, soit 8 valeurs. Par la suite, nous avons supprimé les deux valeurs extrêmes. Tous ces condensateurs sont du type au polystyrol et de très bonne qualité.

La mise au point et l'étalonnage sont des plus simples. Pour n'être pas tributaire des tops du gammaphone, nous avons branché à l'entrée un générateur BF qui peut n'être qu'un simple oscillateur si l'on n'a pas besoin d'un étalonnage précis. Si possible, le faire fonctionner en signaux carrés. Régler le rapport cyclique à sa valeur la plus élevée afin de se rapprocher des conditions normales.

Vérifier que le tube d'entrée fonctionne bien en écrêteur. Eventuellement, retourner la valeur de la résistance d'écran. L'augmenter si l'écrêtage est insuffisant, la diminuer si l'amplitude de sortie est insuffisante.

Vérifier, si possible à l'oscilloscope, la forme des impulsions à la sortie de l'étage. Nous avons été obligés à la mise au point, de prévoir une diode dans le circuit de sortie pour éliminer la petite impulsion négative due à la différentiation des impulsions écrêtées. L'on doit obtenir des impulsions de courte durée et à fronts rapides, d'amplitude stable.

L'amplitude de ces impulsions doit être d'une dizaine de volts au moins. Si elle est insuffisante, augmenter la valeur de la charge anodique du tube d'entrée. Eventuellement, essayer des valeurs différentes pour l'inductance. Vérifier que l'amplitude des tops ne varie pas si l'on agit sur le rapport cyclique et sur l'amplitude du signal fourni par le générateur BF (dans des limites étendues du moins), ni sur la fréquence.

En agissant sur P1, rechercher le cut-off du tube A de la bascule, c'est-à-dire la polarisation pour laquelle il cesse de conduire. Pour ce faire, déconnecter momentanément le générateur. Régler la polarisation à 0,3 V environ en dessous du cut-off (tension plus négative que le cut-off).

Mesurer le potentiel de grille du tube B. Il doit être nul et le courant grille de l'ordre du microampère au maximum. Sinon, retoucher le pont diviseur dans la grille du tube B.

Ces mesures de tensions doivent être effectuées avec un voltmètre électronique.

Rebrancher le générateur. Sa fréquence sera de l'ordre de 100 pour les réglages précédents et de 300 pour ce qui suit.

A l'oscilloscope, examiner le signal de sortie de la bascule. Ce doit être un signal rectangulaire presque parfait. Régler son amplitude à une cinquantaine de volts en agissant sur les résistances de charge. Retoucher la polarisation de grille du tube A, générateur arrêté. Le courant anodique maximum des tubes peut atteindre 2 à 2,5 mA, mais il est prudent de se cantonner aux alentours du milliampère. Nous pouvons sans inconvénient accepter une résistance de charge de 50 k $\Omega$  puisque nous n'avons pas besoin d'une bande passante très élevée. Eventuellement, jouer sur la résistance d'écran jusqu'à ce que le tube qui débite ait un courant plaque suffisant. Lorsque la bascule fonctionne correctement et délivre un signal d'amplitude suffisante, régler le générateur sur 5 000 Hz. Déterminer la capacité de liaison maxima qui permette un fonctionnement correct de la bascule. A l'oscilloscope, s'assurer que les tops sont encore distants d'un quart environ de leur largeur. Leur amplitude ne doit pas avoir sensiblement diminué. Tolérer tout au plus 2 à 3 V. Si elle a diminué de plus, chercher à réduire les capacités parasites par un câblage plus soigné. Placer ensuite le générateur sur 100 Hz et régler de manière que la capacité de liaison additionnelle en service, la largeur des impulsions sera égale sensiblement au quadruple de leur intervalle. Le réglage se fait en agissant sur la capacité de liaison.

Lorsque tous ces étages seront au point, brancher l'oscilloscope sur la sortie de l'intégrateur, c'est-à-dire sur la grille du tube d'entrée du voltmètre indicateur. Ré-

gler le générateur à une fréquence très basse et vérifier que la tension sur l'intégrateur monte régulièrement par paliers. Augmenter la fréquence du générateur jusqu'à 5 000 Hz et contrôler le bon fonctionnement de l'intégrateur pour les différentes valeurs de constante de temps et de sensibilité. Si l'on observe quelque anomalie, incriminer la diode.

Le bon fonctionnement de l'intégrateur acquis, il sera loisible de passer à l'étalonnage. Pour commencer, placer l'inverseur de zéro de l'indicateur sur « zéro vrai », c'est-à-dire la position pour laquelle la grille du tube de symétrie est au même potentiel que la grille du tube actif. Agir sur le potentiomètre d'anode jusqu'à ce que le microampèremètre soit au zéro. Calculer alors pour chaque repère de l'échelle la fréquence par seconde correspondante et y régler le générateur BF. Lorsque tous les repères d'une échelle ont été déterminés de cette manière, répéter ces opérations pour l'échelle suivante. Aux très faibles cadences correspondant à des fréquences d'une fraction de période à 10 périodes par seconde, il faudra, dans la mesure où le générateur ne les donnera pas directement, les réaliser à la main à l'aide d'un manipulateur pour télégraphie Morse, et d'une pile et compter mentalement les impulsions pendant un temps déterminé au chronomètre. Il faut faire autant d'échelles qu'il y a de sensibilités.

L'alimentation se fait entièrement à partir de piles ; c'est d'ailleurs pourquoi cet ensemble est équipé de tubes subminiatures à faible consommation. Le chauffage est assuré par 3 piles de 1,5 V du type

pour torche, mises en parallèle pendant le service par un triple interrupteur de mise en route qui comporte d'ailleurs deux circuits supplémentaires pour les piles haute tension et de polarisation. Bien entendu, un tel interrupteur serait difficile à trouver dans les formes classiques du commerce. C'est pourquoi il est constitué par une batterie de microrupteurs commandés simultanément par une clef unique actionnant une barre de commande. La pile haute tension est d'un type courant pour récepteurs portatifs et fait 90 V. La pile de polarisation comporte deux éléments miniatures de 22,5 V en série. Toutes ces piles sont shuntées en service par des condensateurs de forte capacité.

Grâce à l'emploi de matériel subminiature et malgré ses trois piles, cet ensemble est d'un faible encombrement et d'un poids raisonnable. Nous l'avons logé dans une boîte en laiton qui en assure à la fois le blindage et la protection mécanique. Sur le tableau avant, sont sorties les commandes des deux commutateur de sensibilité et de constante de temps, tandis que le potentiomètre d'équilibrage de l'indicateur est accessible par une petite trappe. Outre ces commandes, il y a sur le panneau avant l'interrupteur de mise en route, un voyant au néon indiquant le fonctionnement et l'inverseur de zéro de l'indicateur.

Sur le côté, une prise coaxiale subminiature permet le raccordement du gammaphone.

Nous avons par la suite réalisé une version fixe à tubes secteur de cet ensemble. Nous la décrirons peut-être à une autre occasion.

élevées, on pourra augmenter la capacité de liaison entre grille du tube A et anode du tube B. Cette capacité pourra passer de 5 pF à 10, à 20 pF. Augmenter cette capacité, c'est alors augmenter la durée des tops et par conséquent, la sensibilité aux faibles cadences. Par contre, aux cadences élevées, d'ailleurs rarement rencontrées en pratique amateur, la précision baisse.

La bascule est attachée directement par les tops du gammaphone, l'adaptation des impédances se faisant comme précédemment par un transformateur de microphone 200  $\Omega$ , 100 000  $\Omega$ .

L'intégrateur est directement branché dans la sortie de la bascule, sans interposition de diodes. Un commutateur à 7 positions permet la sélection des sensibilités et un commutateur à trois positions celle des constantes de temps. Tous deux sont de toute première qualité professionnelle et montés sur stéatite siliconée.

Le voltmètre indicateur est encore un montage en pont, mais, au lieu d'être équilibré par une lampe de symétrie, il l'est par un pont de résistances. Le procédé est évidemment moins stable que celui que nous avons adopté primitivement, mais donne néanmoins des résultats satisfaisants.

La mise au point est assez délicate, notamment pour la bascule. Les performances du montage ne sont pas aussi bonnes que celles du premier montage, la précision et la stabilité de l'étalonnage étant moindres principalement. Toutefois, eu égard à la simplification considérable du montage, elles sont plus qu'honnêtes.

#### Version simplifiée du ratemeter (Fig. 6).

Nous avons profité d'un accident d'automobile pour détruire (involontairement !) le ratemeter que nous venons de décrire. Les dégâts étaient trop importants pour que nous envisagions de le réparer et nous nous sommes contentés d'en récupérer les pièces détachées.

Toutefois, nous n'avons pas voulu refaire strictement le même montage et avons préféré mettre au point un schéma plus simple. Nous sommes finalement arrivés à réaliser un ensemble fonctionnant correctement avec trois tubes seulement, ceux que nous avons récupérés intacts sur notre premier appareil.

La version simplifiée du « ratemeter » ne comporte que trois étages : une bascule d'uniformisation, un intégrateur et un voltmètre électronique simplifié.

La bascule est équipée de deux DL67. C'est en fait un multivibrateur à deux liaisons alternatives. Le potentiomètre dans la grille du tube B permet de faire varier le point de fonctionnement et son réglage correct est obtenu lorsque le montage cesse d'osciller et fonctionne en univibrateur. Les constantes de temps sont choisies de façon à conserver une bonne sensibilité à toutes les cadences. Si l'on ne demande pas une grande précision aux cadences

#### Version transistorisée (Fig. 7).

Nous avons étudié également une version transistorisée du « ratemeter » puisque la mode est aux transistors. Elle intéressera certainement nos lecteurs.

Le seul inconvénient de la version transistorisée est qu'elle est sensiblement plus onéreuse que les versions à lampe. Il serait évidemment possible de la simplifier, mais la précision et la fidélité en pâtiraient.

Nous avons modifié l'amplificateur de notre gammaphone et pouvons de la sorte nous passer d'un étage de mise en forme des impulsions. La liaison tube GM amplificateur se fait par un transformateur adaptateur d'impédance. Il est choisi d'un type subminiature sur mumétal. Le premier transistor fait fonction de préamplificateur. Le second travaille dans des conditions telles qu'il écrête le signal et fait par conséquent office de limiteur. Les constantes de temps des liaisons inter-étages sont choisies de telle sorte que l'amplificateur coupe les fréquences basses et assure une certaine mise en forme des impulsions par effet passe-haut.

Nous recueillons à la sortie des deux premiers étages des impulsions arythmiques d'amplitude sensiblement constante et à fronts raides obtenus par rabotage de la base des impulsions et par différenciation dans les circuits de liaison.

Ces impulsions sont appliquées à la base du troisième transistor par une capacité de faible valeur (1 nF). Ce transistor forme avec le suivant un univibrateur qui, déclenché par les impulsions délivrées par les étages précédents, délivre à son tour des tops uniformisés en durée et en amplitude. Les constantes de temps sont choisies de façon à avoir une bonne sensibilité aux faibles cadences.

Les tops uniformisés sont prélevés sur le collecteur du quatrième transistor et appliqué à travers une résistance tampon et une diode Zener à un transistor d'adaptation d'impédance et séparateur. En effet, si nous branchions l'intégrateur directement

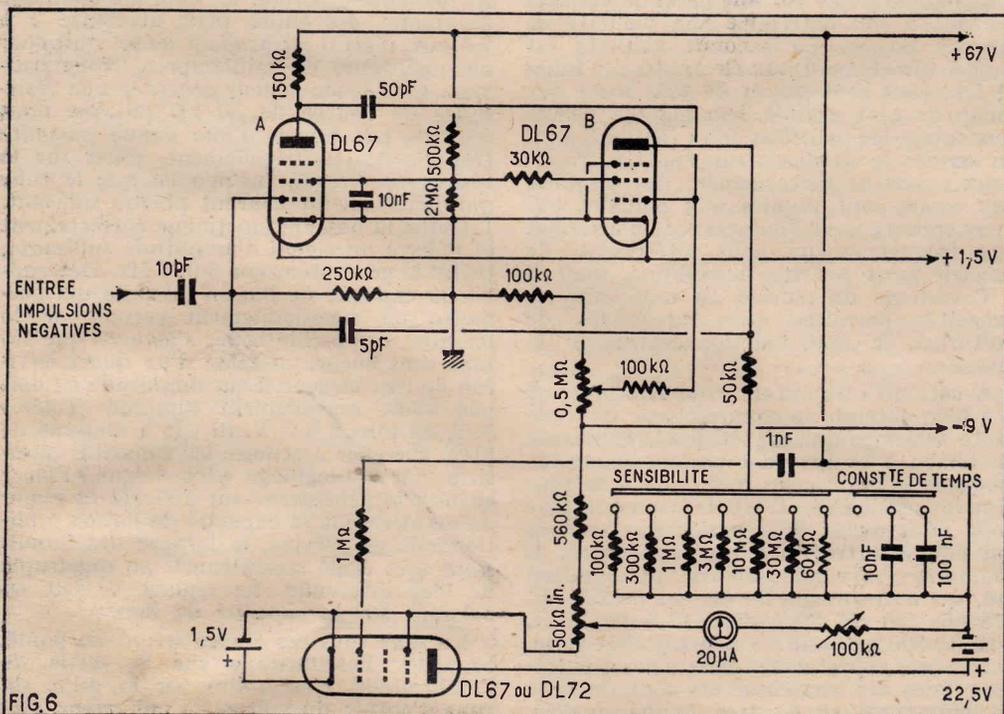


FIG. 6

# VOULEZ-VOUS RÉALISER UN STROBOSCOPE SIMPLE ?

à la sortie de la bascule, nous risquerions d'en perturber le fonctionnement. La diode Zener réalise la liaison continue avec un minimum de pertes. Elle participe à la séparation.

Le point de fonctionnement du transistor d'adaptation d'impédance est choisi de façon qu'il soit saturé par les tops de la bascule. Nous avons en effet remarqué qu'avec l'usure des piles l'amplitude de ceux-ci variait quelque peu.

Nous retrouvons les tops sur le collecteur de ce transistor où ils sont prélevés à travers un condensateur d'isolement et appliqués à l'intégrateur. Celui-ci comporte les classiques éléments RC et deux diodes qui chargent le condensateur.

Le circuit de lecture est indépendant du reste de l'appareil. C'est un voltmètre électronique à transistors équipé de deux transistors sélectionnés montés en pont. Le microampèremètre de 20  $\mu$ A de déviation totale est inséré entre les charges de collecteur. Un potentiomètre permet d'équilibrer le pont et de régler le zéro.

Tous les transistors du montage sont du type OC71 et montés en émetteur commun. Les deux diodes de l'intégrateur sont des OA85. Seuls les transistors du voltmètre ont besoin d'être sélectionnés.

L'alimentation est assurée par une pile de 12 V environ. En fait, sur notre maquette, nous avons utilisé une batterie de 10 éléments miniatures au cadmium nickel. Le voltmètre électronique possède son alimentation séparée, solution qui nous a paru plus simple que de vouloir l'alimenter à partir de la pile principale. En raison de la faible consommation de cet étage, nous l'avons alimenté par deux piles au mercure.

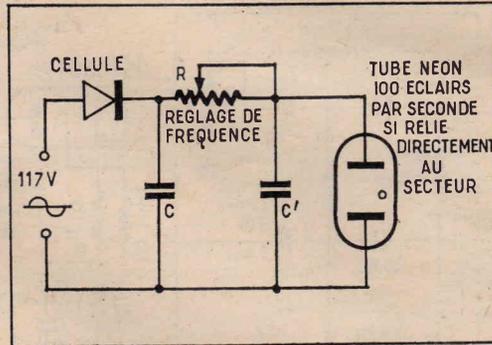
Par soucis de simplification, nous n'avons pas représenté sur notre schéma le dispositif de recharge de l'accumulateur, ni l'interrupteur permettant de déconnecter le voltmètre de l'intégrateur afin d'effectuer sa mise à zéro.

Le voltmètre est réalisé sur une petite platine séparée qui forme tiroir enfichable et peut être retiré du « ratemeter » et enfiché dans un autre coffret dans lequel nous avons par ailleurs réuni tous les éléments de commutation d'un voltmètre électronique complet. Il est, par conséquent, possible d'utiliser cet élément à plusieurs fins, avantage précieux en considération du prix élevé du microampèremètre.

Si, au lieu de déconnecter le voltmètre pour sa mise à zéro, l'équilibrage est effectué

Dans ce cas, un peu de théorie et un peu moins encore de matériel suffisent pour construire à peu de frais le montage décrit ci-dessous.

Le stroboscope est utilisé dans diverses industries pour ralentir ou même stopper en apparence les mouvements périodiques rapides tels que la rotation d'une roue ou d'un volant, le va-et-vient d'un cylindre; l'organe mobile reçoit des éclaircissements très brefs à une cadence régulière. Si, par exem-



ple, un volant de machine ou un disque de phono tourne à 10 tours par seconde et qu'il est illuminé tous les dixième de seconde, chaque éclair saisit l'organe alors qu'il occupe la même position instantanée et l'observateur le voit arrêté du fait de la persistance rétinienne. Si, au lieu de 10 éclaircissements, nous en provoquons 9, à chaque 1/9 de seconde la machine ou l'organe fait un tour qui dure 1/10, plus une petite fraction du tour suivant, exactement 1/90 de tour tous les 1/9 de seconde, de ce fait, l'observateur voit tourner l'organe à raison de un tour toutes les dix secondes. Si nous

en fonctionnement normal, loin de toute source radio-active, on réalise un faux zéro qui élimine le mouvement propre du compteur et le fond de radio-activité du lieu. C'est pourquoi les deux positions de l'interrupteur de zéro portent les indications « Faux — Vrai ».

produisons 11 éclaircissements, nous avons l'illusion de voir l'organe examiné tourner lentement à l'envers. Comme tube à éclaircissements, une lampe au néon de 0,25 W peut être utilisée pour un montage expérimental tel celui représenté par le schéma.

Ce montage est en fait un oscillateur à relaxation; il comprend la cellule redresseuse capable de supporter 5 mA sous 150 V, le condensateur de filtrage  $e$  (2  $\mu$ F). La source charge le condensateur  $C'$  à travers une résistance variable  $R$ . Lorsque la tension aux bornes de  $C'$  atteint celle d'amorçage du tube, celui-ci donne un éclair qui décharge le condensateur. Si  $E$  est la tension de la source,  $V_1$  la tension d'amorçage et  $V_2$  celle d'extinction du tube, la période d'oscillation est :

$$P = R \times C' \times \frac{E - V_2}{E - V_1} \text{ ou } P \text{ en secondes, } R$$

en  $M\Omega$ ,  $C'$  en  $M\mu$ . La tension de charge  $E$  atteint 140 V environ. Avec un tube de 0,25 W, la période vaut 1,5 fois le produit RC. Cette formule simple permettra aux éventuels réalisateurs d'obtenir la fréquence de leur choix.

G. TEMPLIER.

Grâce à ses envoyés spéciaux  
aux

“ 4 coins du globe ”

SCIENCES et VOYAGES

Vous promène à travers  
LE MONDE

SOURIEZ

VOUS PARTEZ ? NOUS AUSSI !

