XXXVIe Année

N° 1 029 — 15 juillet 1960

Le 15 de chaque mois

1,20 NF. 120 FRANCS ANCIENS

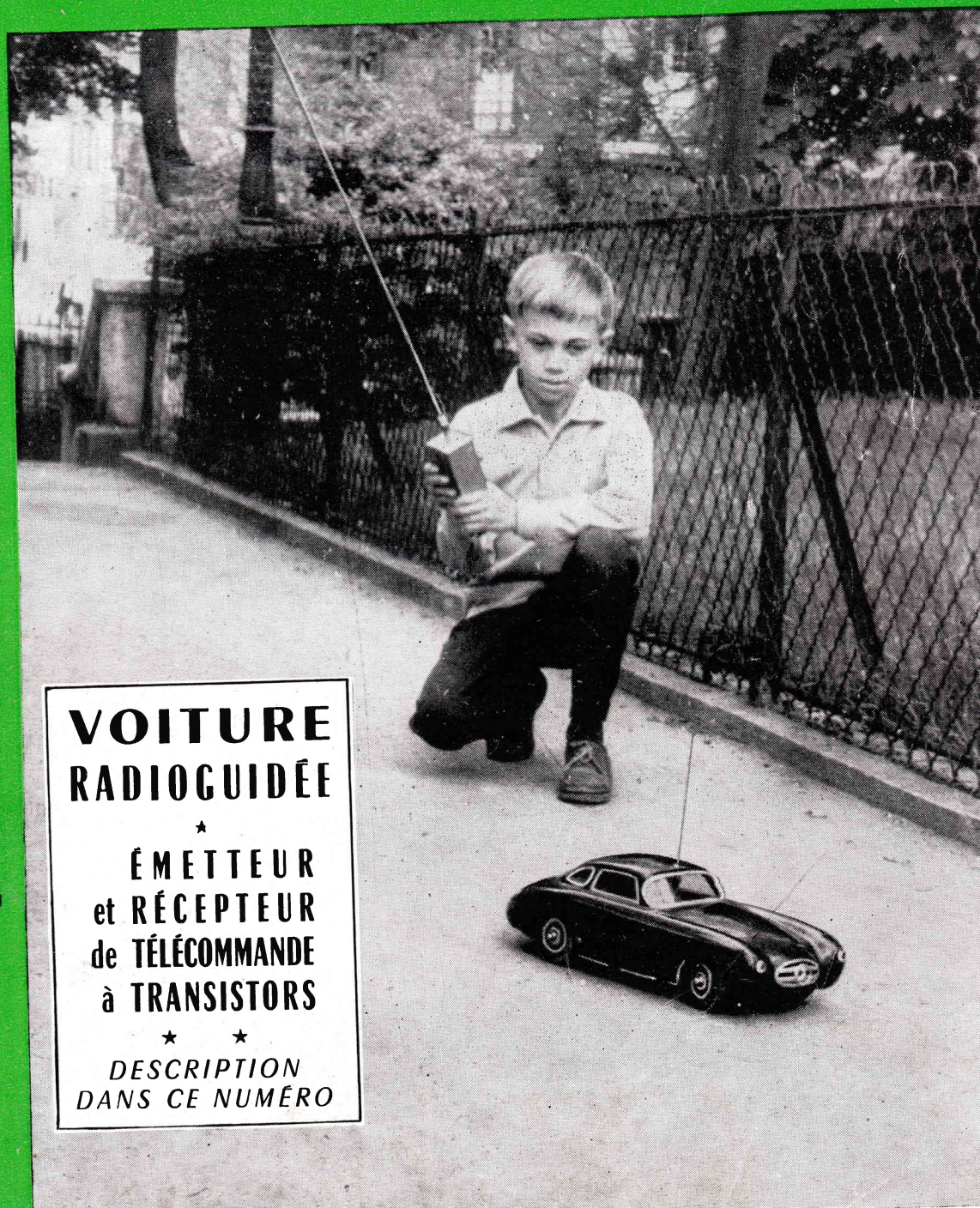
138 fr. marocains

LE HAUT-PARLEUR

Journal de vulgarisation RADIO TÉLÉVISION

DANS CE NUMÉRO :

- Utilisation des nouvelles pentodes en TV.
- Nouveaux éléments amplificateurs révolutionnaires.
- Récepteur à 7 transistors avec étage HF accordé.
- Amplificateur Hi Fi de 5 watts.
- Le transistor Mesa.
- Systèmes convertisseurs pour postes auto.
- Récepteur portatif à 8 transistors, gammes OC, PO, GO.
- Récepteur PO-GO à 6 transistors.
- Emetteur et récepteur à transistors.



VOITURE RADIOGUIDÉE

★

ÉMETTEUR et RÉCEPTEUR de TÉLÉCOMMANDE à TRANSISTORS

★ ★

DESCRIPTION DANS CE NUMÉRO

COMPLÉMENTS DE TÉLÉVISION :

Utilisation en moyenne fréquence des nouvelles pentodes à très grande pente

DANS notre précédent article, nous avons indiqué quelques schémas d'emploi des nouvelles pentodes EF 183 et EF 184 dans les amplificateurs moyenne fréquence.

Nous avons vu que grâce à leurs pentes plus élevées et à leurs capacités d'entrée et de sortie de valeur modérée, le gain que ces lampes permettent d'obtenir est plus élevé que celui fourni par les EF 80 ou 6 CB 6.

Nous donnerons encore quelques indications sur l'emploi de ces lampes et passerons ensuite aux autres lampes de la nouvelle série qui sont destinées aux étages VHF et VF.

GAIN REEL EN MF

Lorsque le problème du souffle ne se pose pas, cas de la réception dans un champ fort, il n'est pas sans intérêt d'adopter une pentode dans l'étage haute fréquence qui précède le dispositif changeur de fréquence.

En montant une pentode à la place d'une triode, on peut augmenter le gain de l'étage et par conséquent le gain global du téléviseur.

Il en résultera la possibilité de réduire dans une autre partie du récepteur, le nombre des lampes.

On a vu, en effet, dans l'exposé précédent, que dans le cas du 819 lignes français à large bande l'augmentation de gain due à la substitution d'une EF183 ou EF184, à la EF80, bien que très sensible n'est pas suffisamment importante pour permettre la suppression d'un étage sur trois dans un amplificateur MF.

Examinons d'une manière plus précise ce problème.

La pente de la EF80 est de 7,4 mA/V environ et celles des deux nouvelles pentodes de 12,5 (EF183) et 15 (EF184).

En employant ces deux dernières, on augmentera les gains par étage suivant les rapports des facteurs **pratiques** de mérite F'_m que nous avons défini dans notre précédent article.

On a trouvé :

F'_m = 71 Mc/ pour la EF80,

F'_m = 110 Mc/s pour la EF183,

F'_m = 125 Mc/s pour la EF 184,

ce qui donne les rapports suivants : 110/71 = 1,55 et 125/71 = 1,75 environ.

Supposons qu'il s'agisse d'un amplificateur à trois lampes MF type EF80 dont le gain par étage est A d'où un gain global A^3 (la valeur de A n'intervient pas dans ce raisonnement).

Chaque fois qu'une EF80 est remplacée par une EF183, le gain global augmente de 1,55 fois et si la EF80 est remplacée par une EF184, l'augmentation du gain est de 1,75 fois.

Si dans l'amplificateur à trois EF80 de gain A^3 on supprime un étage, le gain sera A^2 fois. Si l'on remplace ensuite les deux EF80 par une EF183 et une EF184, le gain sera dans ce cas :

$G = A^2 . 1,55 . 1,75 = 2,7\ A^2$.

En comparant avec le gain A^3 obtenu avec trois lampes EF80, on voit que d'une manière générale $A^3 > 2,7\ A^2$, ce qui revient à écrire :

$A > 2,7$.

Ceci est toujours vrai, car A est de l'ordre de 10 fois au moins.

Supposons donc, à titre d'exemple, que A = 10. On a alors : $A^3 = 1\,000$ fois avec trois EF80 et 2,7 $A^2 = 270$ fois avec deux nouvelles lampes EF183.

CAS DE 4 LAMPES MF

Les choses se présentent mieux lorsqu'on veut réduire 4 étages à 3.

En effet, avec 4 lampes EF80, le gain est A^4 fois avec 3 de ces lampes le gain devient A^3 et si l'on remplace ces EF80 par une EF183 et deux EF184, il devient 1,55 . 1,75 . 1,75 A = 4,7 A^3. Le gain obtenu sera encore moitié, pratiquement de celui de l'amplificateur à 4 lampes EF80 si A est de l'ordre de 10, c'est-à-dire, avec cette valeur, 4 700 fois au lieu de 10 000 fois.

Les comparaisons qui viennent d'être faites ne fournissent que des indications approximatives, car nous avons supposé que chaque étage supplémentaire apporte un gain qui multiplie celui de l'ensemble considéré.

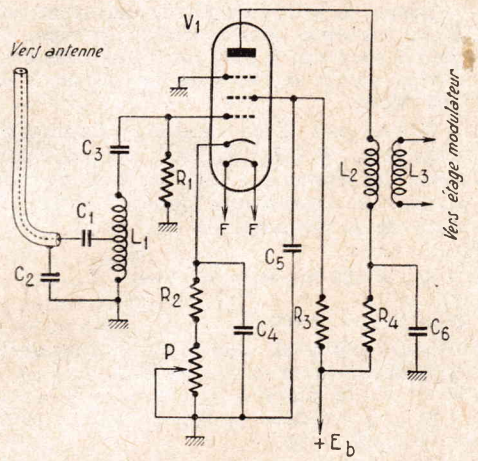


FIG. 1

En réalité, le problème se présente différemment, car si l'on part d'un amplificateur à n lampes dont la largeur de bande globale est B, on ne peut pas le faire suivre purement et simplement d'un autre étage sans réduire la bande globale.

Un nouveau calcul de l'ensemble n + 1 lampes est à effectuer. Vérifions quelle sera l'augmentation du gain obtenu de cette manière.

Soit le cas d'un amplificateur à circuits décalés à 3 circuits et deux lampes MF + une modulatrice dont nous supposerons que la pente de conversion est S_c, celle des lampes MF étant S_1 et S_2.

Le gain global depuis la grille de la modulatrice jusqu'à l'entrée détectrice est

$$A = \frac{S_c}{2\pi BC} \cdot \frac{S_1}{2\pi BC} \cdot \frac{S_2}{2\pi BC_2}$$

chaque facteur représentant le gain moyen de l'étage. Si l'on recalcule l'amplificateur avec un étage de plus, le nouveau gain sera représenté par

$$A' = \frac{S_c}{2\pi BC} \cdot \frac{S_1}{2\pi BC_1} \cdot \frac{S_3}{2\pi BC_3} \cdot \frac{S_3}{2\pi BC_3}$$

Si l'on suppose $S_1 = S_2 = S_3 = S$ et et $C_1 = C_2 = C_3 = C$ il vient

$$A' = \frac{S_c}{2\pi BC} \cdot \left(\frac{S}{2\pi BC}\right)^3$$

et $$A = \frac{S_c}{2\pi BC} \cdot \left(\frac{S}{2\pi BC}\right)^2$$

et on vérifie que le gain d'un étage supplémentaire est bien représenté par un facteur proportionnel à S. Il en résulte que notre raisonnement basé sur l'augmentation de la pente était juste dans les précédentes considérations.

EMPLOI D'UNE PENTODE EN HF AVEC CHAMP FORT

Supposons qu'il s'agisse d'un champ fort, de 1 000 μV, par exemple, qui permette de ne pas se préoccuper du souffle.

Les deux lampes EF183 à pente variable et EF184 à pente fixe peuvent être montées en HF.

La première sera intéressante en un montage HF sur l'un des canaux de la bande I (45 à 85 Mc/s) dont la fréquence est relativement basse et du même ordre de grandeur que celles adoptées en moyenne fréquence image ou son.

Déterminons les éléments d'un étage à pentode EF183.

La figure 1 donne le schéma de cet étage qui ne comporte pas de rotacteur mais uniquement les bobinages d'entrée et de sortie contenant un canal à recevoir.

Tous les éléments RL et C indiqués sur cette figure sont des éléments réels. Ceux qui ne sont pas matérialisés par des pièces détachées comme des capacités parasites et la résistance électronique ne sont pas indiqués, ce qui, d'ailleurs, ne nous dispensera pas d'en tenir compte dans la détermination des éléments.

On a vu dans le précédent article que l'augmentation des capacités parasites est faible comparativement à la EF80. Si l'on remplace, dans un ancien téléviseur avec HF de ce type, la lampe EF80 par une EF183, les bobinages existants peuvent convenir encore, ce qui est commode pour le technicien effectuant la transformation.

Considérons maintenant les autres éléments du montage. L'antenne est connectée à l'entrée par l'intermédiaire de deux condensateurs de protection C_1 et C_2 non obligatoires, de 500 à 2 000 pF au mica. Ils évitent tout contact, en continu, entre l'antenne et la masse du téléviseur. Lorsque cette dernière est reliée au secteur (cas des montages à alimentation tous courants ou à autotransformateur) ces condensateurs sont toutefois indispensables. Ils sont isolés à 600 V **service.**

La prise sur L_1 est sensiblement celle prévue pour la EF80. Les valeurs des condensateurs C_3, C_4, C_5 et C_6 ne sont pas à modifier : C_3 = 100 à 500 pF, C_4 = 1 000 à 3 000 pF, C_5 = 500 à 2 000 pF, C_6 = 1 000 à 3 000 pF, tous au mica ou céramiques, convenant dans un montage fonctionnant à fréquence élevée de l'ordre de 100 Mc/s.

La valeur de R_1 dépend de la bande passante, de la fréquence médiane du canal à recevoir et de la capacité qui accorde L_1 ainsi que du type de lampe choisi.

Adoptons une bande B de 14 Mc/s. La capacité d'entrée de la EF183 est 9 pF. Ajoutons encore 5 pF pour les diverses capacités parasites, on obtient donc une capacité d'accord de C = 9 + 5 = 14 pF.

De la relation bien connue donnant B en fonction de R_a :

$$B = \frac{1}{2\pi R_a C}$$

on tire $R_a = \frac{1}{2\pi BC}$

avec R_a en ohms, C en farads et B en cycles par seconde. En adoptant les valeurs mentionnées, C = 14 pF et B = 14 Mc/s on obtient :

$$R_a = \frac{10^6}{6{,}28 \cdot 14 \cdot 14} \text{ ohms}$$

ce qui donne, tous calculs faits, R_a = 800 Ω environ. Cette résistance R_a est la résistance théorique d'amortissement du circuit à bobine L_1.

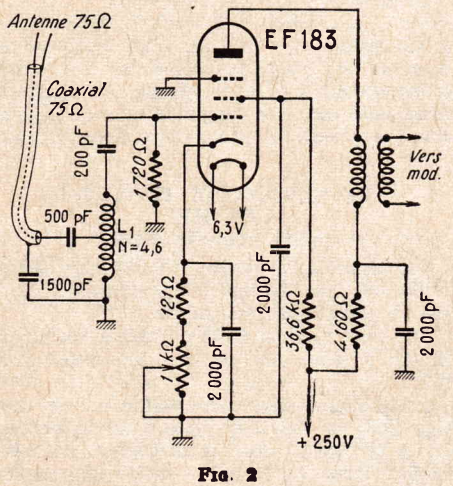


FIG. 2

Pour qu'il y ait adaptation entre l'impédance de 75 Ω présentée par le câble coaxial et l'entrée de 75 Ω du téléviseur, il faut que la résistance globale aux bornes de L_1 se compose de deux résistances de 2 . 800 = 1 600 Ω en parallèle, l'une correspondant à la résistance côté lampe et l'autre à la résistance d'antenne de 75 Ω rapportée au secondaire de l'autotransformateur L_1. L'ensemble de ces deux résistances donne justement les 800 Ω de R_a (voir par exemple notre Cours Pratique de télévision, volume 3, pages 25 et suivantes, 2e édition, en vente à la Librairie de la Radio).

D'autre part, ces indications permettent de trouver la valeur du rapport élévateur de transformation de L_1. Soit N on a

$$N = \sqrt{\frac{1\,600}{75}} = 4{,}6 \text{ fois.}$$

Enfin, la résistance secondaire de 1 600 Ω se compose de R_1 du schéma et de la résistance électronique d'entrée à la fréquence médiane du canal à recevoir.

Soit le cas du canal 2 par exemple. Les fréquences porteuses sont f_1 = 52,4 Mc/s et f_2 = 41,25 Mc/s, ce qui donne une fréquence médiane :

f = 0,5 (52,4 + 41,25) = 46,8 Mc/s env.

Sn l'on prend R_{e1} = 30 kΩ à f > 40 Mc/s, on obtient à 46 Mc/s, une résistance électronique légèrement plus faible. On a, à cette fréquence :

$$R_{e1} = 30 \cdot \left(\frac{40}{46{,}8}\right)^2 = 22 \text{ kΩ.}$$

On trouve R_1 par la formule des résistances en parallèle :

$$R_1 = \frac{1\,600 \cdot 22\,000}{22\,000 - 1\,600} = 1\,720 \text{ Ω.}$$

Les autres valeurs, R_2, P, R_3 et R_4 sont les mêmes que dans le montage MF de la même lampe.

Nous les indiquons sur le schéma pratique du montage HF de la figure 2.

Ces valeurs ne sont pas critiques et on pourra monter des résistances de valeurs standard voisines comme 120 à 125 Ω au lieu de 121 Ω, 35 kΩ au lieu de 36,6 kΩ, 4 000 ou 4 500 Ω au lieu de 4 160 Ω et 1 700 à 1 800 Ω en remplacement de 1 720 Ω.

EMPLOI DE LA EF184 EN HF

Cette lampe, grâce à sa très forte pente, convient également en HF mais ne peut être réglée par un dispositif de CAG comme c'est le cas de la EF183.

La figure 3 donne le schéma d'un étage HF utilisant la pentode EF184. La valeur de la résistance d'amortissement R_1 est sensiblement la même que dans l'emploi de la EF183.

Comme la EF184 fonctionne également bien à des fréquences plus élevées, le problème du souffle étant mis à part, nous allons déterminer la valeur de R_1 dans le cas de f = 180 Mc/s.

Si l'on part d'une résistance électronique, d'entrée de 30 kΩ à 40 Mc/s, on peut déterminer la résistance à 180 Mc/s en écrivant qu'elle est inversement proportionnelle au carré de la fréquence, ce qui donne :

$$R_{e1} \text{ (à 180 Mc/s)} = 30 \left(\frac{40}{180}\right)^2$$

d'ou R_{e1} = 1 480 Ω.

Pour qu'il y ait adaptation, le rapport N de transformation de L_1 doit être

$$N = \sqrt{\frac{1\,480}{75}} = 4{,}4 \text{ environ.}$$

La résistance globale d'amortissement est alors R_a = 1 480/2 = 740 Ω en l'absence de toute résistance matérielle R_1.

Pratiquement, on adoptera R_1 = 100 kΩ et elle servira de résistance de fuite ou bien on supprimera le condensateur de liaison de 200 pF de façon que L_1 soit reliée directement à la grille de la lampe.

Dans ces conditions, la largeur de bande est :

$$B = \frac{1}{2\pi R_a C}.$$

Avec R_a = 740 Ω et C = 14 pF on obtient :

$$B = \frac{10^{12}}{6{,}28 \cdot 740 \cdot .14} \text{ c/s} = 15{,}4 \text{ Mc/s.}$$

On ne peut pas réduire la bande, mais il se trouve que cette largeur de 15,4 Mc/s convient très bien dans le cas du 819 lignes français mais serait trop large pour les standards 625, 525 ou 405 lignes.

On remarquera qu'il n'y a pas d'intérêt à adopter une bande plus large que nécessaire, car on augmente ainsi le souffle.

Le schéma de la figure 3 comporte une simplification par rapport à ceux des figures 1 et 2 valables pour la pentode à pente variable EF183.

On constate, en effet, qu'un seul découplage composé de 2 kΩ et 2 000 pF est prévu pour la plaque et l'écran.

Cette simplification a été rendue possible grâce au fait que les tensions écran et plaque ont la même valeur pour la EF184, ce qui n'est pas le cas pour la EF183.

PENTODES EN MF SON

L'amplificateur moyenne fréquence son d'un téléviseur comporte généralement, au moins une lampe pentode non combinée avec une diode et une triode. Jusqu'à présent cette lampe était une EF80 et il est également possible de lui substituer une EF183 ou une EF184.

Nous donnons à la figure 4 le schéma d'une partie d'amplificateur MF son, extrait du schéma d'un téléviseur commercial dans lequel il y a deux étages MF son à EF80, suivis d'une EBF80 détectrice diode et première basse fréquence et d'une lampe finale EL84. Ces dernières ne sont pas représentées sur le schéma.

Les valeurs des éléments sont : R_1 = 100 kΩ, R_2 = 1,5 kΩ, R_3 = 22 Ω, R_4 = 220 Ω, R_5 = 1,5 kΩ, R_6 = 22 Ω, R_7 = 220 Ω, R_8 = 1,5 kΩ, C_1 = 1 500 pF, C_2 = 1 500 pF, C_3 = 1 500 pF, C_4 = 1 500 pF + 0,1 µF (ce dernier au papier et tous les autres au mica ou céramique), C_5 = C_6 = 1 500 pF, L_1, T_2, T_3 = bobinages MF son accordés sur 38,65 Mc/s.

Pour effectuer le remplacement des EF80 par une EF183 suivie d'une EF184, il convient d'abord de s'assurer si la bande passante obtenue après la modification conviendra toujours.

Il faut pour cela que l'amortissement apporté par les nouvelles lampes ne donne pas lieu à une augmentation appréciable de la largeur de bande, car dans ce cas, le gain serait diminué dans les mêmes proportions, indépendamment de l'augmentation de gain due aux pentes plus élevées.

Avec les nouvelles lampes, on constate que leurs résistances électroniques sont sensiblement les mêmes ou plus élevées que celles

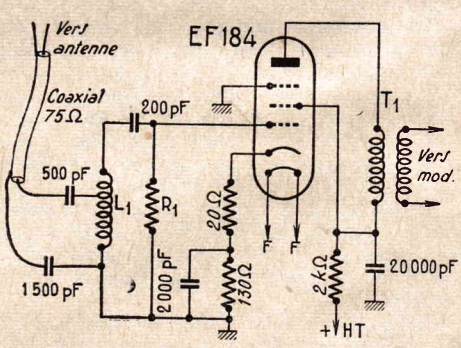


FIG. 3

de la EF80, ce qui est une circonstance favorable permettant même d'augmenter le gain si la stabilité du montage le permet.

La modification des capacités d'accord due aux capacités des lampes étant faible, il suffira simplement, après modification, d'accorder à nouveau, sur la fréquence convenable, les bobinages primitifs qui ne doivent pas être modifiés.

En ce qui concerne le schéma lui-même, les valeurs des condensateurs conviendront. On aura à modifier les résistances ainsi que le système de découplage des circuits de plaque et d'écrans.

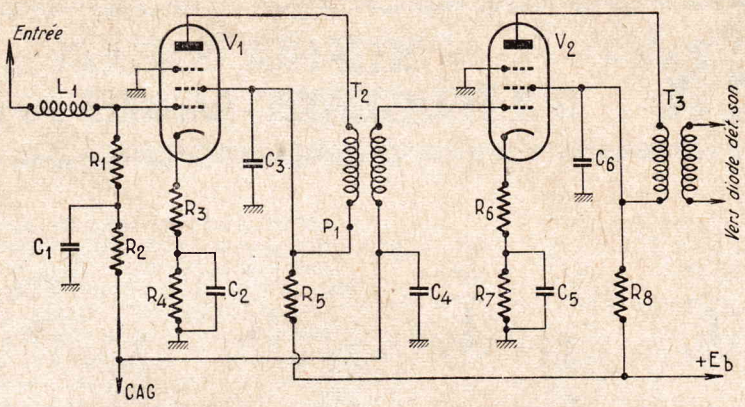


FIG. 4

Voici les modifications à effectuer, en supposant que E_b = 250 V dans le montage primitif et dans le montage modifié.

On prendra R_3 = 20 Ω, R_4 = 100 Ω, R_5 = 35 kΩ, valeurs valables avec V_1 = EF183 pentode à pente variable.

D'autre part, le point P_1 de T_2 sera déconnecté de la grille écran de V_1 et de R_5 et relié à un système de découplage indépendant, comme celui de la figure 2 composé d'une résistance de 4 000 Ω environ et d'un condensateur de 2 000 ou 1 500 pF.

Passons au second étage. Nous nous proposons de remplacer la EF80 par une EF184, lampe à pente fixe.

Les capacités restant inchangées, on prendra, R_6 = 20 Ω et R_7 = 160 Ω. Dans le cas de la EF184, l'écran doit être à la même tension que la plaque. La somme des deux courants étant 3,8 + 10 = 13,8 et la chute de tension dans R_8 de 50 V, il vient R_8 = 50 000/13,8 = 3 600 Ω environ.

La figure 5 donne le schéma complet avec valeurs des éléments du schéma dérivé du précédent et convenant à l'emploi des lampes V_1 = EF183 et V_2 = EF184.

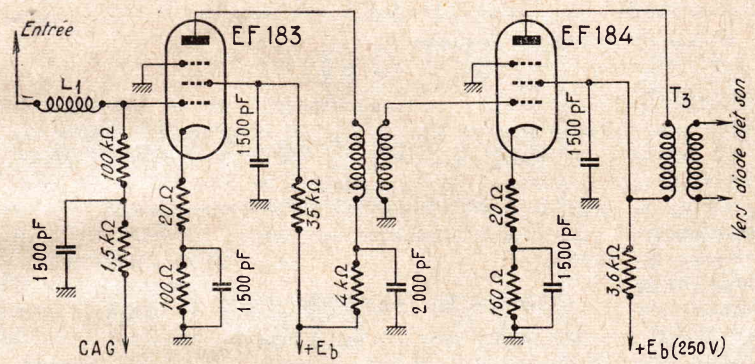


FIG. 5

HAUTE TENSION REDUITE

Lorsque la haute tension E_b est plus faible que 250 V, il est possible d'adopter une tension de 180 V à la plaque au lieu de 200 V.

Ainsi, supposons, dans le cas de nos différents schémas, que l'on ait E_b = 200 V au lieu de 250 V.

Il y aura lieu de réduire certaines résistances de découplage.

Reportons-nous aux figures 2, 3 et 5 qui donnent les valeurs des éléments des montages analysés.

1° Cas de la figure 2. On a E_b = 250 V, E_a = 200 V, E_{g2} = 90 V. Si E_b = 200 V, E_a = 180 V et E_{g2} = 90 V, la résistance d'écran sera :

$$R_3 = \frac{200 - 90}{0{,}0042} = 26\,000\ \Omega$$

et pour la résistance de découplage de plaque on aura

$$R_4 = \frac{200 - 180}{0{,}012} = 1\,670\ \Omega$$

Un condensateur de découplage de 5 000 pF remplacera avantageusement celui de 2 000 pF.

2° Cas de la figure 4. La tension écran et plaque étant de 180 V et E_b = 200 V, en désignant par R_d la résistance de découplage primitivement de 2 kΩ, il vient

$$R_d = \frac{200 - 180}{0{,}00138} = 1\,450\ \Omega.$$

Le condensateur de découplage sera de 5 000 pF.

Sur nos divers schémas, on a prévu une résistance de faible valeur en série avec la résistance découplée de cathode.

Cette résistance introduit une faible contre-réaction qui permet de stabiliser le montage. Avec l'emploi d'une lampe à pente variable, cette résistance non découplée agit comme compensatrice de la variation de la capacité d'entrée en fonction de la tension de réglage CAG.

Si les amplificateurs se montrent stables, il est possible de remplacer ces deux résistances par une seule résistance de cathode découplée égale à leur somme.

Ainsi, pour le montage de la figure 3, on pourra monter 150 Ω dans le circuit cathodique et cette résistance sera shuntée par 2 000 pF.

Nous conseillons toutefois de ne pas supprimer la résistance compensatrice dans les montages MF son où la bande étant étroite le glissement de fréquence a une influence importante sur le désaccord des circuits.

F. JUSTER.

CIRQUE - RADIO

24, BOULEVARD DES FILLES-DU-CALVAIRE
PARIS (XI°) — VOLTAIRE 22-76 et 22-77
informe sa fidèle clientèle que ses bureaux et magasins seront fermés

POUR CONGÉS ANNUELS
DU 8 AU 29 AOUT INCLUS

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

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

première leçon gratuite!

Si vous êtes satisfait vous ferez plus tard des versements minimes de 12,50 N. F. à la cadence que vous choisirez vous-même. A tout moment vous pourrez arrêter vos études sans aucune formalité.

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

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

Le "REPORTER"

RÉCEPTEUR PORTATIF A 8 TRANSISTORS - GAMMES PO-GO-OC

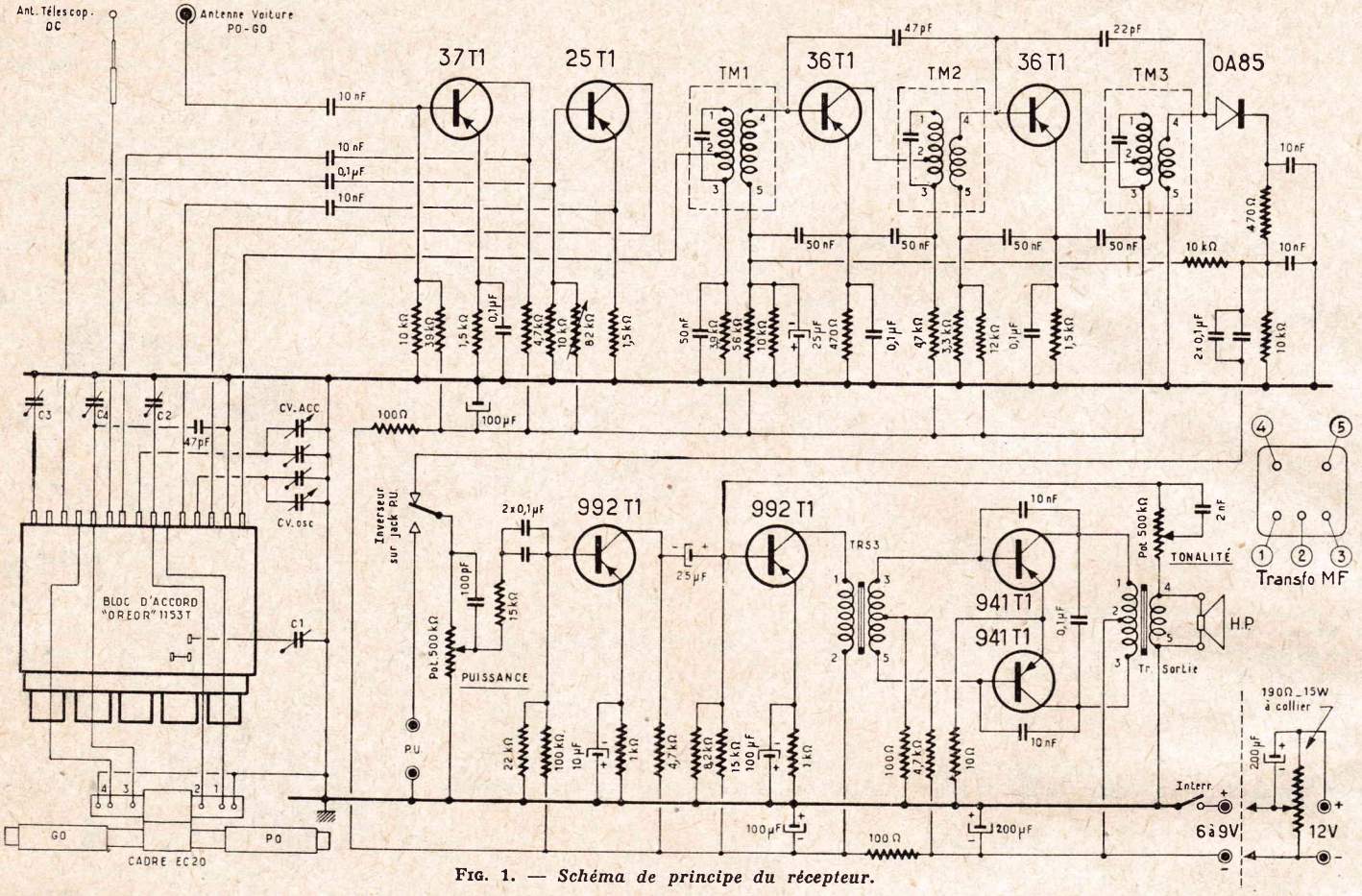


FIG. 1. — *Schéma de principe du récepteur.*

LE « *Reporter* » est un récepteur de luxe à transistors, particulièrement sensible et musical pour un poste à alimentation autonome. Il reçoit les gammes PO, GO et la gamme OC complète (18,75 à 50 mètres). Les deux premières gammes sont reçues soit sur cadre ferrite incorporé, soit sur antenne auto.

Sur les positions antenne PO-GO des bobinages d'accord spéciaux sont commutés par le bloc à 5 poussoirs et un étage amplificateur haute fréquence apériodique procure un gain intéressant. Le circuit collecteur de ce transistor amplificateur haute fréquence est relié à la prise « antenne voiture PO-GO du bloc ».

Le transistor changeur de fréquence est le 25T1, dont la fréquence de coupure est de l'ordre de 40 Mc/s. La fréquence de coupure de 37T1, utilisé normalement comme changeur de fréquence, est d'environ 8 Mc/s. Pour l'amplification haute fréquence PO et GO, ce transistor est donc suffisant. Sur la gamme OC, le 37T1 n'est pas en service, étant donné que sa sortie est reliée à la prise « antenne PO-GO ».

La partie basse fréquence, comprenant quatre transistors, dont un préamplificateur, un driver et deux transistors push-pull, est également très soignée.

Un contrôle de timbre par contre-réaction sélective, réglable par potentiomètre, est prévu.

Le haut-parleur est un modèle elliptique de 12 × 18 cm fixé directement sur le côté avant du récepteur. Le coffret bois gainé, dont les dimensions sont de 28 × 21 × 10 cm, contribue à l'amélioration de la musicalité.

Les fonctions des 8 transistors utilisés sont les suivantes:

— 37T1, amplificateur haute fréquence apériodique, en service sur les positions antenne PO et antenne GO ;

— 25T1, oscillateur-modulateur changeur de fréquence ;

— Deux 36T1, amplificateurs, moyenne fréquence ;

— 992T1, préamplificateur basse fréquence ;

— 992T1, driver ;

— Deux 941T1, amplificateur de sortie push-pull.

La diode détectrice est une OA85.

SCHEMA DE PRINCIPE

Sur le schéma de principe de la figure 1, le bloc à poussoirs réf. *Oréor* 1153 *T*) est vu du côté opposé à ses noyaux de réglage, avec le branchement pratique de toutes ses cosses de sortie. Le cadre PO-GO (réf. *Oreor EC*20) est également représenté avec ses six cosses de sortie, dont deux sont à la masse.

Nous avons déjà eu l'occasion d'utiliser ce bloc sur d'autres réalisations. La prise d'antenne auto PO et GO n'est pas reliée toutefois à la cosse correspondante du bloc, mais au circuit de base du transistor amplificateur haute fréquence et le circuit collecteur du même transistor à la cosse antenne auto PO-GO du bloc. Le branchement des autres cosses est le même, c'est-à-dire, de gauche à droite :

— Condensateur ajustable à air, C_3, de 30 pF.

— Cosse non reliée.

— Base du transistor oscillateur modulateur 25 T1 par un condensateur de 0,1 µF.

— Cosse 4 du cadre.

— Cosse 3 du cadre et condensateur ajustable, C_4, de 300 pF, vers la masse, en parallèle sur un condensateur de 47 pF.

— Antenne télescopique OC.

— Collecteur de 37T1 par un condensateur de 0,01 µF.

— Lames fixes du condensateur variable d'accord, de 280 pF.

Le trimmer du CV est représenté sur le schéma.

— Cosse 2 du cadre et condensateur ajustable, C_2, de 30 pF.

— Cosse 1 du cadre.

— Emetteur de 25T1 par un condensateur de 0,01 µF.

— Lames fixes du condensateur variable oscillateur, de 120 pF.

Le trimmer du CV est représenté sur le schéma.

— Collecteur du 25T1.

— Masse.

— Prise n° 2 du primaire du transformateur moyenne fréquence TM1.

Une dernière cosse de la partie inférieure du bloc est, en outre, reliée par un condensateur ajustable C_4, de 30 pF, à la masse.

Sur les positions PO cadre et GO cadre, les tensions du cadre sont transmises directement à la base du 25 T1, polarisée par le pont 82 kΩ - 10 kΩ entre — 9 V après découplage et la masse. La résistance ajustable Matera, de 82 kΩ, sert à régler la polarisation de base au point optimum qui correspond au meilleur gain de conversion. Ce réglage de la polarisation n'est nécessaire que dans le cas d'une alimentation sous 6 V.

Sur la position OC, l'antenne télescopique transmet les tensions au bobinage d'accord OC du bloc et le changement de fréquence s'effectue comme sur les gammes PO et GO.

Le transistor 37T1, amplificateur HF sur les positions PO antenne et GO antenne, a sa base polarisée par le pont 39 kΩ-10 kΩ et son émetteur est stabilisé par une résistance de 1,5 kΩ découplée par un condensateur de 0,1 µF. L'amplificateur est du type à émetteur commun et les tensions HF amplifiées sont disponibles sur la résistance de charge de collecteur de 4,7 kΩ.

Le collecteur de 25T1 est alimenté en continu par le primaire 3-2 du premier transformateur moyenne fréquence et par la cellule de découplage de 3,9 kΩ-0,05 µF.

L'amplificateur moyenne fréquence, accordé sur 480 kc/s, est à deux étages 36T1. Le premier étage a sa polarisation de base commandée par les tensions de VCA prélevées par une résistance de 10 kΩ sur la résistance de détection, de même valeur. Le pont 56 kΩ-10 kΩ règle la polarisation au repos. La résistance de stabilisation d'émetteur est de 470 Ω. Le condensateur de neutrodynage est de 47 pF.

Le deuxième étage a sa base portée à une tension fixe. Son circuit d'alimentation collecteur ne comporte pas de cellule de découplage. Le condensateur de neutrodynage est de 22 pF.

On remarquera le mon un peu particulier du ci de détection. Après filtrag tentions FM résiduelles pa cellule en π de — 0,01 470 Ω - 0,01 µF, les tension sont appliquées, par un densateur de 0,2 µF (deu µF en parallèle) au pote mètre de volume, de 0,5 Lorsque l'on enfonce le pick-up, la sortie détectio déconnectée de l'entrée l'amplificateur basse fréqu

Le curseur du potenti de volume est relié par u sistance série de 15 kΩ deux condensateurs de en parallèle à la base d amplificateur 992 T1 po à la base du préamplifi 992T1 polarisée par l 100 kΩ-22 kΩ.