SOYEZ PRUDENT

RECTA SERA FERMÉ  
du 31 JUILLET au 21 AOUT

BON REPOS  
pour vous et votre famille

A BIENTOT : RECTA  
37, Avenue Ledru-Rollin - PARIS (XII<sup>e</sup>)

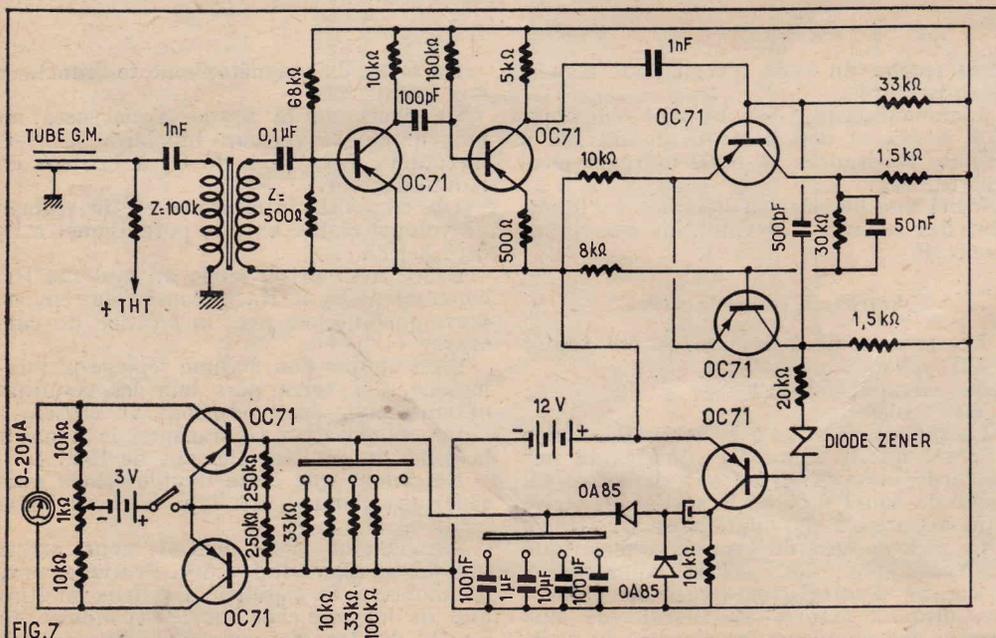


FIG. 7

# TECHNIQUES ÉTRANGÈRES

par R.-L. BOREL

**Amplificateur 10 watts de technique allemande. Équivalence des transistors japonais.**

**Mesure de l'impédance en BF. Récepteur de poche allemand.**

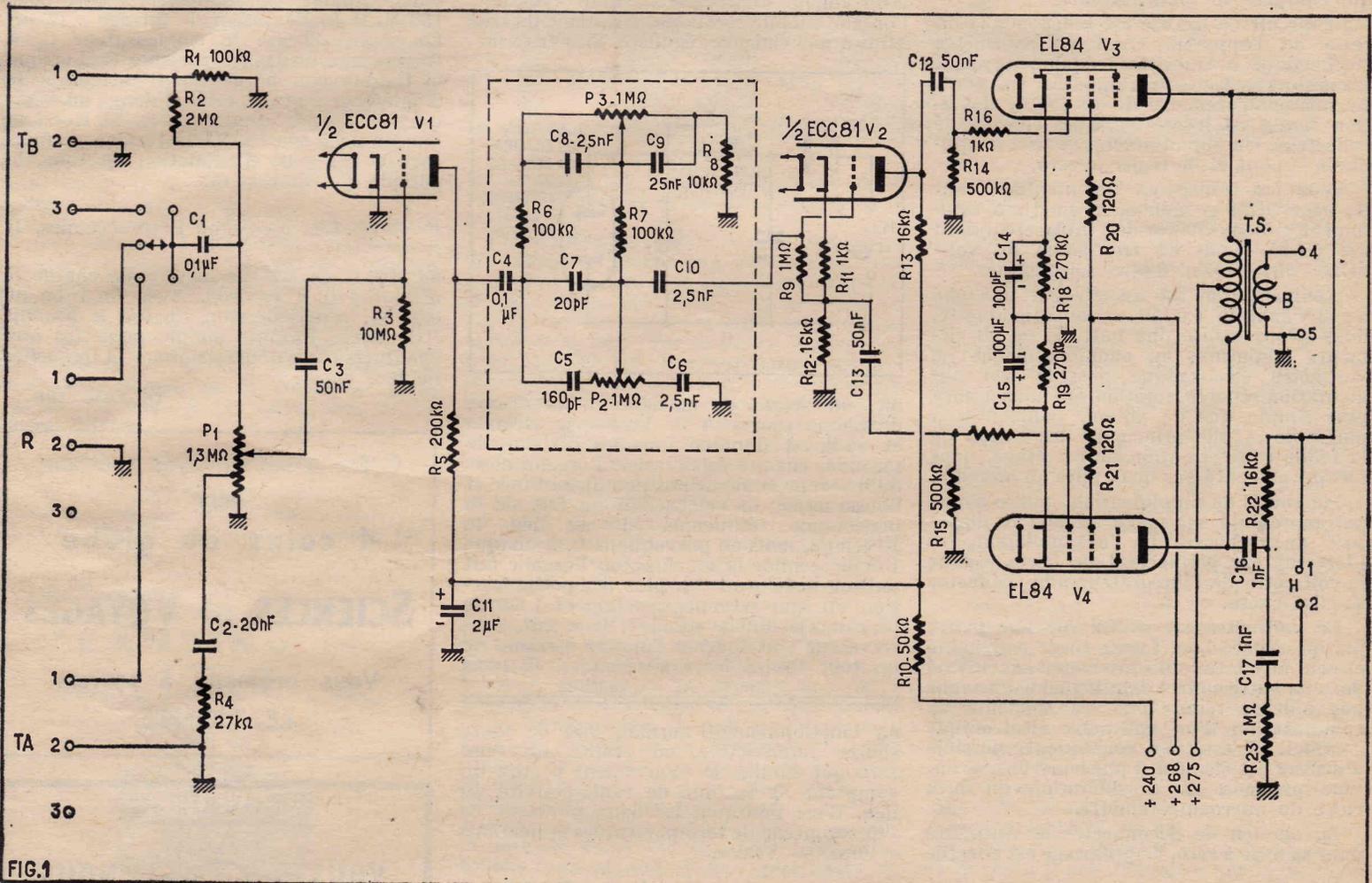


FIG.1

## Amplificateur 10 W modulés.

Bien que cette rubrique ne soit pas destinée à la description de « réalisations », ces dernières étant traitées dans d'autres articles de notre revue, il nous a paru intéressant de donner ici la description d'un montage allemand qui, étant donné le matériel utilisé, peut être facilement essayé par nos lecteurs familiarisés avec la BF.

En effet, l'amplificateur dont on trouvera ci-après tous les détails utilise une lampe ECC81 et deux EL84 qu'on peut trouver partout en France.

Le schéma de l'amplificateur est donné par la figure 1. Trois sources de signaux peuvent être branchées à l'entrée qui possède un volume-contrôle à réglage physiologique tenant compte des caractéristiques de l'oreille humaine.

Entre les deux éléments triodes on a disposé les circuits de tonalité système Baxendall. A la sortie on a prévu le branchement de deux haut-parleurs. Le premier du type dynamique pour toutes fréquences

et le second du type spécial pour aiguës, électrostatique.

L'alimentation utilise un pont redresseur à 4 diodes et des éléments de filtrage à bobine, résistances et condensateurs électrolytiques.

Voici une description détaillée à l'intention des lecteurs qui voudront essayer ce montage.

### Entrée de l'amplificateur.

Les trois sources de signaux BF sont :

TB = bande magnétique,

R = radio (FM et TV),

TA = pick-up.

La radio sera prise à la sortie détectrice de sorte que le signal BF ainsi capté soit de l'ordre du volt. Il en sera de même s'il s'agit du son-TV et de la sortie détectrice d'un appareil à modulation de fréquence.

Le pick-up sera du type piézo-électrique ou céramique. Ces pick-up compensent la courbe d'enregistrement de la plupart des disques actuels et fournissent une tension BF moyenne de l'ordre du volt.

La sortie du magnétophone se branchera aux points TB.

Le choix de la source s'effectuera au moyen de l'inverseur bipolaire à trois directions placé près de C<sub>1</sub> à l'entrée de l'amplificateur.

Un dispositif intéressant est le réglage de volume réalisé avec le potentiomètre P<sub>1</sub> de 1,3 MΩ.

Grâce à sa prise, reliée au système RC composé de C<sub>2</sub> et R<sub>4</sub>, la courbe de réponse varie quelque peu avec la position du curseur.

C'est ce que l'on nomme réglage physiologique. On verra plus loin les résultats obtenus pour deux positions du curseur.

Le condensateur C<sub>1</sub> transmet le signal à la grille du premier élément de ECC81.

Rappelons que cette double triode possède un filament de 12,6 V avec prise médiane à 6,3 V.

Sur chaque demi ECC81 nous avons indiqué un filament de 6,3 V. Pratiquement, on montera en parallèle les deux moitiés afin de les brancher sur le secondaire de 6,3 V du transformateur d'alimentation.

## Premier étage amplificateur.

Le montage de la triode  $V_1$  premier élément de ECC81 est à résistances-capacité. Le circuit anodique est chargé par une résistance de 200 k $\Omega$ , valeur relativement élevée. Il est nécessaire de réaliser un câblage aéré n'introduisant pas des capacités parasites exagérées aux bornes de  $R_5$  si l'on ne veut pas que les aiguës soient atténuées.

Pour supprimer le ronflement on a prévu un excellent filtrage et découplage du circuit anodique. En effet, on y trouve  $C_{11}$  de 2  $\mu$ F et  $R_{10}$  de 50 k $\Omega$ , en plus du filtrage prévu sur l'alimentation de l'ensemble.

La partie entourée de pointillés est la liaison entre les deux éléments triodes de la ECC81, montée sur une plaquette séparée.

Elle comprend le dispositif de réglage de tonalité système Baxendall avec les deux potentiomètres,  $P_3$  pour les basses et  $P_2$  pour les aiguës.

Chaque potentiomètre, indépendant de l'autre, permet de remonter ou d'abaisser le niveau de gain des basses ou des aiguës.

Le signal ainsi corrigé, d'après le goût de l'utilisateur ou pour compenser les imperfections du signal reçu à l'entrée, est transmis par  $C_{10}$  à l'élément triode  $V_2$  de la même ECC81.

## Déphasage cathodyne.

L'élément  $V_2$  sert de déphaseur par circuit cathodique et circuit anodique.

Les tensions en opposition sont obtenues aux bornes de  $R_{13}$  et  $R_{12}$  et transmises aux entrées des lampes finales  $V_3$  et  $V_4$ .

Remarque le système de polarisation de  $V_2$ .

Dans le circuit cathodique il a fallu insérer une résistance élevée  $R_{11} = 1$  k $\Omega$  et  $R_{12} = 16$  k $\Omega$  donc 17 k $\Omega$  en tout ce qui produit une polarisation élevée par rapport à la masse.

Pour la réduire on a branché le retour du circuit de grille non pas à la masse mais au point commun de  $R_{11}$  et  $R_{12}$ , d'où polarisation due uniquement à  $R_{11}$  et par conséquent normale.

Cet étage déphaseur est également soumis à une certaine contre-réaction d'intensité qui améliore la reproduction sonore.

## Etage final.

Celui-ci présente peu de particularités. En premier lieu on notera la présence des résistances série  $R_{16}$ ,  $R_{17}$  dans les circuits de grille 1,  $R_{20}$  et  $R_{21}$  dans ceux de grille 2 et on remarquera ensuite le circuit-filtre ne laissant passer que les signaux à fréquence élevée pour le haut-parleur électrostatique. Ce circuit comprend  $C_{16}$ ,  $R_{22}$ ,  $C_{17}$  et  $R_{23}$ .

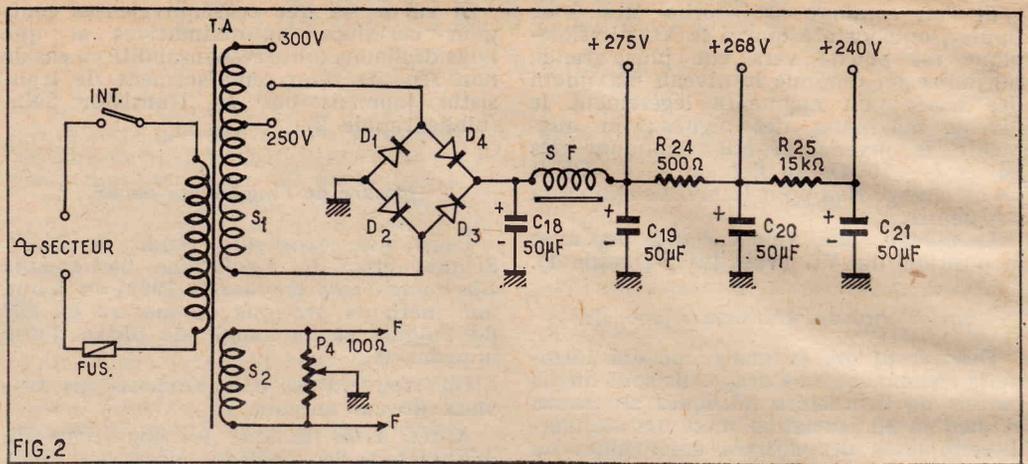
Ce haut-parleur se connectera aux points 1 et 2 (H) tandis que le dynamique normal sera relié aux points 4 et 5 (B) du secondaire du transformateur de sortie.

En raison du nombre réduit de lampes, trois en tout, on n'a pas prévu de circuit de contre-réaction entre le secondaire du transformateur de sortie et le circuit d'entrée de la première lampe.

La contre-réaction réduit le gain et son introduction dans ce montage aurait obligé à prévoir un étage amplificateur de tension supplémentaire.

## Alimentation.

La figure 2 donne le schéma de l'alimentation qui doit fournir à la sortie de la première cellule de filtrage (point commun



de SF et  $C_{19}$ ) une tension de 275 V par rapport à la masse.

Pour cela, un secondaire  $S_1$  de 300 V 120 mA avec prise à 250 V, alimente un pont de quatre diodes type B250.

La tension à la sortie du pont doit être de 310 V.

La consommation de courant en haute tension étant réduite pour les circuits d'écran des lampes finales et les circuits anodiques de la ECC81, le filtrage dans les cellules suivantes s'effectue par résistances  $R_{24}$  et  $R_{25}$  dont il est facile de calculer la puissance dissipée.

Ainsi,  $R_{24}$  est de 500  $\Omega$  et la différence

Le fusible sera calibré pour 0,3 A si le secteur est de 200 à 250 V et 0,6 A s'il est de 100 à 130 V.

Voici quelques tensions et courants, mesurés en différents points du montage.

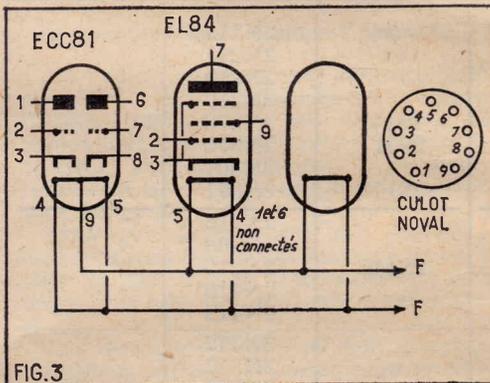
Plaque $V_1$ .....	40 V 0,5 mA
Plaque $V_2$ .....	116 V 1,3 mA
Cathode $V_2$ .....	22,5 V
Plaque $V_3$ .....	270 V 33 mA
Plaque $V_4$ .....	270 V 33 mA
Ecran $V_3$ ou $V_4$ .....	266 V 3,7 mA
Cathode $V_3$ ou $V_4$ .....	9,7 V

## Performances.

La puissance modulée maximum est de 10 W. La courbe de réponse est pratiquement uniforme de 30 Hz à plus de 15 kHz dans la position médiane des potentiomètres de réglage de tonalité  $P_2$  et  $P_3$ , à condition, bien entendu, que le transformateur de sortie soit de haute qualité.

Certaines modifications de la courbe de réponse sont causées par réglage physiologique  $P_1$ .

La figure 4 donne trois courbes correspondant au curseur de  $P_1$  à 90° à partir



de potentiel à ses bornes est de 275 — 268 = 7 V.

La puissance est  $E_2/R = 49/500$  W c'est-à-dire, à peu de chose près 0,5 W. Une résistance de 1 W conviendra très bien.

De même pour  $R_{25}$  on a  $E = 268 - 240 = 28$  V et  $R = 15$  k $\Omega$ , d'où

$$P = E^2/R = 28^2/15\ 000$$

W ce qui donne finalement  $P = 0,05$  W environ. Un modèle de 0,5 W conviendra.

Le montage des filaments s'effectuera aux bornes de  $S_2$  de 6,3 V à l'aide de deux fils torsadés.

La prise médiane est déterminée par le réglage du curseur de  $P_4$  relié à la masse. Le meilleur réglage est celui qui réduit le plus possible le ronflement.

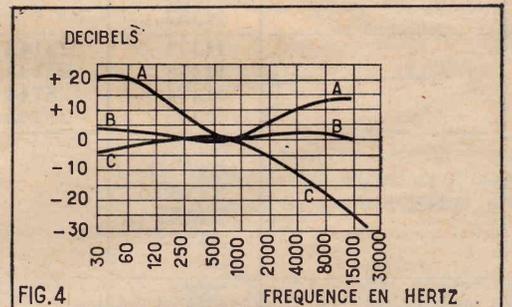
La figure 3 donne le schéma de montage des filaments des deux EL84 et de la ECC81. Sur la même figure nous indiquons les brochages de ces deux types de lampe dont le culot est du type miniature noval.

Il est évident que le redresseur à pont est remplaçable par un redresseur normal à tube biplaque, l'essentiel étant d'obtenir 275 V à la sortie de la bobine de filtrage SF.

La consommation totale est de 70 mA environ et la résistance de SF en continu est, par conséquent

$$R = 310 - 275 = 3\ 500 = 500\ \Omega$$

Des valeurs voisines conviendront aussi bien.



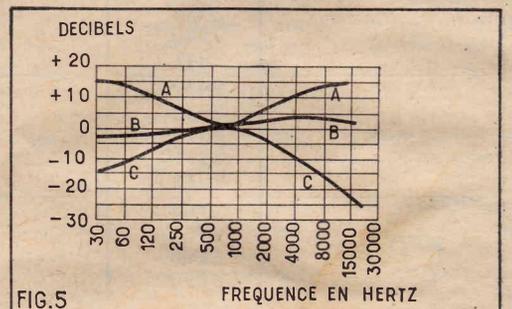
de la position initiale avec le son minimum de puissance :

Courbe A :  $P_2$  et  $P_3$  au maximum ;

Courbe B :  $P_2$  et  $P_3$  au milieu ;

Courbe C :  $P_2$  et  $P_3$  au minimum ;

La figure 5 donne des courbes analogues mais avec le réglage physiologique de volume à 270° c'est-à-dire poussé au maximum de puissance.



Si l'on compare les courbes des deux figures, on constate que si le VC physiologique est poussé vers une plus grande puissance on diminue le niveau maximum des bases; on augmente légèrement le niveau maximum des aiguës; on augmente le niveau négatif minimum des basses (-15 dB au lieu de -4 dB) et on ne change rien pour le niveau minimum des aiguës.

Le niveau « uniforme » change peu avec la position du VC (voir bibliographie 1).

#### Equivalence des transistors japonais.

Des récepteurs japonais ont été introduits récemment en Europe. Ils sont munis parfois de transistors fabriqués au Japon et dont la nomenclature n'est pas standardisée d'après des normes américaines ou européennes.

Nous donnons ci-après un tableau d'équivalence entre les types de transistors japonais montés sur certains récepteurs dont nous indiquons la marque et les transistors de la série 2N américaine et européenne figurant dans les notices des fabricants et des importateurs français de matériel américain.

Dans le tableau I on trouvera dans la première colonne la marque, dans la seconde, troisième et quatrième les types japonais HJ... ST..., 2S, 2T... et dans les colonnes 5 et 6 des équivalents américains 2N...

Il va de soi que ces équivalences sont, pour certaines, approximatives et que nous déclinons toute responsabilité en cas de non réussite d'un remplacement de transistor japonais par un transistor 2N... (bibliographie 2).

#### Mesure de l'impédance en BF.

Dans une excellente étude de N.-P. Scholes et J. E. Macfarlane parue dans *Electronic Technology* (mars 1961) on donne une méthode pratique de mesure en BF du module et de l'angle de phase d'une impédance.

On trouvera ci-après l'exposé des travaux de ces auteurs.

Après avoir indiqué les conditions de mesure avec les procédés classiques (pont et résistances et voltmètre) les auteurs indiquent une méthode qui permet de déterminer le module et l'angle de phase dans laquelle les résultats sont indépendants de la précision de l'instrument employé.

On n'utilise que des résistances variables de type standard. La mesure peut être plus rapide qu'avec des ponts pour alternatif et la prévision est comparable à celle des meilleurs ponts commerciaux.

On obtient une lecture directe du module et du facteur de puissance sans avoir à effectuer leur calcul.

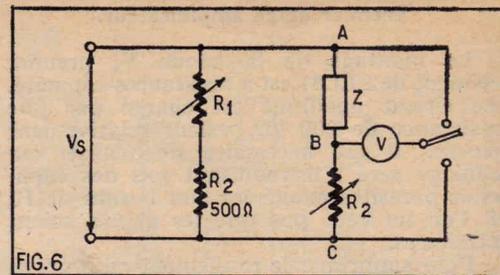


FIG.6

#### Détermination du module Z

Le schéma du circuit est donné par la figure 6 dans lequel  $R_2$  et une résistance fixe de  $500 \Omega$  et  $R_1$  et  $R_2$  sont variables.  $V_s$  est une source stabilisée de courant alternatif.

Le voltmètre V doit avoir une résistance suffisamment grande et  $R_1$  doit pouvoir être réglée à la valeur requise pour le premier essai.

La résistance  $R_2$  est ajustée de manière que la tension aux bornes AB soit égale à celle aux bornes BC :

$$V_{ab} = V_{bc} \text{ lorsque } R_2 = Z$$

Lorsque cette condition est bien satisfaite il convient d'ajuster  $V_s$  de manière que  $V_{ab}$  corresponde à environ trois quarts de l'échelle de lecture du voltmètre et la tension de la source est maintenue constante.

#### Détermination de l'angle $\theta$ .

Le schéma de la figure 7 montre le montage du circuit de mesure de  $\theta$ . Dans ce circuit le montage du voltmètre a été

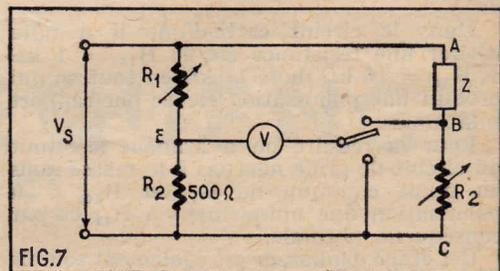


FIG.7

modifié mais  $R_2$  reste réglée à la valeur obtenue dans la première mesure.

La résistance  $R_1$  est ajustée de manière que la tension entre E et B soit égale à celle aux bornes de  $R_2$ .

On aura

$$V_{EB} = V_{EC}$$

Pour cette condition :

$$\cos \theta = \frac{R_1 - R_2}{2 R_2}$$

Ce  $\cos \theta$  est le facteur de puissance duquel on peut tirer l'angle de phase  $\theta$ .

Pour que  $\cos \theta$  puisse être lu directement: il convient de définir  $R_A$  à l'aide de la relation :

$$R_1 = R_A + R_2$$

avec  $R_A$  variable

On a alors :

$$\cos \theta = \frac{(R_A + R_2) - R_2}{2 R_2}$$

et comme  $R_2 = 500 \Omega$  il vient :

$$\cos \theta = \frac{R_A}{1000}$$

Les valeurs de  $\cos \theta$  sont obtenues immédiatement de celles de  $R_A$  en divisant par 1000.

#### Détermination du signe de l'angle $\theta$ .

A un même cosinus correspondent des angles égaux et de signes opposés.

Tableau I

HITACHI	HJ15			2N215		
	HJ17D			2N217		
	HJ22D			2N218		
	HJ23D			2N219		
	HJ32	HJ07	2S141	2N370		
	HJ34	HJ34A	2S91	2N370		
	HJ35			2N301		
	HJ37	HJ71	2S141	2N371		
	HJ50			2N215		
	HJ51			2N408		
	HJ55	HJ60	2S146	2N219		
	HJ56			2N410		
	HJ57			2N412		
		HJ72	2S142		2N372	
HJ7z		2S143		2N373		
HJ74		2S144		2N374		
HJ75		2S145		2N544		
NEC		ST28C			2N309	
		ST37D			2N252	
		ST162			2N145	2N146
	ST163			2N147	2N293	
	ST173			2N168A		
	2S44			2N217		
TOSHIBA	2S45			2N218		
	2S52			2N219		
	2S56			2N270		
TEN	2S30			2N411	2N412	
	2S31			2N409	2N410	
	2S32			2N405	2N406	
	2S33			2N407	2N408	
	2S34			2N270		
	2S35			2N140	2N219	
	2S36			2N139	2N218	
	2S37			2N109	2N217	
	2S38			2N270	2N220	
	2S39			2N175		
	2S40			2N269	2N372	
	2S41			2N301		
		2S42			2N301A	
2S43				2N247		
2S109				2N370		
2S110				2N371	2N252	
2S112				2N372		
SONY		2T64			2N366	2N228
	2T65			2N366	2N228	
	2T66			2N365		
	2T76			2N147		

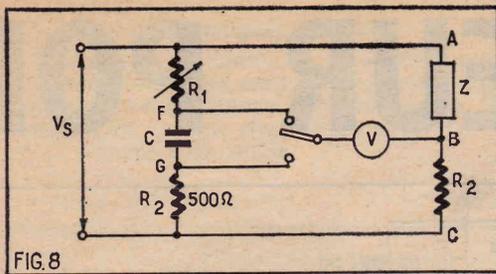


FIG.8

Le schéma de la figure 8 comprend un condensateur dans la branche de gauche. Il est bon de prévoir plusieurs valeurs commutables pour C si l'on rencontre des difficultés lorsque les deux tensions mesurées sont sensiblement égales. Si dans cet essai  $V_{BF} < V_{BG}$ ,  $\theta$  est positif et si  $V_{BF} > V_{BG}$ ,  $\theta$  est négatif.

**Exemple.**

On prendra comme exemple la détermination du rendement d'un petit transformateur.

Des mesures directes des puissances d'entrée et de sortie sont peu efficaces en raison des faibles valeurs des puissances et les wattmètres ne sont pas généralement utilisables.

Considérons le circuit simple de la figure 9 dans lequel la charge R du transformateur est connue.

La puissance d'entrée est  $V_p I_p \cos \theta$ , dans cette expression  $\cos \theta$  est le facteur de puissance.

La puissance de sortie est  $V_s^2 / R$ . Le rendement est, par conséquent :

$$\eta = \frac{V_s^2}{R V_p I_p \cos \theta} = \frac{V_s^2 Z_p}{R V_p^2 \cos \theta}$$

$Z_p$  et  $\cos \theta$  sont déterminées indépendamment de la précision du voltmètre et R est connue, donc  $\eta$  ne dépend que du rapport  $V_s^2 / V_p^2$ .

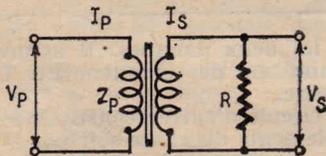


FIG.9

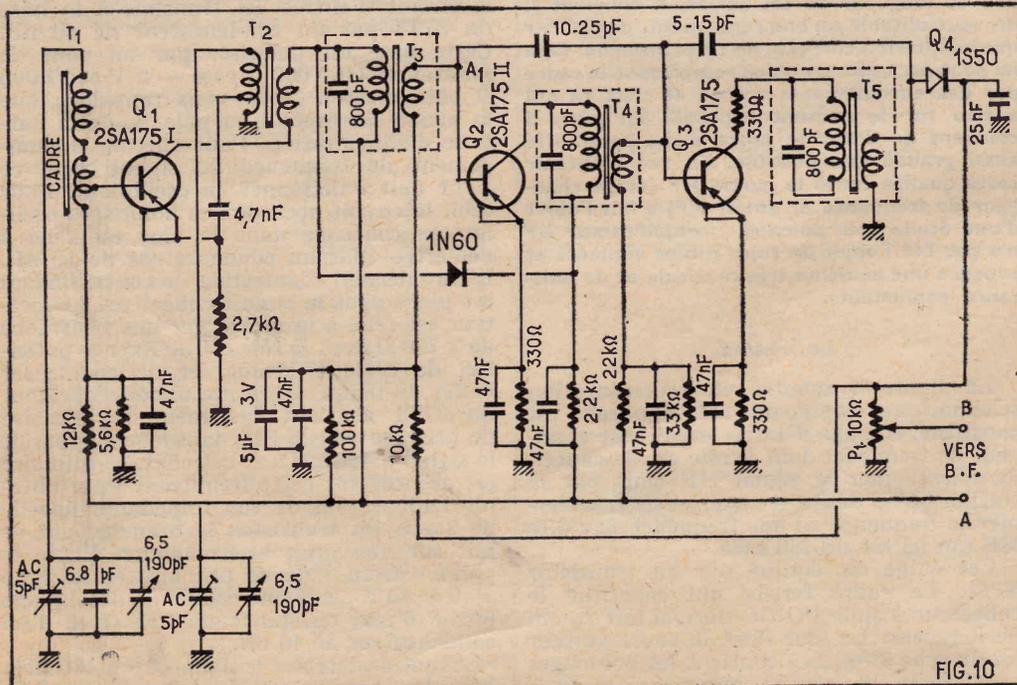


FIG.10

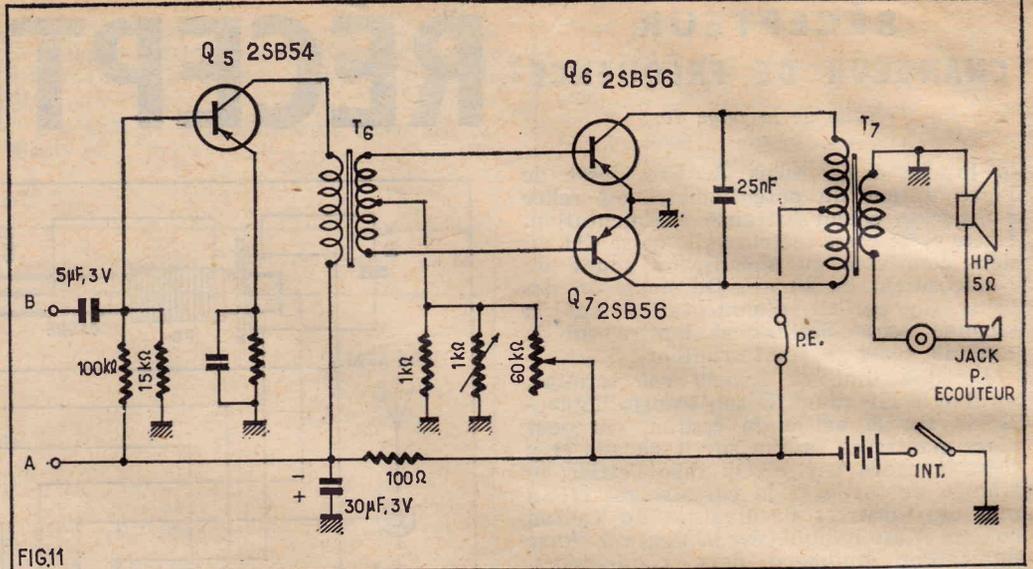


FIG.11

Il suffit donc de se servir du même voltmètre pour mesurer les deux tensions.

Il faut toutefois que les indications du voltmètre soient proportionnelles aux tensions même si les tensions qu'il indique sont inexactes (voir bibliographie 3).

**Le super-pocket Grundig-Solo-Boy.**

Les dimensions de ce petit récepteur allemand sont  $78 \times 54 \times 24,5$  mm. Il comprend un circuit imprimé et possède les caractéristiques suivantes : une gamme d'ondes (PO), cinq transistors spéciaux Grundig, deux diodes, HP de 41 mm de diamètre, batterie de deux fois 1,5 V  $12 \times 27$  mm chaque (Pertrix), possibilité d'introduire un écouteur à la place du HP à l'aide d'un jack, poids 145 g y compris les batteries, prix en Allemagne 96 DM (environ 100 NF).

Ce récepteur dont le schéma de la partie CF-MF-D est donné par la figure 10 et la partie BF par la figure 11 (points de raccordement des schémas A, B et masse) de très faibles dimensions possède les mêmes caractéristiques que les modèles précédents de la même marque, de dimensions plus importantes (voir bibliographie 4).

Cette réduction de volume est importante car on a réussi à réduire les volumes précédents, 258 cm<sup>3</sup> et 300 g, 183 cm<sup>3</sup>

et 250 g, à 103 cm<sup>3</sup> et 145 g seulement. Pour obtenir ce résultat on a fait appel aux circuits imprimés très compacts et on a réétudié la miniaturisation de toutes les pièces détachées y compris les transistors.

Ces derniers du type *drift*, d'excellentes performances en HF et MF ont un diamètre de 5,5 mm et une hauteur de 9,5 mm.

Les caractéristiques de Q<sub>1</sub>, Q<sub>2</sub> et Q<sub>3</sub> sont :  $U_{CE} = 3$  V,  $I_C = 0,5$  mA.

Le tableau II ci-après donne les caractéristiques minimum, maximum et moyennes :

Tableau II

Caractérist.	min.	max.	moy.	unité
Rés. d'entrée...	1,4	15	5,5	kΩ
Capac. d'entrée.	40	111	64	pF
Rés. de sortie..	112	1 000	600	kΩ
Capac. de sortie.	4	6	5	pF

Les transformateurs MF sont montés dans des blindages métalliques de  $8,5 \times 12 \times 6$  mm, avec noyaux de ferrite en U et condensateurs en styroflex. Le coefficient de surtension à vide est  $Q = 100$ , accord sur 460 kHz.

La BF donne une puissance de sortie de 50 mW et le haut-parleur possède une membrane en matière spéciale différente du papier habituel.

On a déterminé le prix de revient de la pile par heure d'écoute. La pile dure 25 heures et le prix de l'heure-écoute revient à 4 pfenigs (environ 5 nouveaux centimes). Ce prix est supérieur à celui d'un portable qui ne revient qu'à 1,3 pfenigs par heure pour le modèle « voyage » de la même marque. C'est le seul inconvenient à reprocher à ce petit poste de poche.

**Analyse du schéma.**

Reportons-nous d'abord à la figure 10 qui représente la partie changeuse de fréquence, MF et détectrice.

Il n'y a pas de HF, le cadre incorporé est branché entre prise et point froid, dans le circuit de base de Q<sub>1</sub>.

L'oscillateur T<sub>2</sub> comprend la bobine accordée d'émetteur et celle d'entretien, de collecteur. Le signal MF est amplifié par les deux transistors Q<sub>2</sub> et Q<sub>3</sub> neutrodynés par des ajustables A<sub>1</sub> et A<sub>2</sub>.

La détection est assurée par la diode 1S50. Le signal BF est disponible aux

(Suite page 46.)

### Caractéristiques générales.

Le tableau II donne les caractéristiques générales dans deux cas : à vide, c'est-à-dire sans aucune résistance aux bornes de la sortie et en charge, c'est-à-dire avec  $R_s = 75 \Omega$  montée à la sortie.

On voit que les valeurs conseillées pour la tension batterie sont comprises entre 9,9 V (batterie neuve) et 8,1 V (batterie usée).

Les valeurs normales sont celles du tableau II.

TABLEAU II

Caractéristiques	A vide	Avec charge 75 $\Omega$
Amplitude des impulsions de sorties :		
Aux bornes de $L_2$ .....	4,4 V	4,4 V
Aux bornes de $L_3$ .....	8,8 V	8,8 V
Courant collecteur vide.....	0,15 A	0,2 A
Durée des impulsions suivant $C_2$ .....	2 à 9 $\mu$ s	1,5 à 7 $\mu$ F
Temps de montée des impulsions suivant le transistor :		
SFT226.....	0,3 $\mu$ s	0,3 $\mu$ s
SFT227.....	0,2 $\mu$ s	0,25 $\mu$ s
SFT227.....	0,1 $\mu$ s	0,15 $\mu$ s
Signal de synchronisation :		
Amplitude.....	0,35 V	0,7 V
Temps de montée.....	> 0,1 $\mu$ s	> 0,1 $\mu$ s

Voici également les valeurs limites absolues d'utilisation à la température de 25° C :  
Temp. limite de fonctionnement : + 55° C.  
tension d'alimentation : 9 V  $\pm$  10 %  
Amplitude du signal synchro : < 1,5 V.

Il est conseillé de veiller à ce que l'amplitude du signal synchro d'entrée ne dépasse pas 1,5 V afin de limiter l'intensité de crête du courant de base du transistor  $Q_1$  servant de séparateur.

### Résultats obtenus

Les figures 2 à 5 montrent quelques formes du signal (tensions et courants) à vide et en charge aux points C, B et D entouré d'un cercle sur la figure 1.

Figure 2 : tensions (en ordonnées) V<sub>c</sub> (au point C), V<sub>b</sub> (au point B), V<sub>d</sub> (au point D) sans charge à la sortie, en fonction du temps en  $\mu$ s (en abscisses).

Figure 3 : tensions avec charge 75  $\Omega$ .

Figure 4 : courants (en milliampères) en ordonnées, aux mêmes points, sans charge à la sortie.

Figure 5 : courants aux mêmes points avec charge, temps en abscisses mesurés en  $\mu$ s.

Ces diagrammes ont été relevés à l'oscilloscope. Nous allons indiquer à nos lecteurs expérimentateurs la manière de les obtenir sur l'écran de leur oscilloscope.

### Montage oscilloscopique.

On effectuera le montage indiqué par la figure 6 comprenant la source de signaux de synchronisation, le montage séparateur et

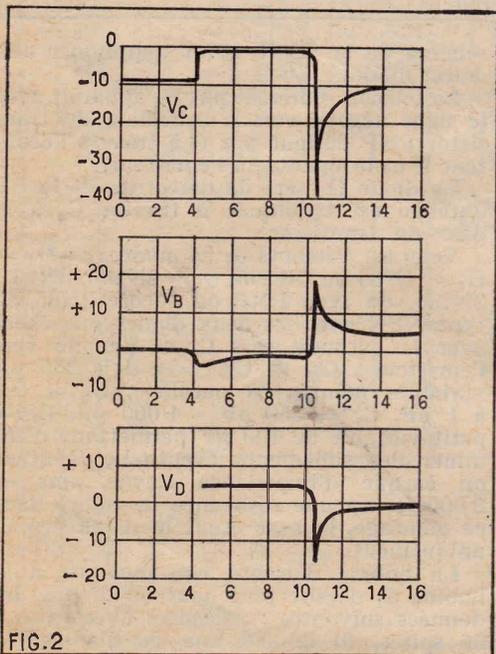


FIG.2

oscillateur de la figure 1 et un oscilloscope possédant un très bon amplificateur vertical (montant à plus de 1 MHz) et dont la base de temps fonctionne à la fréquence  $f$

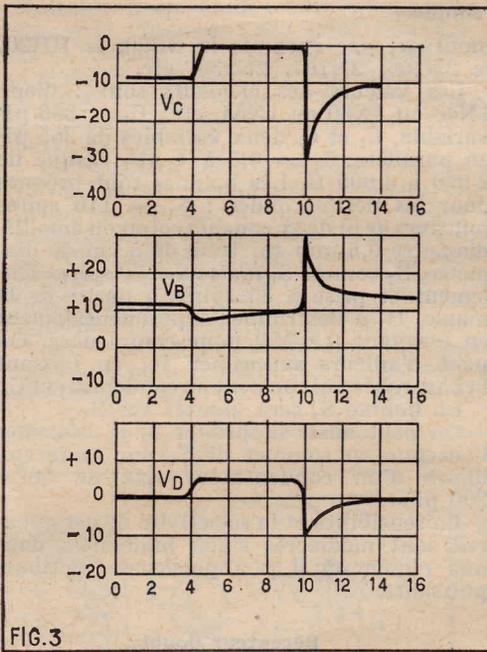


FIG.3

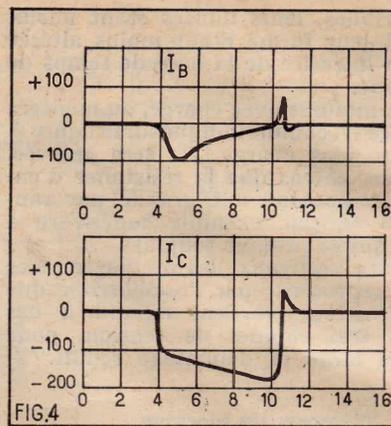


FIG.4

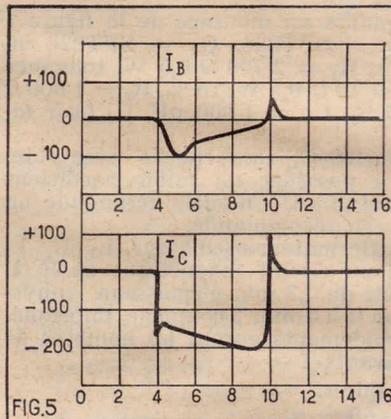


FIG.5

correspondant à la période des signaux étudiés.

On reliera la sortie de signaux synchro à l'entrée du blocking, la sortie de celui-ci à l'entrée verticale de l'oscilloscope. Le bouton synchro de l'oscilloscope sera en position « synchronisation intérieure ». Autrement dit, la base de temps de l'oscilloscope sera synchronisée par le signal appliqué à l'entrée verticale.

La base de temps sera réglée sur la fréquence  $f$  si l'on désire voir une seule période du signal ou sur  $f/2$  si l'on veut voir deux périodes etc. On voit sur les figures 2 que la durée de la période est de 16  $\mu$ s environ, ce qui correspond à une fréquence

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{16 \times 10^{-6}}$$

$$\text{ou } f = \frac{1\ 000\ 000}{16} \text{ Hz}$$

ce qui donne  $f = 62\ 500$  Hz.

La plupart des oscilloscopes modernes possèdent une base de temps oscillant à 62,5 kHz. Remarquer que l'obtention de deux périodes sur l'écran n'exige que la fréquence  $f/2 = 31,25$  kHz environ, trois périodes  $f/3 = 20,8$  kHz environ et quatre périodes  $f/4 = 15,6$  kHz environ. Il est d'ailleurs préférable d'observer trois

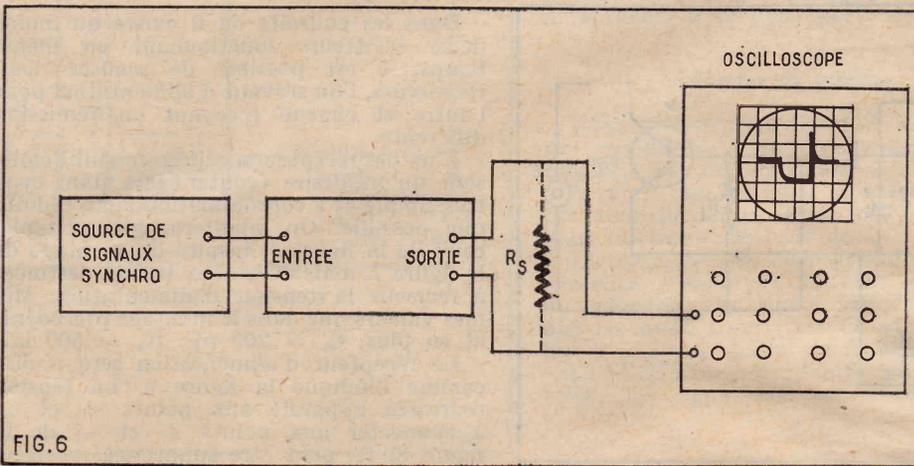


FIG.6

# RÉCEPTEUR CHANGEUR DE FRÉQUENCE

(Suite de la page 20.)

proche *a* du relais A. Une cosse de interrupteur du potentiomètre est reliée à la cosse secteur du transfo d'alimentation. Cette cosse secteur et la cosse CH. L. sont connectées au châssis, on soude un condensateur de 20 nF. On soude un des fils du cordon d'alimentation sur la cosse Secteur et l'autre sur la cosse *a* du relais A.

Lorsque tout ce travail est terminé, on fixe le HP muni de son transfo d'adaptation sur le baffle du cadran. On peut aussi monter ce cadran sur le châssis et y fixer le cadre ferrite. On relie l'étrier du transfo de sortie et la carcasse du HP à des équerres de fixation du cadran comme il est indiqué sur la figure 3. Avec un cordon souple à deux conducteurs, on relie la cosse P du transfo de sortie à la cosse 7 du support EL84 et la cosse P' à la cosse *a* du relais A. Avec un autre cordon souple, on relie la cosse B de la ligne mobile du HP à la cosse du point milieu de l'enroulement HT du transfo d'alimentation et la cosse B' à la cosse *a* du relais B.

Une des cosses des supports d'ampoule de cadran est soudée à la masse (voir fig. 3). L'autre cosse d'un de ces supports est connectée à l'enroulement CH. L. du transfo d'alimentation. Pour l'autre support, la cosse encore libre est reliée à la cosse 5 du support ECH81. Pour terminer le câblage, il reste à connecter par des fils souples les cosse C1, C2, C3 du transfo aux cosse correspondantes du bloc.