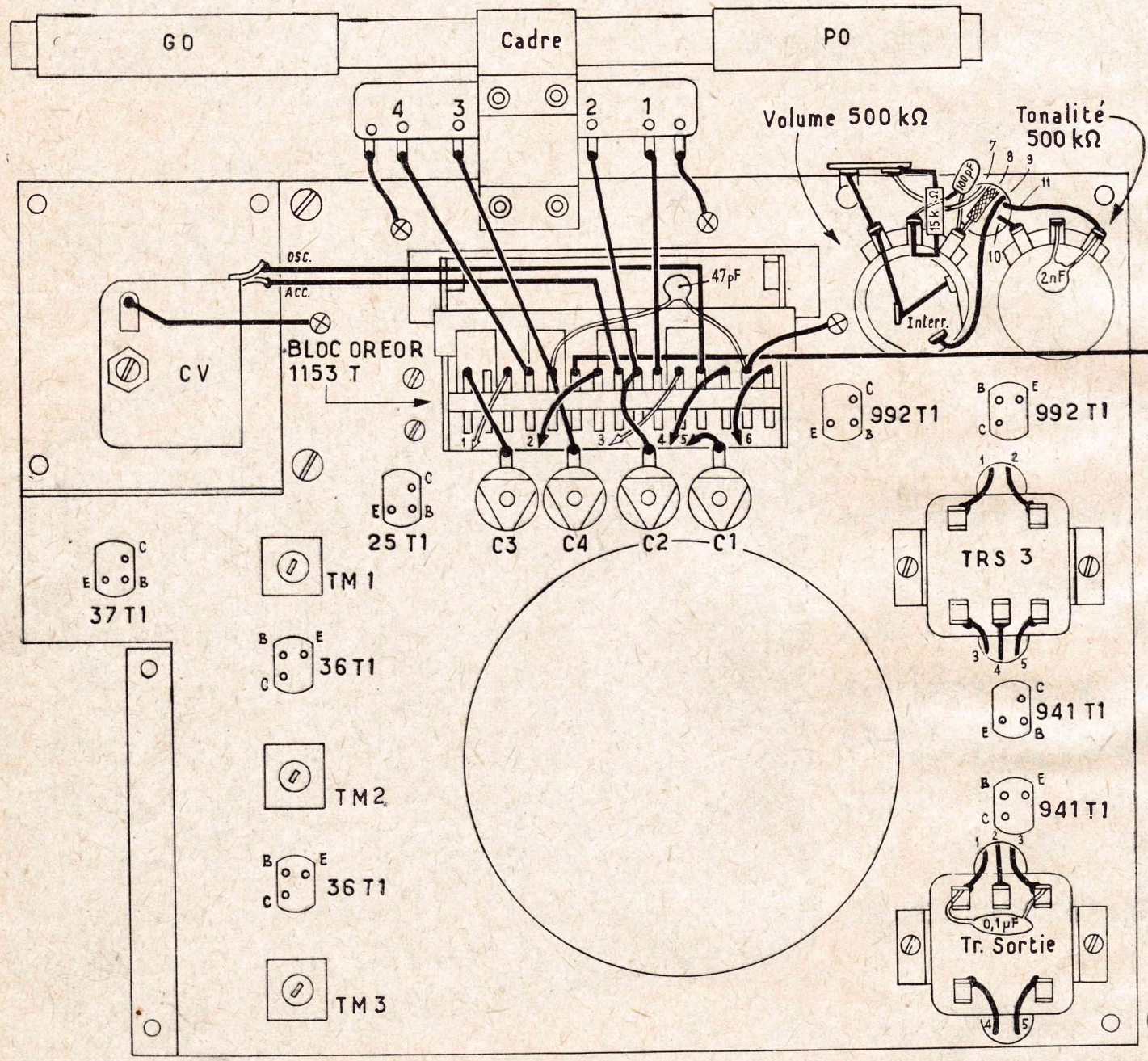


FIG. 2. — *Câblage de la partie supérieure du châssis.*

Les tensions BF amplifiées disponibles sur la charge de collecteur de 4,7 kΩ sont ensuite appliquées par un condensateur électrochimique de liaison de 25 µF sur la base de l'étage driver 992 T1.

Le transformateur de sortie driver est le modèle Audax trs 3. Son enroulement primaire est relié au — 9 V après découplage par la cellule 100 Ω - 100 µF.

Les bases des deux transistors 941 T1 du push-pull classe B sont polarisées par l'ensemble 4,7 kΩ-100 Ω entre — 9 V avant découplage et masse. Deux condensateurs de contre-réaction d'aiguës relient les collecteurs et bases de chaque transistor de sortie. Le contrôle de tonalité par contre-réaction sélective est obtenu par le potentiomètre de 0,5 MΩ relié à la base du transistor driver 992 T1. Le niveau des graves est maximum lorsque le condensateur de 2 000 pF shunte la totalité de la résistance du potentiomètre.

L'alimentation est assurée par une pile 9 V de capacité élevée. Sur la partie inférieure droite du schéma, on remarquera le dispositif simple d'alimentation du récepteur à partir d'une batterie d'accumulateurs de 12 V d'une voiture. La batterie débite sur une résistance bleeder (modèle bobiné à collier de 15 watts) de 190 Ω et le collier permet d'appliquer la tension d'alimentation de 9 V. Le courant consommé par cette résistance doit être assez élevé par rapport au courant consommé par le récepteur qui est, comme on le sait, variable suivant la puissance sonore exigée.

Lorsque le récepteur est d branché, ce courant est 12/190 = 63 mA environ, qui représente une consomm

FIG. 3. — *Câblage de la partie inférieure du châssis.*

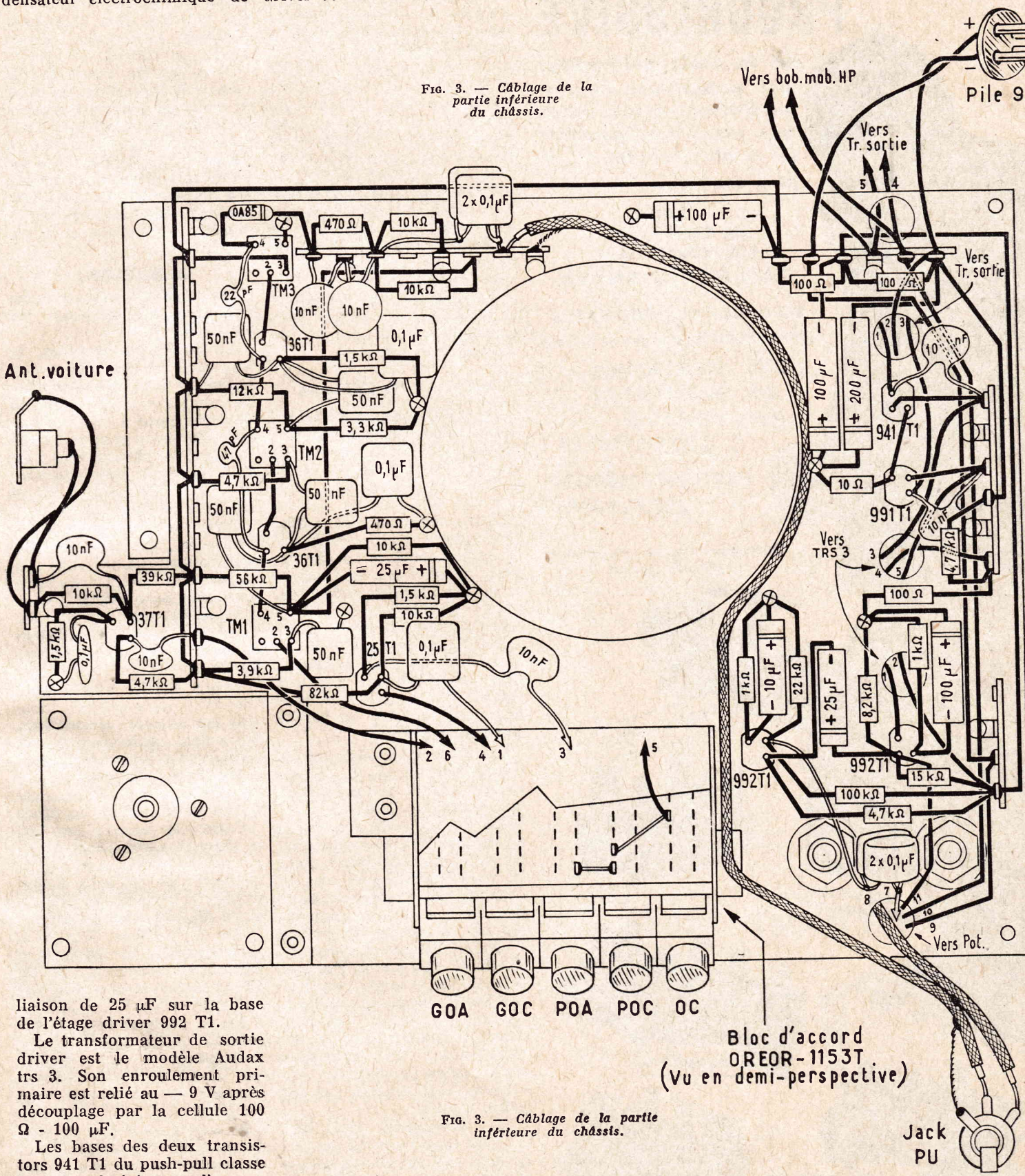


FIG. 3. — *Câblage de la partie inférieure du châssis.*

LA MÉTHODE PROGRESSIVE

est la seule préparation qui puisse vous assurer un brillant succès parce que notre enseignement est le plus complet et le plus moderne.

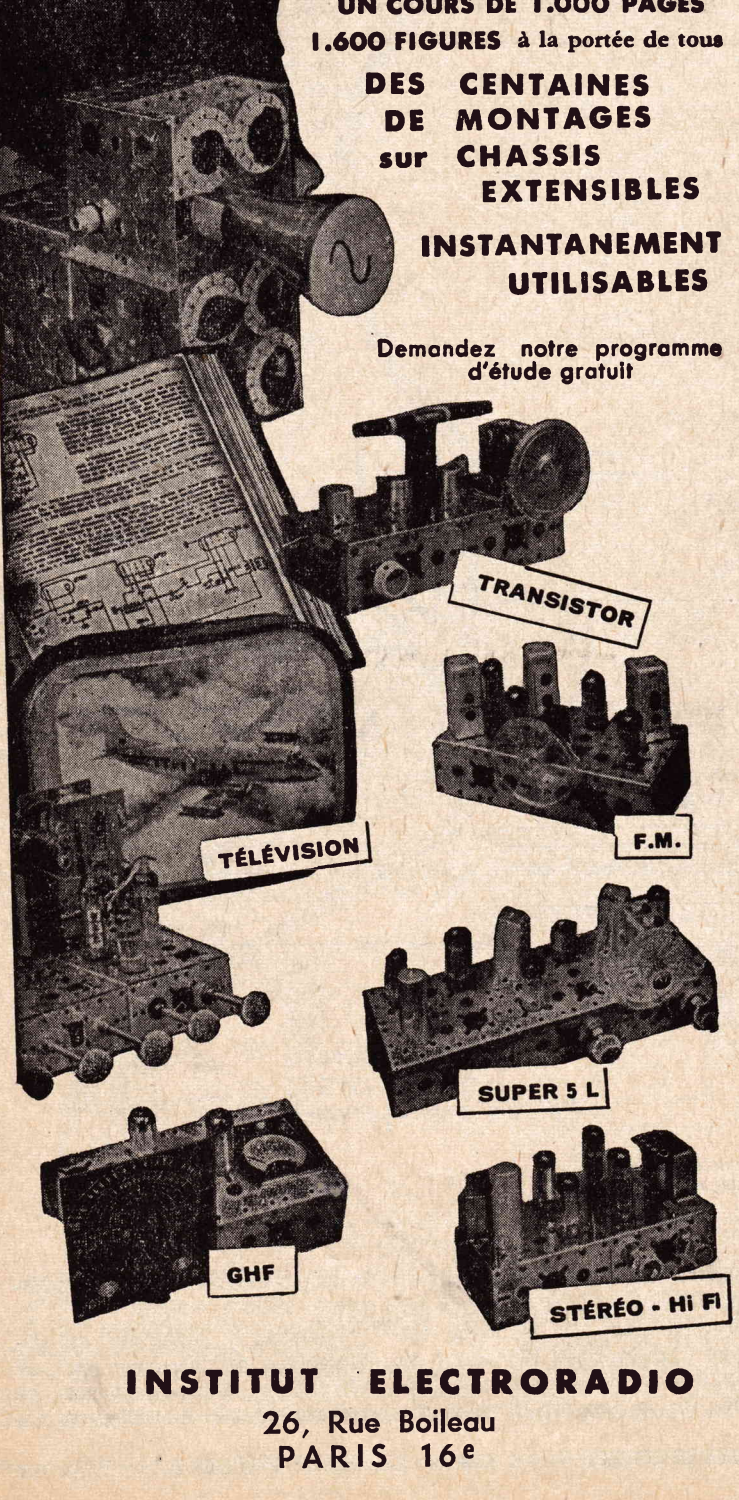
LA RADIO
LA TÉLÉVISION
L'ÉLECTRONIQUE
PAR EXPERIENCES

UN COURS DE 1.000 PAGES
1.600 FIGURES à la portée de tous

DES CENTAINES DE MONTAGES sur CHASSIS EXTENSIBLES

INSTANTANEMENT UTILISABLES

Demandez notre programme d'étude gratuit



INSTITUT ELECTRORADIO
26, Rue Boileau
PARIS 16e

tion insignifiante pour une batterie d'accumulateurs de voiture d'une capacité de plusieurs dizaines d'ampères-h. (40 à 60 A/h.). Il est facile d'ajuster le collier de la résistance bobinée de façon à obtenir une tension voisine de 9 V pour une puissance normale de réception. La tension d'alimentation n'est d'ailleurs pas critique à 0,5 V près. Il est même possible d'alimenter le récepteur directement à partir d'un accumulateur de 6 V. La puissance modulée sans distorsion est à peu près la même que dans le cas d'une alimentation par pile de 9 V. La résistance interne d'une batterie d'accumulateurs est, en effet, plus faible que celle d'une pile et sa tension est encore plus constante sur les pointes de modulation.

MONTAGE ET CABLAGE

Tous les éléments du récepteur sont montés sur une plaquette métallique avec trou central correspondant à la culasse du haut-parleur, fixé sur une plaquette de contre-plaqué constituant un baffle. Bien que le haut-parleur soit du type inversé, sa culasse dépasse de quelques millimètres lorsque la plaquette châssis est montée à l'intérieur du coffret. Cette plaquette se trouve à environ 3 cm de hauteur de la plaquette de contre-plaqué. Elle est maintenue par une équerre qui supporte le condensateur variable et par sa fixation au coffret.

Commencer par disposer les éléments supérieurs du châssis comme indiqué par la figure 2, qui représente le plan de câblage de la partie supérieure du châssis. On remarquera les supports des transistors avec les trois broches disposées en triangle. La correspondance des broches de ces supports vus par dessus est, de gauche à droite, collecteur, base et émetteur, c'est-à-dire l'inverse de celle du triangle constitué par les fils de sortie des transistors américains, *vus par dessous*. Aucune erreur de branchement des transistors utilisés n'est possible, les collecteurs étant repérés par des points colorés.

Les indications TM1, TM2 et TM3 sont inscrites sur les boîtiers, qui seront orientés en tenant compte de la disposition des 5 cosses de sortie (voir figure 3).

Le transformateur driver est le modèle *Audax trs* 3.

Le bloc à poussoir est fixé perpendiculairement à la plaquette châssis, de telle sorte qu'il dépasse d'environ 15 mm sur la partie supérieure. On remarquera la disposition verticale des quatre trimmers à air Transco, dont l'armature centrale est soudée directement au châssis.

Tous les fils traversant le châssis et reliés à des éléments de la partie inférieure sont repérés par des numéros : 1 à 6 pour les liaisons au bloc à poussoirs; 1 à 5 pour les transformateurs driver et de sortie ; 7 à 11 pour les fils traversant le châssis entre les deux potentiomètres de volume et de tonalité.

ALIGNEMENT

Les transformateurs moyenne fréquence sont accordés sur 480 kc/s.

Sur toutes les gammes, la fréquence de l'oscillateur est supérieure à la fréquence d'accord sauf sur la gamme OC où elle correspond à l'harmonique deux. Sur cette gamme, la fréquence de l'oscillateur est donc égale à celle d'accord plus la fréquence MF de 480 kc/s, divisée par deux.

Commencer le réglage par la gamme OC, sur la position OC avec antenne télescopique déployée. Les points d'alignement sont les suivants : trimmer oscillateur du CV sur 16 Mc/s ; noyaux oscillateur et accord OC du bloc sur 6,1 Mc/s.

Passer ensuite sur la position PO-A, avec antenne branchée sur la prise antenne auto. Les points d'alignement sont 1 400 kc/s (trimmer oscillateur C_4, de 30 pF, et trimmer accord du CV) et 574 kc/s (noyaux oscillateur et accord du bloc).

Commuter ensuite sur PO et régler l'accord cadre (déplacement du bobinage PO sur le bâtonnet) sur 574 kc/s. Régler ensuite le trimmer accord C_3 de 30 pF, sur 1 400 kc/s.

Sur la position GOA, avec antenne, régler sur 200 kc/s le trimmer oscillateur C_3, de 30 pF, et le noyau d'accord GO du bloc.

Sur la position GOC, régler l'accord cadre (déplacement du bobinage GO sur le bâtonnet) sur 160 kc/s et le trimmer d'accord C_4, de 30 pF, sur 250 kc/s.

En regardant le bloc du côté des noyaux de réglage, leur disposition, de gauche à droite est la suivante: oscillateur PO, oscillateur OC ; accord PO, accord OC ; accord GO. On remarquera que, comme la plupart des blocs commerciaux, l'oscillateur est commun aux gammes PO et GO.

LES NOUVEAUX ÉLÉMENTS AMPLIFICATEURS RÉVOLUTIONNAIRES ET LA RÉCEPTION DES SIGNAUX FAIBLES

LES progrès de la radiotechnique sont souvent moins spectaculaires que ceux de l'énergie atomique et, sans doute, moins redoutables. Du détecteur à galène aux tubes électroniques, le chemin parcouru était pourtant déjà considérable ; puis le transistor est venu à son tour remplir, en partie, les fonctions du tube électronique, malgré les notables progrès et transformations de ce dernier.

Mais, les problèmes de transmission et de réception radio-électriques deviennent chaque jour plus divers et plus complexes; il ne faut plus considérer seulement la propagation des ondes à petite, moyenne ou grande distance, tout autour de la terre, mais les télécommunications bien au-delà de l'atmosphère.

Ces nouveaux procédés ont des applications de caractère scientifique ou militaire ; il s'agit d'assurer des liaisons avec les missiles ou fusées télécommandées les satellites artificiels, les engins astronautiques de toutes sortes. Il faut réaliser de nouveaux radars de protection, de détection, et de télécommande ; les problèmes de transmission radio-électriques ne se limitent plus ainsi à la terre et à son atmosphère, puisqu'on envisage la réalisation de relais placés bien au-delà de l'atmosphère sur des satellites artificiels, et on a même effectué des retransmissions de ce genre sur la surface de la Lune, sinon sur Vénus, pour les signaux de radiophonie et même de télévision.

Les recherches destinées à permettre l'émission et la réception de signaux dans de telles conditions ont pour le moment un caractère professionnel scientifique ou militaire ; mais il ne faut pas les croire dénuées d'intérêt pour les applications d'amateurs. Grâce à elles, on peut réaliser des nouveaux systèmes amplificateurs de plus en plus sensibles et permettant, de mieux en mieux, la réception des signaux sur des fréquences plus élevées. Les réceptions de toutes catégories seront possibles à des distances plus grandes, dans de meilleures conditions, même si les signaux sont plus faibles, et d'une manière plus fidèle et plus efficace.

Les signaux envoyés à des distances se chiffrant par des milliers de kilomètres sont de plus en plus faibles ; pour les recevoir et les utiliser, il devient nécessaire d'employer des niveaux d'amplification de plus en plus considérables. Or, nous le savons, il est impossible d'augmenter le pouvoir amplificateur des montages habituels au-delà d'une certaine limite, en utilisant des éléments classiques en cascade, même en multipliant le nombre des étages, en raison de ce qu'on appelle **le bruit de fond,** sorte de bruissement plus ou moins défini.

Ce bruit, dont les causes complexes sont souvent difficiles à déterminer avec précision, réduit pourtant l'amplification efficace et ce qu'on appelle le rapport signal/bruit constitue la caractéristique essentielle de tous les systèmes de montages employés jusqu'ici, qu'il s'agisse d'équipements à tubes à vide ou à transistors.

Ce phénomène parasite rend inaudible la réception des émissions radiophoniques à grande distance, brouille les images de télévision, et détermine un manque de synchronisation ; il est dû en, particulier, à l'agitation thermique des molécules des corps émissifs constituant la cathode des tube à vide, mais il se produit également, et souvent même avec autant d'intensité, dans les éléments au germanium et au silicium.

SPACISTOR ET SOLION

Cette réduction du bruit de fond peut désormais pourtant être envisagée par l'emploi de **nouveaux procédés révolutionnaires d'amplification** très différents des méthodes utilisées pour les tubes à vide et les transistors. Les principes originaux et souvent surprenants de ces nouveaux éléments ne reposent plus sur l'emploi des semi-conducteurs qui ont pourtant déjà transformé un grand nombre de procédés électroniques.

Il existe pourtant de nombreuses variétés d'éléments nouveaux à semi-conducteurs, parmi lesquels on peut signaler, en particulier, le **tecnétron** et le **Spacistor** possédant la propriété

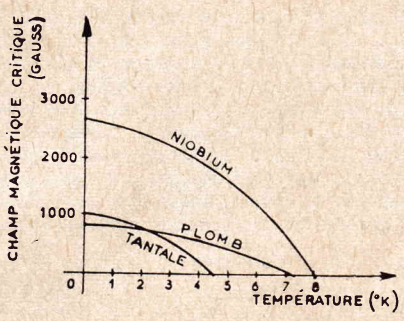


FIG. 1. — *Variation du champ magnétique critique suivant la température pour les éléments constitutifs d'un cryotron.*

de fonctionner sur des fréquences s'élevant jusqu'à 10 000 mégacycles, soit un chiffre 50 fois plus élevé que celui admis pour les transistors, avec une plus grande puissance d'amplification pour les courants électriques de faible intensité.

Mais le **Solion,** conçu par les Laboratoires du Génie Maritime des Etats-Unis ne comporte, lui, aucun semi-conducteur ; il tire son nom de deux mots « solution » et « ion ». Son fonctionnement est basé, en effet, sur la circulation des ions entre deux électrodes immergées dans une solution d'iodure de potassium à laquelle a été ajoutée une faible quantité d'iode.

Le solion se distingue ainsi par le milieu dans lequel se déplacent des ions, milieu lialors que dans le tube électronique les ions circulent dans le vide ou à travers un gaz, et que dans les transistors et les spacistors il se déplace à travers un solide.

Mais, ces éléments, qui devraient permettre déjà la fabrication de systèmes de contrôle électronique plus simples et de volume plus réduit ont, sans doute, un avenir moins remarquable et moins vaste que les éléments **cryogéniques** de principe plus révolutionnaire et appelés ainsi parce qu'ils fonctionnent à des température extrêmement bien inférieures à celles de la glace et très voisine d'une température théorique limite que l'on appelle le « zéro absolu » (— 273° C).

UN PHENOMENE CURIEUX : LA SUPRA-CONDUCTIBILITE

La réalisation des éléments à semi-conducteurs a été rendue possible à la suite d'études de laboratoire qui paraissaient purement théoriques. D'une manière analogue, nous commençons à entrevoir les possibilités pratiques d'application d'autres phénomènes physiques divers et, en particulier, de la **supra-conductibilité,** dont le principe a été signalé dès 1911.

A cette date, en effet, le grand physicien hollandais H. Kamerlingh Onnes, après avoir découvert le procédé de liquéfaction de l'hélium, avait entrepris des études expérimentales dans le domaine de la physique des basses température.

Ce savant put constater ainsi l'abaissement de la résistance électrique d'un filament de mercure à une valeur pratiquement nulle, en le plongeant dans l'hélium liquide, permettant d'obtenir une température de l'ordre de 4,2° K, c'est-à-dire de — 269° C (°K = degrés Kelvin ou degré absolus).

Cette diminution très brusque de résistance se produit d'une façon analogue pour d'autres métaux, et pour des températures différentes, on lui a donné le nom de **supra-conductibilité.**

Les métaux présentant cette propriété sont appelés **supra-conducteurs** et la température à partir de laquelle se produit la chute de résistance constitue la **température critique.**

Cette variation ne se produit pas, cependant, pour tous les métaux, mais seulement pour quelques-uns et, en raison de la faiblesse de la résistance, lorsqu'un courant circule danc un circuit supra-conducteur, il continue à se propager pendant un temps très long, qui peut être théoriquement infini !

Ce phénomène n'est pas le seul que l'on constate lorsque l'on étudie la **cryogénie,** c'est-à-dire **la science des froids intenses ;** des bobinage de plomb deviennent, par exemple, aussi élastique que des resorts d'acier !

Mais ce sont **les effets électriques** de la supra-conductibilité qui sont les plus remarquables, et ont déjà permis la création d'éléments électroniques révolutionnaires.

Lse applications les plus importantes sont dues cependant, à une propriété secondaire découverte également par Kamerlingh Onnes et qui consiste **dans la suppression plus ou moins complète de cet effet de diminution de la résistance électrique sous l'action d'un champ magnétique.** Si l'intensité de ce champ augmente au-delà d'une certaine valeur, appelée **champ magnétique critique,** le métal reprend ainsi plus ou moins sa résistance électrique normale, mais, plus la température est basse, plus le champ magnétique nécessaire pour supprimer la supra-conductibilté doit être intense (figure. 1).

Pour obtenir des températures extrêmement basses, on utilise, d'ailleurs, généralement l'hélium et l'hydrogène liquides. L'azote liquide est employé comme réfrigérant pour des températures un peu plus élevées et comme matériau isolant pour les froids intenses.

LES CRYOTRONS NOUVEAUX ELEMENTS AMPLIFICATEURS

En pratique, on utilise l'effet d'un champ magnétique produit par des bobinages de fils conducteurs pour réaliser des éléments cryogéniques de fonctionnement pratique, comme détecteurs, ou amplificateurs.

Il est difficile, en général, de produire des champs magnétiques intenses, par suite de la chaleur produite par le passage du courant électrique élevé ; mais lorsque les bobinages deviennent supra-conducteurs, leur résistance s'abaisse à une valeur pratiquement nulle, et ils laissent passage à des courants élevés presque sans production de chaleur.

Il y a pourtant une valeur limite qui peut traverser le fil conducteur d'un bobinage avant la destruction de sa propre supra-conductibi-

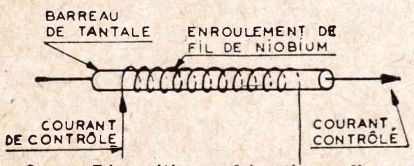


FIG. 2. — *Disposition schématique d'un cryotron sous sa forme initiale.*

lité ; en effet, un courant électrique produit toujours un champ magnétique qui suffit pour supprimer la supra-conductibilité lorsque l'intensité est suffisante.

L'élément supra-conducteur initial joue un rôle amplificateur et contacteur et qui peut permettre d'envisager la transformation d'un très grand nombre de montages électroniques, a été baptisé en 1956 « **Cryotron** » par son inventeur, le Dr A. Buck de l'Institut de Technologie du Massachusetts.

Le cryotron, sous sa forme initiale, est constitué par une tige de tantale, d'une longueur d'environ 12 mm, entourée par un bobinage de fil de niobium isolé à peu près sur toute sa longueur. L'ensemble est plongé dans l'hélium liquide, de façon à être maintenu à une température de l'ordre de 4,2° K; à cette température, le tantale et le niobium sont supra-conducteurs et ne présentent pratiquement pas de résistance. Le courant à contrôler traverse donc la tige de tantale qui ne lui offre pas de résistance (fig. 2).

Si l'on fait maintenant passer un courant dans l'enroulement de nobium, il en résulte la production d'un champ magnétique qui diminue plus ou moins la supra-conductibilité de la tige de tantale ; celle-ci présente donc une résistance, et le courant est réduit.

Le nobium est supra-conducteur depuis la température de 9,2° K et le tantale à 4,25° K seulement ; il suffit donc d'un champ magnétique assez faible, de l'ordre d'une centaine d'oersteds pour supprimer pratiquement la supra-conductibilité du tantale. En créant ainsi un champ par le passage du courant dans le fil du niobium, on arrête le courant passant par le fil de tantale, et on réalise **un véritable commutateur-relais**, efficace et simple.

La possibilité de faire varier brusquement la résistance de l'élément dans une proportion de l'ordre du milliard de fois permet d'établir **un véritable « robinet électrique »**, un contacteur capable d'ouvrir ou de fermer, sinon de modifier, un courant électrique.

On pourrait penser, en principe, qu'il suffit d'augmenter ou de diminuer légèrement la température d'un élément supra-conducteur, de part et d'autre de la température critique, pour obtenir ce même résultat d'ouverture et de fermeture du circuit ; mais cette méthode ne serait pas pratique, car elle exigerait une dépense relativement grande d'énergie, et ne permettrait qu'une durée de fonctionnement relativement longue. Au contraire, la bobine de contrôle en niobium demeure supra-conductrice et peut être ainsi utilisée, sans consommer pratiquement de puissance.

Le courant qui traverse un élément de tantale peut être utilisée pour agir sur le bobinage d'un deuxième cryotron, de telle sorte qu'un cryotron peut en commander un autre, et ainsi de suite, en constituant des circuits complexes.

Une nouvelle forme de cryotron a pu être réalisée récemment en remplaçant la tige et l'enroulement correspondant par des minces couches de métal déposées sur des plaques de verre ; ces éléments fonctionnant environ mille fois plus vite que les modèles primitifs. On utilise pour leur réalisation les techniques modernes de dépôts dans le vide, en vaporisant un métal à partir d'une source chaude placée dans le vide et la vapeur métallique se dépose.

LE CRYOTRON AMPLIFICATEUR

Le cryotron est, dès à présent, utilisé comme un commutateur, et un système à bascule à grande vitesse de fonctionnement par « tout ou rien » ; mais en principe, il peut également servir comme **amplificateur de modulation aussi bien qu'un tube à vide ou un transistor.**

Il suffit, en effet, d'envisager une courbe de variation de la résistance qui présente une partie critique moins rectiligne, et plus progressive, et ainsi, en faisant agir des champs magnétiques très faibles, on peut envisager une variation de résistance beaucoup plus porgressive.

On peut ainsi envoyer un courant haute fréquence, sinon à basse fréquence, dans le bobinage de contrôle d'un cryotron et obtenir de cette manière, même si le courant de commande est infime, des variations très importantes dans la tige de tantale. Cette dernière, dans les conditions de la supra-conductibilité, peut laisser passage à des courants relativement intenses, et il suffirait ainsi d'un seul élément pour obtenir un amplificateur efficace suffisant

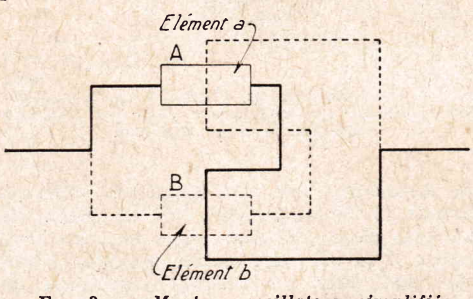


FIG. 3. — *Montage oscillateur simplifié à cryotrons.*

pour mettre en fonctionnement un haut-parleur. Le système peut être comparé au tube électronique triode, le fil de niobium correspondant au circuit de grille, et le fil de tantale au circuit de plaque.

En raison de l'immobilité des atomes à basse température, il ne se produit plus de bruits de fond, et grâce à l'intensité du courant possible le gain est très grand, l'inertie est pratiquement nulle et la résistance électrique également, d'où l'augmentation du rendement et la possibilité d'utiliser l'énergie.

Le cryotron peut également fonctionner en oscillateur en employant simplement deux fils croisés, comme on le voit sur la figure 3.

Si le courant parcourt le chemin A, il détermine la cessation de la supra-conductibilité de l'élément au tentale a, de sorte qu'il passe par le chemin B ; il agit alors sur l'élément b, et en même temps, l'élément A n'étant plus soumis à un champ magnétique, redevient supraconducteur. Le courant peut traverser le circuit A, et ainsi de suite ; le courant passe ainsi de A à B et de B en A, et le système titue un circuit oscillant d'une sim extrême.

L'AVENIR DES ELEMENTS A SUPRA-CONDUCTION

Les possibilités des éléments supra-co teurs sont si grandes, qu'elles justifient les complications actuelles apportées p systèmes spéciaux de réfrigération. Leu mier intérêt essentiel consiste dans leu mensions minuscules, même si on les co à celles des transistors, puisqu'un cryotro tenir sur le bout du doigt !

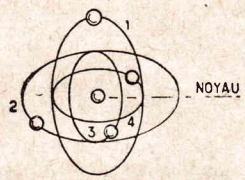


FIG. 4. — *Représentation symboliqu très élémentaire d'un atome.*

Il est donc possible de construire, dès sent, des montages électroniques portati pouront être remplis d'hélium liquide a ment utile ; les éléments supra-conducteu eux-mêmes, sont simples et peu coûteux les à construire en grande série.

Un autre avantage des éléments à température consiste dans la faible pui utile. Un calculateur électronique imp équipé avec des tubes à vide, peut cons une centaine de kilowatts, autant qu'un taine de fours électriques. Un calculateur ments supra-conducteurs n'a besoin, pou même, presque d'aucune énergie, mais da conditions actuelles, il faudra envisage sieurs kilowatts pour la réfrigération.

Ces éléments supra-conducteurs sont e sans doute, à la phase de laboratoire, continue à perfectionner d'autres disp fonctionnant à la température ordinaire.

D'AUTRES PRINCIPES ENCORE PLUS REVOLUTIONNAI

On considère surtout ces procédés p réalisation des liaisons à très grandes ces, grâce à l'emploi de nouveaux am teurs **à hyperfréquence et àfaible brui** sont le **Maser** et l'**amplificateur paramé** en particulier, le **Mavar.**

Le terme **Maser** correspond aux initia l'expression américaine « Microwaves fication by Stimulated Emission of tions », suivant une formation qui r celle du mot **Radar,** dérivé, on le sait, d pression « Radio Detection and Rangin

Ce terme a été employé, pour la pr fois, en 1955 par Ch. Townes et ses borateurs et appliqué à un appareil da quel **les techniques moléculaires** étaien sées pour déterminer un déséquilibre the dans un faisceau de molécules de ga moniac.

Le fonctionnement des masers est bas **sur des phénomènes moléculaires à l'in de certains corps ;** le phénomène initial permis sa réalisation a été découvert e par les physiciens anglais Cleeton et W en étudiant les vibrations de molécules

D'une manière élémentaire, les corp formés, on le sait, d'atomes constitués noyau central, autour duquel tournent d trons chargés d'électricité négative et par couches, ou orbites, comportant c un nombre bien déterminé d'électrons ble suivant chaque corps. Pour chaqu che, la caractéristique du mouvement de

tron présente une valeur également déterminée, appelée « spin », associée elle-même à une certaine quantité d'énergie, constituant ce qu'on appelle **le niveau d'énergie** (fig. 4).

Pour chaque orbite d'électrons, cette valeur est fixe, le diamètre de l'orbite, la vitesse et la masse de l'électron restant fixes, mais elle diffère d'une orbite à l'autre.

Plus les électrons sont près du noyau central, plus leur énergie est grande et les électrons extérieurs sont ainsi ceux qui présentent le plus faible niveau d'énergie et qui peuvent généralement, pour cette raison, être arrachés à l'atome et produire des effets extérieurs physiques ou chimiques.

Lorsqu'un électron, sous l'action d'un phénomène quelconque, saute brusquement d'une orbite à l'autre, le niveau de l'énergie correspondante varie aussi brusquement, de façon à correspondre à la valeur liée à la nouvelle orbite. Si le niveau d'énergie augmente, l'électron absorbe de l'énergie ; si le niveau diminue, l'électron rayonne de l'énergie.

Le fonctionnement du Maser est basé sur ce principe. Les atomes d'un matériau solide ou gazeux sont excités par un champ magnétique; si l'on fait agir un signal à hyperfréquence d'une manière convenable sur les atomes de ce corps, il produit le déplacement de certains électrons vers l'extérieur, c'est-à-dire plus loin du noyau, et sur une orbite et un niveau d'énergie inférieurs. **Il y a ainsi une radiation d'énergie à la même fréquence que le signal incident, avec un renforcement ou amplification qui peut être très considérable.**

Mais ce phénomène **ne se produit pas dans des conditions quelconques ;** il faut d'abord utiliser des corps solides ou gazeux particulièrement choisis et, la plupart du temps, maintenir le matériau utilisé à une température voisine du zéro absolu, en le plongeant dans l'hélium liquide, c'est-à-dire dans des conditions analogues à celles expliquées pour les amplificateurs cryogéniques étudiés précédemment.

Il faut enfin que le matériau actif produisant l'énergie d'amplification soit placé dans une cavité à hyperfréquence, et qu'on utilise un système d'alimentation fonctionnant constamment, et d'un type très particulier, constitué par un générateur à hyperfréquence et qu'on appelle **la pompe.**

En effet, l'énergie obtenue par le déplacement des électrons d'une orbite à l'autre n'est pas la même suivant le niveau, et il se produit des déplacements naturels irréguliers à l'intérieur de la molécule ; il faut donc utiliser une énergie extérieure, de manière que la radiation obtenue soit très supérieure à l'absorption d'énergie.

L'oscillateur local a une fréquence exactement choisie, et on modifie la composition du corps en ajoutant une impureté convenable, de façon à augmenter le nombre des électrons.

La « cavité » à hyperfréquence permet d'adapter les fréquences de l'oscillateur local et du signal pour obtenir le maximum de transfert d'énergie. La largeur de la bande de fréquence passante de ce système est assez étroite et la bande de fonctionnement du Maser lui-même est également plus ou moins étroite.

L'AMPLIFICATEUR MASER A GAZ

Le premier amplificateur Maser à gaz fonctionnait au moyen de gaz ammoniac ; il permet d'obtenir une largeur de bande extrêmement étroite, de l'ordre de 10 kc/s, qui rend possible, en particulier, la réalisation d'horloges dites « atomiques », d'une précision encore inconnue jusqu'ici. La vibration moléculaire interne se produit environ 24 milliards de fois à la seconde, ou avec plus de précision encore 23 milliards 870 millions 110.000 fois par seconde.

Cete vibration correspondant à 1,26 cm de longueur d'onde, ne produit pas directement l'énergie nécessaire ; elle est utilisée, en fait, pour régulariser les vibrations d'un circuit électrique qui fournit l'énergie. La vibration se produit dans le vide à une valeur de l'ordre de 1 mm de mercure.

Le principe d'un Maser amplificateur à ammoniac concentré sont envoyés dans une cavité de résonance, réglée sur la fréquence indiquée plus haut ; lorsque l'énergie à hyperfréquence passe à travers la cavité, elle détermine une émission de radiations à la fréquence de conversion et une amplification correspondante de l'énergie.

Lorsque l'appareil fonctionne en oscillateur, la stabilité de fréquence obtenue peut être d'une partie pour 10^{10} ; lorsqu'il fonctionne en amplificateur, il constitue un pré-amplificateur à faible puissance pouvant fournir une puissance maximale de sortie de quelques milli-crowatts.

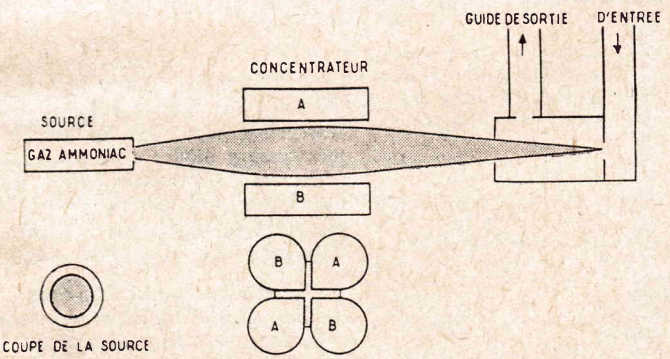


FIG. 5. — *Représentation schématique élémentaire d'un amplificateur maser à gaz.*

LES AMPLIFICATEURS MASERS A CORPS SOLIDES

Le développement des amplificateurs Masers est ainsi basé sur **le principe de la résonance nucléaire,** et le premier appareil d'essai à matériau solide de ce genre a sans doute été réalisé par Purcell et Pound en 1951. Ce dispositif d'expérience était constitué par un cristal de fluorure de lithium placé dans un champ magnétique de 6 376 œrsteds et disposé de façon à parvenir à un équilibre thermique pendant quelques minutes.