## Mise au point.

Comme toujours il faut vérifier le câblage avant de procéder à la mise sous tension de l'appareil. Lorsque l'on est certain qu'aucune erreur n'a été commise on place les lampes sur leur support et on peut vérifier le cordon d'alimentation sur le tableau de distribution électrique. Auparavant il faut, bien entendu, s'assurer que le cavalier fusible du transfo est bien dans la position correspondant à la tension secteur. Normalement, on doit immédiatement pouvoir capter quelques stations. Le résultat est acquis on passe immédiatement à l'alignement.

On retouche d'abord les noyaux des bobines MF pour obtenir l'accord exact à 455 kHz.

Ensuite on règle le noyau « osc PO » sur 1 400 kHz, on règle les timmers du CV en commençant par celui de la cage « CV osc. » Sur 574 kHz, on règle le noyau « osc PO » du bloc et l'enroulement correspondant du cadre.

En gamme GO, on règle le noyau « osc GO » du bloc et l'enroulement GO du cadre à 160 kHz.

En gamme OC le réglage des noyaux « osc OC » et « acc OC » se fait sur 6,1 MHz.

A. BARAT.

# RÉCEPTEUR PORTATIF

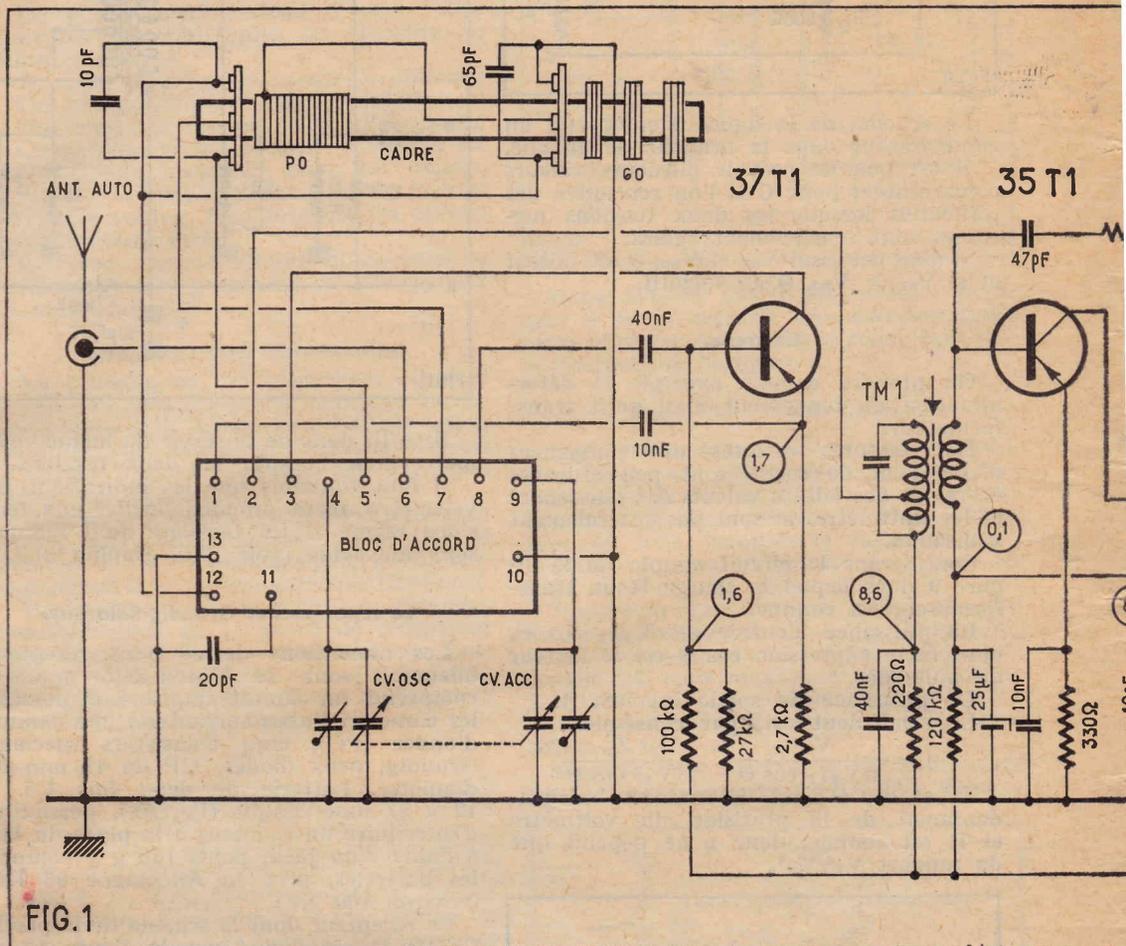


FIG. 1

Répondant à la tendance actuelle, ce récepteur portatif a été étudié de manière à fonctionner à bord d'une automobile. On sait que dans ce cas, en raison du blindage constitué par la carrosserie du véhicule, la réception avec le cadre incorporé serait très mauvaise. On prévoit donc une prise permettant l'utilisation d'une antenne extérieure comme avec un poste voiture classique. Etant donnée le peu de longueur de cet aérien, il convient si on veut obtenir un bon rendement, de prévoir une adaptation correcte de cette antenne. Cela ne peut être obtenu qu'en remplaçant le cadre par des enroulements accord et c'est ce qui a lieu sur le présent appareil. En plus, il convient de doter le poste d'une sensibilité aussi grande que possible. En vue d'obtenir cette qualité toute la partie HF (étage changeur de fréquence et ampli MF) a fait l'objet d'une étude très poussée. L'amplificateur BF n'a pas été l'objet de soins moins vigilants et procure une audition très musicale et de puissance confortable.

## Le schéma.

La figure 1 montre en représentation schématique comment cet appareil est constitué. L'étage d'entrée est l'étage changeur de fréquence dont le rôle est de capter, de sélectionner le signal HF émis par la station qu'on désire recevoir et de transformer sa fréquence en une fréquence fixe dite MF qui ici est de 480 kHz.

Cet étage est équipé par un transistor 37T1. Le cadre ferrite qui constitue le collecteur d'onde PO-GO normal fait 20 cm de longueur. Le bloc dont le commutateur est du type à touches contient les bobinages oscillateurs et accord antenne « auto »

pour les deux gammes. Il assure aussi la commutation des enroulements PO et GO du cadre.

Le circuit d'entrée constitué soit par les enroulements du cadre soit par les enroulements contenus dans le bloc est accordé par un CV 280 pF. La seconde cage de ce CV qui fait 120 pF accorde le circuit oscillateur local. Le signal HF sélectionné par le circuit d'entrée est transmis à la base du 37T1 par un condensateur de 40 nF. Cette base est polarisée par un pont de résistances (100 000 Ω côté — 9 V et 27 000 Ω côté masse). Nous vous rappelons que la masse correspond au pôle + de la batterie d'alimentation. Pour obtenir le changement de fréquence du signal reçu, ce 37T1 doit fonctionner en oscillateur. Pour cela, le circuit accordé des bobinages oscillateurs contenus dans le bloc est relié à l'émetteur par un condensateur de 10 nF. L'enroulement d'entretien de ces bobinages est placé dans le circuit collecteur. L'émetteur est relié à la masse par une résistance de 2 700 Ω dont le rôle est de fixer le potentiel de cette électrode, et de compenser l'effet de température. Le circuit collecteur du 37T1 contient également le primaire du premier transfo FM, dans lequel apparaît le signal à 480 kHz. A cet effet, ce primaire est accordé sur cette fréquence. Pour obtenir l'adaptation de son impédance à celle de sortie du transistor le branchement se fait sur une prise intermédiaire. Entre le point « froid » de ce primaire et la ligne — 9 V on a placé une cellule de découplage formée d'une résistance de 220 Ω et d'un condensateur de 40 nF.

Avant de détecter le signal MF à 480 kHz issu du changement de fréquence il faut

EN ÉCRIVANT  
AUX ANNONCEURS  
RECOMMANDEZ-VOUS DE

RADIO-PLANS

vous n'en serez que mieux servis...



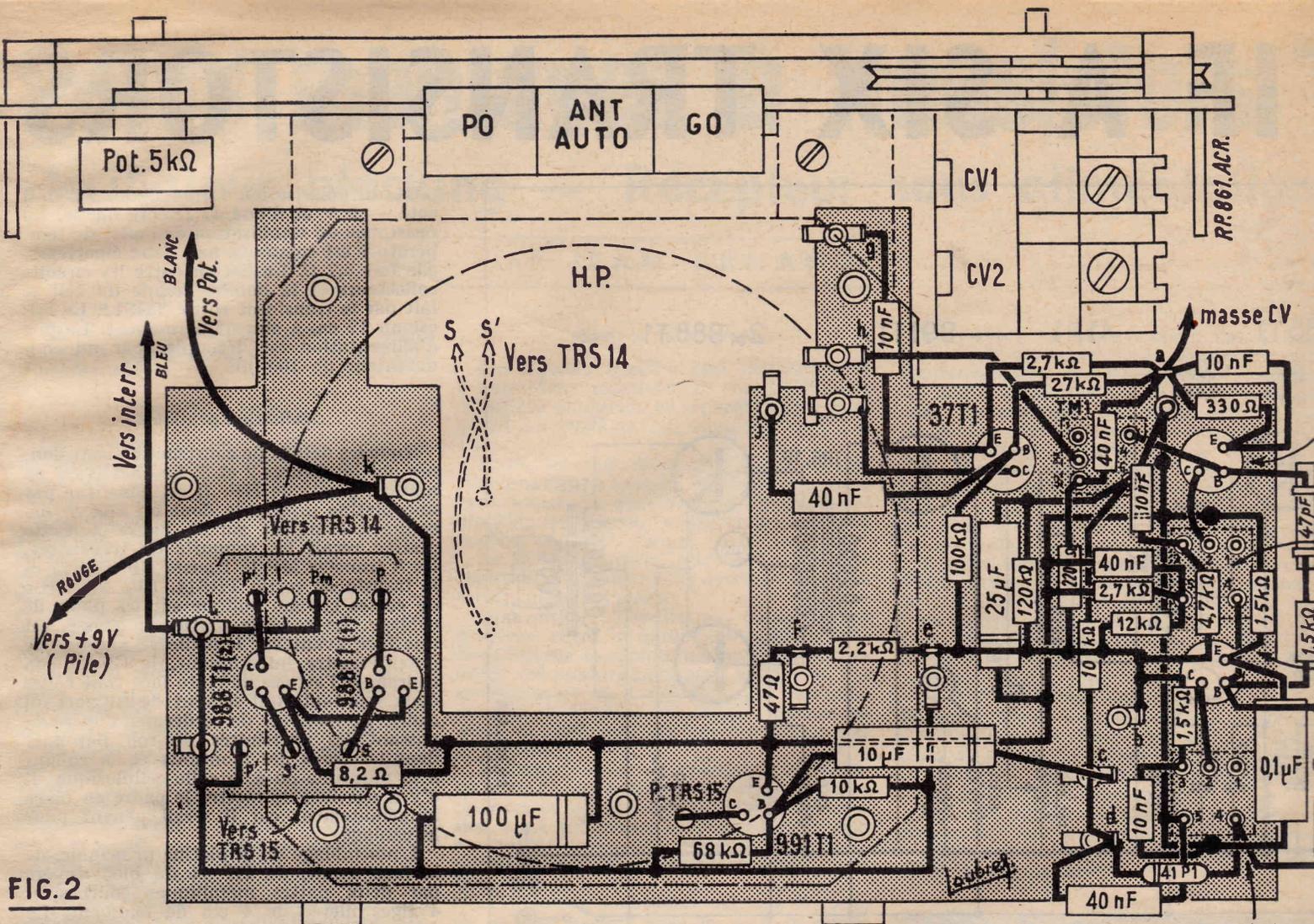


FIG. 2

DEVIS DES PIÈCES DÉTACHÉES NÉCESSAIRES AU MONTAGE DU

# "VACANCES 62"

décrit ci-contre



Dim. 235 x 160 x 85 mm.

- 1 ENSEMBLE INDIVISIBLE comprenant
  - 1 coffret avec plaque châssis.
  - 1 cadran + CV + glace.
  - 1 bloc de bobinages + CADRE FERRITE 200 mm.
  - 1 H.-P. « Audax » 10PB9 + décolletage.
  - 3 condensateurs au mica. **102.85**
  - 1 potentiomètre 5 k. Piste C avec inter. .... **1.95**
  - 1 jeu de 3 MF « Oréor » TM480. .... **9.05**
  - 7 supports de transistors avec clips + fiche et douille auto. .... **4.80**
  - 1 transfo driver TRS15. .... **6.55**
  - 1 transfo sortie TRS 14. .... **5.80**
  - 2 boutons de commande + feutres. .... **1.55**
  - 1 jeu de résistances et capacités. .... **13.60**
  - 1 jeu d'équipement divers. .... **2.25**

Toutes les pièces détachées. **148.40**

- 1 jeu de 6 transistors « Thomson » 1<sup>er</sup> choix + 1 diode (37T1-2 x 35T1-991T1-2 x 988T1-diode 46P1). .... **38.10**
- 1 pile 6 NT. .... **4.65**

ABSOLUMENT COMPLET, en pièces détachées. **191.15**

PRIX FORFAITAIRE pour l'ensemble des pièces LIVRÉES en UNE SEULE FOIS. **152.90**

**ACER** 42 bis, rue de Chabrol - Paris X<sup>e</sup>.  
Tél. : PRO 28-31. C.C. Postal 658-42 Paris

aboutissent à la ligne + 9 V. Sur la cosse 3 du même transfo on soude une résistance de 4 700 Ω qui va à la ligne - 9 V et un condensateur de 10 nF dont l'autre fil est soudé sur la ligne + 9 V.

On relie la broche C du support 35T1 (2) à la cosse 2 de TM3. Entre la broche E et la ligne + 9 V on soude une résistance de 1 500 Ω et un condensateur de 0,1 µF. On réunit la cosse 5 de TM3 à la ligne + 9 V. Sur la cosse 3 on soude une résistance de 1 500 Ω qui va à la ligne - 9 V et un condensateur de 10 nF qui va à la ligne + 9 V. On soude entre les broches B des supports 35T1 un condensateur de 47 pF en série avec une résistance de 1 500 Ω. Entre la broche B du support 35T1 (2) et la cosse 4 de TM3 on dispose un condensateur de 10 pF en série avec une résistance de 5 600 Ω.

On met en place la diode 41P1 dont le fil repéré par une marque rouge est soudé sur la cosse 4 de TM3 et l'autre fil sur la cosse d. Entre cette cosse d et la ligne + 9 V on place un condensateur de 40 nF.

Pour le support 991T1 on soude sur la broche B une résistance de 10 000 Ω qui va à la ligne + 9 V, une résistance de 68 000 Ω qui va à la ligne - 9 V et un condensateur de 10 µF-12 V dont le pôle + est soudé sur la cosse c. On relie la broche C à la cosse P du transfo TRS 15. La cosse P' de cet organe est connectée à la ligne - 9 V. Les cosses S et S' de ce transfo sont reliées chacune à la broche B d'un support 988T1, et la cosse Sm à la cosse f. Sur cette cosse, on soude une résistance de 47 Ω qui va à la ligne + 9 V et une de 2 200 Ω qui va à la ligne - 9 V.

On réunit les broches E des deux supports 988T1 et on soude une résistance de 8,2 Ω entre elles et la ligne + 9. Les cosses P et P' du transfo TRS14 sont con-

nectées aux broches C des supports 988T1. La cosse Pm est reliée à la cosse 1. Sur la ligne + 9 V on soude le pôle + d'un condensateur de 100 µF 12 V dont le pôle - est soudé sur la ligne - 9 V.

Tout ceci terminé, on procède à l'assemblage de la platine, de la face avant, du bloc et du haut-parleur.

La cosse de l'axe du CV est reliée à la cosse a de la platine et à la cosse 13 du bloc. La cage 280 pF est connectée à la cosse du bloc et la cage 120 pF à la cosse 4 du bloc. On effectue les liaisons suivantes

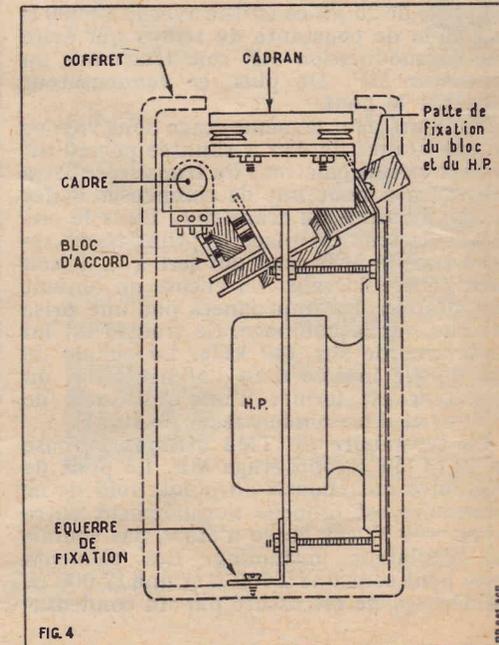


FIG. 4

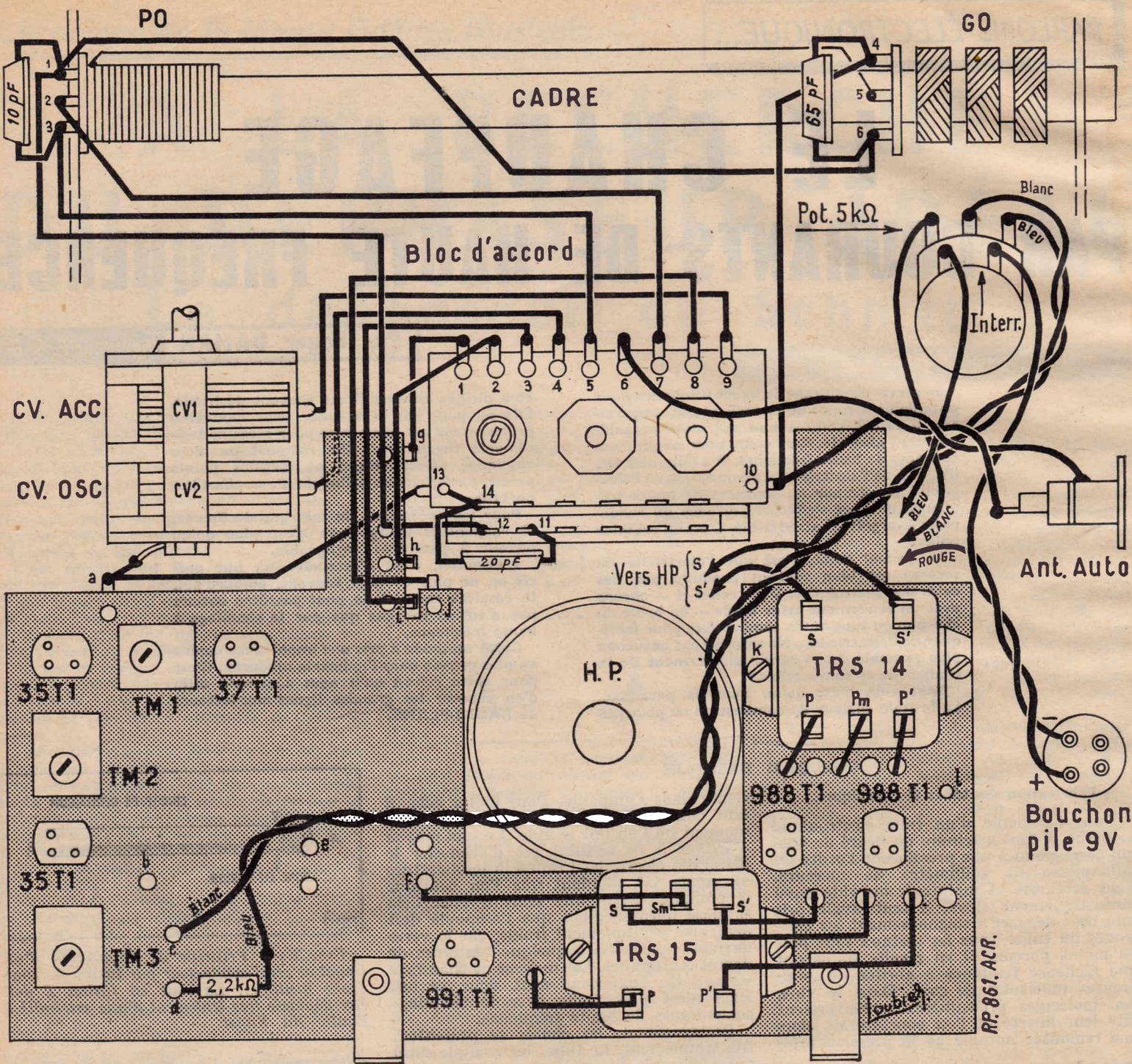


FIGURE 3

### Equerre de fixation au coffret

avec la platine : la cosse 1 à la cosse *g*, la cosse 2 à la cosse *h*, la cosse 3 à la cosse *i*, la cosse 8 à la cosse *j*. Entre les cosses 11 et 12 du bloc on soude un condensateur mica de 20 pF. Sur la cosse *d* de la platine (voir fig. 3) on soude une résistance de 2 200 Ω. L'autre fil de cette résistance est connecté à une extrémité du potentiomètre de volume. L'autre extrémité de ce potentiomètre est connectée à la cosse *k* de la platine et le curseur à la cosse *d*. Une des cosses de l'interrupteur est reliée à la cosse 1 de la platine. A l'aide d'un cordon souple à deux conducteurs on branche le bouchon d'alimentation de manière que la broche + soit reliée à la ligne + 9 V et la broche - à la seconde cosse de l'interrupteur.

On peut maintenant mettre en place le cadre comme nous l'avons indiqué. On réunit par une connexion ses cosses 3 et 4. La cosse 3 est connectée à la cosse 12 du bloc, la cosse 1 à la cosse 5 du bloc, la cosse 2

à la cosse 7 du bloc, la cosse 6 à la cosse 10 du bloc. On soude un condensateur de 10 pF entre les cosses 1 et 3 et un condensateur de 65 pF entre les cosses 4 et 6.

La bobine mobile du HP est branchée entre les cosses S et S' du transfo TRS14. Au moment de la mise en coffret, il faudra, à l'aide d'un cordon souple à deux conducteurs, brancher la prise antenne entre les cosses 6 et 10 du bloc, de telle façon que le contact central de cette prise soit en liaison avec la cosse 6.

#### Mise au point.

Après vérification du câblage, on place les transistors sur leur support, on branche la pile d'alimentation et on peut procéder à un premier essai d'audition. Ceux qui possèdent un voltmètre dont la résistance

interne est au moins de 10 000 Ω par volt pourront vérifier les tensions aux différents points du montage. Nous en donnons les valeurs sur le schéma.

L'alignement se fait selon la méthode habituelle. On commence par retoucher l'accord des transfos MF sur 480 kHz.

En gamme PO cadre on règle les trimmers du CV sur 1 400 kHz, puis les noyaux oscillateurs du bloc et l'enroulement PO du cadre sur 574 kHz.

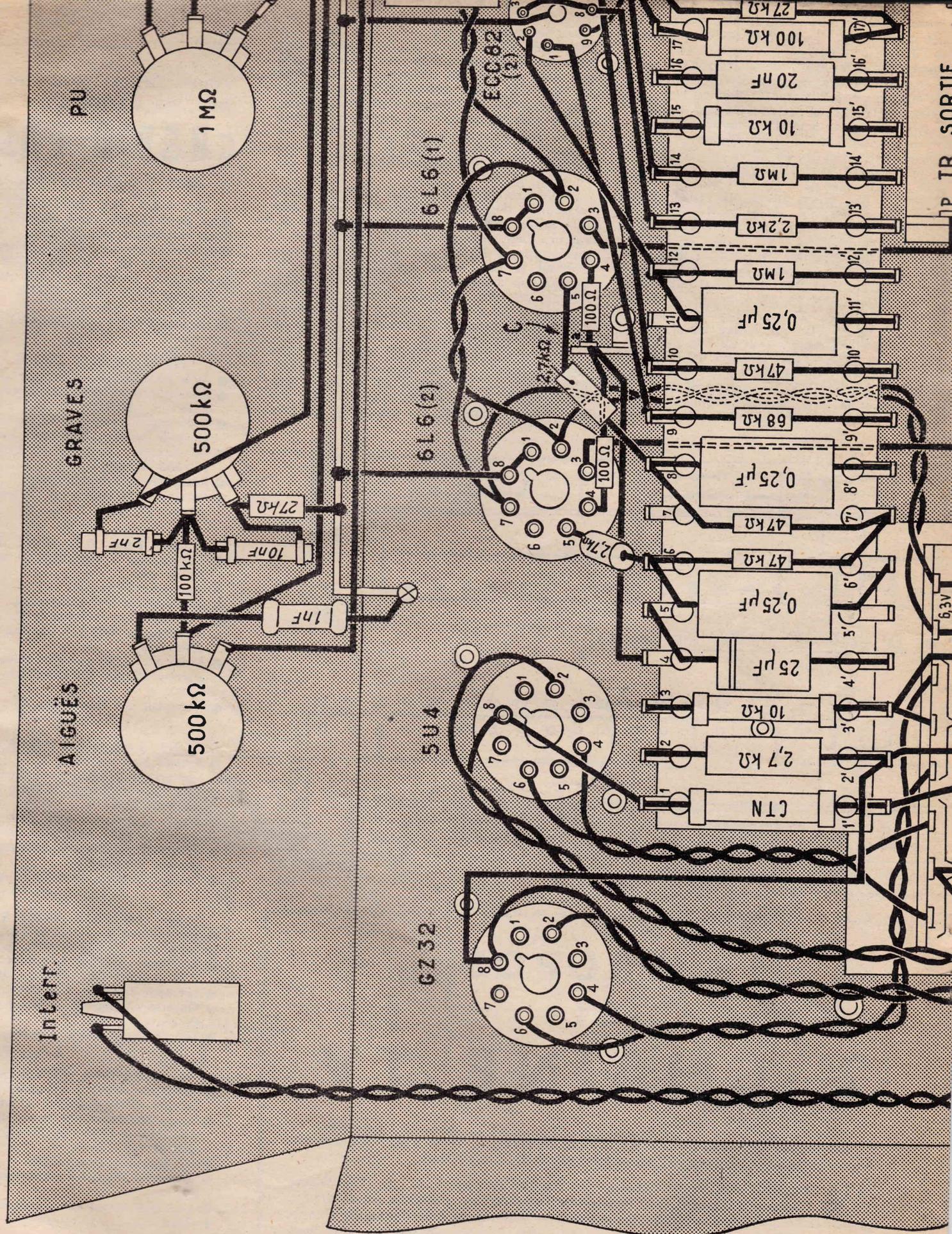
En gamme GO cadre on règle l'enroulement GO du cadre sur 160 kHz.

En gamme PO antenne on règle le noyau accord GO du bloc sur 574 kHz.

En gamme GO Antenne on règle le noyau accord GO du bloc sur 160 kHz.

A. BARAT.

# AMPLI DE SONORISATIU



# LE CHAUFFAGE PAR COURANTS DE HAUTE FRÉQUENCE

Par Roger DAMAN Ingénieur E. S. E.

Se servir de courant de haute fréquence pour obtenir finalement de la chaleur peut apparaître, a priori, comme une opération magnifiquement absurde. Car, enfin, pour obtenir ces courants de haute fréquence, il a fallu obtenir, d'abord, de l'électricité. La conversion de l'électricité du secteur en courants de haute fréquence ne peut s'effectuer qu'avec un rendement énergétique assez faible. C'est un premier point.

Le second point, c'est que l'électricité du secteur est bien souvent produite par des centrales thermiques. Dans celles-ci — encore avec un rendement assez faible — on brûle du charbon ou tout autre combustible pour fabriquer de l'électricité... Ne serait-il pas beaucoup plus rentable de se servir directement de la chaleur de ce combustible ?

Tout cela n'est qu'un mauvais paradoxe. La brutale chaleur de combustion ne peut pas

être dirigée comme il est souvent désirable. Elle ne peut pas être dosée avec l'extrême précision qui est nécessaire pour certains traitements thermiques. Elle ne peut pas être appliquée sélectivement en certains points précis, parfaitement délimités d'une pièce importante.

Pour les opérations de très grande finesse, le rendement énergétique n'est plus qu'un facteur à peu près négligeable.

L'essentiel, c'est d'atteindre un but précis et, de plus en plus souvent, aujourd'hui, le résultat cherché ne peut pas être obtenu par d'autres moyens que par le chauffage à haute fréquence.

Cette méthode a pris une importance de plus en plus grande dans l'industrie moderne. C'est pour cette raison qu'il nous a semblé utile d'en exposer les grandes lignes aux lecteurs de RADIO-PLANS.

## QUELQUES EXEMPLES

### Fabrication des tubes électroniques.

Dans l'ampoule d'un tube électronique moderne, il faut atteindre un degré de vide qui correspond à une pression de l'ordre du millionième de millimètre de mercure. Pour atteindre et maintenir un vide aussi fantastiquement élevé, il faut avoir pris soin de « dégazer » soigneusement les électrodes du tube. Tous les métaux sont plus ou moins poreux. Il en résulte qu'ils ont une fâcheuse tendance à abriter de nombreuses molécules de gaz... Dans le vide, ces molécules prisonnières retrouveraient vite leur liberté et l'on constaterait alors une remontée notable de la pression inté-

rieure dans l'ampoule. Pour éviter cela, il faut chasser les molécules prisonnières au moment où l'on fait le vide. Le seul moyen d'arriver à ce résultat est d'échauffer le métal des électrodes jusqu'à la température du rouge vif, pendant que l'on continue le pompage *c'est-à-dire dans le vide*. Cela suppose naturellement que l'ampoule doit demeurer pratiquement froide, car le verre devient « pâteux » à quelque centaines de degrés centigrades. Les moyens de chauffage venant de l'extérieur sont donc exclus. Rien n'est plus facile avec le chauffage en courants de haute fréquence.

Pratiquement, les choses se présentent très simplement. Le tube électronique subit toute une série d'opérations sur une machine automatique. Au moment du pompage, quand l'ampoule a été scellée sur le pied de verre pressé qui supporte l'édifice des électrodes, on voit descendre une ou deux spires de grande section qui sont parcourues par des courants de haute fréquence (fig. 1). Immédiatement, les électrodes rougissent. La température peut être réglée avec la plus grande précision.

### Purification des semi-conducteurs par « fusion de zone ».

Les semi-conducteurs, germanium ou silicium, ne sont utilisables en électronique que si leur pureté est de l'ordre du milliardième, au moins. Entendez par là qu'il faut arriver à obtenir que, sur un kilogramme de semi-conducteur, il y ait moins de 1 µg (ou la millième partie d'un milligramme) de corps étranger. Les limites de la purification chimique sont au moins mille fois plus élevées. Au-delà, il faut avoir recours aux méthodes de purification physiques dont la plus connue utilise la *fusion de zone* (ou

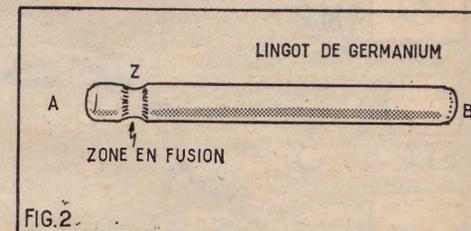


FIG. 2. — Principe de l'épuration d'un lingot de semi-conducteur par fusion de zone (zone melting). La zone en fusion Z doit être déplacée très lentement d'une extrémité à l'autre du lingot.

« zone melting »). Le principe en est indiqué sur la figure 2. Dans un lingot cylindrique de semi-conducteur, on provoque la fusion d'une mince tranche ou « zone ». Cette zone en fusion est lentement déplacée depuis l'extrémité A jusqu'à l'extrémité B, puis ramenée lentement de B en A.

On utilise le fait que les impuretés n'ont pas le même coefficient de solubilité dans la phase solide et dans la phase liquide. Chaque déplacement de la zone en fusion amène ainsi une amélioration de la pureté du lingot.

Mais comment opérer pratiquement ? Il n'est pas question d'utiliser une flamme. Les semi-conducteurs sont des éléments que le simple contact de l'air suffit à contaminer. L'opération doit se faire en atmosphère inerte, dans l'argon, par exemple... On a donc encore cette fois recours au chauffage par courants de haute fréquence. La machine à « fusion de zone » est en principe construite comme nous l'indiquons sur la figure 3. Le lingot est placé dans un tube de quartz fondu où règne un lent courant d'argon. Les spires, parcourues par des courants de haute fréquence, sont placées

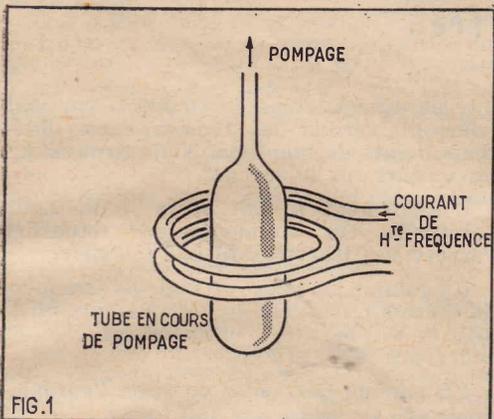


FIG. 1

FIG. 1. — Pendant le « pompage » des tubes électroniques, il faut porter les électrodes à la température du rouge si l'on veut chasser les molécules de gaz emprisonnées dans les pores du métal. Ce résultat est obtenu par le chauffage au moyen de courants de haute fréquence.

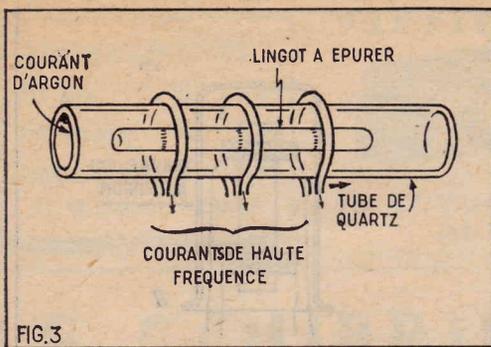


FIG. 3. — Dispositif permettant d'obtenir la purification par fusion de zone. Le lingot, placé dans un tube de quartz, est ainsi maintenu en atmosphère neutre (argon) ou réductrice (hydrogène).

Plusieurs spires parcourues par des courants de haute fréquence déterminent autant de zones en fusion. L'ensemble des spires est déplacé d'un mouvement régulier au moyen d'une machine.

à l'extérieur du tube. Au lieu d'utiliser une seule zone de fusion, on peut en utiliser plusieurs, ce qui accélère d'autant l'opération.

L'emploi des courants de haute fréquence permet ici de régler exactement la température à la valeur correcte — ce qui est très important.

#### Traitement thermique localisé.

Considérons maintenant les pièces mécaniques représentées sur la figure 4. En I, il s'agit d'un arbre dont les portées doivent subir un traitement de surface destiné à leur donner un très grand degré de dureté. En II, il s'agit de faire la même opération sur les dents du pignon.

Si l'on faisait subir le traitement thermique à la totalité des deux pièces, le résultat ne serait pas atteint. Tout d'abord, on provoquerait certainement des déformations inacceptables des pièces.

De plus, elles ne répondraient certainement plus aux conditions mécaniques indispensables.

Là encore, la solution du problème est l'emploi d'un chauffage localisé par courants de haute fréquence.

#### Les poulets cuits par « radar ».

Il y a à quelques temps, la presse quotidienne signalait que, dans certains restaurants des Etats-Unis, on proposait au client des poulets cuits par radar. L'opération, qui tenait du miracle, s'opérait en deux ou trois minutes... A peine le client avait-il le temps de passer sa commande que la volaille lui était apportée, dorée à point, fumante à souhait...

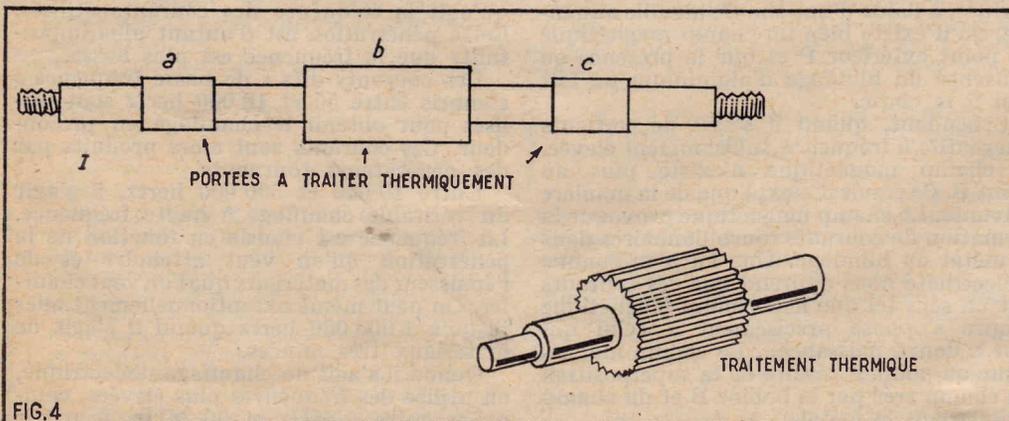


FIG. 4. — Dans de nombreux cas, le traitement thermique ne doit être appliqué qu'à des parties bien déterminées de pièces mécaniques. L'emploi d'un four classique est alors impossible.

Deux minutes pour cuire un poulet? A cette simple interrogation, Brillat-Savarin devrait se retourner dans son cercueil...

Mais, comme s'est bien souvent le cas, la recherche de l'information sensationnelle et du pittoresque à tout prix conduit beaucoup de nos confrères à des erreurs énormes.

Dans la réalité, le poulet a été cuit d'avance, au moyen des méthodes qui ont fait leurs preuves, depuis l'âge de pierre. Après quoi, il est tout simplement congelé et entreposé dans une armoire frigorifique. Pour le servir au client, il ne suffit plus que de le réchauffer.

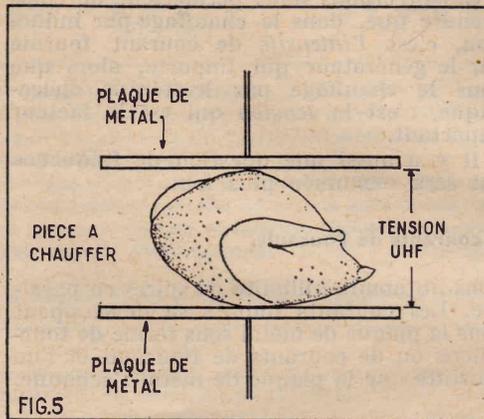


FIG. 5. — On peut réchauffer très rapidement une volaille congelée (ou tout autre comestible) en la plaçant dans un champ électrique de très haute fréquence. La chaleur est développée dans la masse même du corps à échauffer. Avec un four ordinaire, l'opération serait très longue. On risquerait de carboniser la volaille extérieurement alors que l'intérieur serait encore congelé.

Avec ce moyen, le réchauffement s'effectue en quelques dizaines de seconde.

Toutefois, ce problème du réchauffement n'est pas aussi simple qu'on pourrait le croire.

En mettant la volaille dans un four ardent, on brûlera l'extérieur, on le carbonisera, alors que l'intérieur sera encore à une température arctique. L'opération ne pourra s'effectuer qu'à basse température et elle sera si longue que le poulet commandé pour le déjeuner... ne sera sans doute prêt que pour le dîner... Et ce n'est pas cela du tout que veulent obtenir les restaurateurs industriellement organisés.

La solution est encore l'emploi d'un chauffage par courants de haute fréquence. Cette fois, le principe est tout à fait différent. Il ne s'agit pas d'un chauffage par induction, mais d'un chauffage par hystérésis diélectrique.

La pièce à chauffer — ici le poulet — est placée entre deux plaques parallèles qui constituent les deux armatures d'un con-

densateur. On applique une tension de très haute fréquence. L'hystérésis diélectrique se manifeste dans la masse même du corps qu'il s'agit d'échauffer.

Quand le poulet était dans le four, il fallait que les calories rayonnées par les parois du four puisse pénétrer progressivement jusque dans l'intérieur du poulet par conduction... Or, la chair du poulet est un très mauvais conducteur de la chaleur. Cela ne pouvait se faire que très lentement, en établissant un gradient de température assez élevé entre la peau du poulet et l'intérieur.

Au contraire, avec le chauffage par hystérésis diélectrique les calories sont produites dans la masse même, à l'endroit où on a précisément besoin d'elles.

L'opération est ainsi pratiquement instantanée et s'effectue sans qu'il soit nécessaire de porter la surface extérieure à une température anormalement élevée.

#### Autres applications du chauffage par hystérésis diélectrique.

Nos lecteurs ont certainement compris que le chauffage par induction s'applique spécialement quand il s'agit d'élever la température d'un matériau bon conducteur de l'électricité, comme un métal, par exemple, alors que l'autre type de chauffage, par hystérésis diélectrique, s'applique à des matériaux mauvais conducteurs qui sont des diélectriques, comme les matières plastiques par exemple. On utilise ainsi ces dernières méthodes pour le chauffage intérieur du bois destiné à certaines ébénisteries, par exemple, le séchage de certaines substances, etc.

#### Les deux types de chauffage par courant de haute fréquence.

Nos lecteurs ont certainement compris la différence entre les deux types de chauffage par courants ou tensions de haute fréquence en s'inspirant tout simplement des premiers exemples cités et des derniers.

Dans les premiers, il s'agissait de chauffage par induction ou, comme on peut encore le dire, par courants de Foucault ou courants tourbillonnaires.

On utilise un champ magnétique parcouru par des courants alternatifs. Ce champ est

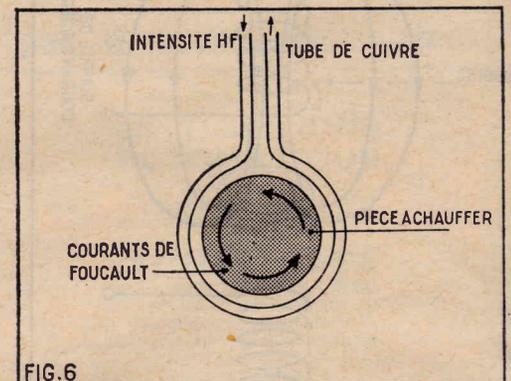


FIG. 6. — L'élément actif dans le chauffage par induction est la création de courants de Foucault ou courants tourbillonnaires. Il faut créer un champ magnétique à haute fréquence.

produit au moyen d'une ou plusieurs spires de tubes de cuivre parcourues par des courants de haute fréquence (fig. 6).