Le cristal acquiert alors une aimantation très nette ; il se produit des effets variables d'aimantation, qui déterminent la production de résonance magnétique des noyaux et de radiations extérieures.

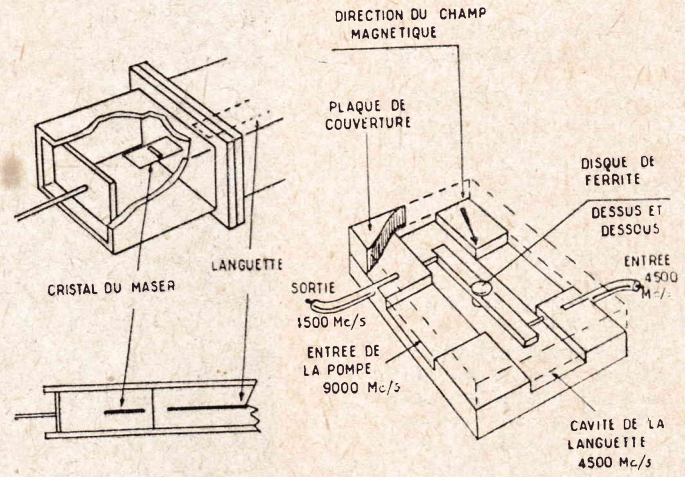


FIG. 6. — *Disposition schématique d'un amplificateur maser à cristal solide.*

La température joue un rôle important dans ces phénomènes et c'est pourquoi dans les plus récents dispositifs d'amplificateurs Masers à solides, on emploie, comme nous l'avons noté, les températures très basses obtenues par l'hélium liquide. On utilise ainsi un réseau cristallin de gadolinium composé de 0,5 % de gadolinium mélangé à l'éthyl-sulfate de lanthane ; ces cristaux sont placés dans un champ magnétique (figure 6).

Le cristal actif est placé dans une cavité à hyperfréquence réglée pour adapter les fréquences du générateur d'alimentation et du signal.

La cavité, par exemple, peut être établie pour résonner à deux fréquences sur 1 500 Mc/s et sur une harmonique proche de 10 000 Mc/s ; un volume de l'ordre de 60 cm³ peut alors convenir, soit 10 cm de long et 4 cm de diamètre extérieur. Le grand volume constitue la caractéristique de la fréquence très élevée pour laquelle la cavité fonctionne en demi-onde.

La cavité est remplie, en partie, avec un se sous la forme monocristalline plongé dans l'hélium liquide, et placé dans un champ d'envi von 1 000 œrsteds.

Dans ces conditions, le dispositif constitue un amplificateur à action continue à 1 500 Mc/s, pourvu qu'il soit actionné constamment avec une puissance de quelques milliwatts sur une fréquence de 10 000 Mc/s ; la puissance de sortie peut atteindre une valeur de l'ordre du milliwatt.

Cet appareil est réglable dans certaines limites par des variations simultanées du champ magnétique et de la fréquence du générateur d'alimentation à hyperfréquence.

LES AMPLIFICATEURS A ONDES PROGRESSIVES

Malgré ces possibilités de réglage limitées, la largeur de la bande de fréquences passante des amplificateurs Masers à solide est toujours ré

duite et, dans le cas où cette caractéristique est gênante, les techniciens américains ont cherché à établir des modèles différents, appelés **Masers à ondes progressives,** soit M.O.P. ou « Travelling Wave Masers », soit T.W.M.

Dans ces appareils, on utilise le rubis comme matériau actif, c'est-à-dire de l'alumine cristallisée à laquelle on ajoute une petite proportion de chrome.

Le rubis permet d'obtenir un amplificateur très stable, ayant une largeur de bande beaucoup plus grande et, par exemple, de 25 Mc/s pour une fréquence centrale de 5 900 Mc/s pouvant être accordée sur une gamme de 350 Mc/s. L'amplification obtenue avec des appareils de ce genre est cent fois plus grande qu'avec des tubes à vide.

ENCORE UN AUTRE PRINCIPE : LES AMPLIFICATEURS PARAMETRIQUES

Le but des amplificateurs paramétriques est le même que celui recherché avec les Masers, c'est-à-dire l'obtention d'une amplification efficace des signaux à hyperfréquence avec un bruit de fond extrêmement faible. C'est, en réalité, le Maser qui présente le bruit de fond le plus faible, mais il exige, comme nous venons de le voir, une température de fonctionnement voisine du zéro absolu et, par conséquent, l'installation d'un cryostat et aussi la production d'un champ magnétique.

L'amplificateur paramétrique à capacité variable produit un bruit de fond un peu plus élevé ; mais, par contre, il n'exige pas pour son fonctionnement des températures extrêmement basses, ni un champ magnétique puissant. Le fonctionnement de ces appareils est basé sur la variation d'un paramètre (d'où leur nom) tel que l'inductance (réactance inductive) ou la capacitance, c'est-à-dire la réactance capacitive.

Un signal à hyperfréquence peut ainsi être amplifié en l'appliquant sur une réactance que l'on fait varier à une fréquence à peu près double de celle de la fréquence du signal.

Si l'on pouvait utiliser une réactance pure, c'est-à-dire dépourvue de toute résistance ohmique, l'amplificateur ne produirait aucun bruit de fond ; en pratique, il demeure toujours une certaine résistance et, par suite, un léger bruit que l'on peut diminuer en étudiant soigneusement la construction.

Une première solution consiste à utiliser un élément de ferrite disposé dans un guide d'ondes de structure convenable, en l'alimentant par un générateur à hyperfréquence, ou **pompe,** plus ou moins analogue au générateur du Maser et qui fait varier son inductance. Cette inductance variable est utilisée pour amplifier le signal.

Mais la solution habituelle consiste plutôt à utiliser une diode semi-conductrice jouant le rôle de condensateur variable ou **varicap** comme élément à réactance variable.

La capacité de la diode varie en fonction de la tension appliquée à ses bornes ; on la monte dans un guide d'ondes convenable, et on l'alimente au moyen d'**une pompe,** comme dans les cas précédents. On fait ainsi varier la réactance capacitive, ce qui permet d'obtenir l'amplification du signal (figure 7).

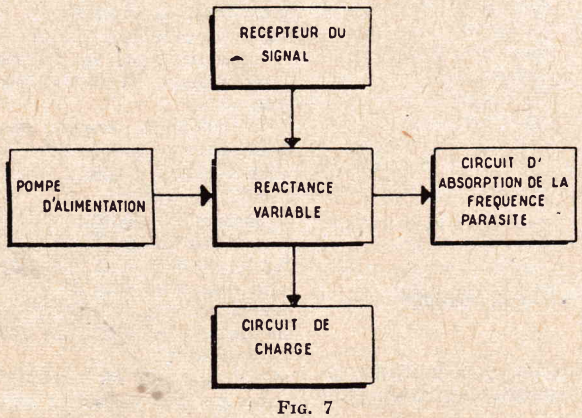
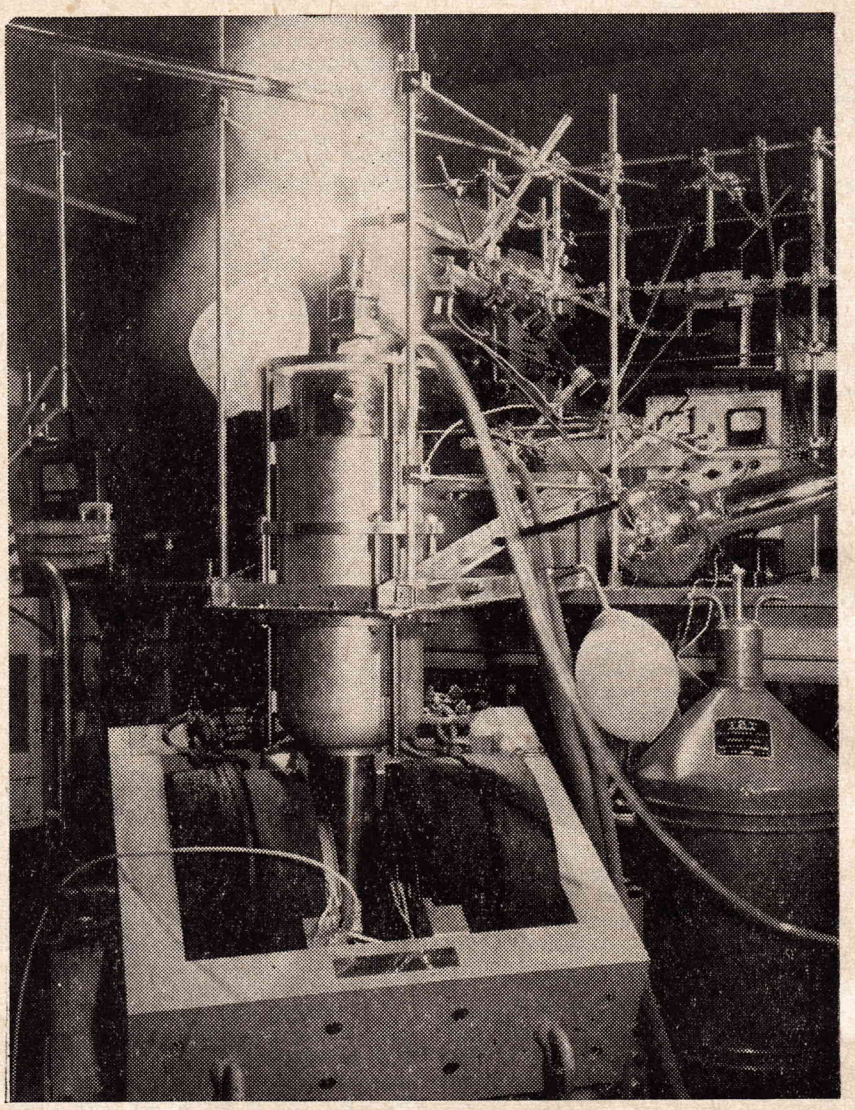


FIG. 7

D'une manière très élémentaire, on peut comparer un amplificateur de ce genre à un système changeur de fréquence d'un récepteur superhétérodyne, mais ici l'oscillateur local, ou pompe, agit sur une réactance et non sur une résistance, et on obtient un effet d'amplification.

LE ROLE ET L'AVENIR DES AMPLIFICATEURS A FAIBLE BRUIT

Les Masers et les amplificateurs paramétriques constituent maintenant des dispositifs de choix dans les appareils à micro-ondes, en particulier, pour les applications militaires, les radars, ou les télécommunications. Les études entreprises pour l'emploi des dispositifs paramétriques à diodes semi-conductrices dans des adapteurs de télévision à ultra-haute fréquence permettent aussi d'envisager la possibilité d'applications plus courantes, et même du domaine d'amateurs dans quelques années.



Maser en cours d'expérimentation au Département de Physique Appliquée de la CSF (cliché CSF).

L'amplification en micro-ondes est désormais étudiée par de très nombreux chercheurs, aussi bien dans des buts scientifiques et militaires, qu'industriels, et l'usage le meilleur des Masers, à l'heure actuelle, se révèle pour les liaisons avec les satellites sous la forme des modèles à ondes progressives qui permettent d'obtenir une bande de fréquences plus large.

Parmi les réalisations récentes obtenues avec les éléments paramétriques à diode de jonction, on peut citer les liaisons assurées dans le Nord du Canada et le Groënland sur une distance de plus de 600 milles. Les essais réalisés sur les prototypes ont montré qu'il était possible d'obtenir une amélioration du bruit de fond supérieur à 2 dB avec un accord effectué sur une longueur de bande dépassant 100 Mc/s.

LE "PIONNIER V"

Récepteur à 7 transistors - Etage HF accordé Gammes PO-GO-OC.

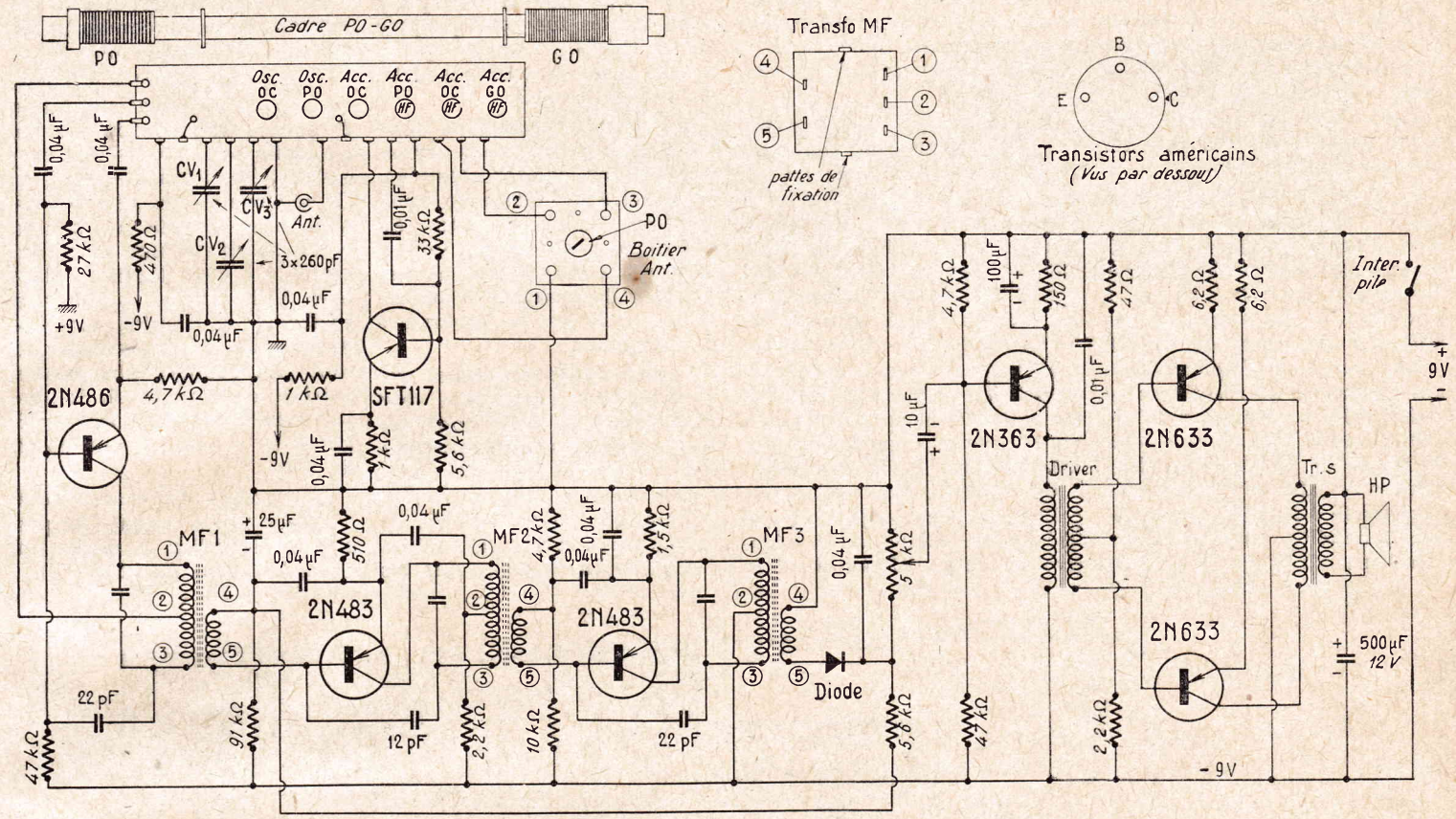


FIG. 1. — *Schéma de principe du récepteur.*

LE récepteur décrit ci-dessous est caractérisé par une excellente sensibilité, grâce à l'utilisation d'un étage amplificateur haute fréquence accordée, équipé d'un transistor Drift SFT 117. Le bloc comprend 5 poussoirs : antenne, cadre, GO, PO, OC. La réception des gammes PO et GO se fait soit sur cadre ferroxcube de 200 mm, faisant partie du bloc, soit sur bobinages spéciaux d'entrée commutés par la touche « cadre ». Ce récepteur peut donc être utilisé avec satisfaction en voiture : il suffit de relier l'antenne de la voiture à la prise d'antenne auto et d'appuyer sur la touche « antenne » du bloc.

Les fonctions des 7 transistors sont les suivantes : SFT 117, amplificateur haute fréquence accordée ; 2N486, oscillateur modulateur, changeur de fréquence ; deux 2N483, amplificateur moyenne fréquence 2N363, préamplificateur driver ; deux 2N633, amplificateur push-pull de sortie.

Le haut parleur est un modèle de 10 cm de diamètre. L'alimentation s'effectue sous 9V.

SCHEMA DE PRINCIPE

Comme nous venons de l'indiquer, le cadre bâtonnet de 200 mm de longueur, fait partie du bloc. Le boîtier antenne, avec ses quatre cosses de sortie et ses deux noyaux de réglage supérieur (réglage GO) et inférieur (réglage PO) est, par contre, séparé du bloc à poussoirs.

Le branchement des cosses du bloc et du boîtier antenne est clairement représenté sur le schéma de principe de la figure 1. Le boîtier antenne est vu par dessous. Trois petits trous de la plaquette de bakélite supportant les quatre cosses de sortie, symétriques, permettent de repérer ces cosses.

Le branchement dans l'ordre de succession des cosses du bloc est le suivant :

1° Prise n° 2 du transformateur moyenne fréquence MF1.

2° Base du transistor changeur de fréquence SFT117 par un condensateur série de 0,4µF.

3° Emetteur du SFT117 par un condensateur série de 0,04 µF.

4° — 9 V par l'intermédiaire de la cellule de découplage de 0,04 µF-470Ω.

5° Lames fixes de CV1.

6° Lames fixes de CV2.

7° Lames fixes de CV3.

8° Masse.

9° Prise antenne auto.

10° Collecteur du transistor amplificateur HF SFT117.

11° Base du SFT117 par un condensateur de 0,01 µF.

12° — 9 V par la cellule de découplage 1 kΩ — 0,04 µF.

13° Cosse n° 4 du boîtier antenne.

14° Cosse n° 3 du boîtier antenne.

15° Cosse n° 2 du boîtier antenne.

La cosse n° 1 du boîtier antenne est reliée à la ligne de masse (+9V).

On remarquera que certaines cosses du bloc représentées sur le schéma, ne sont pas reliées.

L'émetteur du SFT117 est stabilisé par la résistance de 1 kΩ découplée par un condensateur de 0,04 µF et sa base est alimentée par le pont 33 kΩ - 5,6 kΩ entre — 9 V après découplage et masse.

Les valeurs d'éléments du transistor oscillateur-modulateur MF1 sont classiques. L'oscillation est obtenue par un couplage émetteur-collecteur. L'enroulement 2-1 du primaire du premier transformateur moyenne fréquence se trouve en effet alimenté par l'intermédiaire d'un enroulement spécial couplé à l'enroulement du bobinage oscillateur. Ce dernier étant relié au circuit de l'émetteur, le couplage émetteur-oscillateur est assuré.

Les tensions d'accord du cadre sont transmises par la prise d'adaptation et par le condensateur de 0,04 µF à la base du transistor SFT 117.

Les numéros en regard des extrémités des enroulements des trois transformateurs moyenne fréquence, qui sont identiques, correspondent à la disposition des cosses de sor-

tie indiquée sur la partie inférieure du schéma. Toutes les sorties n° 2 correspondent aux prises d'adaptation du primaire, les sorties n° 1 au collecteur et les sorties n° 3 aux extrémités supérieures des enroulements primaires.

On remarquera que pour améliorer la stabilité de l'amplificateur MF, un condensateur de neutrodynage de 22 pF est branché entre l'extrémité 3 de MF1 et la base du 2N486.

Les transformateurs MF, ainsi que le bloc à touches sont de marque SFB.

Le premier transistor amplificateur MF 2N483 est commandé par les tensions de CAG transmises après filtrage par l'ensemble 5,6 kΩ - 25 µF à l'extrémité 4 du secondaire de MF1. La résistance de 91 kΩ, reliée au — 9 V polarise la base au repos. La résistance de stabilisation d'émetteur, de 510 Ω, n'est pas découplée à la masse et les deux condensateurs de 0,04 µF, découplant l'extrémité 4 de MF1 et l'extrémité 2 de MF2 retournent à cet émetteur.

Le neutrodynage du premier amplificateur MF est assuré par un condensateur céramique de 12 pF entre l'extrémité 3 de MF2 et la base.

Le schéma du deuxième étage amplificateur MF est légèrement différent. La tension de base est fixe (pont 10 kΩ - 4,7 kΩ entre — 9 V et masse) et les valeurs des résistances de stabilisation d'émetteur et d'alimentation collecteur sont plus élevées.

Les tensions, détectées par la diode (OA85 ou similaire) sont disponibles entre les extrémités du potentiomètre de volume de 5 kΩ et appliquées par un condensateur de 10 µF sur la base du transistor driver 2N363, dont la polarisation est assurée par le pont 47 kΩ — 4,7 kΩ entre — 9V et masse.

L'étage de sortie push-pull équipé de deux 2N633 travaille en classe B et sa polarisation est déterminée par le pont 2,2 kΩ-47Ω entre — 9V et masse.

On remarquera qu'aucune cellule de découpage n'est utilisée pour l'alimentation négative des étages BF. Un condensateur électrochimique de 500 µF est monté entre les lignes + et — 9V.

L'interrupteur du potentiomètre de volume relie le + 9V à la ligne de masse.

MONTAGE ET CABLAGE

Les éléments du récepteur sont montés sur deux plaquettes de bakélite : une plaquette horizontale et une plaquette cadran verticale.

La première plaquette comporte deux échancrures correspondant au condensateur variable et à la culasse du haut-parleur. Cette plaquette est fournie avec ses cosses, œillets et trous correspondant à ceux du plan de la figure 2 qui représente la partie supérieure du récepteur.

Fixer le bloc à touches sur la plaquette horizontale par deux tiges filetées dont les emplacements sont mentionnés sur la figure 3. La partie supérieure du bloc doit se trouver à 5 mm de hauteur environ de la plaquette. Avant la fixation définitive du bloc, monter les

deux tiges filetées se trouv
sous le bloc et servant à m
tenir le saladier du haut-
leur du côté opposé de la
quette, à 15 mm environ
cette plaquette.

La plaquette cadran, perp
diculaire à la précédente,
fixée par deux vis au b
Cette plaquette supporte le
tentiomètre et le condensa
variable de 3×260 pF.

Une petite barrette à 5
ses supporte le transistor ha
fréquence SFT117 dont les
de sortie sont soudés aux
sses E (émetteur) B (base)
C (collecteur). On remarqu
que cette barrette n'a qu'
cosse soudée à une cosse
sortie du bloc (cosse col
teur SFT117), ce qui ass
également sa fixation. Les
tres cosses de la barrette
sont pas soudées aux co
voisines du bloc. Un fil de
son relie la cosse 1 kΩ —
kΩ de la barrette à une co
du bloc.

Les points de masse s
marqués × sur le plan. Ne
oublier de relier la masse
CV à la masse du bloc.

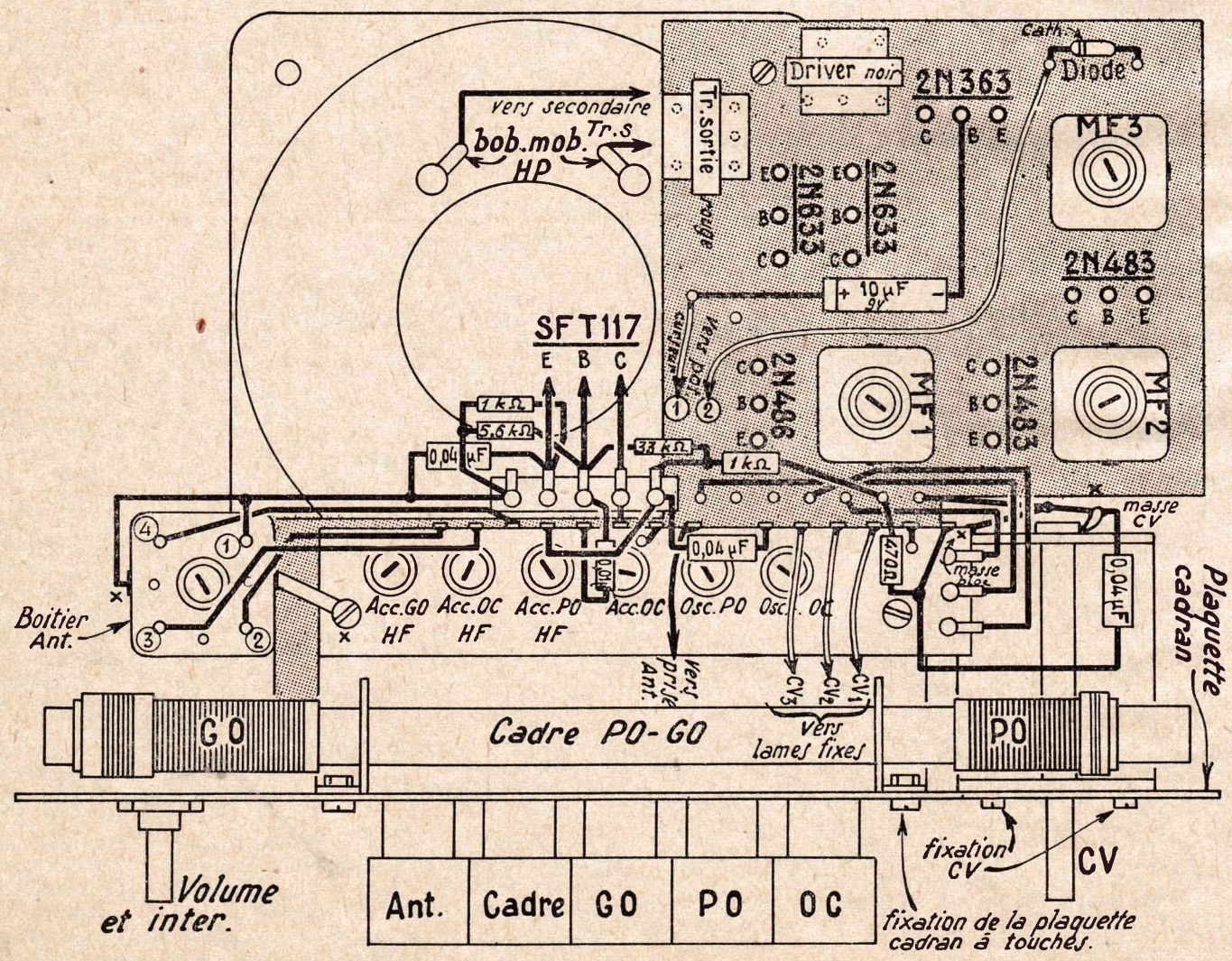


Fig. 2

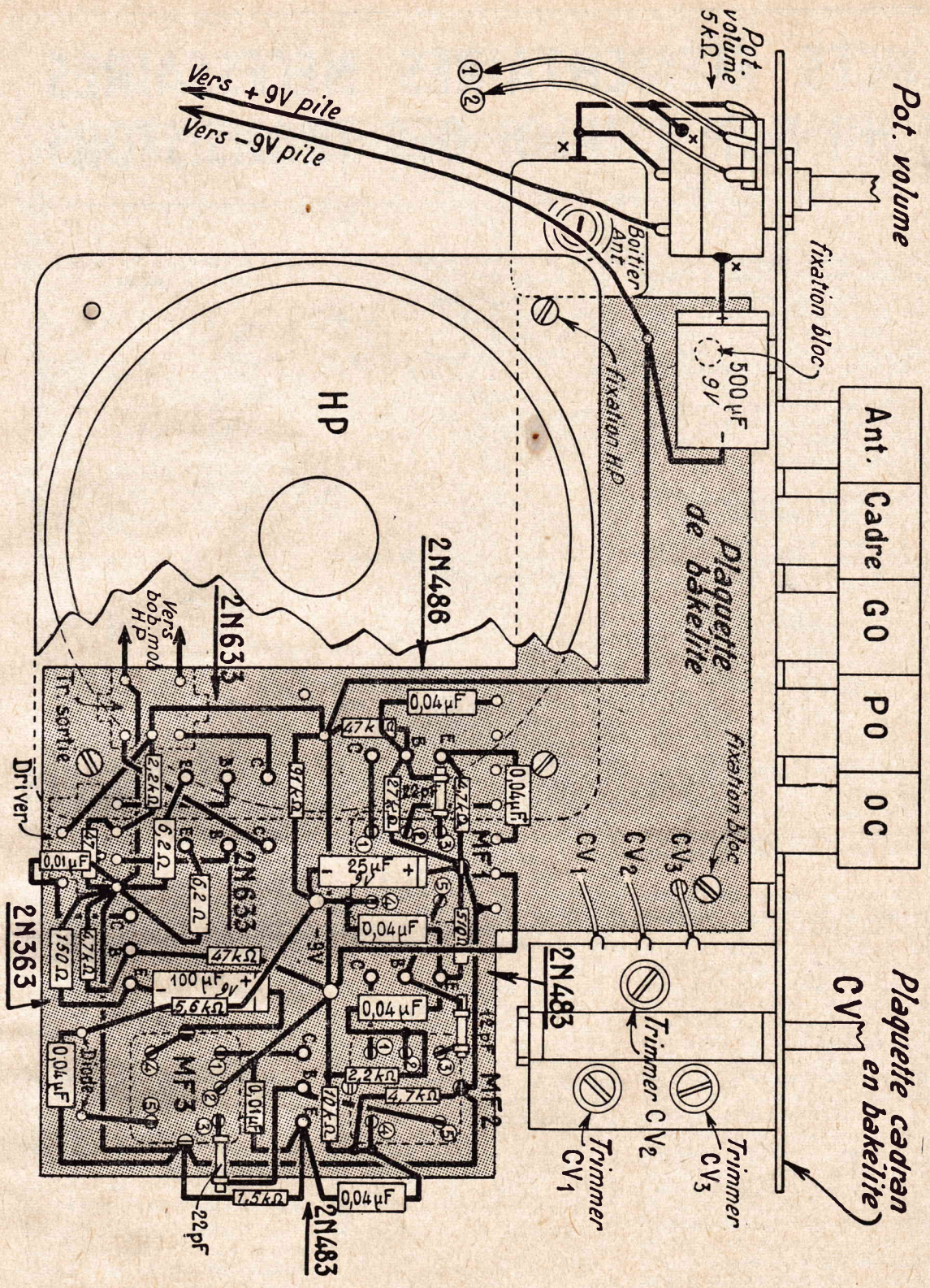


FIG. 3

Le boîtier antenne est fixé à proximité du bloc comme indiqué par la figure 2 : l'une des pattes de fixation du boîtier est soudée à la masse du bloc et l'autre à la ligne de masse et à la masse du potentiomètre.

Les électrodes des transistors sont repérées sur les parties supérieure et inférieure de la plaquette. Les fils de sortie des transistors sont soudés directement aux cosses correspondantes de la plaquette ; leur longueur est suffisante (15 mm) pour ne pas chauffer les transistors si l'on prend un minimum de précautions.

ALIGNEMENT

Les transformateurs moyenne fréquence sont accordés sur 455 kc/s. Pour l'alignement du bloc, procéder dans l'ordre suivant :

1° Sur la *gamme PO « antenne »* fermer les lames du CV complètement. Injecter du 520 kc/s sur la cosse « Antenne ». Régler le noyau oscillateur puis les noyaux « Accord PO-HF et Accord PO-Antenne » au maximum.

Enfoncer ensuite les touches « PO » et « Cadre » et régler le bobinage PO du cadre ferroxcube (déplacement latéral du bobinage).

2° Ouvrir le CV au maximum. Injecter du 1 604 kc/s et régler le trimmer du CV oscillateur, le trimmer du CV haute fréquence et le trimmer du CV accord.

3° *Enfoncer les touches GO et Antenne.* Régler les noyaux accord GO-HF et accord GO-Antenne, l'hétérodyne étant sur 1 500 kc/s, puis *les touches GO et Cadre enfoncées,* régler la bobine accord GO toujours sur 1 500 kc/s (déplacement latéral du bobinage GO sur le bâtonnet).

4° Pour la gamme OC, sur antenne seulement, l'alignement est réalisé CV fermé sur 5,9 Mc/s et CV ouvert sur 8,5 Mc/s. Régler le noyau oscillateur et les noyaux accord antenne et accord HF.

Les noyaux d'accord PO et GO antenne sont respectivement disposés sur les parties inférieure et supérieure du boîtier antenne. Les emplacements des autres noyaux : oscillateur OC, oscillateur PO, accord OC antenne, accord PO HF, accord OC HF, accord GO HF, sont indiqués sur le schéma de principe et sur le plan.

PIONNIER V

AVEC H.F. ACCORDEE

(décrit ci-dessus)

— Ebénisterie + décor métal	NF	**28,50**
— Châssis avec cosses rivées	NF	**6,00**
— Bloc + cadre + boîtier d'antenne ...	NF	**42,20**
— Jeu de 3 MF	NF	**10,50**
— C.V. **« spécial »** 3x250 avec cadran **« spécial »**	NF	**14,50**
— H.P. 104 gros aimant. Prix	NF	**16,50**
— Transfo driver ...	NF	**7,00**
— Transfo de sortie.	NF	**7,00**
— Pile 9 V	NF	**4,60**
TOUT LE PETIT MATERIEL (fils, visserie, soudure, résistances, potentiomètres, condensateurs, etc.)	NF	**28,45**
— Diode	NF	**2,00**
— Le jeu des 7 transistors (2N363, 2x2N633, 2x2N483, 2N486, SFT 117)	NF	**71,00**
COMPLET en pièces détachées		**238,25**

TERAL

26 bis, 26 ter, rue Traversière

PARIS-XII^e^

(Métro Gare de Lyon)

DOR. 87-74 C.C.P. 13 03966 Paris

Tous nos ensembles étant divisibles, chaque pièce de nos montages peut être acquise séparément, SANS AUGMENTATION DE PRIX.

CONNAISSANCES ÉLÉMENTAIRES NÉCESSAIRES POUR FAIRE UN BON EMPLOI DES TRANSISTORS

(SUITE - voir N° 1028)

LA STABILISATION

NOUS avons vu qu'il faut essayer d'obtenir une position stable du point de fonctionnement d'un étage amplificateur (par exemple) et qu'il faut éviter une augmentation de la température de la jonction. Un radiateur contribue à donner à un montage ces propriétés, mais le radiateur n'est jamais parfait et malgré ses qualités, il y aura toujours une variation du courant collecteur, plus ou moins grande, mais pas nulle. Il faut avoir recours aux dispositifs électriques de stabilisation.

En quoi consiste la stabilisation ? Stabiliser un montage à transistor, c'est faire en sorte qu'une augmentation du courant résiduel de collecteur — I_{CEO} soit compensée par une diminution du courant de base. Dans le montage en émetteur commun d'un transistor dont le gain en courant est 40, si — I_{CEO} augmente de 40 microampères il faut que — I_B diminue de 1 microampère.

L'augmentation de la température de jonction dès qu'on alimente un transistor est donnée par la relation déjà connue :

$$\Delta T_j = K P_c$$

Nous savons que K est la résistance thermique du transistor et que, pour un transistor OC72, on a K = 0,4 degré par milliwatt. Cette augmentation de T_j donne un accroissement de I_c : ΔI_c ; cet accroissement intervient dans l'expression de la puissance :

$$\Delta P_c = V_{CB} \times \Delta I_c$$

Pour que la stabilité thermique soit bonne, il faut que le rapport $\Delta P_c / P_c$ soit inférieur à l'unité

$$\frac{\Delta P_c}{P_c} = V_{CB} \times \frac{\Delta I_c}{\Delta T_j} \times S$$

FACTEUR DE STABILITE

Le facteur de stabilité S est défini par le rapport suivant :

$$S = \frac{\text{Variation du courant collecteur dans un circuit stabilisé}}{\text{Variation du courant collecteur dans un circuit non stabilisé}}$$

Pour simplifier l'écriture, nous écrirons :

$$S = \frac{x}{y}$$

On peut déterminer y quand on connaît l'étendue de la variation de température à laquelle le transistor sera soumis et les paramètres du transistor avec leur dispersion. La valeur de x est imposée par le courant collecteur fixé par le fonctionnement même de l'étage en vue d'un déplacement symétrique du point qui représente la valeur instantanée de — I_c au long de la droite de charge. Une valeur faible de S sera l'indice d'un circuit bien stable.

Nous allons passer en revue les différents procédés qui sont utilisés pour la stabilisation des circuits équipés de transistors.

MONTAGE STABILISATEUR PAR CONTRE-REACTION

La figure 102 montre un étage amplificateur stabilisé au moyen du dispositif à contre-réaction.

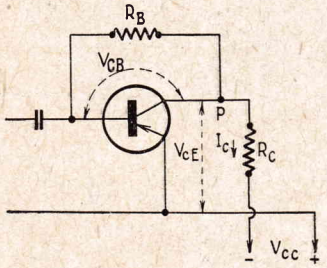


FIG. 102. — *Etage amplificateur stabilisé par contre-réaction parallèle.*

C'est le plus simple des systèmes utilisés, il ne nécessite pas d'élément supplémentaire par rapport à un circuit non stabilisé, la résistance R_B doit toujours exister, elle revient au collecteur au lieu d'être connectée au moins à la source. Evidemment, il y aura une perte dans l'amplification de l'étage par suite de l'effet de contre-réaction, et aussi une diminution de la résistance d'entrée de cet étage.

Le mécanisme du fonctionnement du système est le suivant : si le courant collecteur augmente, la chute de tension $R_c I_c$ croît, la tension collecteur diminue, le point p devient moins négatif comme la base qui y est reliée, ce qui provoque la diminution de — I_c recherchée. Une certaine stabilisation s'établit ainsi, pour un circuit dans lequel — I_c est grande par rapport à — I_{CEO}.

On peut écrire :

$$\frac{\Delta I_c}{I_c} \approx S \frac{\Delta \beta}{\beta}$$

avec $$S = \frac{1}{1 + \beta \dfrac{R_c}{R_B + R_c}}$$

S est le coefficient par lequel il faut multiplier la variation de — I_c qui se produirait pour un même montage en l'absence de stabilisation.

Le courant de base — I_B est à peu près égal à V_{CB}/R_B.

Un étage amplificateur étant déterminé, tension, charge R_C, courant collecteur aussi, on peut calculer R_B :

$$R_B = \frac{V_{CB}}{I_B}$$

V_{CB} est la tension entre le point p et la base ou la masse

$$V_{CB} = V_{CC} - R_C I_C$$

La valeur de R_B est imposée par les caractéristiques fixées pour le montage, par V_{CB} qui est fonction de — I_C et par — I_B dont une certaine valeur doit être atteinte pour que l'on puisse obtenir le I_C fixé.

Il n'est donc pas possible, avec ce montage, de commencer les calculs avec une valeur donnée de S ; il faut tout déterminer et calculer S, pour finir, au moyen de la relation ci-dessus. On saura si plus stable que si la résistance R_B le montage est deux fois, cinq fois était reliée au moins de la source ; c'est là déjà une information précieuse.

Exemple d'application. — Soit un étage amplificateur équipé d'un transistor OC71, la tension d'alimentation est V_{CC} = 9 volts, les caractéristiques de l'amplificateur ont conduit à adopter une résistance de charge de 3 kΩ. La droite de charge tracée sur un réseau I_C V_C permet de conclure que, pour un transistor aux caractéristiques moyennes publiées, le courant moyen est — I_C = 1,5 mA. Le courant de base qui y correspond est de l'ordre de 25 µA.

La tension V_{CB} est :

$$V_{CB} = 9 - (3 \times 10^3 \times 1{,}5 \times 10^{-3}) = 4{,}5 \text{ volts}$$

La valeur de R_B doit être :

$$R_B = \frac{V_{CB}}{I_B} = \frac{4{,}5}{25 \times 10^{-6}} = 180\,000\ \Omega$$

Nous pouvons calculer le facteur de stabilité à l'aide de la relation donnée plus haut.