La pièce à chauffer, placée ainsi dans un champ magnétique variable de haute intensité, est le siège de courants induits. Ce sont ceux-ci qui développent la chaleur. L'échauffement dépend naturellement de l'intensité des courants primaires dans la bobine qui produit le champ magnétique. Il dépend

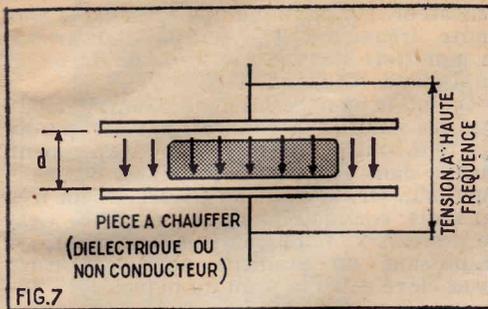


FIG.7

FIG. 7. — Dans le chauffage par hystérésis diélectrique, il s'agit de créer un champ électrique à haute fréquence.

Il suffit, pour cela, d'appliquer une tension à haute fréquence entre deux armatures planes.

ainsi de la nature même du matériau à échauffer ainsi que de sa forme physique.

Dans le chauffage par hystérésis diélec-

#### Courants tourbillonnaires ou courants de Foucault.

Ces courants sont la conséquence du principe fondamental de l'induction : un conducteur, placé dans un champ magnétique variable est le siège d'une force électromotrice. Si le conducteur est fermé sur lui-même, il y a donc production d'un courant induit et, en conséquence, dépense d'énergie et production de chaleur.

Cette expérience peut prendre la forme que nous indiquons sur la figure 8a. Une bobine comportant un certain nombre de tours produit un champ magnétique que l'on peut matérialiser par l'artifice des lignes de force. Si une spire fermée est placée de manière à être traversée par ces lignes de force, elle devient le siège d'une force électromotrice induite, et, par conséquent, d'une certaine intensité de courant.

S'il s'agit de courants de basse fréquence, il faut concentrer le flux magnétique au moyen d'un matériau perméable. Mais cela devient inutile quand la fréquence devient très élevée.

Si nous remplaçons la spire par une plaque de métal, c'est comme si nous dispo-

trie, c'est un champ électrique qu'il faut produire. Ce résultat est très simplement obtenu en plaçant le matériau à échauffer entre deux plaques métalliques qui constituent les deux armatures d'un condensateur.

En appliquant une tension à haute fréquence entre ces deux électrodes, on produit un champ électrique dont l'intensité dépend :

- a) de la distance  $d$  entre les électrodes,
- b) de la tension à haute fréquence développée par le générateur de haute fréquence.

Ces précisions nous permettent de comprendre que, dans le chauffage par induction, c'est l'intensité de courant fournie par le générateur qui importe, alors que dans le chauffage par hystérésis diélectrique, c'est la tension qui est le facteur important.

Il y a aussi une question de fréquence qui sera examinée plus loin.

sions un nombre illimité de spires en parallèle. Les courants induits se développent dans la plaque de métal sous forme de tourbillons ou de courants de Foucault et l'on constate que la plaque de métal s'échauffe.

#### Pertes par courants de Foucault.

En électrotechnique, ces courants ont une importance considérable. C'est pour en éviter l'influence que les circuits magnétiques des transformateurs et des machines sont constitués par des empilements de tôles minces, séparées par une couche isolante.

En radiotechnique, leur importance est encore plus grande parce que la fréquence des courants est beaucoup plus élevée. Ces courants circulent dans toutes les masses métalliques placées dans le champ d'une bobine ou d'un simple conducteur. Ils se manifestent dans le conducteur même qui constitue le bobinage. C'est pour en réduire les effets nocifs que, dans de nombreux cas, on utilise du fil divisé, constitué par des conducteurs de faible section isolés les uns des autres.

#### Fonctionnement d'un blindage.

Ce sont encore les courants de Foucault qui permettent de comprendre l'efficacité d'un blindage d'aluminium — métal non magnétique — pour annuler les couplages magnétiques (fig. 9). Pourquoi le champ magnétique créé au point P est-il nul ? alors que les lignes de force magnétique traversent facilement une lame d'aluminium ? Nous pourrions d'ailleurs vérifier ce fait facilement. Il suffirait d'envoyer un courant continu dans la bobine B pour vérifier, à l'aide d'une simple aiguille aimantée, qu'il existe bien un champ magnétique au point extérieur P et que la présence ou l'absence du blindage d'aluminium ne fait rien à la chose.

Cependant, quand il s'agit de courants alternatifs à fréquence suffisamment élevée, le champ magnétique n'existe plus au point P. Ce résultat s'explique de la manière suivante. Le champ magnétique provoque la formation de courants tourbillonnaires dans le métal du blindage. Une loi bien connue d'électricité nous apprend que ces courants ont un sens tel que leur champ magnétique propre s'oppose précisément à celui qui leur a donné naissance... Le champ magnétique au point P résulte de la superposition du champ créé par la bobine B et du champ induit dans le métal.

L'annulation est pratiquement parfaite quand la fréquence est assez élevée et quand

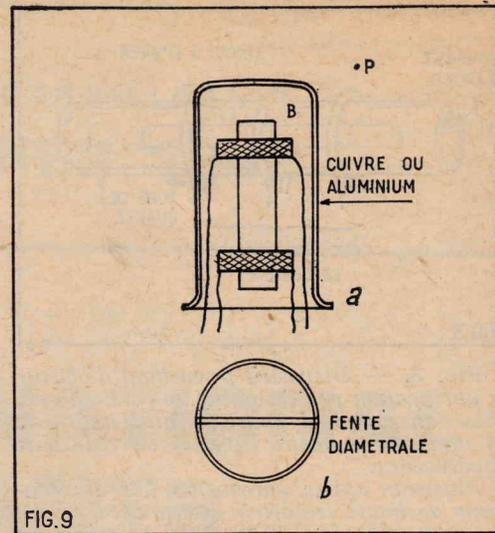


FIG.9

FIG. 9. — a) Action électromagnétique d'un blindage. Si la bobine B est parcourue par des courants de haute fréquence, le champ magnétique variable est nul à l'extérieur. Au point P, par exemple, le champ créé directement par la bobine est annulé par les champs que créent les courants tourbillonnaires dans le blindage.

b) Pour annuler l'action magnétique (et non statique) du blindage, il suffit de le fendre suivant une génératrice.

la résistance du blindage est négligeable. Dans ce cas, la consommation d'énergie est nulle. C'est pour cette raison qu'il faut utiliser un métal aussi bon conducteur que possible, aluminium ou, mieux encore, cuivre rouge. On peut s'étonner de ce résultat en pensant que la faible résistance doit favoriser la présence d'une forte intensité.

Mais l'énergie de ces courants est dévaluée, car intensité et tension sont en quadrature.

La figure 8b montre bien comment circulent ces courants. Si le blindage représenté sur la figure 9 était fendu suivant un diamètre comme sur la figure 9b, l'action de blindage électromagnétique seule demeurerait.

Il est essentiel de bien comprendre ces détails.

#### La question de la fréquence.

En courant continu l'action d'un blindage d'aluminium ou de cuivre est nulle en ce qui concerne les champs magnétiques. Or le courant continu correspond à une fréquence nulle. On doit donc s'attendre à obtenir des résultats différents suivant la fréquence.

En réalité, c'est sur la profondeur de pénétration des courants de Foucault qu'agit la fréquence des courants utilisés. Cette pénétration est d'autant plus importante que la fréquence est plus basse.

Les courants dits « de basse fréquence » compris entre 50 et 10 000 hertz sont utilisés pour obtenir le chauffage en profondeur. Ces courants sont alors produits par des générateurs tournants.

Entre 10 000 et 500 000 hertz, il s'agit du véritable chauffage à haute fréquence. La fréquence est choisie en fonction de la pénétration qu'on veut atteindre et de l'épaisseur des matériaux que l'on veut chauffer. On peut même exceptionnellement aller jusqu'à 1 000 000 hertz quand il s'agit de matériaux très minces.

Quand il s'agit de chauffage diélectrique, on utilise des fréquences plus élevées, comprises entre 1 MHz et 50 MHz. A partir de 10 kHz, on utilise des générateurs à tubes électroniques.

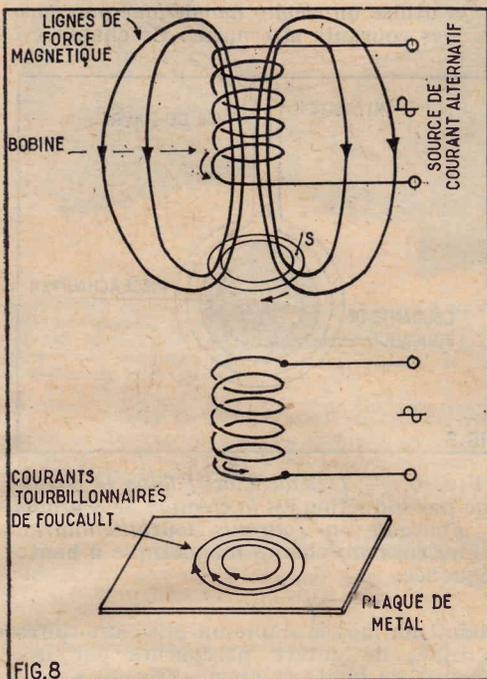


FIG.8

FIG. 8. — a) Le flux alternatif qui traverse la spire S, fermée sur elle-même, détermine la production de courants à haute fréquence.

b) S'il s'agit d'une plaque de métal c'est comme si l'on était en présence d'une infinité de spires en parallèle.

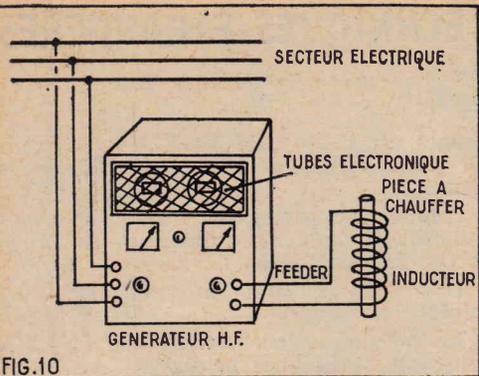


FIG. 10. — Disposition schématique d'une installation de chauffage à haute fréquence.

**Installation de chauffage à haute fréquence.**

On peut se représenter schématiquement l'installation de chauffage à haute fréquence comme nous l'indiquons sur la figure 10. Le générateur de courants à haute fréquence est alimentée par le secteur électrique. On doit le considérer comme un transformateur d'énergie. Il comporte un certain nombre de réglages permettant de régler la puissance suivant les besoins.

Une ligne à pertes aussi faibles que possible relie le générateur à la bobine inductrice généralement constituée par un certain nombre de spires de cuivre.

La pièce à chauffer est placée dans l'axe de la bobine inductrice. L'installation doit être correctement et soigneusement blindée de manière à réduire au minimum les rayonnements parasites qui pourraient être des sources de perturbations pour les récepteurs de radiodiffusion ou les téléviseurs du voisinage. Il faut, en particulier, bien s'assurer qu'aucun couplage parasite n'existe entre les circuits de haute fréquence du générateur et le secteur électrique. Cette nécessité pose des problèmes d'autant plus délicats que la puissance du générateur à haute fréquence est plus grande. Dans certaines installations, elle peut atteindre 100 kW.

**Le générateur de haute fréquence.**

Le choix du montage et de la fréquence de fonctionnement est déterminé par les résultats qu'on désire obtenir, ainsi que nous l'avons déjà signalé plus haut.

Il ne faut pas comparer le générateur de courants de haute fréquence à un émetteur de radiodiffusion. Le problème est, ici, tout à fait différent. Dans un émetteur de radiodiffusion, il s'agit avant tout d'obtenir

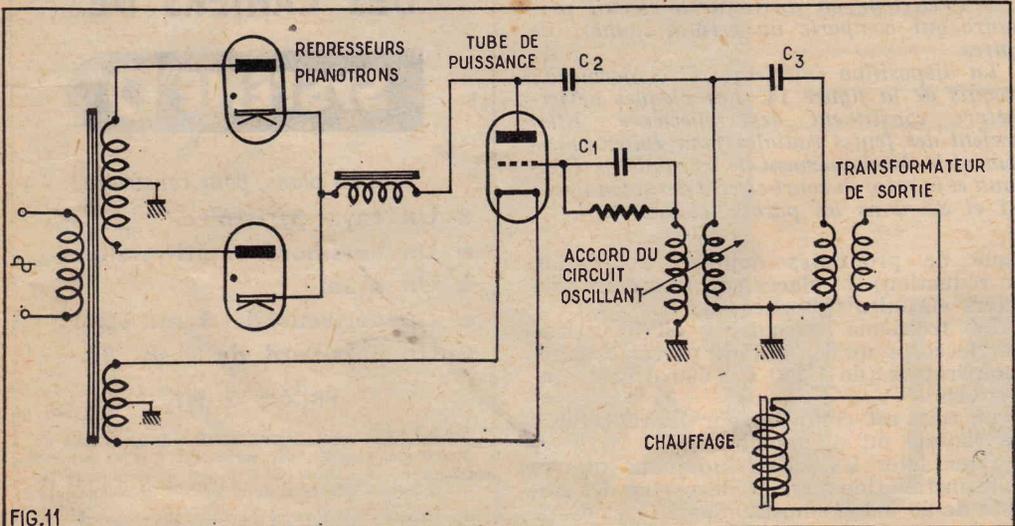


FIG. 11. — Exemple de schéma utilisé pour produire la puissance à haute fréquence destinée au chauffage.

une stabilité de fréquence dépassant le millionième. Tout est subordonné à cette nécessité et la question du rendement énergétique passe au second plan.

S'il s'agit d'un générateur de haute fréquence pour chauffage, la stabilité de fréquence est de très faible importance. Il faut, avant tout, que le rendement énergétique de l'installation soit grand, que le montage soit simple et robuste et qu'il ne comporte pas de réglages délicats.

On a utilisé des générateurs d'ondes amorties à éclateur. Cette technique est aujourd'hui pratiquement abandonnée en faveur de l'emploi des tubes électroniques. Il faut dire que ces derniers sont devenus des engins robustes et sûrs, dont la durée de vie est tout à fait comparable — parfois supérieure — à celle des pièces mécaniques courantes.

La stabilité de fréquence étant sans grande importance, on a tout avantage à utiliser des circuits auto-oscillateurs. C'est donc une très grande simplification par rapport aux émetteurs de radiodiffusion. Ceux-ci comportent en effet, un circuit piloté par quartz, à très faible puissance, avec des dispositifs de stabilisation extrêmement délicats. La tension fournie par le pilote est ensuite amplifiée au moyen d'un grand nombre de circuits de puissance croissante jusqu'à l'étage de sortie de grande puissance. C'est donc extrêmement compliqué et d'un très mauvais rendement énergétique.

Dans le générateur pour chauffage, la puissance nécessaire est directement produite dans un unique étage de puissance.

Les circuits d'alimentation sont également très simplifiés. Dans certains cas, on peut alimenter directement les anodes des tubes oscillateurs en courant alternatif. Ils fonctionnent alors en auto-redresseurs.

L'alimentation en courant anodique continu donne toutefois une souplesse beaucoup plus grande. Mais on peut s'accommoder alors d'un filtrage extrêmement sommaire.

**Un schéma de principe.**

Tout ce qui précède est illustré par le schéma de principe représenté sur la figure 11.

Le courant fourni par le secteur est redressé à l'aide de deux tubes à gaz ou phanotrons. Le filtrage est assuré par une simple bobine d'arrêt.

Le tube de puissance est monté en auto-oscillateur classique à couplage grille-anode. Une variation de couplage est prévue pour assurer le rendement maximal. La puissance de sortie est transmise au circuit d'utilisation par l'intermédiaire d'un trans-

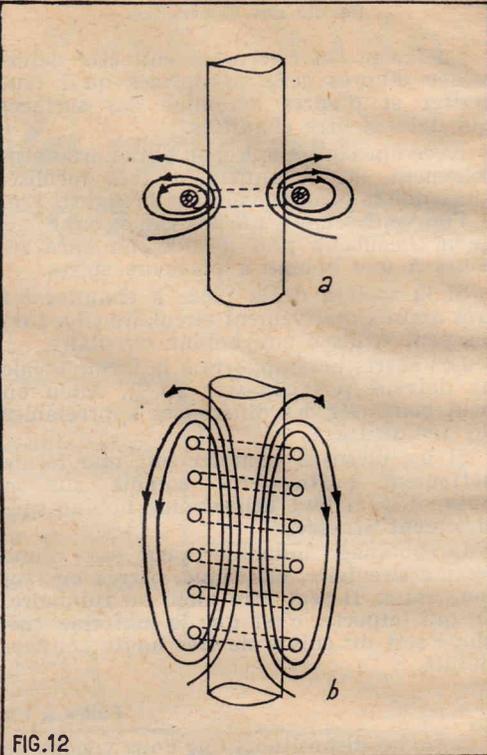
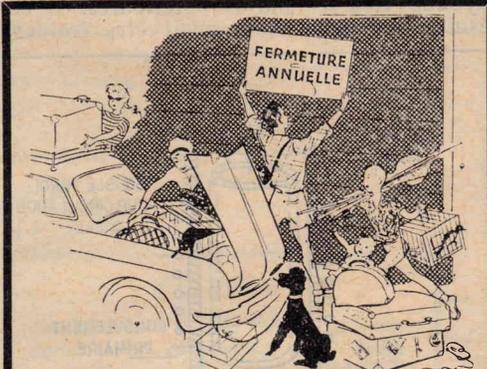


FIG. 12.

En a) l'échauffement sera très localisé. En b) il s'étendra tout le long de la bobine.

formateur. Les parties portées à une tension élevée sont ainsi complètement isolées et le manipulateur ne peut courir aucun risque. C'est d'autant plus exact que la tension disponible entre les extrémités du secondaire du transformateur de sortie ne dépasse pas 150 V. Or on sait qu'on peut manipuler sans aucun risque des courants à haute fréquence.

Si la puissance produite par un seul tube est insuffisante, on peut naturellement en prévoir plusieurs en parallèle.



**NORD-RADIO**  
149, RUE LA FAYETTE, PARIS (10<sup>e</sup>)  
Informe sa fidèle clientèle que ses magasins  
seront fermés pour congés payés  
du 31 JUILLET au 28 AOUT

**NOTRE RELIEUR  
RADIO-PLANS**  
pouvant contenir les 12 numéros d'une année  
PRIX : 5 NF (à nos bureaux).  
Frais d'envoi sous boîte carton :  
1.35 NF par relieur.  
Adresser commande au directeur de RADIO-PLANS  
43, rue de Dunkerque, PARIS-X<sup>e</sup>. Par versement  
à notre compte postal : PARIS 259-10

## Forme des électrodes.

La forme des électrodes doit être déterminée d'après celle des pièces qu'il faut traiter et d'après l'étendue des surfaces qui doivent être chauffées.

Avec une simple spire, on obtiendra naturellement un échauffement très localisé, ainsi qu'on peut le voir sur la figure 12a. Si l'on veut échauffer le barreau sur une longueur beaucoup plus grande, on aura recours à une bobine à plusieurs spires.

Si la section de la pièce à chauffer est très approximativement circulaire (fig. 13a) on peut utiliser une bobine circulaire.

Les écarts par rapports à la forme idéale ne doivent pas dépasser 10 %, sinon on peut constater des différences appréciables de température.

Si les pièces à chauffer ont une forme nettement particulières comme sur la figure 15b, il faut utiliser une bobine spécialement étudiée.

Le bobinage inducteur peut être d'une section circulaire, elliptique, carrée ou rectangulaire. Il peut être plein ou tubulaire. Ce qui importe, c'est que le matériau employé soit du cuivre de très haute conductibilité.

## Fours à haute fréquence.

Avec les dispositions que nous venons de décrire, il est certain que le rendement énergétique demeure assez faible. Le matériau chauffé, porté à haute température, rayonne à l'extérieur une partie importante de l'énergie calorifique qui lui a été transmise.

Dans de nombreux cas, il y a intérêt à utiliser l'énergie à haute fréquence dans un ensemble constituant véritablement un four à haute fréquence. C'est ainsi qu'à ce propos, nous pouvons citer une réalisation de la Société de Traitements électrolytiques et électrothermiques (en abrégé S.T.E.L.) dont nous publions une photographie.

Dans les fours à traitement thermique classique on peut dire que le flux de chaleur est centripète, puisqu'il est produit par les parois chaudes qui rayonnent vers le matériau et le flux est centrifuge puisqu'il est rayonné vers les parois extérieures. Il en résulte que celles-ci peuvent être froides,

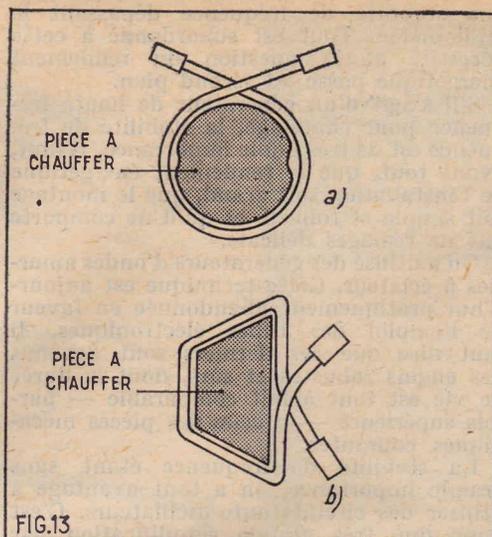
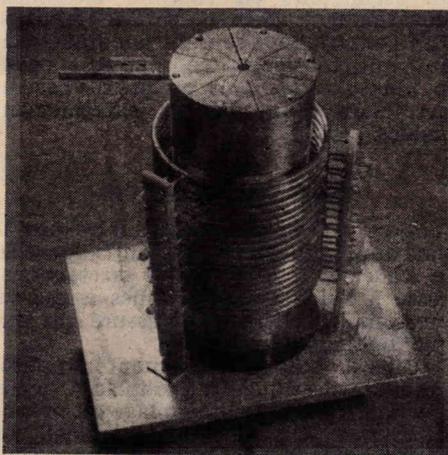


FIG.13. — a) Quand la pièce à chauffer s'écarte peu de la section circulaire, on peut employer un conducteur circulaire.  
b) Pour les formes spéciales, il faut créer des inducteurs épousant exactement les formes à chauffer.

titués par deux spires concentriques en cuivre fondu placés à l'intérieur du circuit primaire.

Ces deux enroulements secondaires peuvent être disposés de manière à admettre une circulation d'eau si c'est nécessaire.

L'enceinte du four, qui peut constituer une cloche à vide, ou être remplie d'un gaz



Photographie d'une réalisation de four STEL :

A l'extérieur on distingue le circuit primaire qui comporte un certain nombre de spires.

La disposition intérieure est conforme au croquis de la figure 14. Les plaques de fermeture constituent des réflecteurs. Elles portent des fentes radiales pour éviter précisément le développement de courants de Foucault et la mise en court-circuit des secondaires S1 et S2 dans les parois latérales.

doué de propriétés données (oxydation ou réduction) est placée entre les deux premiers enroulements secondaires.

Le troisième secondaire est constitué par le corps qu'il s'agit de porter à haute température (de 1 200 à 2 600 degrés centigrades).

Le tout est complété par des réflecteurs de tantale ou de molybdène.

Pour fixer les idées, indiquons qu'une telle installation permet de porter des lingots de 20 à 100 mm de diamètre et d'une hauteur de 100 mm à des températures pouvant atteindre 2 600 degrés centigrades en quelques dizaines de secondes.

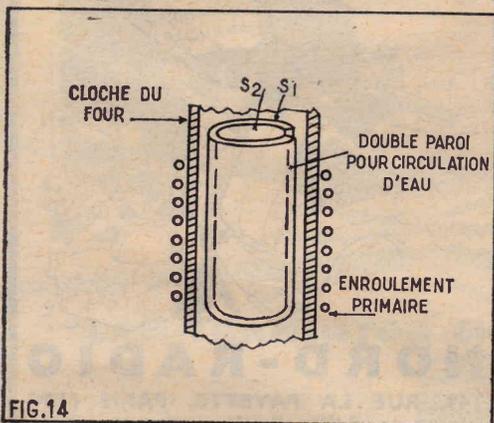


FIG.14. — Disposition schématique du four HF STEL.

S1, premier secondaire.  
S2, deuxième secondaire.

malgré qu'elles soient directement à l'origine de l'énergie transmise au corps qu'il s'agit d'échauffer.

Cette particularité permet de réduire considérablement l'encombrement du four pour une puissance calorifique déterminée.

Le four est, en principe, constitué de la manière suivante :

a) Il comporte un enroulement primaire à plusieurs spires (de 15 à 30) directement alimenté par le générateur de courants de haute ou moyenne fréquence.

b) Deux enroulements secondaires cons-

## TECHNIQUES ÉTRANGÈRES

(Suite de la page 37.)

bornes du VG. P<sub>1</sub> de 10 kΩ et transmis au point B à l'amplificateur BF de la figure 11.

Celui-ci comprend un transistor driver (pilote) Q<sub>5</sub> et deux transistors finals Q<sub>6</sub> et Q<sub>7</sub> du type 2SB56.

Les liaisons sont à transformateurs miniatures.

La consommation moyenne est de 4 mA sous 3 V fournis par la pile.

Voici quelques tensions et courants, la masse étant au + batterie :

Collecteur de Q <sub>1</sub>	: — 2,7 V 0,28 mA
Emetteur	: — 0,8 V
Base	: — 0,86 V
Collecteur de Q <sub>2</sub>	: — 2,15 V 0,3 mA
Emetteur	: — 0,1 V
Base	: — 0,3 V
Collecteur de Q <sub>3</sub>	: — 2,7 V 0,3 mA
Emetteur	: — 0,1 V
Base	: — 0,32 V
Collecteur de Q <sub>5</sub>	: — 1,5 V 1,8 mA
Emetteur	: — 0,18 V
Base	: — 0,3 V
Collecteur de Q <sub>6</sub> ou Q <sub>7</sub>	: — 3 V 0,7 mA
Base	: — 0,125 V

Au point d'essai PE on mesurera 1,4 mA avec 3 V à la pile.

On remarquera sur la figure 10 le soin apporté à l'alignement. Chaque condensateur variable comporte un ajustable et un condensateur fixe en shunt.

Il n'y a pas de padding, le condensateur d'oscillateur ayant un profil spécial et une capacité plus faible.

## Bibliographie.

1. Ernst Knappe : Hochwertiger 10 W — Verstärker für Musikanlagen (Funkschau 1961/5).
2. Electronics World (août 1960. Vol. 64. N° 2).
3. Electronic Technology (mars 1961). Etude de N. P. Scholes et J. E. Macfarlane.
4. Der Kleinsten Taschensuper Gtundig-Solo-Boy (Funkschau 1961/6).

DANS LE N° 21

DES CAHIERS DE

**SYSTÈME "D"**

Tous les plans, pour construire

- Un kayak-périssoire.
- Un hors-bord multi-version.
- Un prao.
- Un dériveur de 3 m. 60.
- Un hors-bord de 4 m. 80.

PRIX : 2 NF

Adressez commandes à SYSTÈME « D », 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.

Ou demandez-le à votre marchand de journaux qui vous le procurera.

# AMÉLIORONS NOTRE RÉCEPTEUR

(Condensé de prescriptions usuelles)

par R. GUIARD

Il faut d'abord savoir quelles sont les principales qualités qu'un véritable amateur est en droit d'exiger de son récepteur ?

Et quelles solutions il pourra adopter pour atteindre ce but ? C'est ce que nous allons essayer de déterminer ensemble, en nous excusant à l'avance auprès de nos lecteurs qui seraient tentés de nous faire grief d'un certain décousu ou de retours en arrière dans les sujets traités au cours de cet article. La question est en effet très complexe ; diverses conceptions s'enchevêtrent et sont souvent tributaires les unes des autres.

Mais procédons par ordre. Nous parlons de qualités à notre avis primordiales pour la majeure partie des usagers.

Eh bien! tout d'abord, une parfaite stabilité du montage ; ensuite une musicalité aussi bonne que possible.

Et enfin une sensibilité compatible avec une sélectivité suffisante. Nous reviendrons en détail sur ces trois points. Il s'agit dans notre esprit de l'établissement d'une synthèse de ce que la plupart de nos sans-filistes auront peut-être lu ailleurs, et non de trouvailles personnelles.

Donc, les trois qualités ci-dessus sont à notre avis nécessaires. Et si nous avions à donner la priorité à l'une d'elles, nous ne modifierions pas l'ordre dans lequel elles sont citées plus haut.

La perfection n'est pas de ce monde ; nous allons cependant essayer de résumer ici, sans aucune formule théorique, quelques moyens relativement simples pour tendre au but que se propose notre article.

A l'usage des jeunes amateurs, résumons encore ici brièvement ce qu'on entend par expressions. Stabilité, musicalité, etc...

## La stabilité.

Celle-ci consiste à obtenir une « régularité » de fonctionnement, une souplesse de réglage et en un mot tout ce qui peut tendre à éliminer les accrochages, blocages, affaiblissements ou disparitions d'émissions au cours de l'audition d'un programme radiophonique.

Notre attention dans ce cas devra se porter sur la nécessité de judicieux découplages, de constantes de temps bien calculées, sur une nette séparation de chaque circuit, et surtout sur l'obtention d'un voltage constant, bien déterminé, des circuits d'alimentation, soit dit en passant ; prévoir toujours un débit utile du transfo un peu supérieur à celui dont nous aurons besoin.

## La musicalité.

Le but à atteindre ? Un volume sonore « optimum et bien contrasté » en fonction des conditions d'écoute. Pour cela il nous faut de la puissance : une puissance plus grande que celle que nous utiliserons pratiquement. De cette façon, nous aurons déjà un élément qui viendra concourir (il n'est pas le seul à considérer) à l'obtention d'un relief musical donnant toute l'impression de la « réalité ». Les aiguës seront « coulées » — « douces » — ni percutantes, ni criardes ;

les fréquences très élevées nettement perceptibles, et l'on devra pouvoir distinguer sans difficulté la nature de chaque instrument. Disons tout de suite que c'est là un but vers lequel il faut tendre, mais le plus souvent fort difficile à atteindre, même avec l'appareil le plus perfectionné ; si l'émission est déficiente, vous n'y pouvez rien.

Du côté des graves : vous devrez pouvoir obtenir cette sensation « de volume », de profondeur, que seule une enceinte acoustique bien conçue, bien dimensionnée, pourra donner. Pas de « forté, écrasés » — de vibrations intempestives, et si possible ronflements réduits à « zéro », ce qui ne s'obtient pas toujours très facilement lorsque vous vous rapprochez de la fréquence du secteur (25 à 100 p/s).

Vous tâcherez d'obtenir cette « expansion sonore ». Cet effet « d'écho » qui vous rappellera cet effet de surprise que produit le coup de gong bien appliqué de l'instrumentiste, répercuté dans une cathédrale — si tant est que cet instrument puisse y trouver place.

Rien de comparable, voyez-vous, avec ce son de tonneau obtenu à grand renfort de condensateurs et d'une monotone platitude.

## Sensibilité et sélectivité.

Nous avons groupé ici ces deux dénominations car elles sont étroitement liées l'une à l'autre. Vous avez toute chance en augmentant l'une de diminuer l'autre et inversement.

Nous avons dit que ces deux qualités, dans notre esprit, prenaient la troisième place. Nous ne voulons pas dire qu'elles soient pour cela négligeables.

Il appartiendra à l'auditeur lui-même, par des essais successifs, de fixer expérimentalement le seuil qu'il ne devra pas franchir dans le sacrifice à consentir à l'une ou à l'autre de ces qualités. Accepteriez-vous par exemple d'entendre un imperceptible sifflement aux abords de certaines recherches d'émissions ou sur « les bords » d'un réglage ? Il y a peut-être chance que ce soit à l'avantage d'une musicalité plus grande. Si par contre vous cherchez à obtenir une très grande sélectivité : gare à la musicalité.

## ASPECT PRATIQUE DU PROBLÈME

Voyons maintenant dans la pratique quels sont les différentes astuces qui nous permettront d'améliorer l'une ou l'autre des qualités citées plus haut ; et reprenons :

### Stabilité :

Côté alimentation d'abord. Que nous soyons sur un secteur 110 ou 220 V. Cela ne change rien à la chose. Généralement une barrette à déplacer sur le transfo et tout est dit. (ou une résistance de valeur plus élevée s'il s'agit d'un tous courants).

Mais notre secteur peut être sujet à des « cabrioles » fréquentes. Nous connaissons certaines localités où l'utilisation du secteur est presque impossible. (Lignes surchargées, conducteurs aériens mal isolés, etc., etc.)

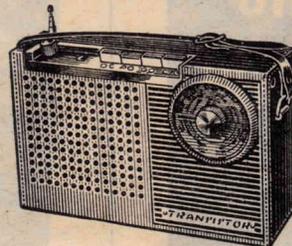
3V4/DL94 ..	4,70	DL96 ..	5,60	EZ4 ..	6,10
5T4 .....	11,50	EABC80 ..	5,30	EZ40 ..	3,55
5U4 .....	6,10	EAF42 ..	5,30	EZ80 ..	3,40
5Y3G .....	5,00	EBC41 ..	5,00	EZ81 ..	4,20
5Z3 .....	7,30	EBC81 ..	6,00	GZ32 ..	9,50
6AK5/EP95 ..	6,00	EBF2 ..	7,50	GZ34 ..	9,90
6AL5/EB91 ..	3,30	EBF80 ..	4,60	GZ41 ..	4,00
6AQ5/EL90 ..	4,50	EBF83 ..	7,20	PABC80 ..	5,90
6AV6/EBC91 ..	4,00	EBF89 ..	4,90	PCC84 ..	6,00
6AU6/EP94 ..	4,00	EBL1 ..	7,60	PCC85 ..	6,10
6BA6/EP93 ..	3,75	EC92 ..	4,80	PCC88 ..	16,00
6BE6/EK90 ..	4,25	ECC40 ..	7,25	PCF80 ..	6,60
6BQ6 .....	9,10	ECC81 ..	4,40	PCF82 ..	6,50
6BQ7 .....	6,70	ECC82 ..	4,40	PCL82 ..	6,60
6CB6 .....	4,50	ECC83 ..	4,70	PL36 ..	9,50
6CD6 .....	17,50	ECC84 ..	5,50	PL81 ..	7,50
6DQ6 .....	14,75	ECC85 ..	6,15	PL82 ..	4,75
6E8 .....	11,75	ECC88 ..	11,50	PL83 ..	4,95
6F6 .....	7,70	ECF1 ..	14,75	PY81 ..	5,00
6H6 .....	5,50	ECF80 ..	7,50	PY82 ..	4,60
6H8 .....	16,20	ECF82 ..	6,50	PY88 ..	8,70
6J5 .....	5,50	ECH3 ..	8,50	UAF42 ..	5,10
6J6 .....	6,10	ECH42 ..	6,30	UBC41 ..	4,90
6J7G .....	5,75	ECH81 ..	5,20	UBF89 ..	5,70
6K7GT .....	6,20	ECH83 ..	6,90	UCH81 ..	5,75
6L6 .....	12,00	ECL80 ..	5,50	UCH42 ..	5,80
6M7 .....	9,00	ECL82 ..	6,30	UCL82 ..	7,75
6Q7G .....	6,00	EF9 ..	7,80	UF41 ..	5,10
6V6GT .....	5,90	EF40 ..	7,55	UF89 ..	5,10
6X4 .....	3,35	EF41 ..	4,80	UL41 ..	5,60
12AU6 .....	4,60	EF42 ..	7,10	UL84 ..	5,50
12AV6 .....	4,00	EF80 ..	4,20	UY41 ..	3,40
12BA6 .....	3,70	EF85 ..	4,25	UY85 ..	4,15
12BE6 .....	4,00	EF86 ..	5,60	UY92 ..	5,10
25L6 .....	7,80	EF89 ..	4,25		
25Z5 .....	7,05	EL3 ..	8,40		
25Z6 .....	7,50	EL34 ..	17,10		
35W4 .....	3,25	EL36 ..	10,00		
50B5 .....	4,90	EL41 ..	5,40		
80 .....	5,40	EL81 ..	9,15		
117Z3 .....	8,40	EL83 ..	6,50		

RECEPTEUR H.P. NET .....	190,00
1 H.P. NET .....	190,00

PRIX SPECIAL POUR L'ENSEMBLE IN  
(Cet ensemble n'est utilisable qu'a

## LE « CRITER-SPORT »

(Montage décrit dans le H.-P. du 15 octobre 1960)  
Récepteur à 6 transistors + 1 diode, circuits imprimés - 3 gammes (PO - GO - OC) - 4 touches - Antenne télescopique - Prise antenne-voiture - Commutation antenne-auto par touche - Élégant coffret cuir avec décor doré, H.-P. 12 cm. Dimensions : 240 x 170 x 70 mm. Poids avec piles : 1,6 kg.



Ensemble complet en pièces détachées, y compris coffret avec poignée + 1 courroie pour transport en bandoulière. NET ..... 190,00

## CHATELET-RADIO

1, BOULEVARD DE SEBASTOPOL - PARIS (1<sup>er</sup>) - C.C.P. PARIS 7437-42 - Métro ATTENTION : Nos prix s'entendent frais de port et emballage en plus. Expédition rapide contre m (Pas de contre-remboursement pour Outre-Mer et Militaires)

Ne considérons que le cas des « sautes » de voltage.

Pas d'autres moyens que d'envisager l'acquisition d'un survolteur dévolteur (automatique de préférence) adapté au débit utile du poste.

Nous allons donc choisir un excellent transformateur d'alimentation si notre haute tension utile demande 250 V sous 60 millis, nous opterons pour un transfo 250 x 2 (ou 300 x 2) et 80 millis au moins.

Si nous devons consommer 90 ou 100 millis, nous prendrons carrément pour la haute tension, 125 à 150 millis, soit environ un tiers de plus qu'il n'est besoin, de façon à ne pas chauffer.

En basse tension il ne serait pas recommandé d'exagérer dans cette voie en prenant (sous voltage 6,3) un secondaire de 6 A alors que nous n'en avons besoin que de deux. En demeurant au 1/5 ou 1/4 au-dessus de la valeur nous ne risquons rien. Contrairement à une habitude assez répandue, nous fixerons notre transfo un peu en surélévation du châssis (2 cm) ou tôles perpendiculaires au châssis pour prévenir un ronflement éventuel, et nous éviterons de placer le transformateur de modulation à côté du Tr. d'alimentation (tôles de ces deux Tr. à la perpendiculaire).

A la sortie cathode de la valve (ou du redresseur) après redressement du courant : pas de condensateur de filtrage mais, en série, directement, une bonne self à fer, 10 à 12 H minimum, d'une résistance de 100  $\Omega$  ou 200  $\Omega$  maximum pour un débit, 150 à 200 millis (qui peut le plus, peut le moins).

A la sortie, un condensateur de filtrage de très bonne qualité de 100  $\mu$ F (ou deux condensateurs de 50  $\mu$ F, si vous disposez deux cellules en série) — un condensateur débite 1/10<sup>e</sup> de milli par MF en général. Premier résultat : légère diminution du voltage utile, mais meilleure régulation = moins de danger de claquage du condensateur de filtrage pouvant résulter d'un courant de pointe à l'allumage.

Si ensuite vous désirez améliorer la régulation, vous pouvez prévoir un tube supplémentaire au néon, mais c'est là une légère complication que, dans les cas courants, nous n'envisagerons pas ici. Tout au plus si le débit de votre alimentation le permet, entre le + et la masse, une résistance de fort wattage qui formera un pont vis-à-vis de l'ensemble de la consommation des tubes.

Nous voici maintenant en possession d'une arrivée de courant continu haute tension que nous allons répartir.

On peut d'ores et déjà, depuis la borne + de notre condensateur de 100  $\mu$ F, l'envoyer au transfo de modulation que nous aurons placé directement sur le châssis du poste pour ne pas allonger la filerie, ou bien prévoir une dérivation à partir de cette même borne, et ajouter une deuxième cellule filtreuse (condensateur + self à fer) afin d'avoir une ligne haute tension séparée alimentant la partie haute fréquence du poste.

Nous recommandons cette solution car elle peut supprimer radicalement un risque d'accrochage.

Toutes les grilles auxiliaires de nos lampes seront alimentées séparément (pas de résistances communes) et avec un montage en pont — ou mieux encore par un potentiomètre permettant d'appliquer un judicieux voltage à chaque tube (HF-MF-préamplificateur).

Si nous ne sommes pas limités par la place, pour l'esthétique, toutes nos résistances seront des miniatures d'un watt (quelques-unes de 2 ou 3 W si le débit est important). Il pourra être avantageusement fait usage, pour les résistances cathodiques notamment, de petites résistances bobinées ajustables à collier.

Si nous établissons un montage à deux canaux BF, on pourra user largement des connexions blindées pour le canal des graves, mais le moins possible (sinon pas du tout) pour le canal des aiguës.

Toutes les connexions partant (dans la liaison entre tubes) de la plaque d'une lampe et la grille de la lampe suivante, avec un condensateur en série, seront extrêmement courtes (presque inexistantes). Il sera même bon de commencer le montage par ces circuits. Le condensateur placé sur la plaque de la lampe finale (1 000 à 20 000 cm) devra être placé aussi près que possible du support de lampe (longueur de connexion 1 cm).

Les conducteurs de courant basse tension seront toujours à 2 fils (aller et retour) et blindés avec mise de la gaine à la masse).

Aucun fil parallèle : (surtout, entrées, vis-à-vis des sorties).

Tous les circuits plaque de chaque tube seront séparément découplés.

Sans entrer dans la théorie : se souvenir que plus la résistance en série, dans une cellule de découplage, sera petite, plus le condensateur devra être de capacité importante et inversement.

Valeurs généralement utilisées pour les préamplificatrices 47 000  $\Omega$  et 8  $\mu$ F dans circuit plaque. Circuit grille accélératrice valeur appropriée avec 0,25  $\mu$ F.

Pour prévenir les accrochages :

On pourra intercaler R 100  $\Omega$  entre plaque lampe finale et Tr. modulation, R 150 à 200  $\Omega$  dans circuit grille oscillatrice.

Augmenter un peu la valeur du condensateur en shunt sur le primaire du Tr. de modulation; mettre un condensateur de 150 à 250 cm entre plaque et masse préamplificatrice; augmenter la résistance de polarisation du tube moyenne fréquence ou HF. Relier la grille écran du tube MF à l'antifading.

Modifier la constante de temps de la préamplificatrice en cas d'accrochage BF. Diminuer un peu la valeur du condensateur de liaison dans le même cas (motor beating) ou diminuer un peu le taux de contre-réaction.

Ces deux dernières modifications comportent aussi, il faut le reconnaître, un inconvénient du côté de la musicalité.

Si vous ne désirez capter que les émissions en modulation d'amplitude (cas le plus général), vous pourrez prétendre recevoir à peu près correctement les notes graves, mais adieu pour la « très aiguë », et lorsque nous parlons de « très aiguë », nous ne voulons pas dire seulement la note fondamentale de la gamme émise par l'instrument, mais les harmoniques, c'est-à-dire ce qui peut, au mieux, vous permettre de distinguer la nature de chaque instrument.