On trouve S = 0,56.

Ce nombre signifie que l'on peut écrire, pour un montage dans lequel la résistance R_B serait re au moins de la source :

$$\Delta I_C = \Delta I_{CEO}$$

On peut, avec le système p posé, appliqué à l'étage pris p exemple, écrire :

$$\Delta I_C = 0{,}56\ I_{CEO},$$

ce qui veut dire que la va tion de courant de collecteur s réduite de moitié.

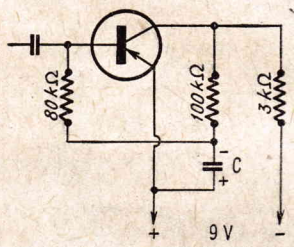


FIG. 103. — *Découplage par forte capacité C placée sur une fr tion de la résistance de renvoi. continu, le circuit conserve ses p priétés ; en alternatif, il n'y a de perte d'amplification.*

Plus la valeur de S est fail meilleure est la stabilité ; ce dernière est améliorée quand est de valeur élevée, mais l'effi cité du dispositif devient n quand la charge du collecteur constituée par un transformate alors R_C est de l'ordre de quelq dizaines d'ohms, en valeur de ré tance pure.

La stabilisation est meille avec une valeur peu élevée de Si R_C est forte, il faut que la leur de la tension d'alimentat soit grande. Une faible valeur R_B correspondant aussi à un c rant collecteur fort donc à chute de tension $R_C I_C$ élevée.

La formule générale don montre que la valeur de S d'autant plus faible que le coe

Il existe, évidemment, une contre-réaction en alternatif, par le renvoi du collecteur sur la base. On peut, pour réduire cet effet, fractionner R_B en deux parties (fig. 103), on ferait par exemple 100 kΩ et 80 kΩ pour la résistance calculée ci-dessus. Un condensateur de 10 µF assurerait le découplage . En continu, rien ne serait changé et au point de vue alternatif la tension renvoyée serait nulle avec une capacité assez forte pour la fréquence la plus basse.

MONTAGE STABILISATEUR DIT A 1/2 V_{cc}

Ce montage est particulièrement intéressant dans le cas d'un étage de sortie classe A sans transformateur, avec emploi d'une bobine mobile de résistance appropriée fonction de la charge optimale qui doit être placée dans le circuit collecteur du transistor. Dans le cas d'un transistor OC72, alimenté sous 12 volts, avec un courant de repos de 25 mA, la valeur optimale de la charge est 240 ohms, la puissance BF obtenue est de l'ordre de 75 mW. Mais, le circuit est applicable également dans le cas d'étages dont la charge est constituée par une résistance.

Considérons le circuit de la figure 102, la tension entre collecteur et émetteur V_{CE} est fonction du courant — I_C. Si — I_C monte et que V_{BE} demeure constante, V_{CE} diminue. Que fait alors la puissance dissipée au collecteur ?

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C$$
$$P_C = V_{CE} \times I_C =$$
$$(V_{CC} - R_C I_C)\, I_C$$
$$= I_C V_{CC} - I_C^2 R_C$$

Une démonstration mathématique permet de dire que le circuit sera stable à condition que

$$R_C I_C = 1/2\ V_{CC}$$

Il faut perdre la moitié de la tension de la batterie dans la charge.

Revenons à la figure 102, c'est le courant de fuite I_{CEO} lui-même qui fixe le point de fonctionnement en fonction de la température de la jonction T_J, quand cette valeur augmente, P_C diminue. Le point de fonctionnement P, sur la figure 104 a été choisi de façon qu'il soit situé au milieu de la droite qui représente la résistance de charge, on a :

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C}$$

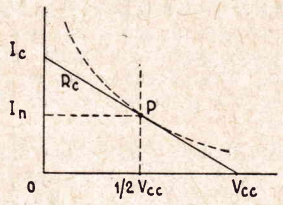


FIG. 104. — *Le point de fonctionnement P est choisi au milieu de la droite de charge ; au repos, la tension de collecteur est égale à 1/2 Vcc, par un choix judicieux de la valeur de Rc.*

Le point de fonctionnement va se déplacer au long de la droite de charge, selon le transistor et les variations de température. Si V_{CC} varie, la droite de charge se déplacera parallèlement à elle-même. Quand T_J augmente, le point tend à se déplacer vers la gauche, quand T_J diminue il tend à se déplacer vers la droite. Rappelons qu'à des températures très basses ou avec des tensions d'alimentation très faibles, l'influence de l'augmentation de la tension base-émetteur V_{BE} correspondant à une valeur de — I_C peut apparaître.

Avec R_C choisie, la différence entre la température de fonction nominale T_J du point de fonctionnement et la température ambiante $T_{amb.}$ est à son maximum.

$$T_J - T_{amb} = KP_C$$

et P_C est aussi à sa valeur maximale.

On choisit R_B pour que dans le schéma on ait :

$$I_C = \frac{1}{2}\,\frac{V_{CC}}{R_C}$$

et dans le circuit de la figure

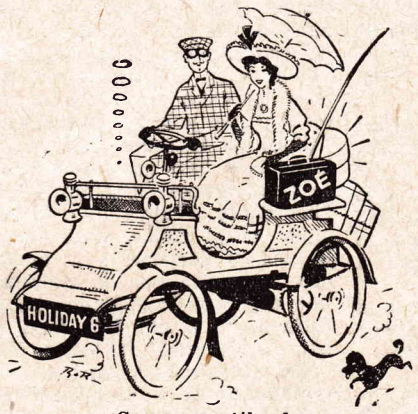
$$I_C + I_B = \frac{1}{2}\,\frac{V_{CC}}{R_C}$$

On peut calculer la valeur de la résistance de base en déterminant le courant

$$I_B = \frac{I_C - I_{CEo}}{\beta}$$

Dans le cas où V_{CC} et la température ne sont pas bien élevées on peut négliger la tension entre base et émetteur V_{BE} et écrire pour le circuit de la figure 105

VOUS PARTEZ ? NOUS AUSSI



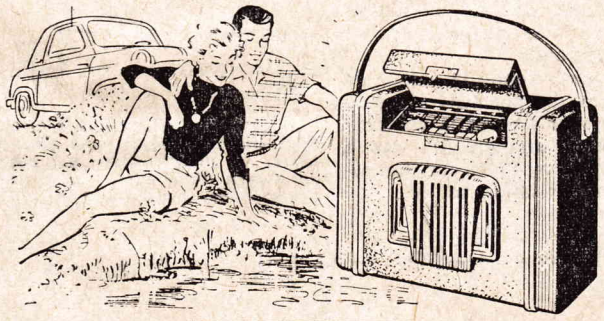
NOUS PRENONS LA CLE DES CHAMPS
LE 1er AOUT
REOUVERTURE :
LE 22 AOUT
A 9 HEURES TAPANT NOUS SERONS A VOTRE SERVICE

SOYEZ PRUDENT

BON REPOS POUR VOUS ET VOTRE FAMILLE

Soyez gentils de passer vos commandes le plus tôt possible, merci !

RECTA **ZOE ZETAMATIC HF7** RECTA
7 TRANSISTORS HAUTE FRÉQUENCE
PUISSANCE ET MUSICALITE
★ **REMARQUABLES** ★



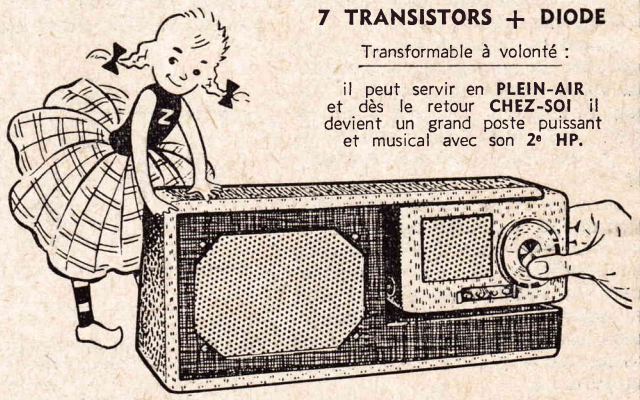
PO - GO - OC	EN VOITURE	PO - GO - OC
POUR CHEZ SOI		EN PLEIN AIR

Châssis en pièces détachées du ZOE ZETAMATIC HF7..... 119.90
Toutes les pièces peuvent être vendues séparément.
Le jeu de 7 Transistors de première qualité, avec bulletin de garantie, vérifiés et contrôlés + diode germanium..... 62.00
H.-P. Audax 12 × 19, très gros aimant 10.000 gauss..... 22.00
Mallette luxe (26 × 10 × 19), 2 tons, couvercle rabattable, inusable, inattaquable, lavable, solide, avec enjoliveur pr. Bloc 5 touches..... 42.40
2 piles ménage 4,5 V à bornes (que vous trouverez partout)..... 5.50
(Schémas, devis détaillé contre 0,50 NF en timbres-poste).

LE VRAI POSTE TRANSISTOR H.F.

IL NOUS RESTE ENCORE QUELQUES POSTES VOITURE
RADIOLA
PRIX EXCEPTIONNEL
179.00
COMPLET AVEC ALIMENTATION
GARANTIS NEUFS
FAITES VITE !

LE NOUVEAU
RECTA **ZAZINETTE** RECTA
7 TRANSISTORS + DIODE
Transformable à volonté :
il peut servir en **PLEIN-AIR** et dès le retour **CHEZ-SOI** il devient un grand poste puissant et musical avec son **2e HP.**



PO - GO	EN VOITURE	PO - GO
POUR CHEZ SOI		EN PLEIN AIR

CHASSIS en pièces détachées COMPLET, avec ses modules précâblés et préréglés, ses 7 transistors + diode. **Tout en place, CONTROLE et VERIFIE** **167.00**
HP 7 cm spécial **12,80** - petit coffret **15,40** - piles **3,70** - sac bandoulière **10.00.**
MAINTENANT OU PLUS TARD VOUS COMPLETEREZ AVEC :
son grand coffret, son grand H.P. et les piles longue durée : 72,80
ANTENNE : pose instantanée sans trou dans la carrosserie **22,00**
(Schéma-devis complet sur demande contre 0,50 NF en timbres-poste)

3 MINUTES BASTILLE 3 GARES AUSTERLITZ
SOCIÉTÉ RECTA
DIRECTEUR G. PETRIK
37 Av LEDRU-ROLLIN-PARIS 12e DID 84-14

20-25 % DE REDUCTION POUR EXPORT - AFN - COMMUNAUTE

SOCIÉTÉ RECTA, 37, AVENUE LEDRU-ROLLIN - PARIS-12e

C.C.P. 6963-99 S.A.R.L. au capital de 10.000 NF **DIDerot 84-14**
Ouverture tous les jours de 9 à 12 et de 14 à 19 h. sauf dimanche et fêtes.
Fournisseur des Administrations.
Communications très faciles : Métro Gare de Lyon, Bastille, Quai de la Rapée

RECTA RAPID PROVINCE COLONIES
TOUTES PIÈCES DÉTACHÉES
BONNANGE

$$R_B \approx 2 \times \beta \times R_C$$

et pour le circuit de la figure 102.

$$R_B \approx \beta R_C$$

Que devient la notion de puissance dans ce cas ?

Soit $P_{C\,nom}$, la puissance nominale dissipée qui correspond au point de fonctionnement et P_s la puissance de sortie.

$$2P_{s\,nom} = P_{C\,nom} = V_{CE}\, I_{C\,nom} = V_{CE} \frac{1/2\, V_{CC}}{R_C}$$

$$\text{avec } R_C = \frac{V_{CE} \times 1/2\, V_{CC}}{P_{C\,nom}} = \frac{V_{CC}^2}{4\, P_{C\,nom}}$$

Le courant de collecteur nominal $I_{C\,nom}$ est

$$I_{C\,nom} = \frac{P_{C\,nom}}{V_{CE}} = \frac{P_{C\,nom}}{1/2\, V_{CC}} = \frac{2\, P_{C\,nom}}{V_{CC}}$$

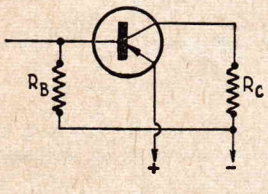


Fig. 105. — *R_C est telle que V_{CE} = 1/2 V_{CC}, mais la résistance de polarisation revient au moins de la source au lieu d'être reliée au collecteur.*

MONTAGE STABILISATEUR PAR PONT DE BASE ET RESISTANCE DANS LE CIRCUIT DE L'EMETTEUR

La figure 106 montre le schéma de principe d'un tel montage. On place en général un condensateur électrolytique en parallèle sur R_E pour éviter une perte d'amplification par contre réaction

Quand I_C, donc I_E, augmente, le potentiel du point p s'écarte de celui de la masse, la tension entre base et émetteur diminue, il en résulte une importante baisse de — I_B qui contrarie l'accroissement de — I_C.

On peut utiliser ce système aussi bien quand la charge du collecteur est une résistance que lorsqu'elle est constituée par un transformateur. La stabilisation s'opère pour la dispersion de courants de collecteurs entre échantillons et pour les variations dues aux variations de température.

Le facteur de stabilité est donné par

$$S = \frac{1}{1+\beta \dfrac{R_E + r_e}{R_E + R_B + r_b}}$$

Dans cette relation, R_B est égale à $\dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ r_b est la résistance intérieure de base du transistor r_e est la résistance intérieure de l'émetteur du transistor.

On a intérêt à choisir R_B de faible valeur pour que S soit faible. Mais, si R_B est faible, la charge de l'étage précédent est réduite et le courant demandé à la batterie plus important. De plus, si R_E + R_B vient à être du même ordre de grandeur que r_b, les dispersions de V_{BE} peuvent être grandes. Plus R_E est de valeur élevée et R_B réduite, plus la stabilité est grande. Si l'on amène R_B à zéro, on arrive au montage avec base à la masse, on sait que ce circuit est peu sensible aux variations de la température. C'est l'inverse qui se passe si R_E = o et R_B est de forte valeur.

On choisira R_E d'une valeur égale à peu près à un quart de R_C. On adopte une valeur de $R_1 + R_2$ telle que le courant qui traverse le diviseur soumis à la tension d'alimentation soit 10 fois plus fort que le courant de base, cela amène en général à un courant de diviseur de l'ordre de 1/3 du courant de collecteur. Le courant de base passe par la résistance qui est reliée au pôle négatif de la batterie, si la règle des dix fois est respectée, le potentiel de la base sera fixe, lié à celui de la batterie, évidemment, et la stabilisation sera bonne.

Supposons un circuit dans lequel — I_C = 1 mA, le gain en courant du collecteur est égal à 50. Le courant de base est à peu près égal à 1/50 de mA par exemple 20 microampères. Il faut que le courant du diviseur soit égal à 200 microampères.

Soit une tension d'alimentation de 4,5 volts, la résistance totale $R_1 + R_2$ du diviseur doit être :

$$R_t = \frac{4{,}5}{200 \times 10^{-6}} = 22{,}5\ \text{k}\Omega$$

On prend R_E = 500 ohms, alors la chute de tension avec bornes de R_E est égale à — 0,5 volt par rapport au plus de la source. La tension aux bornes de R_1 doit être 4 volts ; le courant dans cette résistance est 220 µA et alors

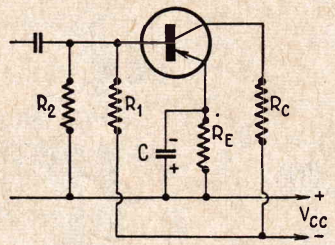


Fig. 106. — *La stabilisation est obtenue par contre-réaction série dans le circuit de l'émetteur et par un diviseur de tension de valeur relativement faible pour R_1 et R_2. Un condensateur C élimine l'effet de contre-réaction en alternatif.*

$$R_1 = \frac{4}{220 \times 10^{-6}} = 18\ \text{k}\Omega$$

On fera donc R_2 = 4,5 kΩ.

EXEMPLE D'APPLICATION

Soit un transistor OC71 utilisé dans un montage dans lequel

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = R_B = 18\ \text{k}\Omega.$$

R_C = 2,2 kΩ. R_E = 500 Ω. Pour un courant I_C = 3 mA, le coefficient d'amplification en courant

$$S = \frac{1}{1 + 50 \dfrac{500 + 6{,}5}{500 + 18\,000 + 500}} = 0{,}43$$

de ce transistor est β = 50 ; on a r_b = 500 Ω, r_e = 6,5 ohms.

L'application de la formule donnée ci-dessus nous permet de calculer la valeur de S.

Si l'on adopte un ensemble R_1 R_2 de valeur telle que R_B = 10 kΩ, le calcul donne S = 0,28.

MONTAGE STABILISATEUR UTILISANT UNE RESISTANCE A COEFFICIENT DE TEMPERATURE NEGATIF

Si, dans un étage amplificateur pour courants alternatifs, il n'y a pas d'inconvénient à augmenter la valeur de la résistance qui est placée entre émetteur et masse parce qu'elle peut être shuntée par un condensateur électrolytique, il est mauvais de réduire par trop les valeurs des résistances du pont diviseur de polarisation de base. L'étage ou la source qui précède le pont de base aura pour charge ce pont disposé en parallèle avec l'impédance d'entrée du transistor et la charge voulue. Evidemment, le courant demandé à la batterie doit aussi être pris en considération quand on veut réduire les valeurs de R_1 et R_2. Une forte valeur de R_E réduit la tension V_{CE}.

On peut arriver à une très bonne stabilisation en évitant les inconvénients ci-dessus, par l'emploi, dans la constitution du pont, d'une résistance à coefficient négatif de température, on la dispose en parallèle sur la résistance du pont qui est placée entre la base et le plus de la source (fig. 107).

Quand la température ambiante monte, la valeur de la résistance CTN diminue, le potentiel de la base se rapproche du plus, l'augmentation du courant collecteur qui tendrait à se produire est, de ce fait, contrariée.

Une relation donne la valeur de la variation du potentiel de base nécessaire pour assurer la compensation d'une variation ΔI_C due à un certain changement de température ; cette relation est :

$$\Delta V_{BB} = -\frac{\Delta I_C}{\beta}\left[(R_B + r_b) + (1+\beta)\, R_E + r_e)\right]$$

$$\Delta I_C = S\left(\Delta_{CEo} + \frac{\Delta\beta}{\beta} \times I_C \text{ nominal}\right)$$

On peut calculer ΔI_C d'après l'équation (1) indiquée ci-dessus.

On déterminera le pont diviseur de tension selon la méthode classique, la valeur de R_2 trouvée sera matérialisée par un ensemble, monté en parallèle d'une résistance ordinaire au graphite et d'une résistance CTN. L'ensemble, considéré à 25° aura la valeur calculée pour R_2, et la résistance CTN sera d'un type tel que sa valeur à 45° (par exemple) combinée avec la résistance au graphite, comprenne la variation de V_{BB}.

La figure 108 donne un exemple d'une réalisation d'un étage sortie push-pull équipé avec transistors OC72, dans lequ compensation est obtenue

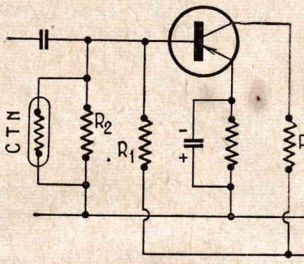


Fig. 107. — *La stabilisation es tenue par contre-réaction (fac tive) dans le circuit de l'éme et par l'utilisation d'une résis à coefficient de température n dans le pont diviseur.*

moyen d'une résistance (Transco) du type B8 320 P/130 E. Cette résistance est tée en parallèle sur une résis au carbone de 82 ohms.

La résistance R_1 de 3 kΩ ajustée pour que le courant d pos soit de l'ordre de 3 mA transformateur de sortie, pour bobine mobile de 2,5 ohms constitué de la façon suivante

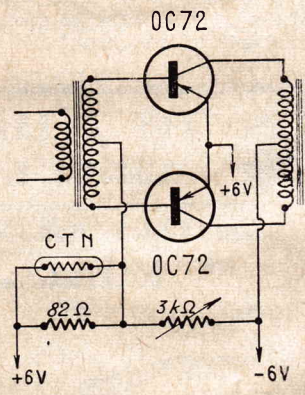


Fig. 108. — *Exemple de réalis d'un étage de sortie push pull lequel la compensation est ob au moyen d'une résistance à c cient de température négati*

Circuit magnétique sectio noyau 15 × 9 mm ; cotes rieures : 32 × 28 mm. Prim 2 × 300 spires fil émaillé 20 Secondaire 61 spires fil é 60/100.

Le transformateur de li qui est relié à un transistor dont le courant continu est ré 2 mA environ. Ce transform est fait ainsi :

Circuit magnétique 9 × 9 cotes extérieures : 32 × 28 Primaire 2 100 spires fil é 9/100. Secondaire 2 × 600 fil émaillé 12/100.

L'AMPLIFICATEUR HI-FI « ST5 »

PRISES MICRO et P.U. – MÉLANGEUR – RÉGLAGES SÉPARÉS des graves et aigus

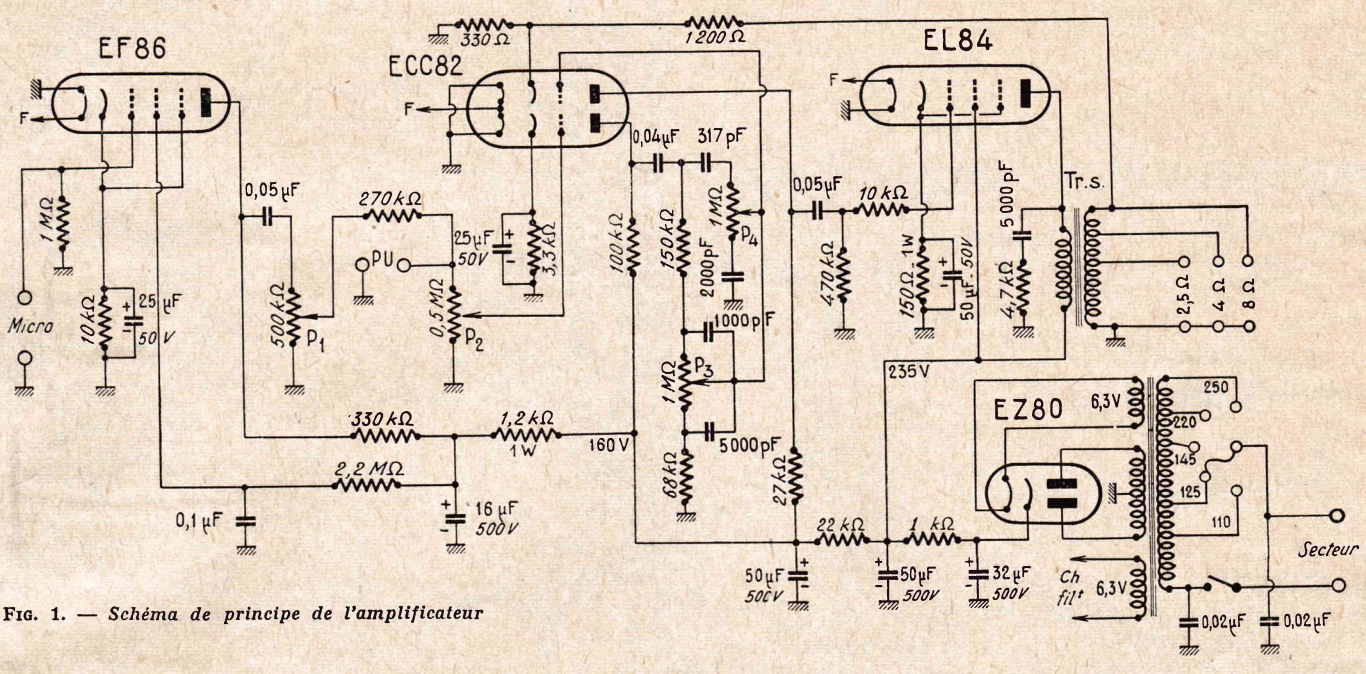


FIG. 1. — *Schéma de principe de l'amplificateur*

PRÉSENTÉ dans un élégant coffret à visière, l'amplificateur décrit ci-dessous peut être qualifié à juste titre d'ensemble « Hi-Fi », bien qu'il ne soit équipé que de trois lampes plus une valve, de la série noval. L'étage de sortie comprend une seule pentode de puissance EL84, mais son rendement particulièrement élevé permet de délivrer la puissance modulée suffisante pour l'écoute en appartement. Ces performances sont obtenues grâce à l'utilisation d'un transformateur d'alimentation largement calculé et d'un transformateur de sortie spécial « Hi-Fi », qui constitue l'élément constitutif essentiel d'un tel amplificateur. De plus, les tensions appliquées sur la grille de la lampe finale sont d'amplitude suffisante pour moduler à fond l'étage final et le système correcteur utilisé, avec réglages séparés des graves et des aiguës, permet de régler le timbre d'audition dans une gamme très étendue selon les goûts des auditeurs. L'atténuation due au correcteur est compensée par les deux éléments, montés en cascade, d'une double triode ECC82.

Une pentode EF86 sert d'amplificatrice de microphone. Deux potentiomètres séparés réglent le volume micro et le volume pick-up, avec possibilité de mélange.

Le transformateur de sortie comporte trois prises correspondant aux impédances de 2,5 - 4 et 8 Ω. La prise 8 Ω est reliée à la cathode du deuxième élément triode ECC82 par une résistance de contre-réaction apériodique.

L'amplificateur est alimenté par un transformateur permettant l'adaptation sur secteurs alternatifs 110-125 - 220 - 245 V.

SCHEMA DE PRINCIPE

La figure 1 représente le schéma de principe complet de l'amplificateur.

Les tensions délivrées par le micro piézoélectrique sont appliquées sur la grille de la préamplificatrice antimicrophonique EF86. Une résistance de fuite est nécessaire pour assurer la continuité du circuit de grille et la polariser par l'ensemble cathodique de 10 kΩ - 25 µF. L'écran est alimenté par une résistance série de 2,2 MΩ et la résistance de charge anodique est de 330 kΩ. Les deux résistances sont alimentées à la sortie de la cellule 1,2 kΩ - 16 µF qui constitue une troisième cellule de filtrage haute tension.

Le potentiomètre P_1 de 0,5 MΩ, monté dans le circuit

DEVIS DES PIECES DETACHEES NECESSAIRES AU MONTAGE DE

L'AMPLIFICATEUR HAUTE-FIDELITE 5 WATTS « ST 5 »

Décrit ci-contre

4 lampes - **Puissance 5 WATTS** - Taux de distorsion inférieur à 2 % à 3 watts.

★ **1 ENTREE MICRO** - Haute impédance - Sensibilité 5 mV.
★ **1 ENTREE PICK-UP** - Haute impédance - Sensibilité 300 mV.
★ **1 ENTREE PICK-UP** - Basse impédance - Sensibilité 10 mV.

Réponse droite à ± 15 dB de 50 à 10 000 c/s.
Impédances de sortie 2,5 - 4 - 8 ohms

★ **2 REGLAGES DE TONALITE** { **Graves** : de + 13 à — 13 db à 50 c/s ; **Aiguës** : de + 13 db à — 13 db à 10 000 c/s.

Rapport Signal/Bruit : — 90 db.

Secteur Alternatif 110/220 volts 50 VA. Coffret métal ajouré

Dimensions : 260 × 155 × 105 mm

1 Coffret givré avec châssis et plaquette gravée	21
1 Transfo d'alimentation	14,28
1 Transfo de sortie spécial 5 k 2 - 2,5 - 4 et 8 ohms.	11,50
Supports Novals, blindage et brides	2,76
4 Potentiomètres	5,20
3 Prises coaxiales, 3 Plaquettes, 1 Prise mâle, Tige filetée, Voyant lumineux, Passe-fils et Cosse-relais	4,71
Fils divers (câblage, blindé, fils H.-P., masse, souplisso, soudure et cordon secteur) et décolletage	4,13
1 Jeu de Résistances et Condensateurs	18,03
L'AMPLIFICATEUR « ST 5 » absolument complet, en pièces détachées (sans lampes) NF	**81,61**
1 JEU DE LAMPES : EF86 - ECC82 - EL84 - EZ80 + 1 ampoule pour voyant 6,5 V - 0,1 Amp.	**25,40**

HAUT-PARLEURS RECOMMANDES

★ 1 Haut-Parleur « Audax » 24PA12	35,78
★ 2 Cellules dynamiques TW9	27,08
★ 1 Condensateur 20 MF alternatif	1,40

CIBOT-RADIO 1 et 3, rue de Reuilly - PARIS-XII[e]
Tél. : DID. 66-90 - Métro Faid.-Chaligny
C.C. Postal 6129-57 - PARIS
VOIR PUBLICITE PAGE 11

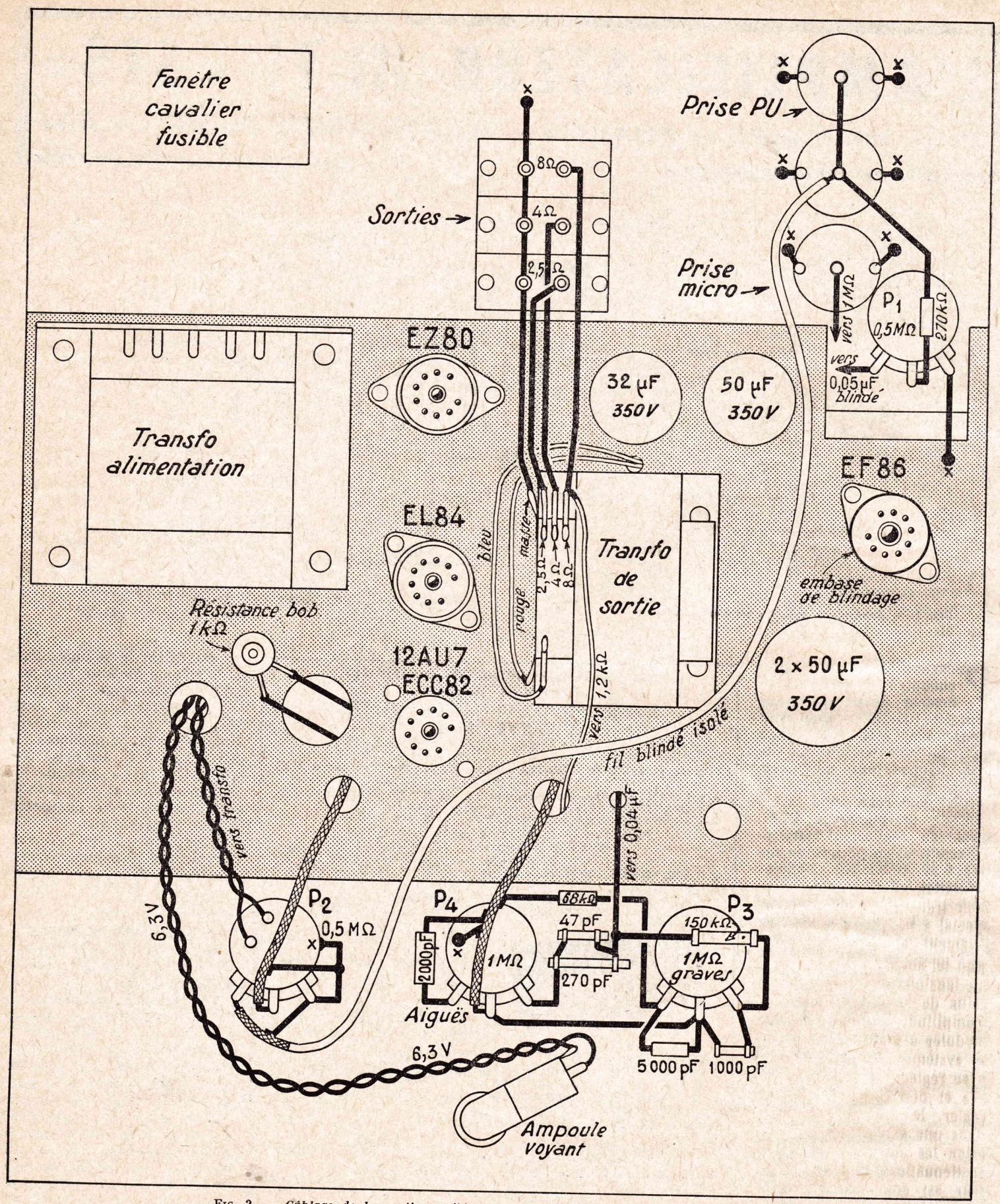


FIG. 2. — *Câblage de la partie supérieure du châssis et des côtés avant et arrière.*

plaque, permet de doser le volume des tensions micro appliquées après amplification, à la prise pick-up. La résistance de 270 kΩ disposée en série offre la possibilité de mélanger les tensions micro et pick-up. Ces dernières dosées par P_2, de 0,5 MΩ, sont appliquées sur la grille du premier élément triode ECC82, monté en préamplificateur de tension, avec résistance cathodique de polarisation de 3,3 kΩ et charge anodique de 100 kΩ.

Le correcteur avec potentiomètres de réglage séparé des graves par P_3 et des aiguës, par P_4, est monté entre les deux éléments triode ECC82.

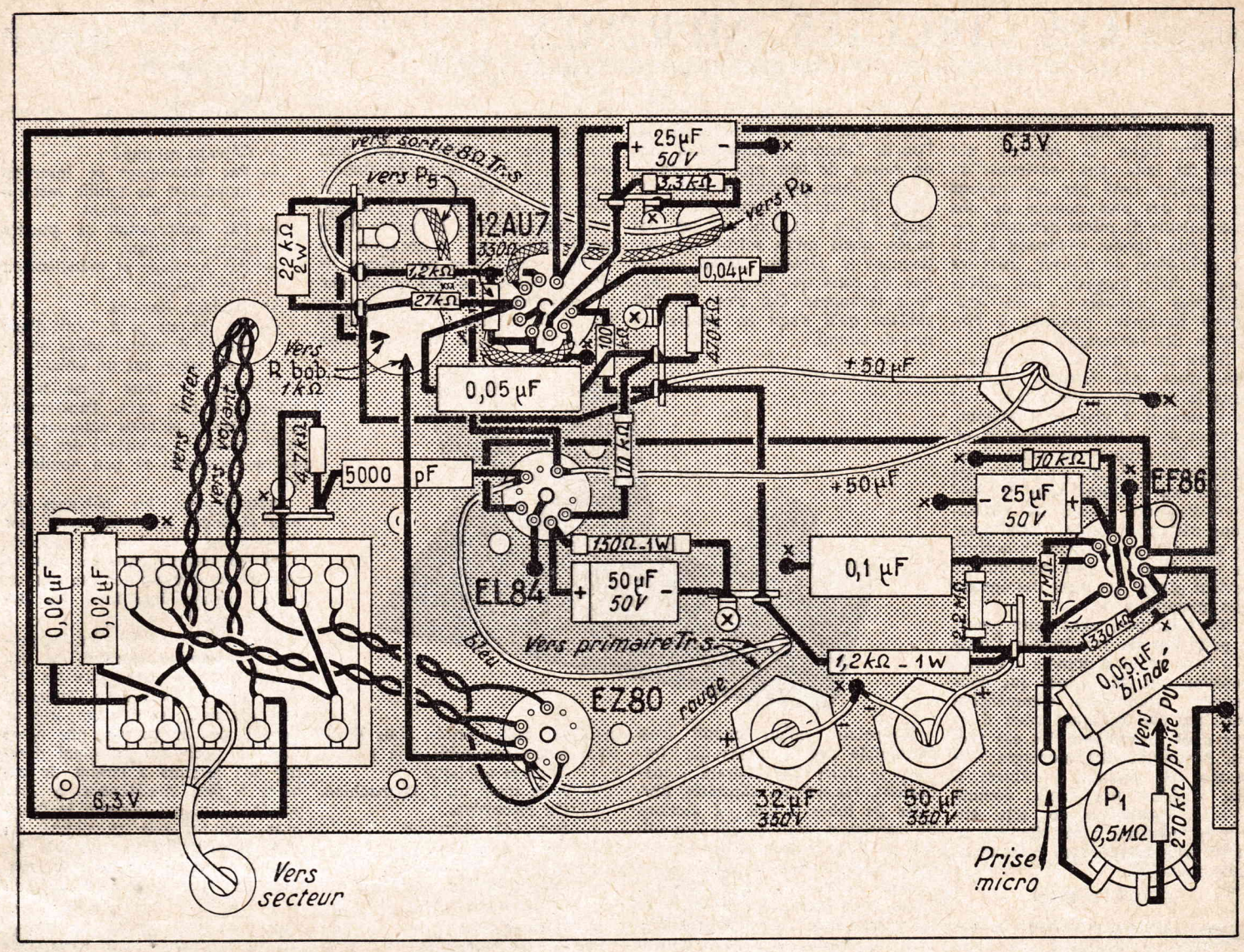


FIG. 3. — *Câblage de la partie inférieure du châssis.*

Le deuxième élément triode ECC82 compense la diminution d'amplification due au correcteur. Sa résistance cathodique de 330 Ω, qui n'est pas shuntée, est reliée à la sortie 8 Ω du secondaire du transformateur de sortie par une résistance de contre-réaction de 1 200 Ω.

Les résistances de charge anodique des deux éléments triodes sont alimentées à la sortie de la deuxième cellule de filtrage (22 kΩ - 50 µF).

La pentode finale EL84 est polarisée par une résistance cathodique de 150 Ω, découplée par un condensateur électrochimique de 50 µF. Sa plaque et son écran sont alimentés à la sortie de la première cellule de filtrage, constituée par une résistance bobinée de 1 kΩ et un électrolytique de 50 µF - 350 V.

On remarquera le condensateur de 5 000 pF, en série avec la résistance de 4,7 kΩ, cet ensemble étant monté entre plaque et masse pour atténuer les tensions de fréquence trop élevée.

L'alimentation par transformateur et valve EZ80 redressant les deux alternances est classique.

MONTAGE ET CABLAGE

Le coffret sous son capot est constitué par un châssis de faible profondeur (2 cm) dont les dimensions sont de 150 × 260 mm. Les panneaux avant et arrière ont une hauteur de 110 mm.

La figure 2 représente le câblage de la partie supérieure de ce châssis en forme de U, avec panneaux et avant rabattus.

Commencer par fixer sur la partie supérieure le transformateur d'alimentation, le transformateur de sortie, les supports de lampes, les condensateurs électrolytiques, la résistance bobinée de filtrage, fixée verticalement par une tige filetée. Sur le côté avant, monter les trois potentiomètres P_2, P_3 et P_4 et le voyant lumineux et, sur le côté arrière, les prises pick-up, micro, le potentiomètres P_1 et les prises de sortie.

Le câblage de la partie inférieure du châssis est représenté par la figure 3. La hauteur du câblage ne doit pas dépasser 20 mm, la partie inférieure du châssis étant protégée par un capot.

Toutes les connexions traversant le châssis et reliées à des éléments des panneaux avant et arrière sont faciles à repérer sur les plans. Les fils blindés ont leur gaine métallique reliée à la masse aux endroits mentionnés sur les figures 2 et 3.

Pour éviter des inductions parasites, le condensateur de 0,05 µF entre la plaque de l'EF86 et une extrémité du potentiomètre P_1, est blindé. Le blindage est réalisé par un morceau de tresse métallique entourant le condensateur et reliée à la masse.

Le transformateur de sortie est vu par dessus sur la fig. 2. De bas en haut les cosses du secondaire correspondent respectivement à la masse, et aux prises 2,5 - 4, et 8 Ω et les cosses du primaire au + HT et à la plaque EL84.

Le câblage terminé, il ne reste plus qu'à fixer le capot supérieur en tôle ajourée et la plaquette de la partie inférieure du châssis.

Aucune mise au point n'est nécessaire. Si l'on constatait un accrochage au moment de la mise sous tension, inverser le branchement des connexions de la masse et de la chaîne de contre-réaction du secondaire du transformateur de sortie.