Les possibilités de finesse de perception de l'ouïe diminuent un peu (dit-on) avec l'âge. Il n'en est pas moins vrai que tous, autant que nous sommes, pourrions sans doute percevoir un son comportant 8 000 vibrations (ou périodes seconde) certaines personnes douées, probablement, le double, bien davantage encore... notre chien ! qui répondra aux appels des ultra-sons.

Mais voilà ; notre poste d'émission à modulation d'amplitude commence à être très largement déficient au-delà de 4 500 p/s à part quelques légers débordements auxquels il se livre pour atteindre l'échelle de 5 500 à 6 000 p/s tout au plus dans certaines émissions locales.

Si notre récepteur est un poste à amplification directe, ou si nous munissons notre super d'un dispositif de sélectivité variable (très facile à réaliser comme nous allons le voir) nous pourrions capter cette marge occasionnelle supplémentaire de 1 000 périodes. Ce qui est déjà un avantage appréciable.

Mais si nous disposons d'un adaptateur ou d'un poste prévu pour recevoir simultanément ces deux genres d'émissions, nous pourrions sans difficulté grimper en haut de l'échelle — car notre poste récepteur le permettra. Ce poste d'émission existe (il émet en modulation de fréquence).

Malheureusement « il est seul » (façon de parler !) Nous voulons dire que notre récepteur ne permettra pas d'atteindre le poste d'émission lointain (à moins que nous soyons peu éloignés de deux ou de trois émetteurs distincts), cas assez rare.

Il faudrait donc être un mélomane invétéré pour sacrifier la « musicalité » à la « diversité » si nous ne nous contentions de recevoir que les seules émissions en modulation de fréquence.

Encyclopédie géographique de poche

Encyclopédie géographique de poche

TRANSISTORS

DA

## GÉOGRAPHIQUE DE POCHE

6<sup>e</sup> édition



qui, grâce à son papier extra-mince et sa typographie impeccable, contient l'équivalent d'un GROS VOLUME et d'un GRAND ATLAS.

ON Y TROUVE DANS 500 PAGES, FORMAT 8 x 16 :

- ★ Les statistiques géographiques et économiques internationales.
- ★ Des renseignements précis et chiffrés sur chaque pays et ses produits.
- ★ 35 cartes en couleurs accompagnées d'un INDEX de 12.500 NOMS.

PRIX : 9 NF

CET OUVRAGE EST RECOMMANDÉ AUX ÉTUDIANTS, JOURNALISTES, COMMERÇANTS, ETC.

Adressez commande à la Société Parisienne d'Édition, 43, rue de Dunkerque, Paris-10<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 libraire, qui vous la procurera.

(Exclusivité Hachette.)

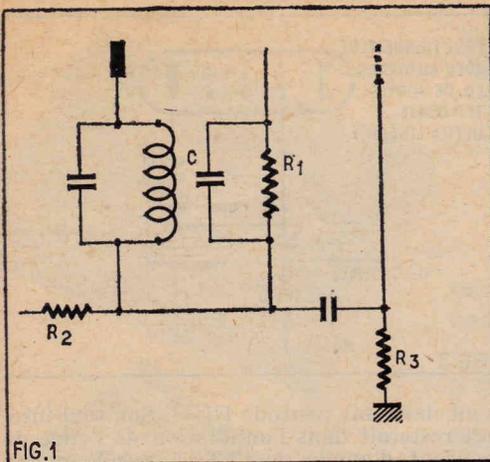


FIG. 1

Bornons-nous ici, en ce qui concerne la détection, à donner « la résultante » des moyens employés pour tâcher d'obtenir un meilleur résultat, sans user de termes techniques.

Pour réduire, autant que peut se faire, la distorsion ; il faut que la charge en courant alternatif soit aussi peu différente que possible de la charge en courant continu. Il faut donc que la résistance de détection soit faible comparée à la somme des résistances en parallèle avec celle-ci. C'est-à-dire dans le schéma (fig. 1) ci-contre : il faut que R1 soit de valeur peu importante comparativement à R2 et R3 en parallèle.

R1 = 300 000 Détection  
 R2 = 3 MΩ CAV } = 1,5 MΩ  
 R3 = 3 MΩ Fuite de Gr.  
 $\frac{3\ 000\ 000 \times 3\ 000\ 000}{3\ 000\ 000 + 3\ 000\ 000} = 1,5$

Il ne serait pas très indiqué de descendre au-dessous de 300 000 car si nous augmentons ainsi la linéarité, nous aboutirions à un amortissement très important. Si, par contre, nous augmentons jusqu'à 1 MΩ par exemple cette résistance, nous augmentons la sensibilité, mais au détriment de la linéarité.

On pourrait alors faire l'inverse et augmenter la valeur de R2 et R3. Evidemment ; mais n'oublions pas les caractéristiques à ne pas dépasser dans la valeur limite de ces résistances de grilles. Si, en série elles dépassent 3 MΩ, elles peuvent donner lieu à un courant de grille.

Quant à la valeur de C de détection, il sera compris entre 50 et 200 cm. On a avantage à prévoir C de faible valeur et d'autant plus faible que R1 sera plus importante.

La détection Sylvania nécessite l'emploi d'un tube triode (n'importe lequel) ou même d'un tube pentode monté en triode.

Elle permet de détecter des signaux à grande profondeur de modulation, 90 % et plus.

Elle a la réputation de reproduire mieux les aiguës.

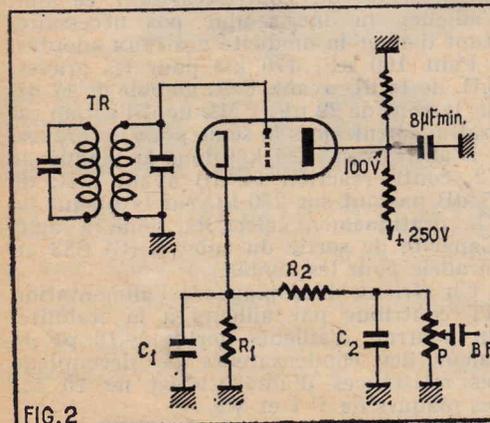


FIG. 2

Elle ne consomme du courant qu'au filament (autant dire rien à la plaque, qui est au cut-off).

Mais on devra se servir d'une diode séparée pour la CAV ou bien de la diode d'une autre lampe (MF ou BF). EBF par exemple.

Le montage est indiqué dans la figure 2 ci-contre : C1-C2, 500 à 2 ou 3 000 pF.

Cette valeur, un peu plus forte que de coutume, n'est pas préjudiciable car son influence se fait moins sentir en D cathodique.

La valeur de R1 et R2 n'est pas critique, 50 000 à 100 000 Ω ou plus. P pourra n'être que de 250 000 Ω.

Mais le voltage plaque (environ 100 V) devra être parfaitement stabilisé (autour de 100 V) par un pont de R.

Le Tr. MF sera de préférence, non du type diode, mais du type normal, l'impédance étant moins élevée, le risque d'accrochage sera moins à craindre.

### Préamplification.

Peu de chose à en dire qui ne soit connu de tous. Rappelons simplement que l'on peut utiliser une triode ou une pentode, voire même plusieurs tubes en série.

La valeur de la résistance de charge a une grosse importance.

Les valeurs courants 100 000 Ω pour une triode.

Les valeurs courants 220 000 Ω pour une pentode (valeur maximum).

Une faible valeur de charge rend mieux les aiguës. Une forte R de charge augmente le gain. Il n'y a toutefois pas avantage à dépasser comme valeur celle qui suit la valeur de la résistance de grille du tube suivant (500 000 Ω). On s'en tient généralement pour la résistance de charge au quart ou cinquième de la valeur de résistance de grille du tube de puissance.

Vous découplerez, bien entendu, la plaque de ce tube préamplificateur (50 000 Ω et 8 µF, par exemple) dans le cas ci-dessus.

Le condensateur de liaison sera au minimum de 50 000 cm et au maximum, de 0,2 µF, de toute première qualité (isolant paraffiné, non sous tube verre), isolé 1 500 ou mieux 2 500 V.

### Etage final.

Toujours au point de vue musicalité, et encore une fois : pas question de parfaite musicalité, si vous ne vous décidez pas à ouvrir le porte-monnaie pour acquérir un très bon transfo de modulation à grains orientés et un bon haut-parleur (de graves surtout), chacune de ces pièces coûtera au minimum 6 000 anciens francs, mais vous ne le regretterez pas car elles contribueront à 80 % au bon résultat final.

Pour l'étage final (ou la partie finale BF) nous aurons, suivant nos moyens, le choix entre les combinaisons suivantes :

1° Un push-pull (2 lampes) précédé d'un tube déphaseur et d'un tube préamplificateur (au moins). Au total 4 lampes, pour un débit de 100 millis. Ceci pour les graves.

Pour les aiguës, un second canal composé d'une pentode normale (EL84 par exemple) ou 6V6 tétrade. Voilà ce qui se fait de mieux.

La résistance de polarisation pourra n'être pas shuntée par condensateur pour l'aiguë.

Ce montage pourra même être composé d'un PP avec tubes pentodes montés en triodes, nous augmenterons encore un peu alors le nombre de tubes mais pour avoir un résultat absolument parfait. Ou bien solution mixte au point de vue résultat.

Deux tubes multi-grilles (EL84 ou 6V6) montés en ultra-linéaire.

Le primaire de votre transfo BF comportera dans ce cas cinq prises.

2° La seconde solution un peu moins onéreuse : un montage normal en classe A, mais avec un canal graves et un canal aiguës. Nous verrions bien dans ce cas deux 6V6 ou mieux 6V6 GT (ou 6AU5) — ou une EL84 pour les graves, ECL81 pour l'aiguë ;

3° Enfin le montage habituel composé d'une seule lampe tétrade ou pentode. Avec, au besoin, une prise médiane ou primaire du transfo pour l'alimentation de l'écran. Vous diminuerez ainsi la résistance interne du tube (montage ultra-linéaire).

Soyez surtout très exigeant pour ce qui est de l'adaptation qui doit être parfaite, du transfo au HP (que le rapport soit bien le même que celui correspondant à l'emploi normal).

Si votre transfo est de bonne qualité, n'exagérez pas la valeur du condensateur shuntant le primaire, 1 000 cm suffisent dans bien des cas pour l'aiguë.

Portez enfin toute votre attention sur la caisse de résonance.

Pas de haut-parleur incorporé à l'ébénerie du poste.

Une caisse largement dimensionnée, en bois de 2,5 cm d'épaisseur, tapissée intérieurement d'un feutre épais, d'un cm ou en matière anti-résonante.

Évitez les surfaces latérales, ou verticales intérieures parallèles, parallélisme dans les formes ou contours (adoptez, par exemple, la forme hexagone), afin d'éviter les « ondes stationnaires » résonantes.

### Contre-réaction.

Si votre récepteur n'en est pas pourvu n'hésitez absolument pas, pour une dépense insignifiante et quelques minutes de travail, à adjoindre ce dispositif extrêmement simple.

Partant de l'une des deux cosses fixées sur le haut-parleur (ou le secondaire du transfo auquel elle est reliée) : mettez une résistance quelconque d'environ 500 Ω à couche de préférence. Vous débranchez le fil de masse qui relie le condensateur et résistance shuntée de polarisation de la préamplificatrice, et vous intercalez une seconde résistance de 50 Ω entre cette coupure et la masse. A la jonction (c'est-à-dire entre les deux résistances en série) vous amenez l'extrémité de la première résistance que vous avez placée. C'est simple, et c'est tout.

Il existe bien des procédés qui vous permettront avec ce système de favoriser plus ou moins les graves ou les aiguës, mais il serait trop long de les décrire ici (se reporter aux nombreuses études qui ont été faites sur ce sujet et voir schémas déjà parus).

(Fin de cette étude dans le prochain numéro.)

**N'oubliez pas...**

de joindre une enveloppe timbrée à votre adresse à toute demande de renseignements.

# AMPLI A UNE SEULE LAMPE DE SORTIE (A EXPÉRIMENTER)

Voici le schéma d'un ampli à une seule lampe de sortie EL84 classiquement chargée mais dans lequel un artifice permet d'augmenter la contre-réaction sur l'étage de sortie.

Nous justifierons, d'abord, l'utilisation de 2 demi-ECC83 en préampli, la plupart des schémas n'en utilisant qu'une seule.

Première contre-réaction de 7 dB par la résistance de cathode EL84 de 150  $\Omega$  non découplée. Gain avant C.R. de 40, avec C.R. de 18. La distorsion de l'EL84

formateur de sortie, pièce toujours cause de distorsion dans un ampli BF. Ici, polarisation classique (gain de V1 avec C.R. de cathode  $\approx$  40). La troisième chaîne de contre-réaction au taux de 17 dB (résultant gain et distorsion dans le rapport tde 7, compte tenu d'un rendement du transfo de sortie de 80 %). La sensibilité à l'entrée de l'ampli est ramenée à 200 mV, valeur convenant à toutes les applications et d'ailleurs rarement atteinte dans les meilleures réalisations d'amplis BF.

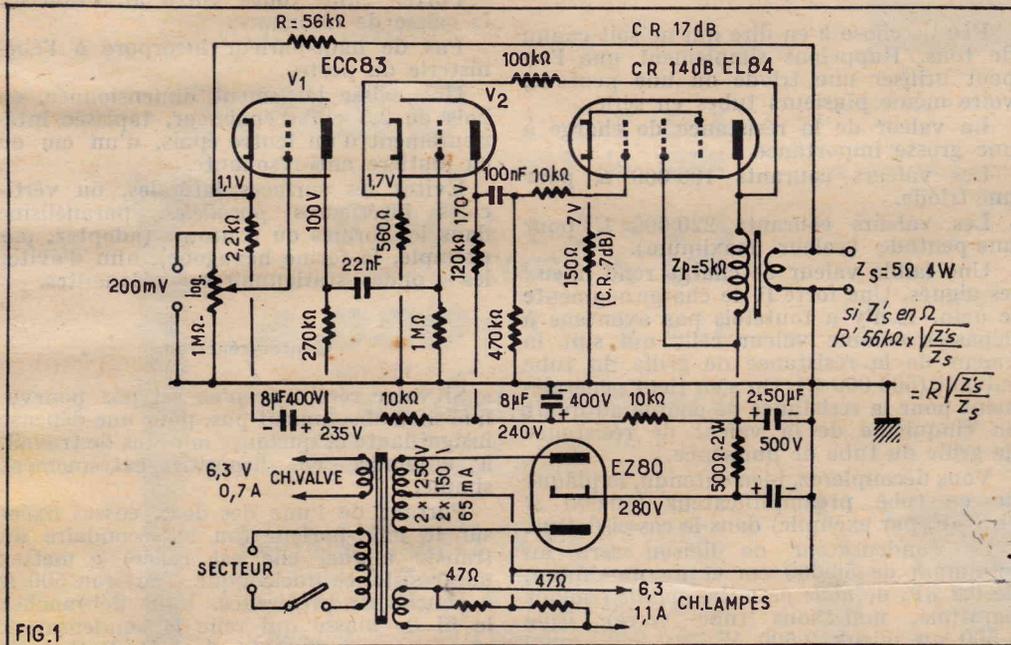


FIG.1

tombe à moins de 5 % à pleine puissance.

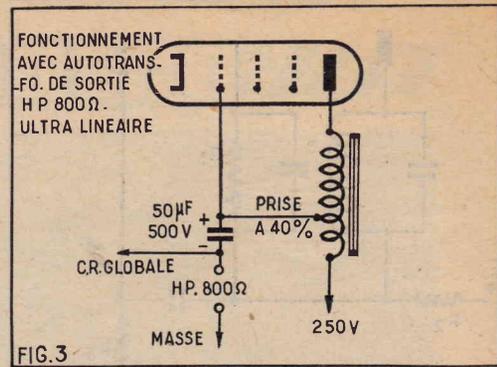
Deuxième chaîne de contre-réaction de la plaque EL84 à la cathode de V2 (ECC83) réduisant le gain dans le rapport 5 (14 dB) et la distorsion devient inférieure à 7 %, celle apportée par V2 étant négligeable devant celle de l'EL84 de sortie. La résistance de 100 k $\Omega$  laisse passer un courant de la HT vers la masse qui est sensiblement de 2,5 mA qui, s'ajoutant dans la résistance de cathode de V2 au courant de V2 de 0,6 mA environ, porte la polarisation de la cathode de V2 à sensiblement 1,7 %.

(Gain de V2 avec C.R. de cathode  $\approx$  40.) La sensibilité pour 5 W modulés sur la plaque EL84 tombe sensiblement à 1,1 V à l'entrée de V2. D'où la nécessité du second étage V1 de préamplification nécessaire pour appliquer une C.R. englobant le trans-

En tout, les contre-réactions forment 38 dB environ (gain réduit dans le rapport 80), ramenant la distorsion, principalement apportée du côté des tubes par l'EL84 aux environs de 0,1 %, valeur très négligeable. Toute la distorsion du montage sera pratiquement apportée par le transformateur de sortie, distorsion d'ailleurs réduite aux fréquences moyennes dans le rapport de 7. (C.R. globale de 17 dB.) Une distorsion de 3 % apportée par le transfo donnera un taux de distorsion de 0,5 % seulement. (Ceci, bien entendu, n'est plus vrai aux fréquences basses extrêmes ou aiguës extrêmes, ce qui n'a plus beaucoup d'importance.)

Il est possible de faire fonctionner l'étage de sortie en ultra-linéaire, le taux de C.R. de la boucle (plaque EL84, cathode V2) sera légèrement réduit, mais on gagnera cependant en qualité, surtout aux faibles puissances. Cependant, une légère perte de puissance en sera le défaut, et d'ailleurs, puisque nous avons ramené la distorsion de l'EL84 aux environs de 0,1 %, cela semble peu justifié, la qualité obtenue nous paraissant suffisante.

Il semble aussi que le fonctionnement en push-pull n'amènerait pas beaucoup d'amélioration sinon l'augmentation de puissance du fait de l'utilisation de deux tubes. Le fonctionnement en push-pull est surtout intéressant pour l'harmonique 2, peu pré-



sent dans une pentode EL84. Son seul intérêt resterait dans l'annulation de l'effet du courant d'anode de l'EL84, sur le noyau du transformateur de sortie.

A ce propos, il serait possible de réaliser un autotransformateur de sortie pour adaptation de l'impédance de sortie de 5 k $\Omega$  à un haut-parleur 800  $\Omega$ . Rapport de transformation 2,5. Une prise à 40 % sur le transformateur de sortie suffirait, permettant ainsi en plus de fonctionner en ultra-linéaire par branchement de la grille n° 2 de l'EL84 à cette prise. Une transformation de haute qualité pourrait être ainsi obtenue, le seul inconvénient étant de disposer d'un haut-parleur de 800  $\Omega$  d'impédance. La faible perte de puissance serait d'ailleurs probablement compensée par un meilleur rendement du transformateur.

Il est possible d'adopter les deux modes de fonctionnement en sortie 800  $\Omega$  et en sortie 5  $\Omega$  sur un même amplificateur.

J'ai ajouté, comme possibilité, un réglage de tonalité pris sur un schéma « Mullard » utilisant des ECC82, intéressant lorsque les aiguës d'une modulation quelconque sont altérés soit par distorsion, soit par bruit de fond. Le schéma original portait un condensateur de 180 pF, la zone de transition avec 150 pF est reportée vers 1 kHz, ce qui me semble préférable, sans enlever beaucoup d'efficacité au montage.

En stéréophonie, il serait intéressant d'utiliser deux demi-ECC82 en préampli (une par canal) et d'inclure entre ce préampli et chaque ampli un réglage de tonalité graves-aiguës Baxendall, montage éprouvé. La sensibilité avant préamplification resterait de 200 mV, qu'il serait possible de réduire à 400 mV pour inclure un réglage de balance. L'alimentation serait évidemment à revoir, une valve EZ81 serait suffisante, et un transformateur d'alimentation non prohibitif.

Ajoutons qu'avec le taux de contre-réaction total de 38 dB, le bruit de fond ne présente aucune difficulté, le filtrage par résistance lui apportant d'ailleurs une réduction de 23 dB.

D'autre part, nous avons décalé dans ce montage, les constantes de temps graves et aiguës de façon à le rendre plus stable en présence de contre-réaction, ce qui, d'ailleurs, ne me semble pas nécessaire, étant donnée la modicité des taux adoptés.

Pont 100 nF, 470 k $\Omega$  pour les graves, C.R. de 14 dB avant, C.R. globale de 17 dB sur le pont de 22 nF, 1 M $\Omega$  dont l'action est pratiquement alors la seule pour les graves.

D'autre part, 120 k $\Omega$  dans la plaque de V2, contre-réaction 14 dB avant C.R. de 17 dB passant sur 270 k $\Omega$  sur la plaque de V1, pratiquement alors la seule à agir. (Capacité de sortie du tube E (C) C83 en parallèle pour les aiguës.)

Un sérieux découplage de l'alimentation HT contribue par ailleurs à la stabilité. On pourrait d'ailleurs porter à 16 pF la valeur des condensateurs de découplage des résistances d'alimentation de 10 k $\Omega$  des plaques de V1 et V2.

J. C. GERVAIS.

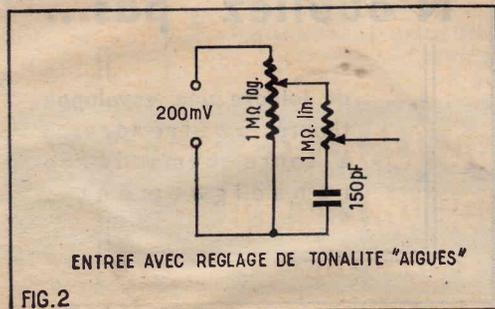


FIG.2