LES CIRCUITS IMPRIMÉS EXISTENT AUSSI POUR L'AMATEUR

« LES circuits imprimés, c'est pas pour demain ! ». Voilà la réponse qui nous fût faite aux environs du 1er janvier 1960 par un vendeur de l'un des plus connus de nos distributeurs de pièces détachées radio. Cette réponse s'adressait à notre prétention de trouver, dans les rayons dudit magasin, des pièces détachées destinées à une maquette justement préparée à l'intention des amateurs.

Il est exact que la pièce spécialisée n'est pas encore courante dans le commerce de détail, mais le « câblage à plat » se contente souvent du matériel standard et en dehors des supports de tubes, il est généralement possible de faire des adaptations. Comme nous le verrons d'ailleurs, toutes les réalisations nées dans notre laboratoire se sont contentées, dans beaucoup de cas, de cet à peu près qui ne devient gênant que pour des ensembles miniatures.

Notre propos, dans cette revue, a pour but de familiariser l'amateur avec ce qu'il nomme « circuit imprimé » et la rubrique que nous ouvrons aujourd'hui commencera donc par une initiation avant d'entrer dans le domaine des cas précis, c'est-à-dire des montages réalisables sur platines « câblées à plat ». C'est très facile, comme nous le verrons, et dès cette entrée en matière, nous citerons au moins trois fournisseurs de matériel pour amateurs.

GENERALITES

Nous commencerons par la terminologie en indiquant que l'expression « circuit imprimé » s'applique à une variété d'éléments que l'on ne fabrique pratiquement plus en raison de leur prix de revient et les faibles possibilités qu'ils offrent. Par contre, l'expression « câblage à plat » englobe tous les procédés, quels qu'ils soient, en distinguant le câblage manuel classique de ceux qui forment la nouvelle technique. Car c'est bien de câblage qu'il s'agit en général et non de circuit.

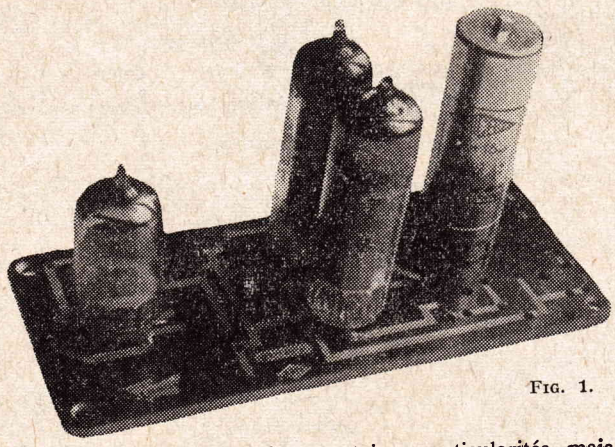


FIG. 1.

Rappelons qu'un circuit c'est l'ensemble des éléments qui forment le trajet d'un courant : connexions, résistances, capacités, portions de tubes à vide ou sections de transistors, mais ce que l'on utilise le plus souvent dans le système à plat, c'est la partie connexions, autrement dit le câblage. Nous nous garderons d'employer les expressions : câblages (ou circuits) **appliqués** ou à **deux dimensions** chères à certains auteurs qui font, sur ce point, des erreurs fondamentales. Le câblage à plat peut avoir (et il a en fait) trois dimensions et les câblages appliqués forment une famille du câblage à plat.

Si l'on considère la nature de la métallisation des connexions, on distingue cinq grandes classes de câblage, chacune d'elles offrant une ou plusieurs méthodes de mise en œuvre. On pourrait même subdiviser encore chaque méthode selon certaines particularités, mais le tableau ci-dessous suffit déjà :

1° Câblage appliqué :
— A la main ou à la machine.
— Par électrolyse.
— Par dépôt chimique.
2° Câblage imprimé :
— A l'encre conductrice.
— Par réduction chimique ou photochimique.
3° Câblage gravé :
— Par photogravure.
— Par protection au pochoir.
— Par action d'encre déposée.
4° Câblage estampé :
— Par découpage et insertion immédiate de feuille métallique dans un isolant.
— Par compression de poudre dans un isolant.
— Par moulage et métallisation d'un isolant.
5° Câblage découpé :
— Par découpage à l'outil d'une plaque de métal collée ou rivée ensuite sur un isolant.

L'ordre de cette classification respecte, à peu près, l'ancienneté des méthodes et nous noterons que la 5° classe se rapporte à des applications spéciales et peu nombreuses.

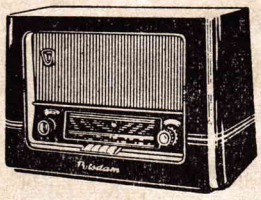
Actuellement, les câblages les plus répandus sont fabriqués par gravure ou estampage de poudre, mais les platines moulées métallisées de conception récente ont un avenir certain dans tous les domaines (fig. 1).

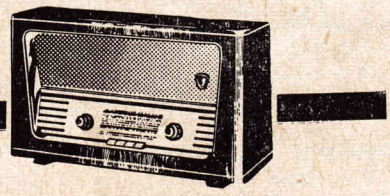
Nous laisserons de côté les procédés maintenant périmés ou peu utilisés pour ne parler que des platines qui peuvent retenir l'attention des amateurs, mais il importe de signaler dès maintenant que notre étude a pour but principal d'initier nos lecteurs à l'usage du câblage à plat maintenant à leur portée. Ceux qui désirent le fabriquer trouvent une possibilité en achetant ce qu'il faut pour cela (1), mais on peut les trouver tout faits, dans une variété assez vaste, soit

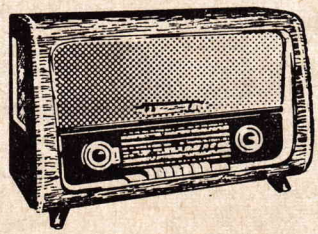
(1) S.F.A.M.E. Imprimex-Circuits. 12, rue de l'Abbé-Groult, Paris (15e).

RFT

POSTES RADIO DE REPUTATION MONDIALE







« POTSDAM » M.A. - M.F. - 6/9 circuits, superhétérodyne - PO-GO - modulation de fréquence, production de VEB-STERN-RADIO-BERLIN.

« SEKRETAR » Un petit super de VEB - STERN - RADIO - SONNEBERG - MF 9 - MA 6 - PO-GO - Modulation de fréquence - Poids : 8,5 kg.

« ONYX » Le super moyen - 6/9 MA - MF de VEB-STERN-RADIO-STASSFURT avec une modulation de fréquence particulièrement sensible et une reproduction de haute fidélité.

HEIM-ELECTRIC DEUTSCHE EXPORT-UND IMPORT GESELLSCHAFF-MBH, BERLIN C 2-LIEBKNECHTSTRASSE 14, REPUBLIQUE DEMOCRATIQUE ALLEMANDE

Adressez-vous à notre Agent Général : SOCIETE ROYAL CONFORT, 10, RUE DU COLONEL DRIANT, PARIS (1er)

ou à la DELEGATION DE LA CHAMBRE DU COMMERCE EXTERIEUR DE LA REPUBLIQUE DEMOCRATIQUE ALLEMANDE, 122, r. La Boétie, PARIS-8e - Ely. 48-13

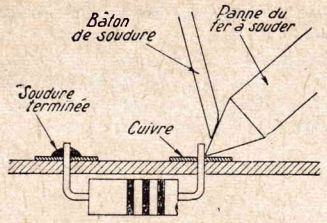


FIG. 2.

en câblage gravé (2) ou moulé (3).

Nous ne reviendrons pas sur les précédents articles d'initiation consacrés à la fabrication des « circuits imprimés », mais nous allons passer en revue quelques principes ou recettes dont il est indispensable de se souvenir dans la mise en œuvre de cette technique.

Tout d'abord, il est erroné de croire que la technique du câblage à plat sont de la compétence de l'amateur ou qu'elle n'offre aucun intérêt pour lui. Au contraire, la clarté du plan où tout est au même niveau rend la lecture plus facile et met le monteur à l'abri de toute fausse manœuvre. Pour ceux qui impriment et gravent leurs platines, il est commode d'obtenir plusieurs câblages du même montage par des moyens simples que nous indiquerons ultérieurement. Le gain de temps enfin est énorme et chez l'amateur cette considération entre, quoi qu'on pense, aussi en ligne de compte.

Mais nous avons fait mieux afin de réduire le prix des plaquettes : nous avons mis au point des câblages préfabriqués à usages multiples et nous en parlerons en étudiant les divers câblages disponibles.

(2) S.R.E.C., 172, rue du Château, Paris (14e).
(3) S.E.U.R.E.C.

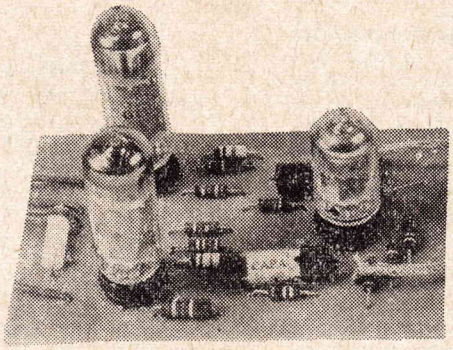
LA SOUDURE DES ELEMENTS

Pour souder les éléments sur une plaquette imprimée, il importe de prendre quelques précautions, mais c'est une opération extrêmement simple.

Si le circuit est « fluxé », il suffit de placer les résistances, capacités et autres comme il a été dit dans cette revue, en les maintenant immobiles et de chauffer les pièces à assembler en approchant le bâton de soudure (figure 2). On peut employer pour cela de la soudure en fil ou en bâton garnie **ou non** de flux à l'intérieur. En tout éta de cause : « **Pas de soudure décapant corrosif** ».

Si, par contre, la platine est ven due brute, il y a lieu de prépare la surface du métal avant de sou der. Cette opération est encore plu indispensable si le câblage a fai l'objet de manipulation d'ajustag mécanique ou simplement de per çage.

On procède alors de la manièr suivante : lorsque toutes les opéra tions préliminaires sont terminées on dégraisse la surface du cuivr



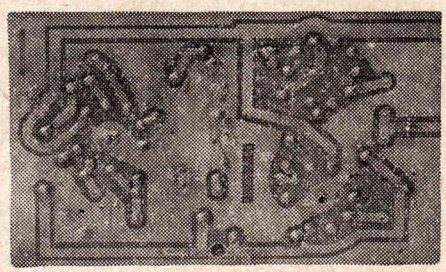
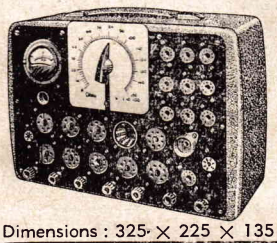


FIG. 3

Construisez votre APPAREIL DE MESURE «UNIVERSEL»



Dimensions : 325 × 225 × 135 mm

EN PARTANT DU LAMPEMETRE

COMPRENANT : Le coffret ..... **36 NF**
L'Appareil de mesure ..... **35 NF**
L'équipement du lampemètre et l'alimentation. **74 NF**
} **145 NF**

Tous ces éléments peuvent être acquis SEPAREMENT

ENSUITE COMPLETEZ-LE AU FUR ET A MESURE DE VOS BESOINS

D'UNE : Alimentation stabilisée ..... **38 NF**
D'UN Ohmmètre ..... **34 NF**
» Capacimètre ..... **35 NF**
» Transistormètre ..... **37 NF**

D'UN Voltmètre ..... **38 NF**
» Ampèremètre ..... **43 NF**
» Selfmètre ..... **52 NF**
» Générateur ..... **58 NF**

● MACHINES A LAVER « SUPERSONIC » ●

MATERIEL NEUF, secteur 110-220 Volts.
Modèle B3 lave 2,5 kg de linge sec ..... **NF 300**
Modèle B6 lave 5 kg de linge sec ..... **NF 350**
EXPEDITION EN PORT DU

● AUTO TRANSFO REVERSIBLE ●

110-220 Volts - 100 VA. Dim. : 80 × 50 × 84 mm. Pour fer à souder - Radio - Moulins à café - Rasoirs, etc. Prix catalogue ..... NF 25
PRIX EXCEPTIONNEL ..... **NF 11,50**

● CHARGEUR D'ENTRETIEN POUR ACCUS ●

Complet en pièces détachées avec schéma et plans. NET, expédition comprise.
En 110 V : 12,75 NF ● En 110-120 V NF 17,75
Charge 6 - 12 et 24 V. Câblage très simple

● REDRESSEUR POUR TOUS COURANTS ●

Tension de redressement maximum 135 V. Intensité maximum 100 mA. Avec ces redresseurs, vous pouvez toujours dépanner un récepteur dont la valve est défectueuse. Remplace avantageusement les valves 25Z6 - 25Z5 - CY1 - CY2 - UY41 et 42 - UY92. Valeur . NF 6,70. **VENDU** ..... **NF 4,50**

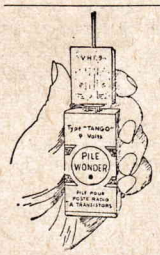
● ALIMENTATION SPECIALE POUR ●

POSTES A TRANSISTORS
Equipée de 2 redresseurs au germanium. Fonctionne sur 110 ou 220 volts. Fournit 9 volts filtrés.
COMPLETE, en pièces détachées, avec plan de montage ..... **NF 24,50**
COMPLETE, en ordre de marche .. NF 29,50
PERMET DE FAIRE FONCTIONNER VOTRE TRANSISTOR SUR LE SECTEUR SANS CONSOMMATION

● APPAREIL DE SURDITE A TRANSISTORS ●

Livré COMPLET en ordre de marche .... NF 125

Toutes fournitures Radio-Transistors
AUX MEILLEURES CONDITIONS



● GENERATEUR VHF9 ●

Ce générateur fonctionne sur **PILE TRANSISTORS 9 V.** Le seul qui permette la recherche et la découverte **IMMEDIATE** de toutes les pannes, aussi bien dans les amplificateurs BF, postes à lampes et à transistors, que les Téléviseurs. Il couvre toutes les gammes de Radio et de Télévision jusqu'à 200 Mc/s. Modulation BF 400 V./sec. environ.
INDISPENSABLE AUX DEPANNEURS POUR TRAVAILLER VITE ET BIEN. Poids : 50 gr. Tient dans la poche. Dim. : 40×30×30. **PRIX** ..... **NF 34** (Complet sans pile) avec notice explicative pour la recherche des pannes dans tous les montages.

CES DEUX APPAREILS SE COMPLETENT.
Prix spécial pour les deux ..... **NF 125**

● COFFRET SERVICE RADIO-TELEVISION ●

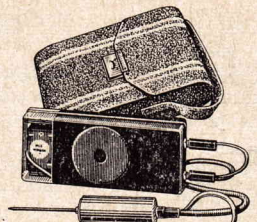
Met tout le matériel de dépannage à portée de la main au labo ou chez le client. **LIVRE COMPLET avec 125 pièces de dépannage,** résistances, condensateurs, pot., fils soudure, vis, écrous-relais, cosses à souder, etc., etc...
INDISPENSABLE
EXCEPTIONNEL NF 32

TECHNIQUE-SERVICE

15, rue Emile-Lepeu - PARIS (11e)
Tél. : ROQ. 37-71 **PARKING ASSURE**
Métro : Charonne - Autobus 76, 56
OUVERT TOUS LES JOURS JUSQU'A 20 HEURES SAUF DIMANCHE

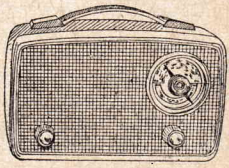
LE NOUVEAU « SIGNAL-TRACER U.S.A. »

A TRANSISTORS



Localisation **IMMEDIATE DES PANNES.** Conçu spécialement pour le dépannage en ville (Télévision) radio-transistors et la recherche des parasites dans les installations électriques. Très faible encombrement, tient dans la poche, fonctionnement très simple, très robuste. Livré **COMPLET, en ordre de marche, av. pile** et notice d'emploi. PRIX **NF 9**
Poids, avec pile, **350 g.**
Magnifique sac de cuir pour le transporter **NF 1**

● RECEPTEUR A 7 TRANSISTORS 7 D ●



Matériel complet pour la réalisation du poste à transistors RAYTHEON U.S.A. comprenant : coffret complet en matière plastique, cadre ferrite, bloc, jeu de 3 MF, CV. Prise antenne voiture cadran boutons, fils, etc. Transfos driver et de sortie HP 12 cm, spécial 16 condens. 19 résistances. 7 transistors sélectionnés + diode. Sortie B.F. P.P. de grande puissance. **Prix absolument complet** ..... **NF 15**
Dim. : 280x180x110 mm
Livré avec fascicule de montage et un cours sur les transistors. **POIDS : 2 kg 200.**

En version OC-PO-GO bloc clavier à touches An télescopique incorporée. HP 17 cm. Coffret couleu ivoire. **En ordre de marche. Franco** ..... **NF 22**

Expédition à lettre lue - Envoi contre mandat ou chèque bancaire
PORT ET EMBALLAGE EN SUS
C.C.P. 5643-45 - PARIS

GALLUS-PUBLICITÉ

au moyen d'un tampon de coton hydrophile imbibé de trichloréthylène ou mieux d'acétone, et ensuite on brosse énergiquement avec une brosse métallique fine et propre. Le métal est alors soudable à condition de ne pas y porter les doigts. On peut le manipuler en toute sécurité avec un vieux gant de « suédine » ou entre le pouce et l'index garnis de doigtiers en peau de chamois. Si l'on possède un flux de résine pour soudure, on en passe une couche légère, on laisse sécher et on soude après mise en place des éléments. Dans le cas contraire, il suffit de souder à la soudure radio normale, en se servant d'un fer propre et biseauté correctement.

En principe, le fer posé pendant cinq à six secondes au même endroit ne doit pas provoquer le décollement du cuivre, mais si cela se produit, il ne faut pas y attacher trop d'importance, car le vernissage ultérieur y apportera remède. Si deux connexions voisines

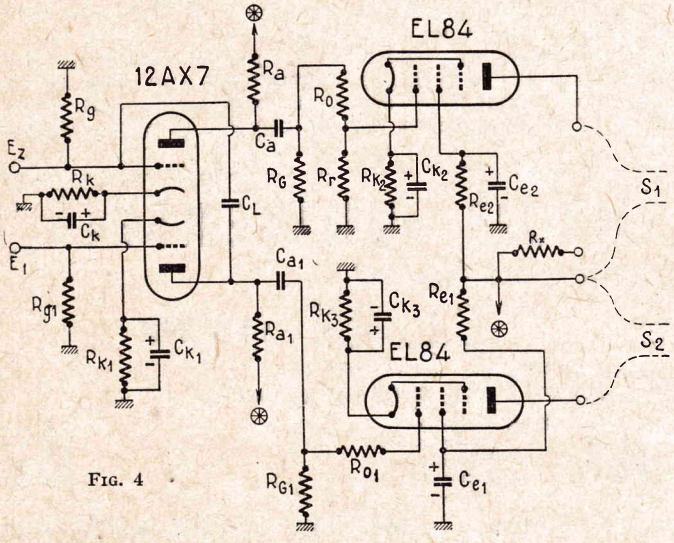


FIG. 4

sont malencontreusement réunies par un « pont » de soudure, il suffit de chauffer, en passant au besoin un pinceau à poils durs entre les deux lignes ainsi réunies.

Les écartements des points de racords sont au pas métrique dans tous les circuits amateurs français, c'est-à-dire que suivant deux axes rectangulaires, les trous sont disposés à des distances multiples exactes du millimètre et correspondent aux longueurs normalisées des résistances et des capacités.

Il n'est donc pas recommandé de substituer aux éléments normaux d'autres types non appropriés, surtout lorsqu'il s'agit de circuits HF. Pour les valeurs, le monteur peut les modifier, mais c'est sous sa responsabilité, en ce qui concerne les résultats qui peuvent très bien d'ailleurs être améliorés.

Toutes ces recommandations étant respectées, il ne reste plus qu'à passer au montage, dont la rapidité surprendra pas mal de câbleurs amateurs. « Mais tout l'intérêt de l'amateurisme est ainsi écarté ! » nous a dit un fervent de la Radio. Ce n'est pas notre avis car, précisément, ce qui passionne, en fait, c'est la mise au point et la constatation du résultat, alors que rien n'est plus fastidieux que de tâtonner pour obtenir un câblage correct au prix d'erreurs, quelquefois tragiques et toujours difficiles à localiser.

MONTAGES B.F.

Nous commencerons notre série de présentations par une platine du commerce de la marque « Radioprint » ayant pour destination l'équipement d'un électrophone. Les combinaisons de cette platine, avec ou sans ses additifs, permettent de satisfaire la plupart des projets de fabrications économiques envisagés par l'amateur et même le professionnel. Les figures 4 et 5 montrent l'amplificateur construit avec elle. Le tableau I indique deux montage. Le tableau I indique deux des combinaisons possibles d'ampli B.F. selon les éléments employés.

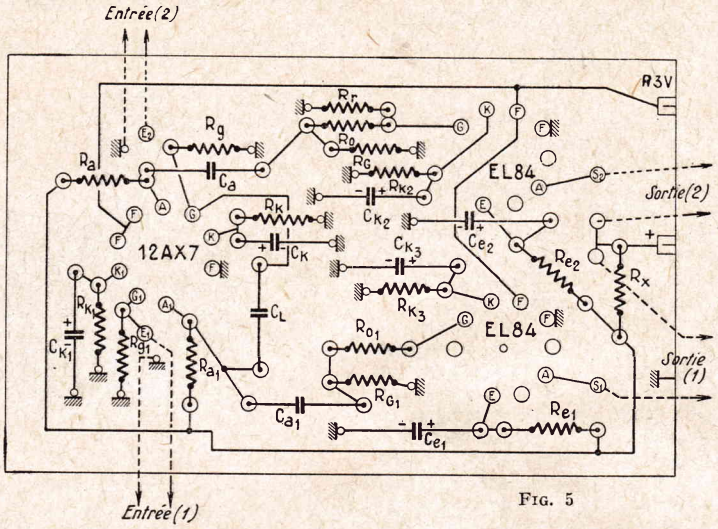


FIG. 5

Cette platine peut, éventuellement, être précédée d'une (ou deux) platines préamplificatrices avec tube EF. 86 ou avec tube de la série des ECC, afin de constituer un amplificateur pouvant répondre à un bon nombre d'exigeances. Il est permis, par ailleurs, d'intercaler à volonté entre étages ou entre attaque et ampli, une combinaison de potentiomètres règlant le volume et la tonalité. Une plaquette marquée « contrôle » comporte tous les éléments des circuits de correction.

Pour répondre par avance aux « fignoleurs », précisons que l'alimentation séparée des filaments est possible même avec une platine gravée dans laquelle une broche de chauffage est prévue à la masse. Lors de la pose des supports, on perce le trou de retour de masse à $\varnothing$ = 3 mm et de cette façon la cosse correspondante passe dans un trou largement trop grand pour pouvoir la souder. Il n'y a plus qu'à relier ensemble, par un fil de cablâge isolé, les cosses ainsi sélectionnées en les immobilisant, avec du caoutchouc ou de la cire, dans une position telle qu'elles ne puissent par flexion toucher à la masse accidentellement. Dans le cas du préamplificateur PL/SP/AC, dont nous parlerons par la suite, cette opération est inutile puique les connexions filament sont séparées à priori de la masse sauf par un point de liaison à l'écran central prévu justement pour être coupé à volonté.

Enfin, il importe de savoir que la platine gravée peut être livrée percée ou non percée et que le perçage au foret par l'amateur est chose facile. La plaquette sans trou coûte moins cher et avec une petite perçeuse sensitive, on aura vite fait quelques trous de 13/10 de mm. pour les résistances (jusqu'à 2 W) et les condensateurs et les quelques autres de 2 ou 3 mm. destinés à la fixation des éléments. Non ! erreur, ce n'est pas tout : les supports de tubes nécessitent 9 (ou 10) trous de 15/10 de mm. et un de 4 mm. au centre lorsqu'il y a une cheminée de masse.

Nous reviendrons sur ces quelques points de détail au moyen de photos en préparation mais déjà beaucoup d'amateurs nous ont compris, car c'est tout de même facile lorsque l'on a les pièces à conviction devant soi.

Que nos lecteurs n'hésitent pas à poser des questions car elles nous aideront à définir avec plus d'efficience le plan de nos prochaines descriptions.

P. LEMEUNIER.

Résistances ⟶	R_x	R_{x1}	R_g	R_{g1}	R_a	R_{a1}	R_o	R_{o1}	R_r	R_g	R_{g1}	R_{k3}	R_{k3}	R_{e1}	R_{e2}	R_x
Ampli-Push-Pull classe A/B	X	X	X	X	X	X	X	X	X	0	X	⟶	X	—	—	X
Ampli Push-Pull normal	X	X	X	X	X	X	X	X	X	0	X	X	X	X	X	0
Ampli Stéréo 2 voies.	X	X	X	X	X	X	X	X	0	X	X	X	X	—	—	X
Capacités ⟶	C_x	C_{x1}	C_1	C_a	C_{a1}	C_{k3}	C_{k3}	C_{e2}	C_{e1}							
Ampli P.P. classe A/B	X	X	X	X	X	0	X	0	0							
Ampli P.P. normal ..	X	X	X	X	X	X	X	0	0							
Ampli Stéréo 2 voies..	X	X	0	X	X	X	X	X	X							

LEGENDE

⟶ = monter l'élément
X = ne rien monter
0 = mettre en court-circuit par un fil
— = relier au suivant par un fil

UN NOUVEAU TRANSISTOR : « Le MESA »

LES récents développements dans le domaine des transistors ont conduit à la réalisation de toute une gamme de nouveaux types de transistors pour VHF et pour UHF. Nous étudierons ici l'un de ces intéressants types: le transistor Mesa. L'importance de celui-ci est considérable et ses applications seront extrêmement étendues, tant à cause de sa vaste gamme de fréquences que de la puissance relativement élevée qu'il peut dissiper. Nous traiterons en particulier de deux transistors Mesa: le premier utilisable comme amplificateur de faible niveau dans la gamme des VHF, le second comme commutateur à grande vitesse.

Le transistor Mesa doit son nom à sa configuration physique que l'on peut voir à la figure 1 ; en effet, comme on peut le constater, la partie fondamentale de sa structure est constituée par une partie plate ou « mesa » (qui est le nom espagnol de « table »). Cette « mesa » est la région active du transistor.

Les avantages offerts par un transistor Mesa par rapport à un transistor normal sont exceptionnels. Ceux-ci sont les suivants :

Plus grande sécurité de fonctionnement ;

Plus grande simplicité de fabrication ;

Fréquence de travail plus élevée ;

Dissipation de puissance plus élevée ;

Plus grande robustesse ;

Température de travail plus élevée ;

Moindre sensibilité aux radiations nucléaires ;

Dimensions très réduites.

I. — SECURITE DE FONCTIONNEMENT

En examinant la figure 1, on remarque immédiatement trois particularités qui justifient le meilleur degré de sécurité de fonctionnement du transistor Mesa par rapport aux autres types de transistors.

Tout d'abord, pour former les jonctions, on utilise des techniques qui garantissent le plus haut degré de pureté connu jusqu'ici, c'est-à-dire la diffusion de la vapeur d'un gaz (antimoine dans une masse d'hydrogène qui sert de support) dans le germanium solide, pour former la jonction base-collecteur, et un procédé d'alliage par évaporation, en vide très poussé, pour former la jonction émetteur-base.

Ensuite, dans ce type de transistor, l'élément qui possède le plus bas point de fusion fond à 450° C environ. Ce transistor ainsi peut supporter une température relativement élevée et peut être soumis à des procédés de chauffe à vide poussé qui ont été depuis longtemps expérimentés dans la technologie des tubes à vide pour obtenir une bonne stabilité dans le temps.

Enfin, la jonction qui est plus critique à cause de la dissipation de puissance, est celle du collecteur, et celle-ci, dans le transistor Mesa, est formée uniquement de germanium ; on n'utilise aucun alliage qui pourrait apporter des inconvénients, en particulier dans quelques types de fonctionnement où la dissipation de puissance provoque des fluctuations thermiques.

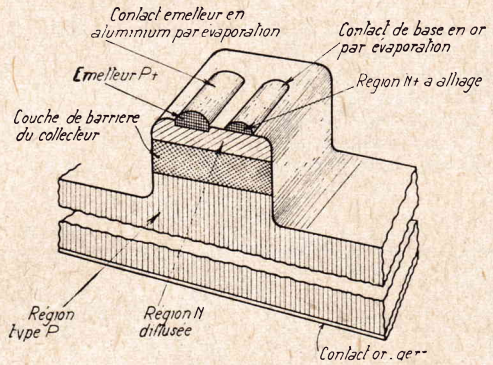


FIG. 1

SIMPLICITE DE FABRICATION

Fondamentalement, le procédé de fabrication consiste dans les opérations suivantes :

Préparation du germanium ;

Diffusion dans la région de base du type N ;

Evaporation et alliage des co tacts de la base et de la régio d'émetteur de type P ;

Division en plaquettes ;

Montage des plaquettes sur le support ;

Inversion de la « Mesa » ;

Fixation des contacts et pol sage ;

Cuisson à vide poussé et enca sulage ;

Contrôle.

Il faut remarquer que les jon tions sont complètement réalisé au cours des opérations 2 et La diffusion et le procédé d'a liage par évaporation sont effectu de manière à traiter un gra nombre d'éléments (de l'ordre 1 000 à 10 000 par opération). C deux opérations sont en elle mêmes très simples et peuvent êt contrôlées avec le plus grand soi

Le contrôle de la capacité collecteur est effectué en vérifia la surface et non l'épaisseur, pl tôt critique, de la couche de ba rière (couche de transition). L'épa seur de cette dernière, dans le tra sistor Mesa, est essentiellement d terminée par la résistivité du mat riau de type P ; c'est la raison po laquelle la capacité de collecte

TABLEAU I

Qualités exigées	Caractéristiques physiques nécessaires	en HF Caractéristiques
Courant élevé	Base mince. Emetteur étroit. Base à haute concentration d'impureté. Champ additionnel dans la base. Densité élevée de courant.	f_a élevée. r'_b faible. Constante de temps d'émetteur réduite.
Tension élevée	Large couche de barrière du collecteur.	C_c faible.
Dissipation de puissance élevée	Dissipation interne faible. Résistance en série faible. Temps de commutation réduits.	Rendement élevé. Constante de temps R_c faible. Réponse de fréquence élevée.

du transistor Mesa est, par sa nature, facilement contrôlée.

Une autre caractéristique importante du transistor Mesa consiste dans le fait que l'entière distribution des impuretés dans le transistor est contrôlée dans une seule des surfaces. La jonction collecteur émetteur qui est aussi critique dans la préparation des autres transistors, est contrôlée beaucoup plus facilement. On peut encore obtenir un contrôle précis sur la distribution des impuretés de base.

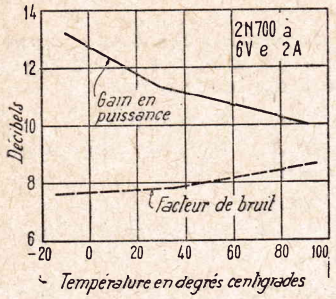


FIG. 2

La grande amélioration dans la précision de la distribution de toutes les impuretés à l'intérieur du transistor est très importante pour l'établissement d'une bonne courbe de réponse. Cette précision fournit aussi un moyen convenable pour le contrôle du procédé de fabrication.

FONCTIONNEMENT A FREQUENCE ELEVEE

Pour les transistors qui devront travailler aux fréquences élevées, la microminiaturisation constitue une exigence fondamentale.

On peut dire que la courbe de réponse d'un transistor est d'autant meilleure que ses dimensions sont moindres. Le transistor Mesa

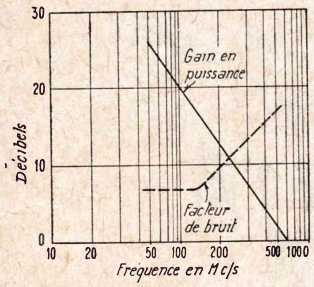


FIG. 3

est l'un des plus petits qui sont actuellement produits à l'échelle industrielle, et en conséquence, on peut affirmer que les différents transistors réalisés suivant ce mode de fabrication peuvent fonctionner à des fréquences très élevées. Ils sont capables d'atteindre une fréquence d'emploi de 10 Mc/s à 20 000 Mc/s comme amplificateur.

CARACTERISTIQUE DE PUISSANCE

Il est extrêtement important pour les transistors devant fonctionner aux fréquences élevées de pouvoir dissiper une plus grande puissance qu'aux fréquences basses. Le tableau I montre les deux régimes de fonctionnement complémentaires. Actuellement le transistor 2N537 peut dissiper une puissance de 200 mW à 200 Mc/s, mais on espère réaliser prochainement des transistors Mesa capables de dissiper quelques dizaines de watts à des centaines de Mc/s.

En examinant la figure 1, on peut observer que le Mesa ne comporte pas d'éléments fragiles. Il peut supporter des accélérations de 50 000 g.

FONCTIONNEMENT SUIVANT LA TEMPERATURE

Le transistor Mesa est capable de fonctionner à une température plus élevée que celle qu'on peut atteindre sur les autres types de transistor au germanium. La raison de cette grande stabilité aux températures élevées réside dans la grande concentration des impuretés dans la région de l'émetteur et de la base. La capacité de collecteur et la résistance de base varient peu avec la température.

Dans le transistor Mesa, comme dans les transistors des autres types, on constate l'habituelle augmentation de I_{ca} avec la température, toutefois comme l'impédance de sortie varie peu, une telle augmentation ne trouble pas le fonctionnement d'un circuit pour VHF à condition qu'il soit bien calculé.

La figure 2 montre l'allure du gain de puissance et du facteur du bruit en fonction de la température, pour un transistor Mesa type 2N700, dans un amplificateur à 160 Mc/s. Comme on peut le voir jusqu'à une température ambiante de 90°, le gain diminue de 2 dB; à — 10°, au contraire, le gain augmente de 1 dB.

Les mesures effectuées sur les types 2N509 et 2N537 entre — 150° C et + 100° C, ont démontré que ces types peuvent être utilisés dans les gammes V.H.F.

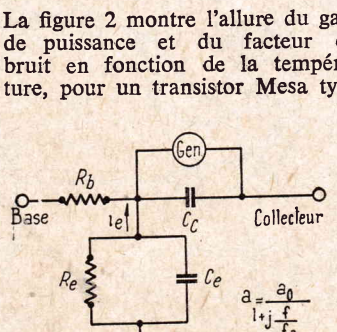


FIG. 4

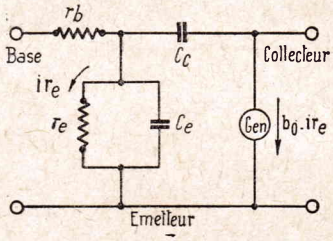


FIG. 6

les mêmes valeurs, le gain à 100 Mc/s est de 5. La valeur de la résistance de la connexion de base est se 50 Ω.

La figure 3 représente la variation du gain de puissance et du facteur de bruit en fonction de la fréquence. On remarque que le gain de puissance diminue d'environ 8 dB par octave; cette diminution est due au fait que le gain de courant diminue de 6 dB par octave, et le gain d'impédance diminue de 2 dB par octave.

La figure 4 représente un circuit équivalent en T du transistor 2N700 et la figure 5 un circuit en H.

La figure 6 montre un montage émetteur FM à 7 transistors; la sortie est 1,8 mW à la fréquence de 160 Mc/s. La figure 7 donne l'exmeple d'un oscillateur variable entre 200 et 300 Mc/s.

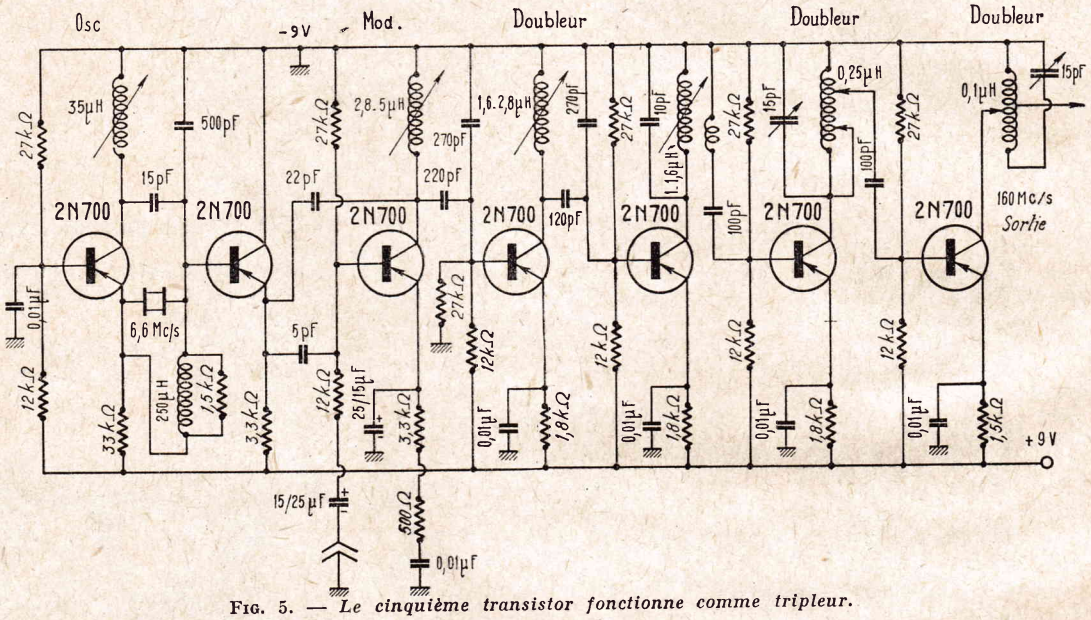


FIG. 5. — *Le cinquième transistor fonctionne comme tripleur.*

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

Nous étudierons ci-dessous les caractéristiques des deux types de transistors Mesa : le 2N695 et 2N700.

Mesa type 2N700. — Ce transistor est du type P.N.P. établi pour de petites puissances (puissance maximum 500 mW), et peut être utilisé comme amplificateur dans la bande V.H.F. Citons, par exemple, qu'à 70 Mc/s, il peut fournir un gain de puissance de 23 dB.

Ses caractéristiques sont les suivantes : tension de coupure du collecteur à émetteur avec un courant de 100 µA : 35 V. Tension de coupure émetteur à base avec un courant de 100 µA : 0,5 V. Dissipation maximum du collecteur à l'air libre avec une dérive de 1 mW par degré C au-dessus de 50° C : 50 mW. Courant inverse de collecteur (V_{cb} = 10 V) : 0,7 µA. Capacité collecteur (V_{ce} = 5 V. I_e = 0 mA) : 1 pF. Gain de courant pour signaux faibles avec V_{ce} = 6 V, et I_e = 2 mA. Pour

Mesa type 2N695. — Ce transistor est du type P.N.P. et trouve ses applications dans des circuits de commutation ultrarapides. Le temps de commutation varie de 1 à 10 µ/sec. suivant les circuits. Les transistors 2N695 et 2N700 possèdent quatre broches avec des conexions très courtes. Ils diffèrent par leurs dimensions et par les caractéristiques des éléments internes.

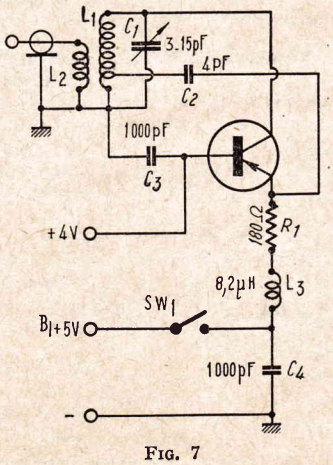


FIG. 7

Le «SLAM-TRANSISTOR 6»

RÉCEPTEUR A 6 TRANSISTORS

GAMMES P.O.-G.O.

CABLAGE IMPRIMÉ

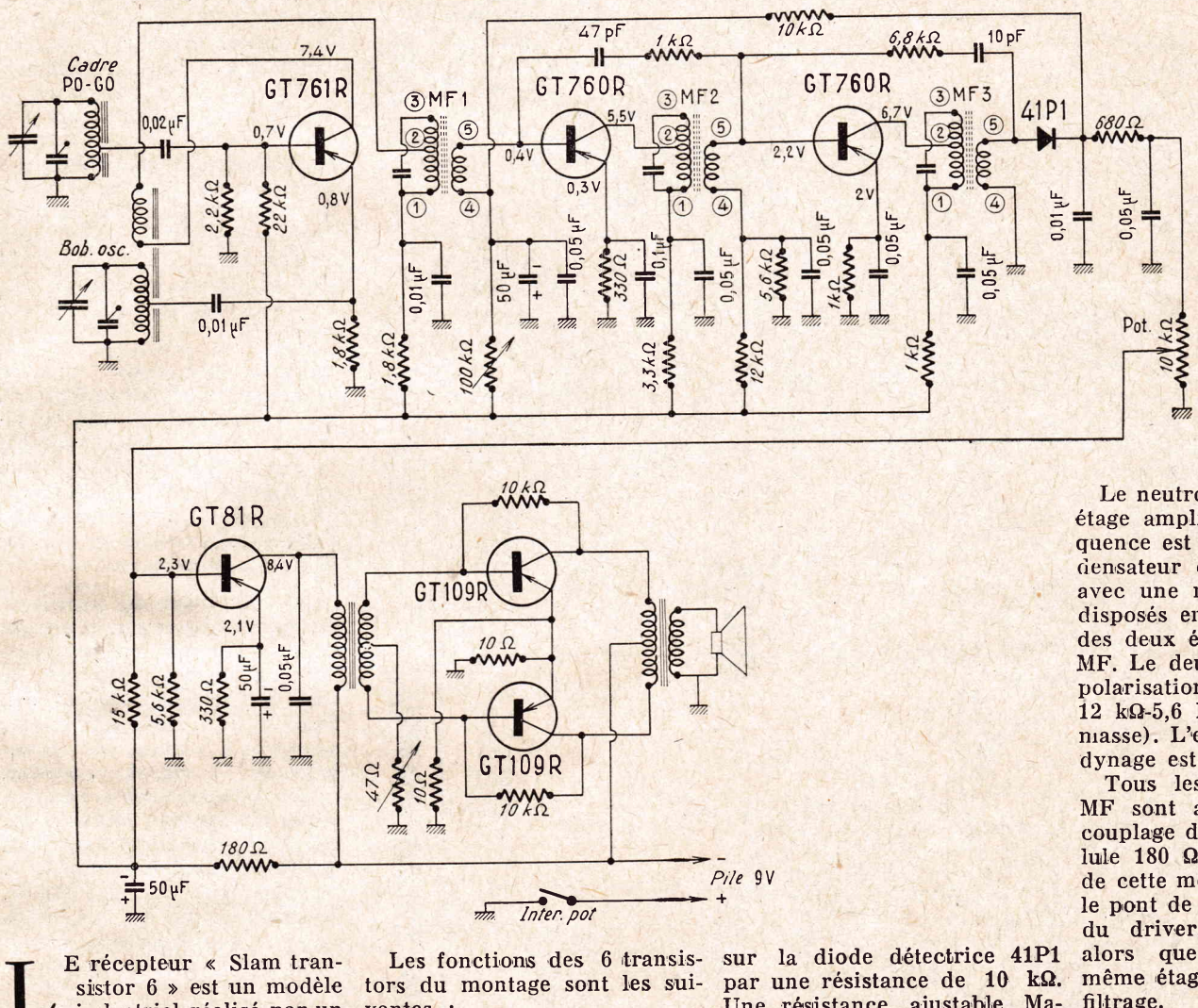


FIG. 1. — *Schéma principe du récepteur.*

LE récepteur « Slam transistor 6 » est un modèle industriel réalisé par un grand constructeur. Le bloc à poussoir unique PO-GO, le cadre et le bobinage oscillateur commun PO-GO ont été spécialement conçus par un grand spécialiste de bobinages pour ce récepteur, dont la sensibilité et la musicalité sont excellentes, lorsque l'on considère le nombre de transistors utilisés.

Ce récepteur reçoit les gammes PO et GO sur cadre ferrite incorporé ou sur antenne. Sur la position antenne, le cadre n'est pas éliminé et les tensions d'accord sont transmises à un enroulement de couplage de ce cadre. Un circuit imprimé, livré nu, facilite le câblage. Le haut-parleur est un modèle à aimant permanent de 12 cm de diamètre.

Les fonctions des 6 transistors du montage sont les suivantes :

GT761R oscillateur modulateur changeur de fréquence ;

GT760R premier amplificateur moyenne fréquence;

GT760R deuxième amplificateur moyenne fréquence ;

GT81R amplificateur driver.

Deux GT109 amplificateur push-pull classe B.

SCHEMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe représenté par la figure 1 est classique. La commutation PO-GO n'est pas indiquée sur le schéma. L'oscillation est obtenue par couplage émetteur-collecteur du GT61R.

Le premier étage amplificateur moyenne fréquence GT760R est commandé par les tensions de CAG, prélevées sur la diode détectrice 41P1 par une résistance de 10 kΩ. Une résistance ajustable Matera, de 100 kΩ, règle au point optimum la polarisation de repos.

Le neutrodynage du prem étage amplificateur haute f quence est obtenu par un c densateur de 47 pF, en sé avec une résistance de 1 disposés entre les deux ba des deux étages amplificate MF. Le deuxième étage a u polarisation fixe de base (p 12 kΩ-5,6 kΩ entre — 9 V masse). L'ensemble de neu dynage est de 10 pF - 6,8

Tous les transistors CF MF sont alimentés après couplage du — 9 V par la lule 180 Ω - 50 µF. La so de cette même cellule alime le pont de polarisation de b du driver (15 kΩ - 5,6 k alors que le collecteur même étage est alimenté av filtrage.

L'étage de sortie push- classe B est polarisé selon méthode classique par les d

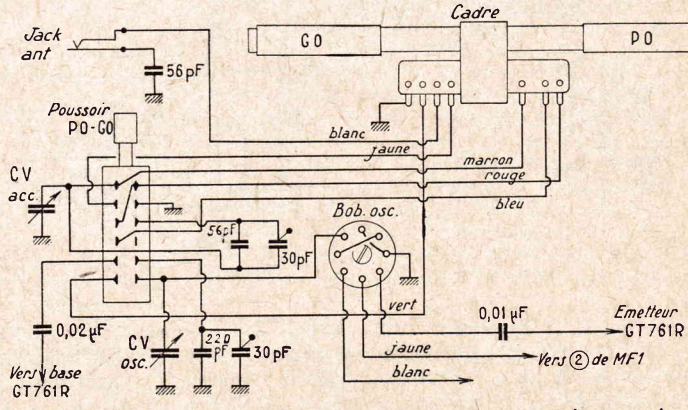


FIG. 2. — *Liaisons entre le cadre, le commutateur à poussoir et le bobinage oscillateur.*

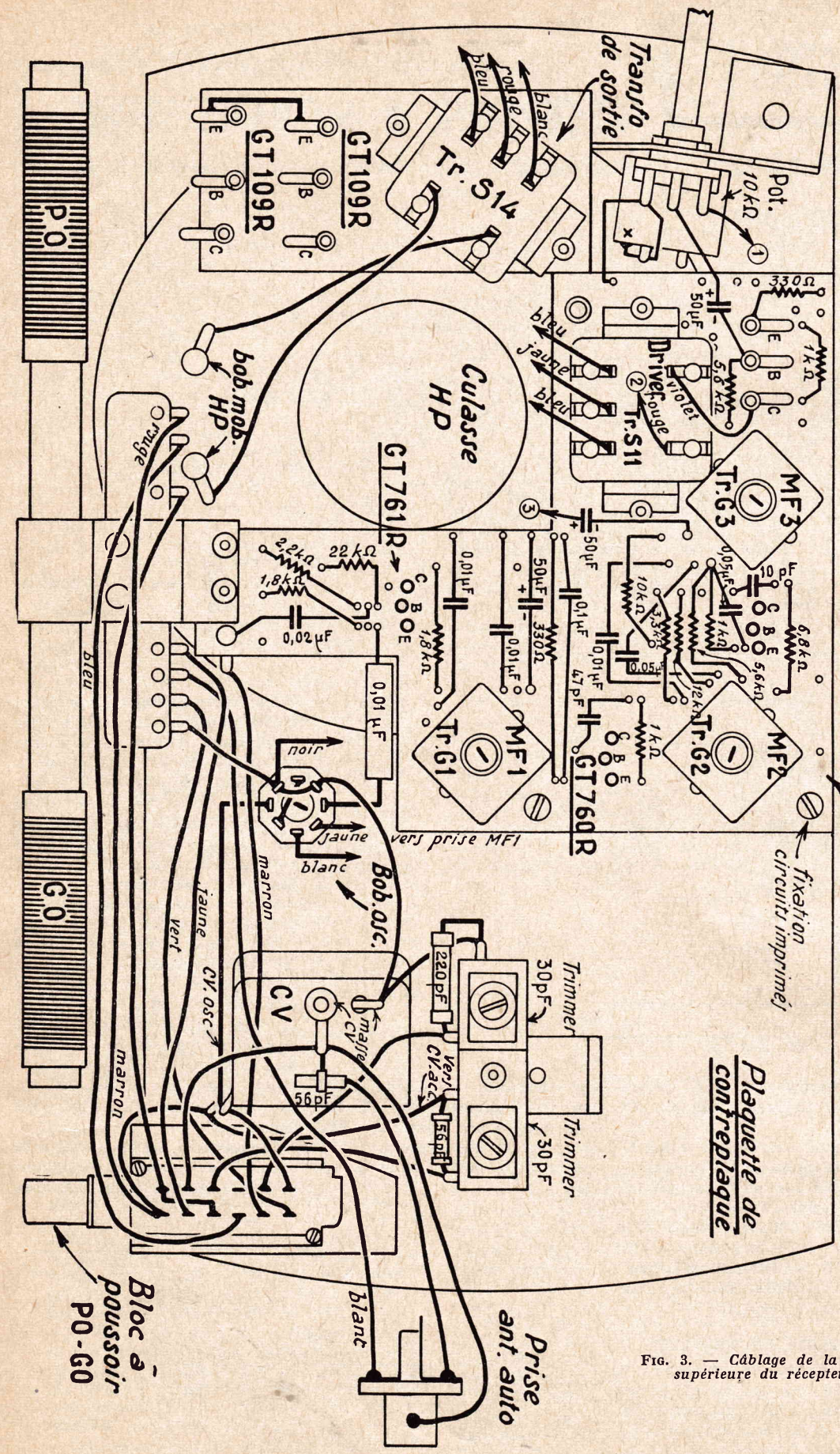


FIG. 3. — *Câblage de la partie supérieure du récepteur.*

résistances de 10 kΩ entre base et collecteur de chaque transistor 2N109 et par la résistance variable de 47 Ω entre point milieu du secondaire du driver et la masse. Les deux résistances de 10 kΩ améliorent la musicalité par contre-réaction. La résistance variable Matéra de 47 Ω, est à régler au minimum de résistance, avant l'apparition de la distorsion aux faibles niveaux sonores par suite de polarisation insuffisante des bases.

MONTAGE ET CABLAGE

Les éléments essentiels du récepteur comprennent le bloc à un seul poussoir PO-GO, le cadre séparé, avec fils des bobinages reliés à ses cosses de sortie, le bobinage oscillateur PO-GO, le condensateur variable MF, les circuits à câblage imprimé et tous les autres éléments classiques.

Ces premiers éléments constituent un ensemble indivisible qui permettront aux amateurs de monter et de régler ce récepteur sans aucune difficulté. Le circuit imprimé comporte tous les trous nécessaires à la fixation des éléments : transformateurs moyenne fréquence, transistors soudés directement au câblage, éléments associés aux transistors. Une petite plaquette de bakélite de 35 × 75 mm est fixé à gauche du circuit imprimé par une équerre inférieure.

Commencer par monter, comme indiqué sur la figure 3, qui représente la vue supérieure du récepteur complet, la plaquette à circuit imprimé et la plaquette de bakélite avec ses cosses correspondant aux deux transistors de sortie, sur la partie supérieure.

Le côté avant du récepteur est constitué par une plaquette de contreplaqué, qui est fournie aux amateurs, percée de tous les trous nécessaires à la fixation des éléments qu'elle supporte : haut-parleur circulaire de 12 cm de diamètre, condensateur variable, commutateur à poussoir, bobinage oscillateur, trimmers ajustables de 30 pF, fixés à 5 mm de la plaquette par une tige filetée. A proximité de ces ajustables au mica, une équerre de 40 mm de hauteur maintient la pile de 9 V.

La plaquette à câblage imprimé est fixée parallèlement à la plaquette de contre-plaqué à 30 mm de hauteur. Elle est vissée, à droite sur un morceau de contre-plaqué et supportée à gauche par l'équerre spéciale de fixation du potentiomètre.

La fixation des éléments sur la partie supérieure de la plaquette à circuit imprimé ne présente aucune difficulté. Les transformateurs moyenne fréquence ont les indications TRG1, TRG2, TRG3 inscrites en rouge sur leurs boîtiers qui permettent de les différencier.

Il est impossible de les monter dans une mauvaise position, bien que leur quatre cos-

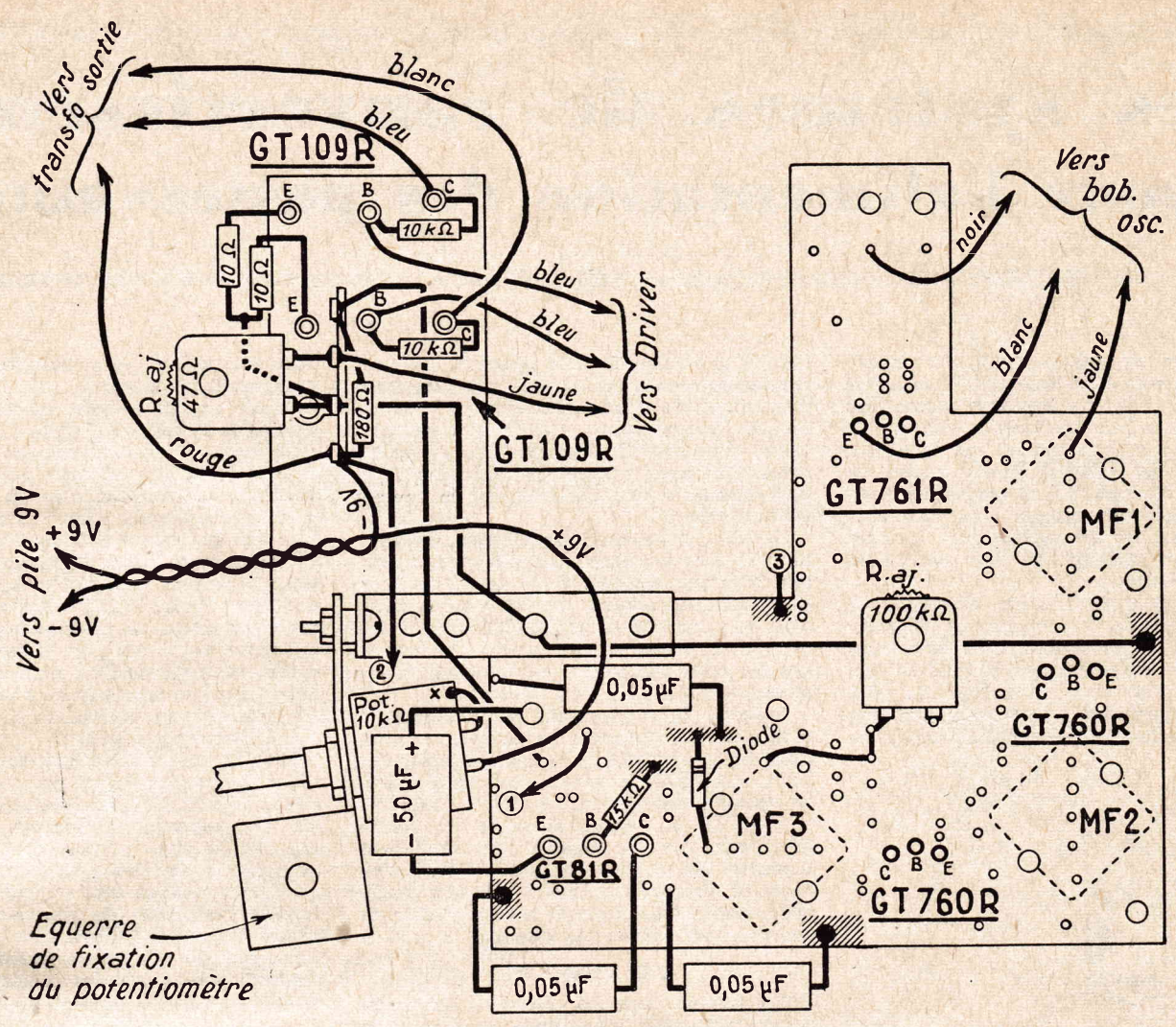


FIG. 4. — *Câblage de la partie inférieure du circuit imprimé.*

ses de sortie soient disposées suivant une diagonale, étant donné que la cosse non reliée (sortie n° 3 du primaire) est recouverte d'un morceau de souplisso et correspond à un trou de plus grand diamètre de la plaquette à câblage imprimé.

Le transformateur driver est le modèle *Audax trs* 11 et le transformateur de sortie, de même marque, a pour référence *trs* 14.

On remarquera que certains éléments sont soudés du côté du câblage imprimé de la plaquette, représenté par la figure 4. Ce câblage n'est pas indiqué sur la figure 4, mais le dessin, de grandeur réelle, permet de repérer exactement la partie du circuit imprimé où sont soudés ces éléments.

Le cadre a 7 cosses de sortie qui sont facilement repérées en tenant compte de l'emplacement des bobinages PO et GO.

Les 8 cosses du bobinage oscillateur PO-GO sont symétriques. Pour les repérer, tenir compte que la cosse « lames fixes du condensateur variable oscillateur » se trouve reliée à un fil de la partie supérieure du nid d'abeilles.

ALIGNEMENT

Les transformateurs moyenne fréquence sont accordés sur 480 kc/s.

Les points d'alignement du bloc sont les suivants :

Gamme PO : noyau oscillateur et accord cadre sur 520 kc/s ; trimmer oscillateur et accord du condensateur variable sur 1 600 kc/s ; trimmer accord PO du cadre sur 580 kc/s (le trimmer accord PO du cadre est en parallèle sur un condensateur de 47 pF).

Gamme GO. — Accord cadre et trimmer accord GO du cadre sur 200 kc/s (Le trimmer accord GO du cadre est en parallèle sur un condensateur de 220 pF).

ABONNEMENTS

Les abonnements ne peuvent être mis en service qu'après réception du versement.

Dans le cas où nos fidèles abonnés auraient procédé au renouvellement de leur abonnement, nous les prions de ne pas tenir compte de la bande verte qui leur est adressée. Le service de leur abonnement ne sera pas interrompu à la condition toutefois que ce renouvellement nous soit parvenu dans les délais voulus.

Pour tout changement d'adresse, nous faire parvenir 0,60 NF en timbres postes et la dernière bande. Il ne sera donné aucune suite aux demandes non accompagnées de cette somme.

Tous les anciens numéros sont fournis sur demande accompagnée de 1,20 NF en timbres par exemplaire.

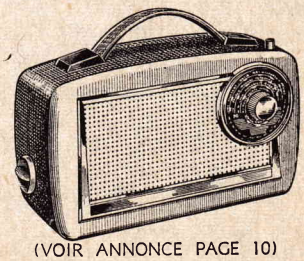
D'autre part, aucune suite n'est donnée aux demandes de numéros qui ne sont pas accompagnés de la somme nécessaire. Les numéros suivants sont épuisés : 747, 748, 749, 760, 762, 763, 776, 777, 778, 796, 797, 816, 818, 917, 934, 940, 941, 942, 943, 945, 946, 953, 957, 959, 961, 962, 963, 964, 965, 967, 999 et 1 003.

LE SLAM - TRANSISTOR 6

— décrit ci-contre —

EST UNE PRODUCTION DU

MATÉRIEL SIMPLEX



(VOIR ANNONCE PAGE 10)

le Matériel SIMPLEX

4, RUE DE LA BOURSE, PARIS-2e. RIC 43-19

C.C.P. PARIS 14346.35

Les systèmes de convertisseurs

★ pour l'alimentation des postes-auto ★

LES postes sur automobiles et, en général, les appareils électroniques destinés à être placés sur les voitures sont encore bien souvent équipés avec des tubes à vide, ce qui exige l'utilisation d'un courant haute tension, car l'emploi des tubes à faible tension de plaque est peu répandu. Les appareils à transistors spécialement adaptés aux nécessités de la réception sur automobile d'une manière plus ou moins complète ne sont pas encore les plus nombreux.

Fort heureusement, il existe désormais de nouveaux dispositifs qui permettent d'assurer l'alimentation des montages ordinaires à tubes à vide à l'aide simplement de la batterie d'accumulateurs de la voiture de 6, 12 ou 24 volts. Le problème général de la conversion du courant continu à faible tension, mais d'une intensité de l'ordre de plusieurs ampères, en un courant alternatif haute tension de l'ordre d'une centaine de volts a reçu ces temps derniers de nouvelles solutions fort intéressantes.

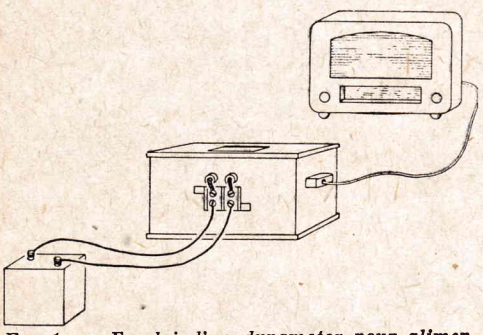


FIG. 1. — *Emploi d'un dynamotor pour alimenter un récepteur tous courants.*

Comme il arrive bien souvent, ces nouvelles solutions rendent plus facile l'utilisation des montages des tubes à vide, ce qui constitue plus ou moins une réplique à l'emploi des appareils à transistors qui peuvent fonctionner directement avec une alimentation basse tension en courant continu.

Parmi ces dispositifs, on peut classer, d'une part, les systèmes électro-mécaniques, d'autre part, les montages électroniques, et l'on distingue :

1° Les dynamoteurs ou commutatrices ;

2° Les vibreurs ;

3° Les convertisseurs électroniques et, en particulier, les montages à transistors.

Les groupes moteurs-générateurs sont constitués, en réalité, par l'assemblage d'un moteur électrique alimenté par l'accumulateur de la voiture et actionnant une dynamo. Ce sont donc normalement des appareils qui fournissent directement du courant continu ; les commutatrices convertisseurs rotatifs sont, au contraire, des appareils combinés fournissant du courant alternatif et convenant ainsi aux appareils destinés à être alimentés par le courant alternatif (fig. 1).

Il existe, maintenant, par exemple, de petits modèles très pratiques alimentés par le courant d'un accumulateur 6, 12, ou 24 volts, et fournissant du courant continu haute tension, avec une intensité de 120 à 200 mA et qui peut servir, d'une manière pratique, à actionner les petits récepteurs tous courants, d'une puissance dissipée de 20 à 30 watts.

Lorsqu'il s'agit d'appareils plus puissants, et destinés à être alimentés par le courant alternatif, les commutatrices, également actionnées par la batterie de la voiture, permettent d'obtenir aisément une puissance de 50, 70, 100, 150, ou 200 VA, en courant alternatif 115 volts - 50 périodes. Le type standard peut servir dans la plupart des usages radio, mais s'il s'agit d'un dispositif électro-acoustique il peut être préférable d'utiliser un dispositif avec régulation de fréquence par rhéostat de champ.

LES VIBREURS

Les vibreurs sont des dispositifs également électro-mécaniques très simples, et de plus en plus répandus, et qui permettent cependant d'assurer des résultats réguliers et sûrs. Rappelons qu'il s'agit d'un système vibrant constitué par une lame métallique, qui vibre à sa fréquence propre sous l'action d'un électro-aimant, à la manière de l'armature vibrante d'une sonnette électrique. Cette lame comporte deux pastilles de contacts. Dans son mouvement de va-et-vient, elle vient toucher deux contacts correspondant, en envoyant ainsi le courant de la batterie d'accumulateurs dans les deux parties de l'enroulement primaire d'un transformateur, comme on le voit figure 3.

Lorsque le contact s'effectue à la partie supérieure, le courant traverse la moitié de l'enroulement primaire supérieur, et lorsque le contact inférieur est fermé, le courant est envoyé dans la partie inférieure du primaire.

Les effets produits sont recueillis dans le secondaire et les actions des deux impulsions périodiques et opposées dans ce primaire à prise médiane permettent d'obtenir dans le circuit secondaire du transformateur des impulsions alternatives qui, après avoir été convenablement corrigées, peuvent être assimilées à un courant alternatif. La tension recueillie peut ainsi être utilisée pour alimenter directement un appareil sur alternatif ; elle peut aussi être redressée et filtrée de la manière habituelle comme on le voit sur la figure 3 B.

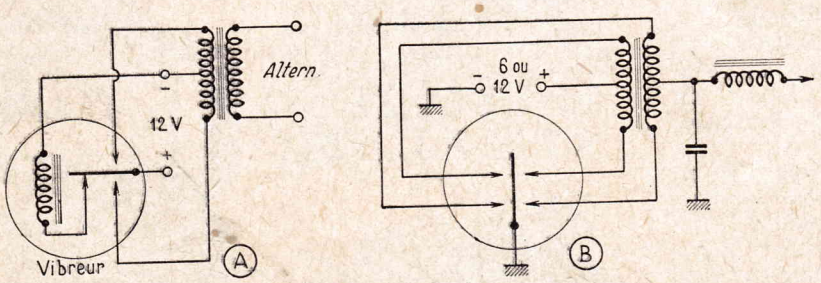


FIG. 3. — *Principe de fonctionnement d'un vibreur ordinaire asynchrone* (A) *et d'un vibreur synchrone autoredresseur* (B).

Le bobinage d'électro-aimant qui met en mouvement la lame vibrante peut être disposé d'ailleurs, en parallèle, c'est **en shunt,** ou en série dans le circuit. D'autre part, cette même lame vibrante, pourvue de deux autres contacts auxiliaires peut assurer également le redressement du courant alternatif obtenu, comme on le voit sur la fig. 3 B. Il s'agit alors d'un dispositif **synchrone** ou **auto-redresseur.**

Comme on le voit, on utilise dans ce cas également un secondaire à prise médiane, et on obtient ainsi un redressement complet des deux alternances, sans utilisation d'un redresseur séparé, électronique ou sec.

Ces vibreurs ont été constamment perfectionnés et, en particulier, au point de vue mécanique, ils sont, d'ailleurs, généralement montés sur des supports à broches, comme s'il s'agissait de tubes à vide, ce qui permet le remontage et le démontage immédiats. On en trouve des modèles avec excitation série, dans lesquels l'amplitude de vibration de la lame dépend de la tension d'alimentation, et le fonctionnement du vibreur est pratiquement indépendant de la charge des contacts (fig. 5).

Puissance	Alimentation C.C.		Débit C.A. 50 périodes	
	Volts	Amp.	Volts	Amp
50 V.A.	6	18	115	0,45
	12	7,55	—	—
	24	4	—	—
	32	3	—	—
	110	1	—	—
	220	0,5	—	—
70 V.A.	6	24	115	0,6
	12	10,5	—	—
	24	5,5	—	—
	32	4	—	—
	110	1,2	—	—
	220	0,6	—	—
100 V.A.	6	28	115	0,9
	12	13,5	—	—
	24	7,5	—	—
	32	6	—	—
	110	1,6	—	—
	220	0,8	—	—
150 V.A.	12	23	115	1,3
	24	10,5	—	—
	110	2,6	—	—
	220	1,2	—	—
200 V.A.	12	29	115	1,7
	24	13,5	—	—
	110	2,9	—	—
	220	1,5	—	—
230 V.A.	12	32	115	2
300 V.A.	24	20,8	—	2,6
—	110	4	—	—
	220	2	—	—

FIG. 2. — *Caractéristiques de machines commutatrices françaises.*

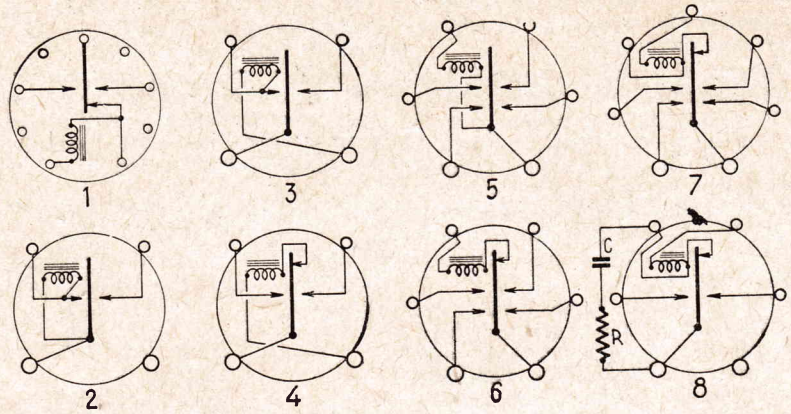


FIG. 4. — *Brochages de différents types de vibreurs.*

Dans les modèles avec excitation shunt, l'enroulement de la bobine d'excitation monté en parallèle sur les contacts est périodiquement

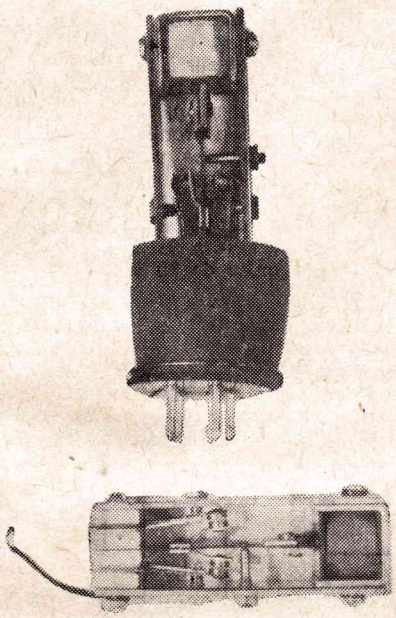


FIG. 5. — *Les différents éléments d'un vibreur de construction française.*

court-circuité ; l'amplitude de la vibration dépend donc de la tension alternative primaire du transformateur, et il faut une adaptation pour une charge déterminée.

La fréquence de vibration de la lame est de 50, 110, ou 140 Hz ; l'intensité maximum de coupure de 2 à 15 ampères environ. La puissance d'excitation est de l'ordre de 0,2 à 1,4 VA ; les puissances que l'on peut obtenir sont de 25 à 40 watts normalement. Sans doute, existe-t-il des modèles de 80 à 150 watts permettant l'alimentation d'amplificateurs, de

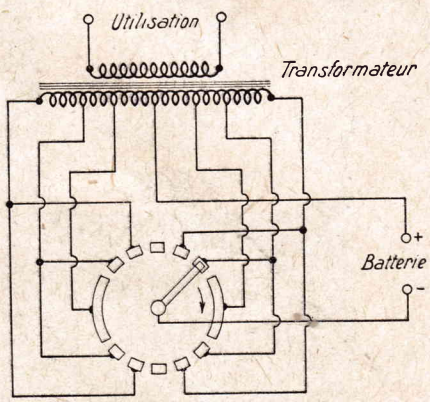


FIG. 6. — *Principe d'un nouveau convertisseur rotatif « Alternant ».*

magnétophones ou de téléviseurs, mais il faut alors prévoir des dispositifs plus complexes, et par exemple, l'emploi de deux vibreurs avec un inverseur permettant instantanément le passage d'un élément à l'autre même en service.

Ces appareils, montés dans des ensembles d'alimentation très pratiques, ont pu être perfectionnés grâce à l'utilisation de contacts en métaux de mieux en mieux étudiés, de lames vibrantes de fréquence propre mécaniques parfaitement adaptées. Certains modèles comportent même des dispositifs réglables, en particulier, de la position de l'électro-aimant, et le choix du transformateur utilisé, qui doit présenter des caractéristiques tout à fait spéciales, joue un grand rôle.

La durée de service du vibreur dépend de l'usage envisagé et de la nature des contacts, du fonctionnement des lames élastiques, des étincelles de rupture qui déterminent des détériorations des surfaces de contact. Il faut également éviter les parasites, ce qui nécessite une protection par blindage et un filtrage des harmoniques.

Sur les automobiles, il faut aussi tenir compte des variations de tension au moment du démarrage ; en particulier, il se produit une chute de tension brusque qui ralentit le mouvement du système mobile du vibreur pendant un temps très court, mais qui peut déterminer des effets d'adhérence.

On a réussi à augmenter des surfaces en contact, et cet appareil simple, relativement peu coûteux, joue actuellement un grand rôle ; d'ailleurs, il permet bien souvent d'obtenir un service régulier de plus de 2.000 heures.

UN NOUVEAU CONVERTISSEUR ELECTRO-MECANIQUE

Nous avons noté précédemment les caractéristiques des convertisseurs rotatifs, qui sont des appareils sûrs et robustes, quelquefois cependant un peu lourds et d'un prix élevé. Dans cet ordre d'idées, un nouvel appareil convertisseur à organe tournant mérite d'être signalé.

Le principe initial consiste à utiliser la tension continue de la batterie et à l'appliquer successivement, au moyen d'un balai tournant et d'un collecteur, sur des prises spécialement prévues de l'enroulement primaire d'un transformateur. On peut ainsi obtenir dans un secondaire une tension alternative se rapprochant dans les meilleures conditions de la forme sinusoïdale idéale (fig. 6).

Dans une commutatrice classique, l'élément rotatif absorbe une certaine partie de la puissance de la machine. Au contraire, dans cet appareil, la partie rotative n'exige pour son fonctionnement qu'une fraction assez faible de la puissance, parce qu'on réalise, en fait, une séparation entre l'effet de commutation, et l'effet de transformation nécessaire.

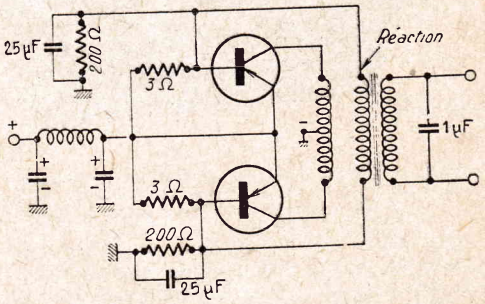


FIG. 8. — *Montage de convertisseur avec transistors américains P.N.P. pouvant fournir plus de 100 watts.*

Cette séparation des deux fonctions permet de réduire et d'alléger dans des proportions considérables l'élément rotatif, et d'utiliser, en outre, un transformateur statique de type ordinaire, qui permet d'obtenir à volonté différentes valeurs de tension, sans aucun transformateur supplémentaire.

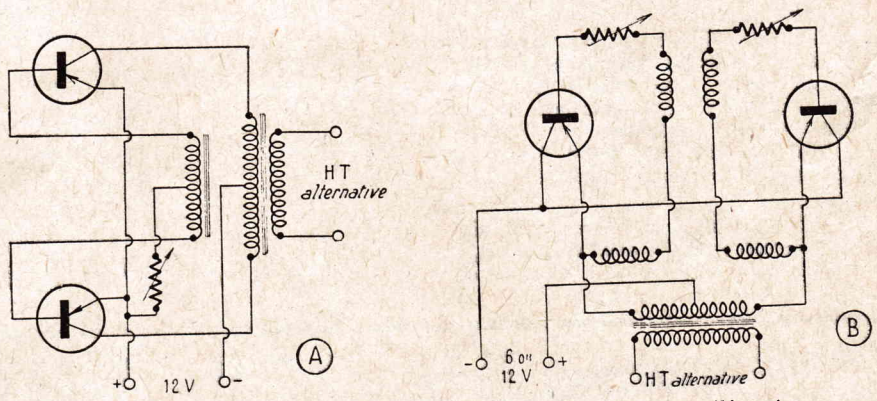


FIG. 7. — *Montages classiques de convertisseurs à transistors avec éléments français (25 watts). Bobinage de réaction : 2 × 10 spires. Primaire : 2 × 30 spires de gros fil. Section fer : 6 cm2 ; tôles 1,3 W. Résistance ajustable de 3 à 10 Ω.*

Cette machine paraît donc constituer une solution intéressante de l'alimentation des appareils sur automobiles, du moins lorsqu'il s'agit d'installations relativement puissantes.

LES CONVERTISSEURS A TRANSISTORS

La solution la plus récente du problème de la conversion d'un courant continu basse tension consiste dans l'emploi d'un montage à transistors, et l'on utilise généralement dans ce but un oscillateur symétrique à deux transistors de puissance, plus ou moins comparable à une sorte de vibreur sans contact, dans lequel les transistors jouent le rôle d'interrupteurs, comme on le voit sur la figure 8.

Ces transistors permettent d'obtenir un rendement de l'ordre de 70 % à 90 %, parce que leur consommation d'énergie est faible car leur fonctionnement s'effectue « par tout ou rien ».

Le transformateur utilisé joue un rôle important comme, d'ailleurs, pour le vibreur. Il doit comporter un noyau magnétique cons

tué par un matériau à cycle d'hystérésis presque rectangulaire, et le rendement dépend essentiellement des pertes dans le cuivre, c'est-à-dire dans le fil d'enroulement, et dans le fer, c'est-à-dire dans le noyau magnétique.

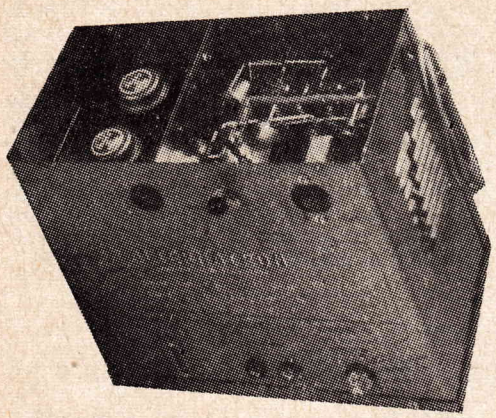


FIG. 9. — *Convertisseur à transistors de fabrication française (« Alternatron ») pouvant fournir au minimum 60 watts.*

Les pertes dépendent donc du volume du transformateur lui-même et de celui du noyau magnétique, qui doit être directement proportionnel à la puissance transmise ; elles dépendent aussi de la fréquence des oscillations. La puissance maximum est toujours limitée par le courant maximum que peuvent supporter les transistors, et on a intérêt à choisir une fréquence d'autant plus faible que la puissance à transmettre est plus grande.

Les transistors de puissance sont montés dans un boîtier métallique qui sert à permettre la dissipation de la chaleur développée par la puissance dissipée sur le collecteur. Celui-ci est collé directement à l'embase du boîtier, pour assurer une différence de température aussi faible que possible entre le collecteur et le socle du boîtier. Pour obtenir un refroidissement maximum des transistors, il faut donc visser ceux-ci directement sur l'appareil, ce qui permettra d'évacuer la chaleur dans l'air ambiant par convection naturelle.

Pratiquement, il y a aussi à considérer un problème d'isolement, en raison de la différence de potentiel entre les deux collecteurs, de l'ordre de deux fois la tension d'alimentation ; il faut donc utiliser des rondelles de mica pour assurer l'isolement électrique, mais on effectue ainsi un isolement thermique.

Pour éviter cet inconvénient, on peut utiliser un montage oscillateur avec collecteur à la masse, dont le principe est représenté sur la figure 7 B, ou le montage avec un émetteur commun. Au point de vue alternatif, ce montage comporte une inversion entre le primaire du transformateur et la batterie. Les enroulements de réaction sont montés entre l'émetteur et la base, et non plus entre le pôle positif de la source et les bases.

On voit, sur la figure 9, un exemple de montage pratique adopté par un fabricant français, et équipé avec des transistors de puissance américains. L'utilisation des transistors de puissance constitue encore actuellement la plus grande difficulté pour la diffusion de ces montages, difficulté qui n'est pas d'ordre technique, mais plutôt pratique et économique, en raison du prix élevé actuel des transistors de puissance. D'ailleurs, le transistor de puissance offre de nombreuses possibilités pour la télémécanique, la télé-commande, etc...

Il existe, dès à présent, des convertisseurs pratiques à transistors qui permettent d'assurer des puissances relativement considérables, pouvant atteindre plusieurs dizaines de watts, ou même plusieurs centaines, mais leurs prix actuels peuvent dépasser 500 NF, ce qui est évidemment prohibitif dans la grande majorité des cas.

Un autre problème se pose, c'est celui de la stabilité de la fréquence fournie par l'oscillateur, et cette stabilité est souvent nécessaire pour un certain nombre d'applications à fréquence musicale comportant des dispositifs plus ou moins synchronisés.

Lorsque ce cas se présente, on peut utiliser des systèmes stabilisateurs assez complexes, mais il est également possible de songer à une autre solution, qui a été brevetée récemment par un constructeur français.

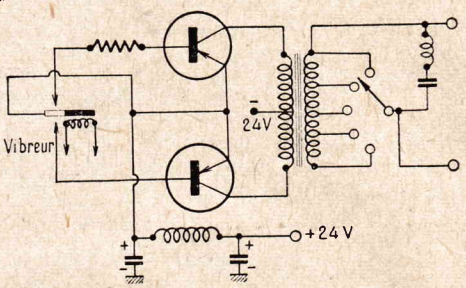


FIG. 10. — *Schéma breveté de convertisseur à transistors combiné avec un système de vibreur assurant la stabilité de la fréquence d'oscillation. Puissance 250 VA ; rendement 80 %.*

Elle consiste, comme on le voit sur la figure 10, à combiner, en quelque sorte, un montage de convertisseur à transistors avec un vibreur fonctionnant à une fréquence bien déterminée, et jouant, en quelque sorte, le rôle d'un diapason de synchronisation.

Ce vibreur envoie les polarisations nécessaires successives sur les bases du transistor, exactement à la cadence utile absolument précise ; il est ainsi possible d'obtenir facilement une puissance de l'ordre de 250 VA, avec un rendement de l'ordre de 80 %.

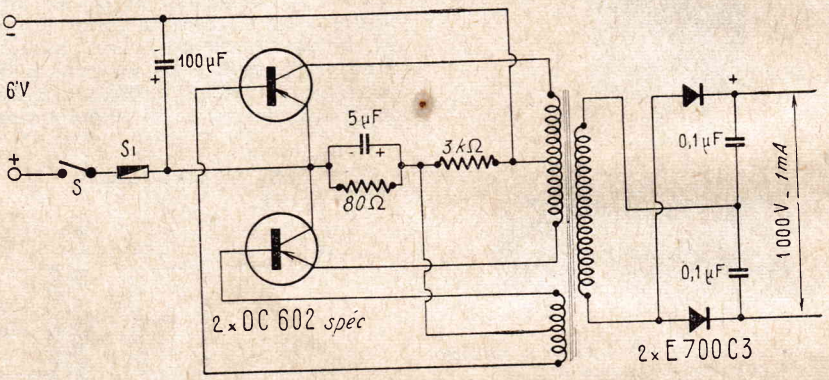
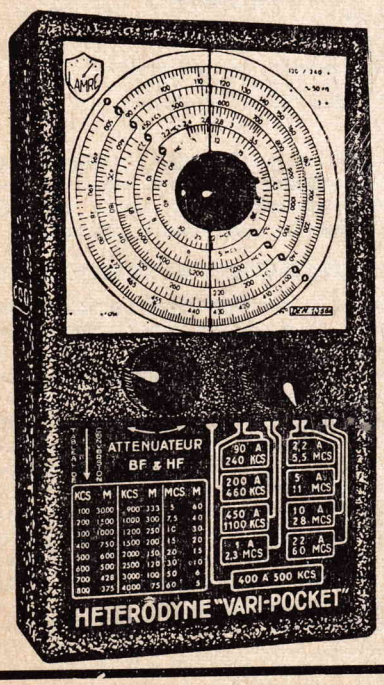


FIG. 11. — *Convertisseur allemand à transistors avec redresseur doubleur de tension.*

UN JEU UNIQUE



Si vous désirez acquérir des appareils de mesure sans reproche, bien étudiés, d'un emploi pratique, d'une présentation identique et agréable, étalonnés individuellement avec grande précision, d'un prix qui vous garantisse la qualité du matériel et du travail, achetez sans hésitation notre : HETERODYNE VARI-POCKET et notre CONTROLEUR MULTI-POCKET. Ils vous feront grand usage avec entière satisfaction. Vous apprécierez dans notre

HETERODYNE VARI-POCKET

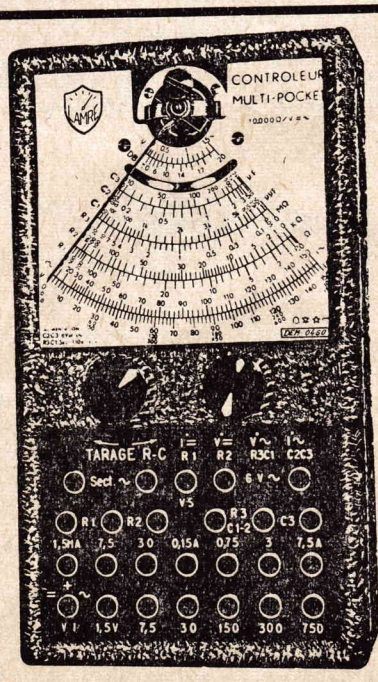
Ses 9 gammes étalées de 90 Kc à 60 Mc sans trou. Bande MF de 400 à 500 Kc.
Sa stabilité parfaite et instantanée.
Sa faible consommation : 3 Watts.
Son alimentation 110 à 260 Volts Alt.
Son atténuateur parfait.
Ses sorties HF et BF.
Ses dimensions : 160x90x45 mm. 980 gr.
Son boîtier métallique INCASSABLE.
Son MONTAGE ALTERNATIF, le seul pouvant donner entière satisfaction.
Sa Marque de garantie totale.

PRIX avec ses câbles de liaison : 159,00 NF

CONTROLEUR MULTI-POCKET

Ses 10.000 OHMS/VOLT CONT. ET ALT.
Ses 40 calibres suivants :
Tensions 0,02 à 750 V cont. alt.
Intensités 5 Micro A à 7,5 A cont. alt.
Résistances 0,2 Ohm à 50 Mégohms.
Capacités 50 PicoF à 2 000 MicroF.
Voltmètre de sortie. Décibelmètre.
Ses dimensions : 160x90x45 mm. 700 gr.
Son boîtier métallique INCASSABLE.
Sa protection contre les surcharges et les chocs.
Son SUPER GALVANOMETRE antichoc.

PRIX avec ses pointes de touche : 186,00 NF



TOUTES TAXES COMPRISES

Services fonctionnant pendant les vacances

Demandez le catalogue HS-070 — *Remise aux lecteurs*

LES APPAREILS DE MESURES RADIO-ELECTRIQUES
SAINT-GEORGES-SUR-CHER (Loir-et-Cher)
C.C.P. 959-76 ORLEANS — Tél. : 55 à Saint-Georges-sur-Cher

RAPY

UN COMMUTATEUR
COMMANDÉ PAR LE SON

LE commutateur décrit ci-dessous est particulièrement destiné à la mise en marche et à l'arrêt automatique d'un enregistreur magnétique. Son schéma complet est indiqué par la figure 1 ; l'ensemble ne comprend qu'un seul tube et un transistor à jonction NPN. Sa réalisation est économique et son encombrement est faible (les dimensions de son boîtier sont de : 5,7 × 5,7 × 10 cm). Il est équipé d'une lampe témoin indiquant si le relais est ouvert ou fermé.

Le courant consommé par cet ensemble est de 12,5 mA. L'alimentation du filament s'effectue sous 6,3 volts en alternatif. Il est possible de prélever sur l'alimentation du magnétophone ou de l'appareil à commander cette intensité haute tension et cette tension de chauffage.

Dans le cas où cette solution ne serait pas commode, il suffit d'ajouter une alimentation dont le schéma est indiqué par la figure 1.

Le tube employé est une double triode 12 AX 7, dont la première partie triode est montée en étage cathode follower. Un potentiomètre miniature de 1 MΩ est monté dans le circuit grille d'entrée pour commander la sensibilité.

Le premier étage permet de disposer d'une impédance d'entrée élevée que l'on peut relier à un circuit quelconque BF en négligeant la charge qui en résulte. L'impédance de sortie est, par contre, faible, et les tensions de sortie sont transmises au deuxième élément triode monté en diode.

La composante continue de détection de la diode est transmise à la base du transistor à jonction monté avec émetteur à la masse (transistor 2N35). Un réseau RC de constante de temps est inséré entre la sortie de la diode et le transistor.

Un relais sensible est monté dans le circuit collecteur du transistor. La lampe témoin est allumée par les contacts du relais.

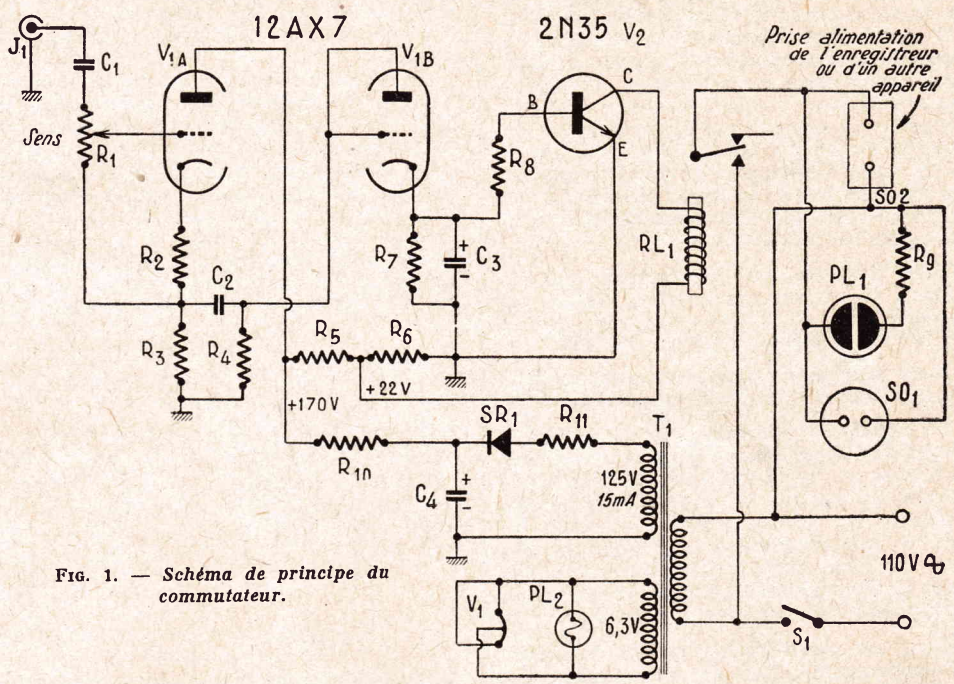


FIG. 1. — *Schéma de principe du commutateur.*

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Un signal BF est appliqué à l'entrée du commutateur par l'intermédiaire du potentiomètre de sensibilité R1. Ce dernier est alors réglé de façon à obtenir un niveau d'entrée correct pour le fonctionnement du commuta-

OFFRE SENSATIONNELLE

500 PLATINES P.U.

GRANDE MARQUE

Moteur 110/220 V, avec tête à deux saphirs microsillons 33-45 tours et 78 tours, en emballage d'origine individuel

3 vitesses ..... 35 NF

4 vitesses ..... 49 NF

Franco de port et d'emballage contre mandat à la commande

RAPY

RADIO - VOLTAIRE

155, av. Ledru-Rollin, PARIS XIe – ROQ. 98-64

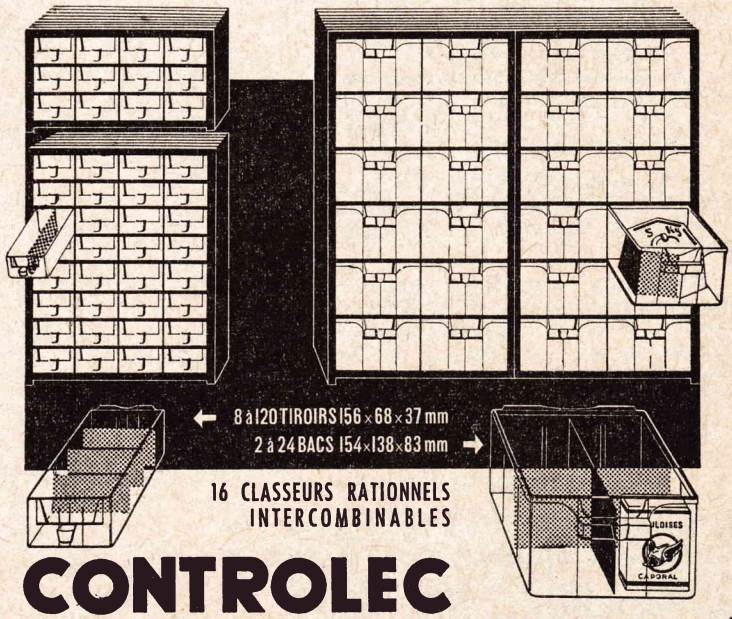
C.C.P. 5608-71 - PARIS — Facilités de stationnement

OUVERTS EN JUILLET ET AOUT

L'ORDRE... *transparent!*

pour vos petits objets et pièces

PLUS DE 120 KG SUR 1/10E DE MÈTRE CARRÉ



CONTROLEC

"Service H.P. - CONTROLEC"

18, rue de Monttessuy, PARIS (7°) - INV. 74-87

teur. Des tensions basse fréquence apparaissent en conséquence au point commun de C2 et R4 et sont appliquées à la partie triode de la 12 AX 7 montée en diode. Une tension redressée continue est disponible à la cathode de la partie diode et est appliquée à la base du transistor qui fonctionne comme un amplificateur de courant continu.

L'accroissement du courant collecteur qui en résulte actionne le relais sensible, le réseau RC comprenant R7, C3 et R8, détermine la durée du temps pendant laquelle le relais reste fermé après la suppression du signal basse fréquence d'entrée. L'alimentation du transistor est obtenue par le diviseur de tension R5 et R6. La tension disponible est de + 22 volts. Un support de transistor est utilisé pour le 2N35; la lampe témoin est une lampe du type NE2, avec résistance série d'alimentation de 200 000 Ω.

Avec les tensions mentionnées sur le schéma, le courant traversant le relais par l'intermédiaire du circuit collecteur est de 0,3 mA en l'absence de signal d'entrée.

Nous indiquons ci-dessous un exemple d'utilisation avec un enregistreur magnétique :

Le signal BF d'entrée est prélevé sur la plaque d'un étage intermédiaire de l'amplificateur. Avec un signal capté par un microphone ou avec les tensions BF d'un tuner appliquées à l'entrée de l'amplificateur, le contrôle de gain de cet amplificateur est réglé de telle sorte que l'œil magique indicateur de modulation de l'enregistreur soit juste fermé, ce qui correspond à un enregistreur normal.

Dans ces conditions, les pointes de tension BF appliquées à l'entrée du commutateur sont de 7 volts et le réglage de sensibilité d'entrée est ajusté de telle sorte que ces pointes produisent un courant de 2 mA traversant le relais.

L'armature de ce relais est attirée lorsque le courant atteint l'intensité de 1,5 mA. Il suffit de prononcer un mot devant le microphone pour obtenir une pointe de courant de 2 mA.

Avec les valeurs du schéma de la figure 1 indiquées pour R7, C3 et R8, le relais reste fermé dix secondes après la suppression du signal BF d'entrée. De la sorte, lorsque les tensions correspondant à la musique ou à la parole sont appliquées à l'entrée et que les interruptions ne sont pas plus longues que dix secondes, le relais reste fermé et le moteur du magnétophone continue à entraîner la bande.

Il est possible de modifier la constante de temps. En augmentant les valeurs de R7, R8 et C3, la constante de temps est plus importante ; on la diminue en réduisant les valeurs de ces mêmes éléments.

Il est conseillé d'utiliser des éléments variables pour R7 et R8, de façon à permettre une modification éventuelle de la constante de temps.

Bien que ce commutateur ait été conçu particulièrement pour être utilisé avec un magnétophone, il trouve d'autres emplois pour commander la mise sous tension ou l'arrêt d'un ensemble électrique ou d'un moteur quelconque.

(D'après **Radio and Television News**,

VALEUR DES ELEMENTS

R_1 : potentiomètre 1 MΩ ; R_2, R_{10} : 1 800 Ω-0,5 W ; R_3, R_4 : 47 kΩ-0,5 W ; R_5 : 8 200 Ω-2 W ; R_6 : 1 500 Ω-0,5 W ; R_7 : 1 MΩ-0,5 W; R_8 : 75 kΩ-0,5 W ; R_9 : 200 kΩ-0,5 W ; R_{11} : 56 Ω-1 W.

C_1, C_2 : 0,04 µF ; C_3 : 6 µF-25 V ; C_4 : 40 µF, 250 V ; RL1 : Relais 8 kΩ.

ÉLIMINATION DES RONFLEMENTS DES ENREGISTREURS MAGNÉTIQUES

LES ronflements ou bruits indésirables des enregistreurs magnétiques à fil ou à ruban peuvent être enregistrés :

1° Par la sortie de l'amplificateur d'enregistrement.

2° Par l'enroulement de la tête d'effacement.

3° Par l'enroulement de prémagnétisation de la tête d'enregistrement son alimentation ou ses liaisons à l'amplificateur d'enregistrement.

Les tensions alternatives de prémagnétisation délivrées par l'oscillateur, dont la fréquence inaudible est, le plus souvent, supérieure à 30 kc/s, doivent être pures. Si un ronflement module cette fréquence de prémagnétisation, elle apparaît comme indiqué par la figure 1a et par la figure 1b lorsqu'elle est enregistrée.

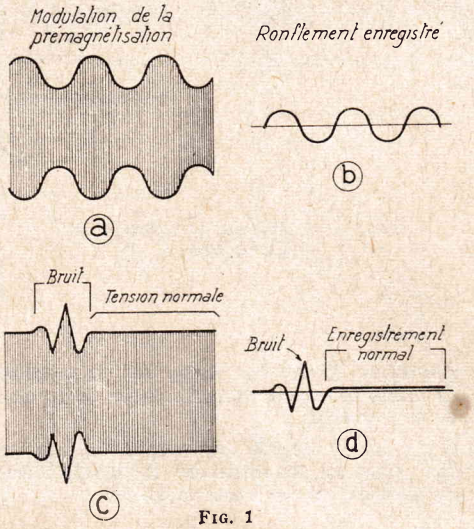


FIG. 1

De même l'examen à l'oscilloscope de la tension de prémagnétisation, lorsqu'il y a modulation par un bruit parasite, correspond à la figure 1c et à la figure 1d après enregistrement.

Pour déterminer la source d'un ronflement ou d'un bruit parasite, on branche un oscilloscope successivement aux bornes du circuit de l'oscillateur de prémagnétisation, de la sortie de l'amplificateur d'enregistrement, de l'enroulement de prémagnétisation de la tête d'enregistrement et de l'enroulement de la tête d'effacement.

La liaison aux plaques de déviation verticale doit être directe, à moins que l'amplificateur vertical de l'oscilloscope ne soit à large bande.

Les formes d'ondes sont celles des figures 1a et 1c. La forme d'onde normale est celle de la partie droite de la figure 1c.

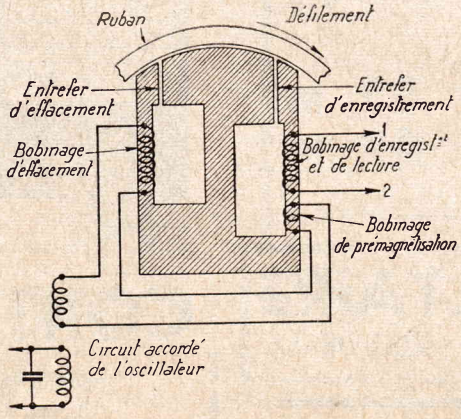


FIG. 2

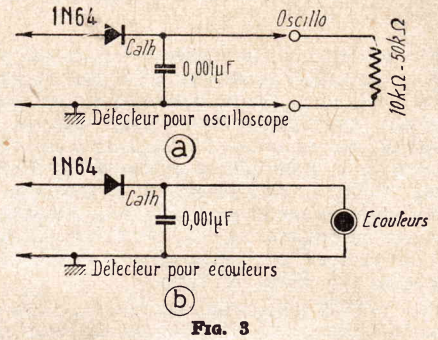


FIG. 3

Déconnecter temporairement l'amplificateur d'enregistrement et court-circuiter l'enroulement de prémagnétisation lorsque l'on examine le bobinage d'effacement. Supprimer la liaison à l'oscillateur de l'enroulement de la tête d'effacement au moment de l'examen de la tension de prémagnétisation.

Si les enroulements sont reliés en parallèle, l'enroulement de la tête d'effacement ou celui de prémagnétisation peuvent être déconnectés. Si ces mêmes enroulements sont montés en série, l'un peut être court-circuité par un cavalier lorsque l'on examine l'autre.

De même, on a intérêt à supprimer les liaisons aux enroulements, de la tête d'effacement à celui de prémagnétisation de la tête d'enregistrement lorsque l'on examine la tension de prémagnétisation aux bornes du circuit accordé de l'oscillateur. Retirer le tube oscillateur au moment de l'examen des tensions de sortie de l'amplificateur d'enregistrment, appliquées à la tête d'enregistrement.

La figure 2 montre un schéma classique de branchement des bobinages d'effacement, de prémagnétisation et d'enregistrement dans le cas d'une tête combinée. Effacement - enregistrement - lecture. Sur la figure 3, les connexions entre le bobinage de l'oscillateur et les

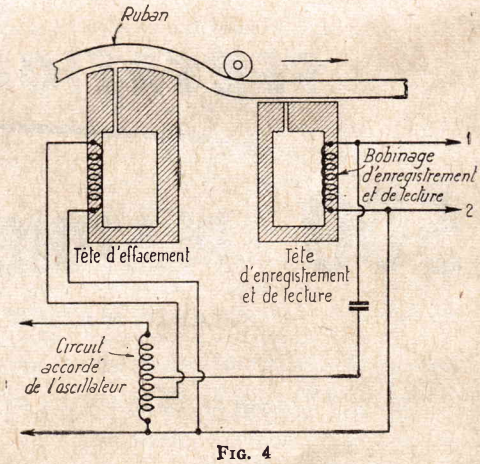


FIG. 4

bobinages de deux têtes séparées d'enregistrement lecture et d'effacement sont représentées.

Au lieu d'attaquer directement les plaques de déviation verticale de l'oscilloscope, on peut utiliser un probe détecteur et attaquer l'amplificateur de l'oscilloscope (fig. 4a). Une résistance de 10 à 50 kΩ aux bornes de laquelle apparaissent les tensions détectées, doit être montée si l'entrée de l'amplificateur de l'oscilloscope n'en comporte pas.

Si l'on ne dispose pas d'oscilloscope, une méthode simple consiste à brancher des écouteurs comme indiqué par la figure 4b. Dans le cas d'une forme d'onde pure de la tension de prémagnétisation, on ne doit rien entendre dans l'écouteur.

notre COURRIER TECHNIQUE

RR - 3.25. — *M. J. L. Desperier, à Douai.*

1° Il est assez difficile de fixer la puissance BF nécessaire pour une audition convenable à l'intérieur d'une automobile. Cela dépend d'abord du niveau du bruit à l'intérieur du véhicule (bruit dépendant du type de la voiture, de son état, de sa vitesse, etc.) ; cela dépend aussi du goût de l'utilisateur, certains préférant un « fond sonore » en sourdine, d'autres désirant un volume relativement important.

Il semble qu'avec 200 mW, il soit possible d'obtenir une audition suffisante et compréhensible.

2° La puissance BF d'un récepteur se mesure à l'aide d'un wattmètre BF (lecture directe). On peut également employer un simple voltmètre BF et appliquer la formule $W = \frac{E^2}{Z}$, Z étant l'impédance de charge sur laquelle on fait la mesure.

S'il s'agit de récepteurs sur schémas, il suffit de se reporter aux caractéristiques de la lampe (ou des lampes), du transistor (ou des transistors) équipant l'étage final. Les caractéristiques indiquent toujours la puissance modulée maximum possible correspondant aux conditions d'emploi.

3° Le récepteur « Critérium » décrit dans notre numéro 1 025 nécessite l'emploi de l'antenne télescopique pour la réception de la « bande étalée ». Il est également prévu une prise pour antenne-auto, voyez vous-même sur les diverses figures.

●

RR - 4.07. — *M. André Girold, à Lille, nous demande notre avis sur le montage amplificateur HF-cascode utilisé sur les bandes décamétriques OC de 10 à 80 m.*

Il est certain que l'amplificateur cascode est extrêmement intéressant sur VHF (sur 144 Mc/s, par exemple), du fait du rapport « signal/souffle » très favorable qu'il apporte. Ceci est indiscutable.

Sur ondes décamétriques (de 10 à 80 m), c'est une autre affaire : Il y a des partisans, et il y a aussi des détracteurs. L'auteur de ces lignes se range parmi les derniers, et voici pourquoi :

Nous pensons que le cascode n'est intéressant que sur des fréquences supérieures à 30 Mc/s. Sur les fréquences inférieures, une bonne pentode moderne (genre 6BY7 ou 6BX6) donne un gain supérieur au montage cascode et un souffle aussi réduit.

De plus, si l'on utilise des circuits accordés de grande qualité (Q élevé), le montage amplificateur HF va accrocher ; il faudra donc neutrodyner. Or, le neutrodynage n'est valable que pour des plages de fréquences réduites, ce qui n'est pas le cas des bandes des récepteurs de trafic pour ondes décamétriques. Il faudrait donc prévoir un réglage supplémentaire pour ce neutrodynage, ou le faire varier simultanément de façon convenable, ou... utiliser des circuits de qualité douteuse (!).

En outre, les triodes du montage cascode ne permettent pas d'obtenir une sélectivité d'entrée aussi grande qu'une pentode. La réjection en souffre, et attention à la fréquence image !

Autant de raisons qui font que nous continuons à préconiser la pentode avec un amplificateur HF normal pour les récepteurs de trafis sur ondes décamétriques... bien que nous soyons un fervent partisan du cascode au-dessus de 30 Mc/s.

●

RR - 5.01 - F. — *Plusieurs lecteurs nous demandent des précisions sur les dispositifs acoustiques générateurs d'écho artificiel (ou boîte à écho).*

Voici quelques renseignements que nous extrayons d'une notice technique rédigée par le constructeur allemand de la marque « Blaupunkt ».

Le dispositif en question se compose essentiellement d'un haut-parleur à chambre de compression, d'une conduite acoustique de retard, d'un microphone et d'un petit amplificateur auxiliaire. La figure RR-501 montre le montage réalisé pour la reproduction (monophonique) avec écho.

Un des deux amplificateurs BF reçoit le signal d'entrée directement et actionne un haut-parleur (ou un groupe de haut-parleurs). Ce même signal d'entrée attaque également un petit amplificateur auxiliaire qui actionne un haut-parleur à chambre de compression. Celui-ci attaque une colonne d'air contenue dans un tube en matière plastique de 16 mètres de longueur

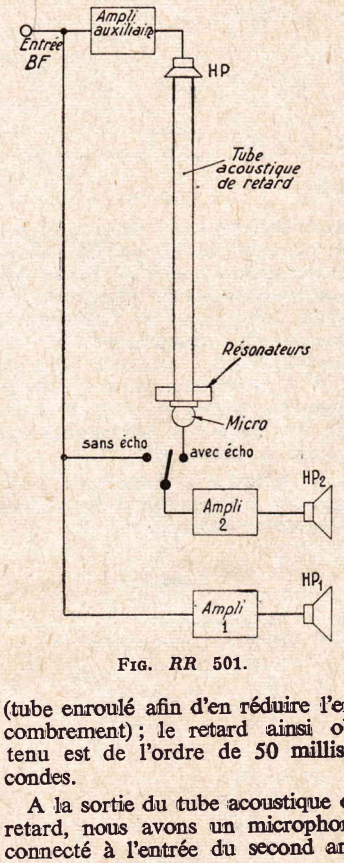


FIG. *RR* 501.

(tube enroulé afin d'en réduire l'encombrement) ; le retard ainsi obtenu est de l'ordre de 50 millisecondes.

A la sortie du tube acoustique de retard, nous avons un microphone connecté à l'entrée du second amplificateur actionnant le deuxième haut-parleur (ou groupe de haut-parleurs).

L'amplitude du signal BF appliqué à l'entrée de l'amplificateur auxiliaire doit pouvoir être réglable (potentiomètre).

La reproduction linéaire par la transmission acoustique du tube de retard est évidemment le gros problème, car un tel système donne fatalement des pointes de résonance dans la gamme des fréquences. La solution consiste à monter des résonateurs de Helmholtz disposés de part et d'autre du microphone et communiquant par des ouvertures adéquates avec l'embouchure légèrement conique du tube de retard. Pour toutes fréquences autres que celles de résonance des résonateurs, l'air dans ces derniers agit en compensateur et empêche les résonances propres. Pour les fréquences de résonance des résonateurs, l'amplitude des ondes sonores dans le tube est augmentée de façon considérable. Tout se passe donc comme s'il s'agissait de filtres électriques. Ainsi, la bande de fréquences transmises a pu être étendue jusqu'à 6 000 c/s.

Comme on le devine, il n'est guère pensable pour l'amateur d'entreprendre la réalisation d'un tel système.

●

RR - 5.14. — *M. Jean Sennel à Mâcon (Saône-et-Loire), nous écrit : « Depuis quelques temps sur le quart à droite de l'écran de mon téléviseur (réception du Mont Pilat canal 12), je remarque une barre verticale blanchâtre de 1 à 2 centimètres de large. Cette barre est plus ou moins visible selon le contraste de l'image transmise par l'émetteur, mais elle est toujours visible et, en conséquence très gênante. Je vous précise que cette barre existe également sur des téléviseurs voisins des marques les plus diverses. D'où cela provient-il ?*

Aucun doute n'est permis. Ce défaut est dû à un mauvais fonctionnement de l'émetteur (très probablement, dans les circuits de synchronisatiton horizontale). Aucun remède n'est possible à la réception. Souhaitons que les techniciens R.T.F. éliminent rapidement ce défaut de l'émetteur.

●

RR - 5.15. — *M. Roland Mréno à Herblay (Seine-et-Oise).*

1° Schéma d'un adaptateur F (sans l'amplificateur BF) : Nous avons déjà publié de nombreux montages de ce genre. Voyez, par exemple, le plus récent publié page 31 de notre numéro 1 026. Il vous suffira de réaliser le montage

LA VÉRITABLE "HAUTE FIDÉLITÉ"

AMPLI ULTRA-LINEAIRE + PREAMPLI 4 entrées PUISSANCE 1 W
Réponse 10 à 100 000 ps
Livré en pièces détachées ou en ordre de marche
Description : « Radio-Plans », n° 105

AMPLI HAUTE-FIDELITE 2 entrées - 3 sorties - 4, 9, 16 ohms PUISSANCE 10 W
Réponse 10 à 100 000 ps
Livré en pièces détachées ou en ordre de marche
Description : « Haut-Parleur », n° 996

Envoi des documents contre 1 NF en timbres

HAUT-PARLEURS D'IMPORTATION
GOODMAN'S - WHARFEDALE - STANTORIAN - CABASSE
CELLULE P.U. A RELUCTANCE VARIABLE G. ELECTRIC

Platine TD 4 vitesses 2 têtes « P. Clément » ..... NF 597,72
Transfo « Cabasse » Hi-Fi en boît., sort. perle verre :
10 watts ..... NF 98,00
20 watts ..... NF 118,00
Platine TD « Lenco » tête G.E. 4 vitesses ..... NF 293,30
Transfo « SAVAGE » d'importation 8 000 ohms de plaque à plaque, prise d'écran. Impédance secondaire. 4 - 9 - 16 cm. NF 169,00
Ces prix s'entendent NETS (toutes taxes comprises)

PLATINES MAGNETOPHONES « RADIOHM »
2 vitesses 9,5 et 19 cm, avec préampli
● Modèles Grandes Bobines, diam. 180 mm avec compteur ..... NF 405,50

RADIO-BEAUMARCHAIS
85, boulevard Beaumarchais - PARIS (3°)
Tél. : ARChives 52-56 C.C.P. PARIS 3140-92
GALLUS-PUBLICITÉ

la figure 1, puisque l'alimentation (représentée sur la figure 2) ne vous intéresse pas.

Néanmoins, pour le câblage du circuit de chauffage des tubes de l'adaptateur, vous voudrez bien tenir compte des indications données sur la figure 2 (bobines d'arrêt Ch et condensateurs de découplage). La haute tension est de l'ordre de 250 volts.

2° Réparation du téton de grille d'un tube 6Q7 dont la connexion est coupée au ras de l'ampoule. Voir l'ouvrage « Technique Nouvelle du Dépannage Rationnel » 2e édition, page 121 de Roger A. Raffin (Editions de la « Librairie de la Radio », 101, rue Réaumur. Paris 2e

Nous avons déjà décrit de tels appareils à plusieurs reprises dans notre revue.

Voir, par exemple, notre numéro 980.

●

RR - 5.08. — *M. Pierre Grajon à Aubervilliers nous demande ce qu'il convient de faire pour déparasiter une génératrice.*

Cette question a déjà été traitée à maintes reprises dans notre revue, et même dans la présente rubrique « Courrier Technique ».

●

RR - 5.09. — *M. Fourcade à Lectoure (Gers).*

1° Pour faire fonctionner votre poste-voiture sur le secteur, il suffit de supprimer la section alimentation existante et d'en monter une autre convenant au secteur alternatif. Cette nouvelle alimentation comportera essentiellement : un transformateur primaire 110 ou 220 V, secondaire pour le chauffage des lampes et pour la haute tension; une valve redresseuse; une cellule de filtrage HT.

2° Adresses de fabricants de récepteurs à transistors : Voyez nos nombreux annonceurs.

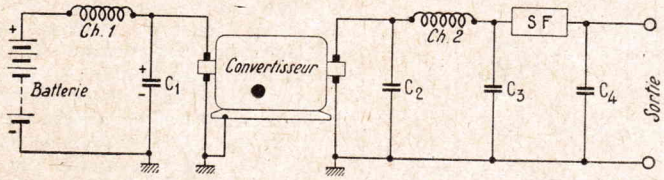


FIG. *RR* 505.

RR - 5.05 F. — *M. Gaston Bejot, à Nilvange (Moselle) nous demande conseil pour l'antiparasitage d'un convertisseur rotatif (dynamotor) destiné à l'alimentation d'un récepteur.*

Comme vous avez pu vous en rendre compte, l'emploi de simples condensateurs sur les balais n'est généralement pas suffisant.

La figure 5.05 vous montre le schéma à réaliser. Ch_1 = bobine d'arrêt, 80 spires de fil 16/10 de mm à 20/10 de mm sous coton, en 4 couches successives de 20 spires chacune; diamètre intérieur de 8 mm.

C_1 = 50 µF 30 V.

$C_2 = C_3$ = 0,01 µF à 0,1 µF papier; à déterminer expérimentalement.

Ch_2 = bobine d'arrêt type R100 National (2,5 mH).

Puisqu'il s'agit d'une sortie **en courant continu,** vous pouvez encore parfaire le filtrage avec une bobine à fer SF de faible résistance et un condensateur C_4 de 4, 6 ou 8 µF. De toutes façons, dites-vous bien que l'antiparasitage d'une génératrice est une affaire de tâtonnements et d'expériences successives, les valeurs optima des condensateurs de déparasitage notamment, dépendant essentiellement des caractéristiques propres de la machine.

●

RR - 5.06/F. — *M. Daniel Châtelard, à Paris (15e).*

Tube C 443. — Pentode de puissance BF; chauffage 4 V 0,25 A; V_a = 300 V; V_{g1} = — 25 V; V_{g2} = 200 V; I_a = 20 mA; I_{g2} = 4,5 mA; S = 1,7 mA/V; k = 60; ρ = 35 kΩ; Z_a = 15 kΩ; W_o = 2,8 W.

Brochage : voir figure RR-506.

●

RR - 5.07. — **Un lecteur (ni nom, ni adresse) de Longueville (Seine-et-Marne). (cachet de la poste) nous demande le schéma d'un petit chargeur d'accumulateurs.*

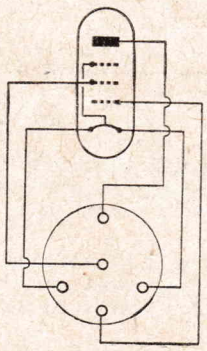


FIG. *RR* 506.

3° A notre connaissance, seul LMT à présenté à l'occasion du dernier Salon de la Radio un récepteur à transistors comprenant une gamme FM.

4° Le téléviseur à transistors existe seulement dans le domaine exérimental. Un tel téléviseur a été réalisé par le département semiconducteurs de Thomson-Houston. On ne le trouve pas encore sur le marché.

●

RR - 5.10. — *M. E. Raynier à Toulon (Var).*

1° Demandez-nous le numéro du Haut-Parleur que vous désirez, en joignant 1,20 NF en timbres et nous vous ferons parvenir cet exemplaire.

2° Nous ne connaissons pas la valeur de la moyenne fréquence du récepteur américain à transistors « Regency ».

3° Nos documentations n'indiquent pas de transistors équivalents ou correspondants aux types TI223, TI210 et TI222.

●

RR - 5.11. — *M. C. Natchoo à Tuléar (Madagascar).*

Nous ne pouvons pas vous conseiller de transformer un magnétophone à fil Webster en magnétophone à bande. Cela équivaut à une refonte totale du montage.

De ce fait, vous auriez tout intérêt à envisager la construction pure et simple d'un magnétophone à bande.

●

RR - 5.12. *M. Yves Janin à Vagney (Vosges).*

Les détecteurs de mines ou de métaux ont été étudiés dans nos numéros 777, 778 et 779. Nous vous prions de bien vouloir vous reporter à cette étude... si vous possédez ces numéros dans votre collection (car, les deux premiers, notamment, sont maintenant épuisés).

Toutefois, pour ce que vous voulez réaliser, il nous semble qu'il ne soit pas nécessaire de construire ou d'utiliser un tel appareil.

Nous pensons qu'un simple relais électronique fonctionnant par approche (approche de la porte métallique, dans votre cas) serait suffisant. Néanmoins, il serait utile que nous ayons davantage de renseignements sur ce que vous voulez faire : but à atteindre, angle d'ouverture de la porte pour le déclenchement, etc.

●

RR - 5.13. — *M. Charles Perreau à Ecouen (Seine-et-Oise).*

Nous ne pensons pas que le remplacement des tubes ECH81 et EM 80 puisse entraîner les défaut que vous nous signalez... tout au moins si les nouveaux tubes soi-disant neufs sont vraiment bons.

Une première vérification consiste donc à essayer d'autres tubes, et notamment un autre ECH81.

Si les blocages continuent, il s'agit d'une simple coïncidence et il vous faudra chercher ailleurs : tube MF, découplages HT et CAV des transformateurs MF, découplage général de la ligne HT (condensateur by-pass HF), ré-alignement complet de l'appareil, etc.

●

HJ - 5-1 — *M. Marcel Jouvenet à Laval nous demande les renseignements suivants :*

1° La façon de réaliser une antenne destinée à la réception de la FM à Laval — avec liaison à un poste dont l'impédance d'entrée est de... 240 ohms (poste TESLA d'importation tchécoslovaque). A ma connaissance il n'existe pas de câble adéquat en France. Peut-on user du classique 300 ohms bifilaire? J'envisageais d'autre part l'établissement d'une antenne du type décrit dans le numéro 1 025, page 32 — quelles seraient les modifications à lui apporter tenant compte des caractéristiques de mon poste et du câble de liaison?

2° La façon d'établir, également à Laval une antenne destinée à la réception du canal 12 (Mayet) récemment mis en service.

1° Il n'y a pratiquement aucun inconvénient dans le cas de la FM et même de la télévision, de remplacer un élément à 240 Ω par un autre à 300 Ω dans les montages d'adaptation comprenant une antenne, un câble et une entrée de récepteur. Utilisez, par conséquent, un câble bifilaire de 300 Ω que l'on trouve partout en France.

L'antenne décrite dans notre article page 32 du numéro 1 025 : antenne bidirectionnelle ne fournit qu'un gain de 4 db environ ne convenant que pour recevoir des émissions relativement proches, ce qui semble être votre cas, du moins pour l'émission de votre localité.

De plus, il faut modifier l'antenne afin que l'on puisse l'adapter à une entrée de récepteur de 240 Ω.

Voici comment effectuer la modification :

Partons de l'antenne de la figure 14, page 32, numéro 1 025 de notre journal. Branchons aux points A' B' et A" B" une ligne comme celle de la figure 11 page 31, même article.

Cette ligne aura une longueur totale de 160 cm et de ce fait elle joindra A' A" et B' B".

Au milieu de cette ligne, on branchera le bifilaire de 300 Ω, qui sera reliée à son autre extrémité, au récepteur FM.

Ce dispositif constitue un ensemble adaptateur. En effet, chaque moitié de ligne ayant une impédance caractéristique de 300 Ω, elles présentent à leur point de jonction (milieu de la ligne A'A"-B'B") une impédance de 600 Ω, étant donné que leur autre extrémité est connectée à des points où l'impédance est de 150 Ω. On a, en effet :

$$300 = \sqrt{150 \cdot 600}$$

et les lignes sont des adaptateurs quart d'onde.

Au points de jonction il y a, par conséquent, deux impédances de 600 Ω en parallèle, ce qui donne 300 Ω.

La ligne A'A"-B'B" se composera de deux tubes en métal de diamètre d, écartés de D d'axe en axe et longs de 160 cm entre A' et A" d'une part, B' et B" d'autre part. Pour que l'impédance soit de 300 Ω il faut que l'on ait :

$$D = 6d$$

Ainsi, si les tubes dont on dispose ont un diamètre d = 6 mm on prendra D = 36 mm ou 35 mm à la rigueur.

2° Une antenne TV pour canal 12 peut être réalisée suivant les indications données dans nos articles parus depuis un an dans le *Haut-Parleur.*

Le nombre des éléments convenant à la réception de l'émetteur de Mayet dépend des conditions de réception.

Pour se faire une idée de ce nombre, voyez les antennes déjà installées sur des immeubles voisins.

HJ — 5-2. — *M. Pendaries à Castelmauron nous demande si l'on peut monter un tube 7JP4 Sylvania avec du matériel Orégа HF et MF.*

Nous vous déconseillons ce montage avec tube électrostatique qui sera plus que démodé et ne réduira que de très peu l'encombrement par rapport à un téléviseur moderne avec tube magnétique de dimensions réduites. Nous pensons qu'il serait préférable que vous montiez un téléviseur à tube de 43 cm dont notre journal a donné de nombreuses réalisations.

Le vrai portable TV sera réalisé dans l'avenir avec des transistors et, toujours tube magnétique mais plus jamais, sauf imprévu, avec tube électrostatique.

●

HJ - 5-3. — *M. J. Monton à Soissons nous pose diverses questions dont voici les réponses :*

1° Il ne faut pas dans un montage HF, remplacer un ancien tube par un nouveau sans réétudier le schéma, car vous risquez d'obtenir des résultats inférieurs ou de détériorer le tube par usure prématurée.

2° Le rendu des demi-teintes n'est pas en rapport avec la distorsion de phase mais avec l'efficacité du dispositif de composante continue.

3° Aucun intérêt à resusciter des vieux montages avec des lampes qui sont d'ailleurs difficiles à trouver, et à remplacer. Adoptez toujours un montage moderne de performances supérieures.

●

HJ - 5-4. — *M. F. Dedeban à Tarbes, possède un téléviseur de marque depuis deux ans et ayant changé les lampes EZ81 et EL81 constate des claquements qui se produisent à la mise en marche et à l'arrêt du téléviseur.*

Nous pensons que ce phénomène est dû à un défaut de la EL81 qui actuellement est remplacée par une lampe EL81-N de mêmes caractéristiques mais plus robuste.

Vous pourriez aussi remplacer la EL81 par une EL36 mais dans ce cas il faudrait que vous demandiez au constructeur de votre récepteur, de vous indiquer les modifications à effectuer.

En tout cas, si ces claquements ne sont pas gênants, il est inutile d'entreprendre des travaux qui seront certainement onéreux.

●

HJ - 5-5. — *M. André Couque à Roubaix nous demande un schéma de préamplificateur cascode avec lampe ECC189 ou ECC88 et le plan d'une antenne pour Bruxelles français.*

1° Pour le préamplificateur, écrivez à *La Radiotechnique*, 130, avenue Ledru-Rollin, Paris 12e, en lui demandant le bulletin *Informations Techniques* n° 21 dans lequel vous trouverez les schémas demandés.

2° Des antennes pour Bruxelles français ont été décrites dans notre journal.

Voyez par exemple notre article paru dans notre numéro 1 017, page 20.

Pour Bruxelles français il faut prendre comme fréquence médiane $f = 0{,}5\ (196{,}25 + 201{,}75) = \frac{300}{198}$ Mc/s d'où $\lambda = \frac{300}{f} =$ 1,51m.

●

HJ - 5-6. — *M. André Boissinot à Châtillon-sur-Sèvre ayant acquis un poste FM désire réaliser une antenne suivant nos articles (voir H.P. n° 1 024). Il désire utiliser du duralumin. Il nous demande des renseignements sur des modifications de nos données dont voici les réponses :*

1° La soudure est indispensable car l'assemblage par vis et écrous finit par provoquer de mauvais contacts engendrant des craquements pendant les auditions. Autrement, il n'y a pas de différence dans le rendement.

2° Respectez les indications données dans un seul article à la fois.

3° Plus il y a d'éléments, plus grand sera le signal à l'entrée du récepteur.

●

HJ - 303. — *M. A. Vinel, à Lancey (Isère) nous pose les questions suivantes :*

1° *Sur le support d'un transistor, la broche la plus éloignée correspond-elle toujours au point marqué sur le transistor.*

2° *En alignement des postes à transistors (M.F. oscillateur, cadre, trimmer), quelle est la position du condensateur variable. Faut-il la mettre au maximum ou au minimum ?*

3° *Peut-on couper, sans inconvénient, les trois broches de liaison d'un transistor.*

4° *Comment se fixe le tube cathoscope ?*

5° *Sur le col de ce tube, quel est l'ordre d'emplacement de la bobine de déviation, de la masse du tube et du piège à ions ; le piège à ions peut-il se régler, sans danger, le poste sous tension ?*

1° Cela arrive souvent, mais il n'y a pas de règle générale. Ne connectez jamais un transistor sans avoir consulté la notice de son fabricant donnant le brochage exact. Dans certains transistors HF, il y a aussi à connecter un écran relié à une quatrième broche (ou fil). Dans les transistors de puissance le collecteur est parfois relié au boîtier, etc., donc, aucune règle générale.

Attention : tout branchement incorrect d'un transistor peut le détruire !

2° L'alignement d'un poste à transistors s'effectue exactement de la même manière que celui d'un poste à lampes.

La position du CV est à mettre, en général, au maximum de capacité lorsqu'on règle la MF, ou à court-circuiter si les deux armatures sont au même potentiel, mais pour régler les gammes OC, PO, GO, le condensateur doit être calé sur la position indiquée sur le cadran du poste et correspondant à la fréquence d'alignement choisie par le réalisateur du récepteur.

Ainsi, en PO, il y a deux fréquences pour le réglage à l'aide des éléments ajustables, trimmer et noyau : une fréquence du côté des 1 500 kc/s et une autre du côté des 500 kc/s. Les valeurs exactes sont toujours mentionnées dans nos réalisations. A défaut de ces indications, on prendra les valeurs suivantes :

Point trimmer fréquence la plus élevée — 10 % ;

Point noyau : fréquence la plus faible + 10 %.

Exemple : le récepteur a une gamme PO s'étendant de 1 500 kc/s à 500 kc/s. Le point trimmer est 1 500 — 150 = 1 450 kc/s. Le point padding ou noyau est 500 + 50 = 550 kc/s.

On procède de même pour les autres gammes. Parfois l'alignement ne se fait qu'en un seul point.

3° On peut généralement couper les fils des transistors *à fils* mais non les *broches* des transistors à broches. De toute manière, sauf en très haute fréquence, il est permis de laisser 2 ou 3 cm de longueur aux fils et de souder leur extrémité aux points convenables.

Ici comme précédemment, suivre les indications du fabricant.

4° Le tube cathodique se fixe de la manière suivante : le « ballon » repose sur le châssis par le côté inférieur de l'écran et par l'intermédiaire d'un caoutchouc-mousse amortisseur. Un ruban entoure l'écran et maintient le tube.

D'autre part, les bobines de déviations sont fixées sur le châssis du téléviseur par l'intermédiaire d'une équerre ou tout autre dispositif.

Le tube tient de ce côté par le fait que son col est enfilé dans les bobines. Le col ne doit pas être serré, car il est très fragile.

5° A partir du ballon et vers le culot, l'ordre de mise en place des organes est le suivant : bobines de déviation, bobine de commutation (éventuellement), piège à ions.

La masse du tube est la couche extérieure de graphite et on la prend en un point quelconque du ballon.

Le piège à ions doit être réglé rapidement, car tant que l'image n'est pas visible sur l'écran on est obligé de pousser le réglage de brillance, ce qui est nuisible à la vie du tube.

Il faut, par conséquent, avant de mettre sous tension, bien déterminer l'emplacement du piège (c'est encore la notice du fabricant qui l'indique clairement) et régler sa position définitive en recherchant l'image la plus lumineuse.

●

HJ - 304. — *M. V., à Mons-en Baroeul (Nord) demande divers renseignements sur les antennes pour la modulation de fréquence concernant antennes extérieures ?*

1° Nous vous conseillons d'essayer d'abord une antenne à deux éléments, mais en laissant au bras une longueur suffisante pour ajouter encore un ou deux directeurs si besoin est.

Impossible de savoir d'avance quelle est l'antenne qui convient le mieux. En tout cas, plus il y a d'éléments, meilleurs sont les résultats, le mieux, dans ce cas, n'est pas l'ennemi du bien.

2° Il est évident qu'une antenne extérieure sera toujours préférable à une antenne incorporée, pour l'écoute des émissions lointaines comme c'est le cas de Londres.

3° Même réponse pour recevoir Bruxelles, mais attention : les directions de Londres et de Bruxelles sont différentes par rapport à votre localité. Voyez dans notre numéro de mars 1960 la description d'antennes omnidirectionnelles ou bidirectionnelles.

Il est également possible d'orienter l'antenne en une position médiane donnant les deux émetteurs.

●

HJ - 305. — *M. R. Coupelin, à Verey (Suisse), nous signale avoir obtenu des résultats « désastreux » avec un tube de duralumin de 12 mm de diamètre et de 2×69 cm de longueur, utilisé à la réalisation d'une antenne TV destinée au canal F5.*

Vous nous donnez trop peu d'indications sur la réalisation de votre antenne pour que nous puissions vous indiquer la cause de son rendement désastreux.

Pour le canal F_5, $f_1 = 164$ Mc/s et $f_2 = 175{,}15$ Mc/s ce qui correspond à une fréquence médiane de 169,6 Mc/s environ et une longeur d'onde $\lambda = 177$ cm. La longueur du dipôle est donc $0{,}95\lambda/2 = 84{,}5$ cm alors que votre dipôle est long de $2 \times 69 = 138$ cm !

Voyez nos articles parus dans la série Antennes TV et vous y trouverez tous renseignements concernant les dimensions des antennes.

Voici à titre indicatif, les dimensions pour une antenne à 8 éléments canal F_5.

Caractéristiques : antenne à 8 éléments impédance 300 ohms (téléviseurs suisses).

Longueur réflecteur		: 88,5	cm
»	radiateur	: 84	cm
»	directeur 1	: 81	cm
»	» 2	: 81	cm
»	» 3	: 77	cm
»	» 4	: 77	cm
»	» 5	: 74	cm
»	» 6	: 74	cm

Tous écartements de 44,5 cm sauf celui entre radiateur et directeur 1 qui est de 22 cm.

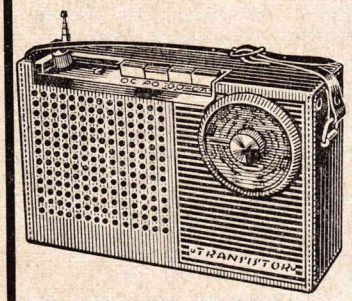
Régler ce dernier exactement au cours de la mise au point donnant le maximum de contraste.

Le radiateur se compose de trois tubes, ceux, non coupés, de diamètre $d_2 = 20$ mm, et le tube coupé au milieu de diamètre $d_1 = 5$ mm, écartement d'axe en axe entre les deux tubes non coupés égal à 30 cm (voir pour plus de détails notre n° 1 015. de mai 1959, page 23, figures 7 et 9, et le texte correspondant, colonne 2).

MONTEZ VOUS-MÊME

CRITER SPORT

qui a été décrit dans la revue **Radio-Pratique** de juillet 1960



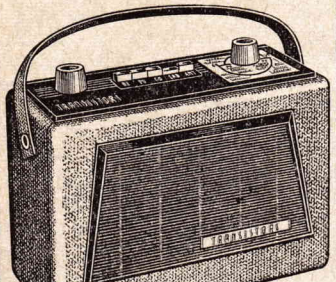
Récepteur à 6 transistors + 1 diode, circuits imprimés - 3 gammes (PO - GO - OC) - 4 touches - Antenne télescopique - Prise antenne-voiture. Commutation antenne-auto par touche. Elégant coffret cuir avec décor doré. HP 17 cm. Dimensions : 240 x 170 x 70 mm. Poids avec piles : 1,6 kg.

Ensemble complet en pièces détachées y compris coffret avec poignée + 1 courroie pour transport en bandoulière. NF 198,00

Supplément facultatif pour housse de protection ..... NF 14,50

CRITERIUM

qui a été décrit dans le « H.-P. » du 15 mars 1960



Récepteur à 6 transistors + 1 diode, présenté dans un élégant coffret gainé avec décors gris ou noirs, comporte un cadre de 200 mm. incorporé, un clavier 5 touches, une prise antenne auto, une poignée escamotable permettant la pose sur tableau de bord de la voiture. Musicalité exceptionnelle obtenue par un HP elliptique de 12x19, prise pour écouteur ou HPS.

Prix total du matériel NF 217,31

1 jeu de 6 transistors U.S.A. + diode ..... NF 70,50

Total ..... NF 287,81

PRIX SPECIAL POUR L'ENSEMBLE COMPLET EN PIECES DETACHEES ..... NF 198,00

Schémas complets c/ 0,50 en timbres

CATALOGUE GENERAL DE PIECES DETACHEES
(Radio et Télévision)
ET DE LIVRES SELECTIONNES
(Radio, Télévision et Transistors)
68 pages, format 12 X 17 nombreuses gravures et avec prix à jour au 1er janvier 1960.
Prix en magasin : 2,50.
PRIX FRANCO ..... **NF 3,15**

CHATELET-RADIO
(EX-GENERAL-RADIO)
1, boulevard de Sébastopol
PARIS (1er)
Métro : Châtelet
Tél. : GUT. 03-07
C.C.P. PARIS 7437-42
BONNANCE

R-R - 3.13. — *M. Mandarouf, à*

Les dispositifs correcteurs de timbre à clavier ne constituent pas des circuits nouveaux. Ce sont les circuits classiques (que vous connaissez bien) de réglages de graves, d'aiguës, et de relief, qui ne sont pas progressifs, mais à points fixes correspondant à diverses touches d'un clavier. Cette disposition pratique est conçue pour une plus grande facilité d'emploi par des utilisateurs ayant peu, ou pas, l' « oreille musicale ». Mais pour l'utilisateur à l'oreille exercée, il est certain que des réglages progressifs sont beaucoup plus souples, plus commodes, tout en permettant une bien meilleure correction (juste à la valeur requise) selon l'audition, le disque, la qualité de l'émission écoutée, le local, etc.

●

M. Plaze, à Fianarantsoa (Madagascar), nous demande :

Peut-on évaluer approximativement (à la valeur près du coefficient K par exemple) l'impédance de fils en descente d'antenne (torsadés ou non) de fabrication locale ou de valeurs inconnues.

Nous extrayons de l'ouvrage « Les Antennes », de R. Brault et R. Piat, les renseignements demandés.

1° *Lignes à fils parallèles dans l'air :* L'impédance Z vaut 276 log $\frac{d}{2D}$; d est le diamètre du fil, la distance des deux fils d'axe en axe

$\frac{D}{d}$	Z (Ω)	$\frac{D}{d}$	Z (Ω)
2	165	30	490
3	220	50	560
4	250	100	635
5	270	200	720
7	330	300	770
10	360	500	830
20	445		

La ligne 600 Ω correspond à $\frac{D}{d} = 75$.

2° *Lignes coaxiales à air :*

$$Z = 138 \log \frac{D}{d}$$

$\frac{D}{d}$	Z (Ω)	$\frac{D}{d}$	Z (Ω)
2	42	8	127
3	66	10	138
4	83	12	148
5	96	15	163
6	108	20	180
7	117	30	204

D diamètre intérieur du conducteur extérieur.

d diamètre extérieur du conducteur intérieur.

Si le coaxial a un isolant de constante diélectrique K

$$Z = 138 \log \frac{D}{d} \times \frac{1}{\sqrt{K}}$$

Vous trouverez tous les renseignements supplémentaires dans l'ouvrage cité plus haut en référence (Librairie de la Radio).

3° *Quelle est l'origine des dépôts (d'oxyde de cuivre probablement) à l'intérieur des transformateurs, dépôts qui rongent le fil et provoquent sa coupure ?*

L'influence de l'humidité de l'air, combinée à celle du gaz carbonique, donne avec le cuivre des hydrocarbonates de cuivre (vert de gris) qui peuvent arriver à couper le fil si celui-ci est de faible diamètre. Ces sels ont sans doute pour origine un défaut d'émaillage du fil du cuivre, défaut qui soumet le fil aux actions chimiques dont il vient d'être question. On peut éviter ce défaut dans les pays humides en imprégnant le transformateur avec du vernis spécial et en le passant à l'étuve. A défaut, on peut le tremper dans de la paraffine fondue.

●

R-R - 3.14. — *M. Pierre Coppée, à Revel (Haute-Garonne).*

Il s'agit incontestablement d'un effet Larsen. Les vibrations du haut-parleur, sur les notes graves principalement, sont transmises à l'ébénisterie du radio-phono, puis à la platine tourne-disque, au plateau, et enfin sont recueillies de nouveau par le pick-up : circuit classique, engendrant l'effet Larsen indiqué. Plusieurs solutions peuvent être essayées :

1° Monter le haut-parleur sur un contre-baffle fixé de manière souple par rapport au baffle normal, c'est-à-dire, ici : l'ébénisterie.

2° Monter la platine tourne-disque de façon « flottante », c'est-à-dire suspendue très souple sur des ressorts.

3° Solution radicale : Utiliser le haut-parleur avec une enceinte acoustique *séparée* (c'est-à-dire, nettement hors de l'ébénisterie du radio-phono).

●

R-R - 3.15. — *M. R. Pierron, les Sables-d'Olonne (Vendée), nous demande des renseignements concernant la réalisation d'une antenne TV canal 4.*

1° Si vous ajoutez un élément directeur supplémentaire, cela va modifier l'impédance centrale du radiateur replié. Il faudrait alors lui donner des cotes différentes pour retrouver ladite impédance.

2° La résistance centrale d'un radiateur replié *considéré seul* est bien de 300 Ω. Mais cette impédance diminue du fait des éléments réflecteur et directeurs. C'est ainsi que dans le cas de la fig. RR 12-11 (H.-P. n° 1 013, page 68), cette impédance est bien de 75 Ω comme il est indiqué dans le texte... à condition de respecter soigneusement toutes les cotes (nombre d'éléments, espacements, etc...).

3° L'impédance d'une antenne n'a aucun rapport avec l'affaiblissement. Utilisez du câble coaxial à faibles pertes. C'est tout.

4° Les dimensions d'une antenne dépendent du canal à recevoir, du nombre d'éléments directeurs, de l'impédance centrale à obtenir sur le radiateur... mais n'ont rien à voir avec le vent !

5° En conclusion : Pas de modifications au hasard. Respectez scrupuleusement les indications données et vous obtiendrez une antenne à grand gain, pour le canal 4, avec impédance prévue pour la connexion d'un câble coaxial de 75 Ω.

●

JH-304. — *M. Lhote R., SP 89114 A.F.N., nous demande :*

1° Dans quelles conditions est-il possible d'adjoindre un transistor de puissance OC 16 un poste voiture à transistors.

2° Peut-on adjoindre un transistor HF sur le récepteur entre le cadre et le mixer, monté en HF non accordé.

1° Oui. Prenez un transformateur driver pour OC 16 (Voyez Supersonic 95, rue de Flandre, à Paris). Le primaire sera monté à la place de celui du transformateur du haut-parleur.

2° Oui, rien ne s'y oppose, si ce n'est l'emplacement libre qui est généralement inexistant dans ces postes compacts. Aussi pourrez-vous monter cet étage HF non accordé à l'extrémité. Voyez « Dépannage et Mise au Point des Appareils à transistors » de F. Huré (Librairie de la Radio, Paris).

●

JH-302. — *M. Musset, à Marseille, nous demande un schéma pour construire un émetteur morse.*

Votre question est très imprécise et nous ne savons s'il s'agit d'un appareil pour apprendre l'alphabet morse ou s'il s'agit d'un émetteur graphie. De toutes façons, vous trouverez l'un et l'autre dans « 100 Montages Ondes courtes » de F 3RH et F3XV. En vente à la librairie de la Radio.

●

JH-305. — *Au sujet du radiotéléphone portable décrit dans le numéro 1 002, M. P. Hamiard, nous demande les renseignements suivants :*

1° Y a-t-il une liaison entre le collecteur du premier OC 44 et le CV de 100 pF ?

2° La bobine L_2 a-t-elle un noyau en fer divisé ou en ferrite à noyau réglable ?

3° Section du fil de L_5 et L_6. Caractéristiques du mandrin?

4° Adresse d'un spécialiste de la pièce miniature ?

1° Oui.

2° Self à noyau réglable.

3° Fil 2 à 4/10e de mm. Support de 9 mm de diamètre.

9° Voyez nos annonciers.

Le Journal des "OM"

ÉMETTEUR ET RÉCEPTEUR A TRANSISTORS

pour trafic en graphie et en phonie sur les bandes 40 et 80 mètres

DE nombreux lecteurs nous ont écrit pour nous demander la description d'un émetteur-récepteur transistorisé.

Les intéressantes possibilités offertes par les transistors permettent d'effectuer des QSO, sur des distances pouvant aller jusqu'à plusieurs milliers de kilomètres, dans des conditions satisfaisantes, avec une puissance inférieure à un watt.

Pour cette raison, nous publions aujourd'hui la description d'un ensemble émetteur-récepteur, de construction facile, que nous empruntons à notre confrère Radio et Televisione.

L'EMETTEUR

L'émetteur est particulièrement bien adapté au fonctionnement en graphie, sur la gamme des 40 mètres ; il utilise un transistor RCA type 2N140 (ou équivalent OC44, SFT 108, 2N 137) pour l'oscillateur à cristal, et un autre identique pour l'amplificateur. Pour le fonctionnement en phonie, le modulateur utilise un transistor 2N17 (ou OC71, SFT 102) comme étage préamplificateur, et un transistor 2N140 comme étage final. L'appareil est entièrement alimenté au moyen de deux batteries de 6 V, reliées en série, et munies d'un commutateur qui permet de varier cette alimentation de 6 à 12 V. Au cours des opérations préliminaires d'accord, l'oscillateur à cristal est alimenté sous 6 V, tandis que lorsque l'émetteur fonctionne à pleine puissance, l'oscillateur fonctionne sous 12 V, avec un courant de collecteur de 15 mA. Dans ce cas, le courant qui circule dans l'amplificateur s'élève à 18 mA.

Il faut admettre que ces valeurs sont supérieures à celles données dans les caractéristiques des transistors employés ; il est possible que dans ces conditions de surcharge, certains transistors ne fonctionnent pas d'une manière satisfaisante.

Comme on le voit sur le schéma, une pile de 1,5 V est disposée sur le circuit de l'émetteur de l'étage oscillateur.

Avec cet émetteur, il a été possible de communiquer avec plusieurs stations éloignées de plusieurs centaines et aussi plusieurs milliers de kilomètres, avec une antenne unifilaire de 32 m environ. Les rapports ont varié de 339 à 589 (code RST), selon les conditions de propagation. Un DX de 12 000 km a été réussi avec une puissance de 216 mW. Jusqu'à maintenant, l'auteur n'a pas essayé d'adapter cet émetteur à la bande 20 mètres ; toutefois, il serait possible de travailler sur cette fréquence ou sur une fréquence supérieure, en transformant l'amplificateur en doubleur de fréquence, et en remplaçant le transistor 2N140 par un type 2N247 (ou 2N274, 2N370).

REALISATION

La station émettrice comprend cinq unités, comme l'indique la figure 1, plus une sixième unité constituée du modulateur.

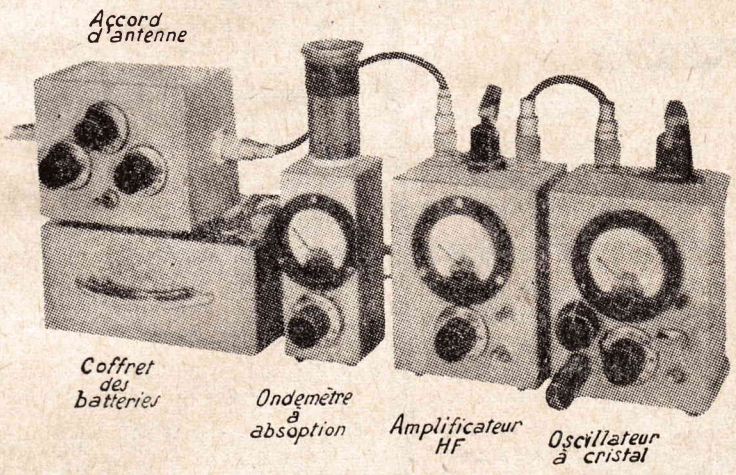


FIG. 1

L'ondemètre de contrôle doit être normalement installé à quelques mètres de distance, avec la self extérieure disposée à environ cinq centimètres du conducteur de l'antenne. Puisque cet ondemètre à absorption est du type conventionnel, la description du circuit sera limitée à l'oscillateur à cristal, à l'amplificateur, au système d'accord d'antenne et à la section de modulation. Chacune de ces unités est contenue dans un châssis de 13 × 10 × 8 cm environ.

Bien que l'on ait expérimenté le circuit VFO, les résultats satisfaisants ont été obtenus seulement au moyen d'un oscillateur contrôlé par quartz qui, dans ce cas, est disposé dans le circuit de l'émetteur. Le manipulateur, qui est naturellement éliminé lorsqu'on transmet en phonie, est shunté par un condensateur de 2 µF, à basse tension, afin d'améliorer les caractéristiques de la manipulation, et en particulier, lorsqu'on utilise un manipulateur semi-automatique. La partie la plus critique de la mise au point consiste dans la détermination de la prise de sortie sur la self de base (L_1), du fait que de celle-ci dépend un fonctionnement stable.

Cette prise doit être suffisamment éloignée de l'extrémité masse. Dans notre description, elle se trouve à peu près au centre, soit à 10,5 spires à partir du côté masse. On la déterminera expérimentalement, en maintenant la tension collecteur à sa valeur la plus basse, et en déplaçant vers le bas le curseur du potentiomètre de l'émetteur, afin d'éviter que le circuit collecteur soit parcouru par un courant supérieur à 15 mA.

Sur la figure 1, on distingue le transistor immédiatement au-dessus du cristal. Le condensateur variable est au centre, et à gauche se situe le bouton du potentiomètre de contrôle de la polarisation.

L'interrupteur disposé en bas, à droite, sert à insérer la tension d'alimentation, tandis que la prise de jack sert à brancher le manipulateur ; en cas de fonctionnement en phonie, on supprime le manipulateur et la prise est automatiquement court-circuité. L'alimentation s'effectue sur le dessus par un câble à quatre conducteurs.

MISE AU POINT

La seule opération critique de mise au point du circuit amplificateur HF consiste dans la détermination de la prise disposée sur le circuit de collecteur L_2. Celle-ci s'effectue expérimentalement ; toutefois, elle se situe à peu près au centre ou est légèrement déplacée vers l'extrémité masse.

La prise du modulateur peut être disposée sur le panneau frontal de l'amplificateur, en bas, à gauche, symétriquement par rapport à l'interrupteur à bouton.

Si l'utilisation d'un système d'accord d'antenne s'est révélée utile, celui-ci n'est pas absolument indispensable. L'ondemètre à absorption, toutefois, est absolument nécessaire, puisqu'il permet d'apprécier immédiatement et directement l'énergie rayonnée. Au cours des opérations de mise au point, la self peut être disposée au voisinage du conducteur d'antenne, et à environ deux mètres du circuit d'accord et de l'émetteur, afin d'obtenir une lecture au milieu de l'échelle. Ensuite, l'ondemètre sera découplé jusqu'à ce que le déplacement de l'aiguille soit à peine appréciable.

Comme dans les émetteurs traditionnels, l'augmentation de charge détermine aussi une élévation du courant de collecteur (plaque). Contrairement à l'accord du circuit oscillant, qui s'effectue jusqu'à l'obtention d'une brusque variation du courant du collecteur, l'adaptation optimum de la charge se révèle par l'indication du courant maximum dans l'ondemètre correspondant au courant de collecteur minimum. Normalement, la puissance maximum de rayonnement est obtenue lorsque le courant de collecteur est à la valeur maximum. Le réglage du potentiomètre disposé dans le circuit de l'émetteur de l'étage oscillateur est très critique.

Au cours des opérations de mise au point, il est conseillé d'écouter les signaux émis au moyen d'un récepteur. Dès que la tension est appliquée sur l'oscillateur, le signal sera audible avec une bonne intensité, même avant que l'on décèle un courant de collecteur dans l'amplificateur. Au fur et à mesure que l'on déplace lentement le curseur du potentiomètre d'émetteur, le courant de collecteur de l'oscillateur augmente, et le signal devient plus net.

Avec un courant de collecteur oscillateur égal à environ 10 mA, on doit obtenir un courant du collecteur de l'amplificateur bien défini. Toutes les commandes d'accord devront être réglées avec soin, afin d'obtenir la puissance maximum. Au cours de cette mise au point finale, il est possible d'entendre sur toute la gamme du récepteur des signaux parasites, et l'accord doit être retouché afin que le seul signal audible perçu soit à la fréquence de l'oscillateur. Si la seule modification de l'acord ne permet pas d'éliminer les oscillations parasites, la tension d'émetteur de l'oscillateur doit être réduite, ou bien, il est nécessaire de déplacer la prise sur la self de base, en l'éloignant un peu plus de la masse.

Lorsque le signal découpé par le manipulateur est pur et exempt de tout parasite, le courant de collecteur est compris entre 12 et 15 mA à l'oscillateur, et entre 15 et 18 mA à l'amplificateur.

Le circuit de modulation consiste en un amplificateur à deux étages alimenté par les mêmes batteries que celles de l'émetteur.

L'AMPLIFICATEUR DE MODULATION

Le circuit de modulation consiste en un amplificateur à deux étages alimenté par les mêmes batteries que celles de l'émetteur.

Naturellement, cet amplificateur doit être supprimé lorsque l'émission s'effectue en graphie, et le jack prévu pour le branchement doit être du type à fermeture automatique, afin de ne pas interrompre l'émission durant le fonctionnement en graphie.

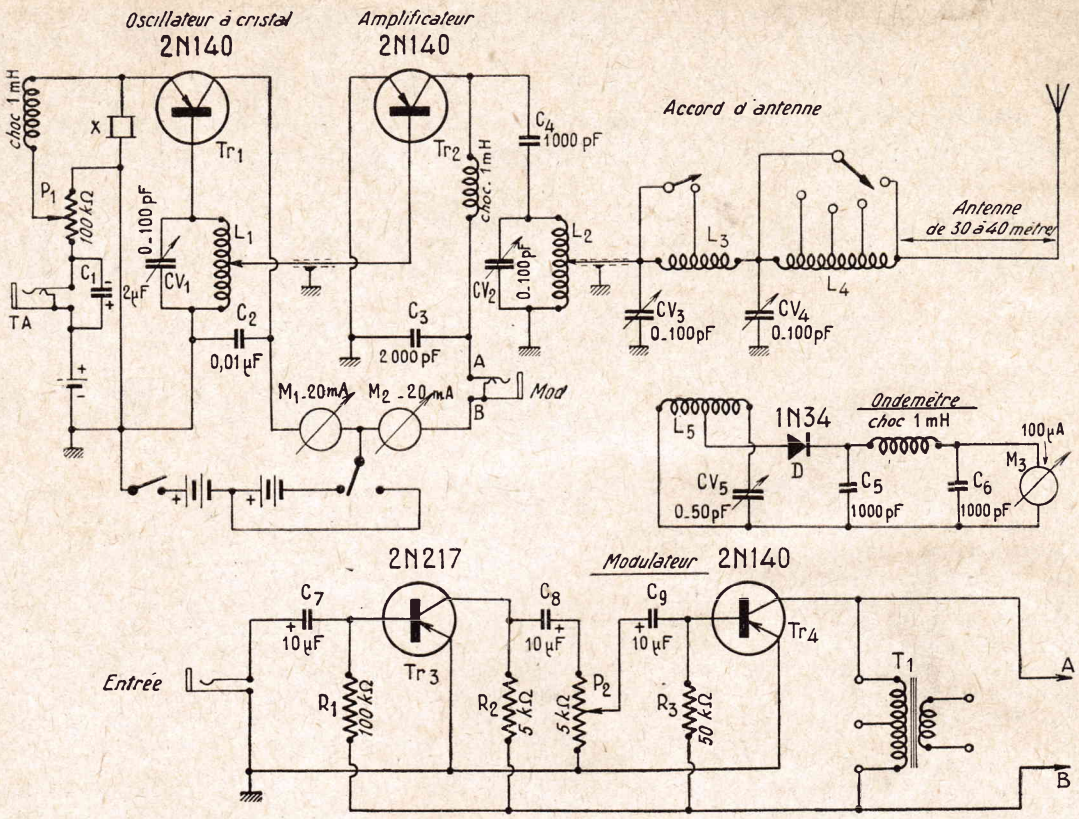


FIG. 2

La modulation est appliquée en série avec l'alimentation du collecteur de l'étage amplificateur HF, et le fonctionnement est assez simple. Le contrôleur de volume permet d'éviter la surmodulation lorsqu'on parle à une distance du microphone inférieure à 30 cm. Le premier transistor préamplificateur est un type adapté à l'amplification basse fréquence, RCA, 2N217, OC71, SFT102, 2N187, etc., tandis que pour l'étage final, on utilisera un type 2N140. Il est toutefois indispensable que, indépendamment des types choisis, R_1 soit réglée afin d'obtenir dans le collecteur de Tr_4, un courant de 1 mA environ, et R_3, afin d'avoir dans le collecteur Tr_4, un courant compris entre 15 et 18 mA.

Etant données les dimensions réduites du transformateur de modulation — qui peut être du type adapté à un étage de sortie à transistors en push-pull, en n'utilisant que le primaire — il est facile d'atteindre, avec un signal basse fréquence, une amplitude suffisante pour saturer le noyau ; toutefois, le contrôle de volume permettra de remédier à cet inconvénient. Naturellement, les essais en phonie ne devront être effectuées qu'après avoir mis l'émetteur au point suivant l'exposé précédent.

Bien entendu, la portée est considérablement réduite en phonie, mais il est toutefois possible d'effectuer des communications satisfaisantes à des distances de plusieurs centaines de kilomètres.

Le microphone peut être du type magnétique à réluctance variable. L'impédance d'entrée de l'amplificateur est de 1 000 Ω environ ; si on utilise un microphone à cristal, il sera nécessaire de modifier le circuit d'entrée par un simple système égalisateur.

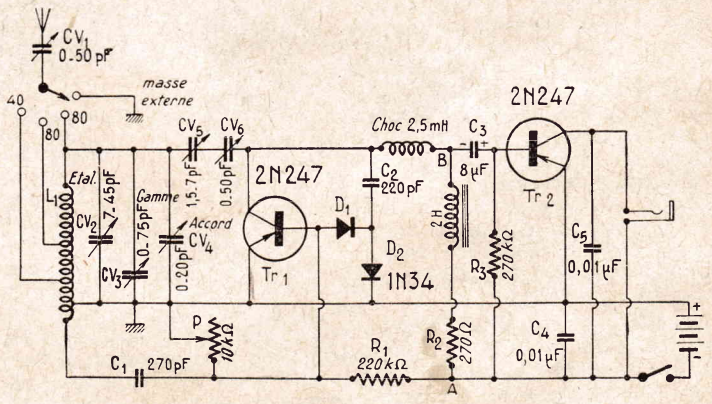


FIG. 3

"Monaco"

le plus petit des postes à transistors

(97 × 57 × 30 mm)

pour la réception par écouteur

Idéal pour l'écoute discrète chez soi, en chemin de fer, à l'hôtel, en clinique, en réunion, en camping, à la plage, en promenade, etc.

(sans risques d'infraction aux règlements en vigueur)

•

2 transistors plus diode - Gamme PO - Circuit imprimé - Bobinage Ferrite - Ecouteur spécial type prothèse auditive avec clips nylon de fixation à l'oreille - Alimentation par pile 9 volts (500 heures d'écoute).

Prix complet avec sa housse : **75 NF**

En pièces détachées ..... : **65 NF**

Plan de câblage et schéma contre **1 NF** en timbres

A.P.R.E.E. **20, boulevard d'Italie, 20**
MONTE-CARLO - Tél. 018-38, 018-39

En vente : **Paris** : CENTRAL RADIO, 35, rue de Rome (8e) - MONTPARNASSE-CADEAUX, boulevard du Montparnasse, n° 40 (15e) - COMPTOIR M.B. RADIOPHONIQUE, 160, rue Montmartre (2e). — **Marseille** : AU DIAPASON DES ONDES, 11, cours Lieutaud (6e). — **Toulouse** : AMBIANCE, passage des Grands-Boulevards - TOUTE LA RADIO, 4, rue Paul-Vidal.

CARACTERISTIQUES DES SELFS

L_1, L_2, L_3 = 23 spires de fil de 1 mm, enroulées en l'air, diamètre 25 mm - 6,5 spires par cm.

L_4 = 88 spires de fil de 0,5 mm, enroulées en l'air, diamètre 25 mm - 13 spires par cm.

L_5 = pour la gamme de 7,8 à 24 Mc/s : 40 spires fil cuivre émaillé de 0,5 mm, enroulées sur un mandrin de 13 mm de diamètre (12,8 spires par centimètre à la 14e spire, à partir de l'extrémité reliée à la masse.

LE RECEPTEUR

Les résultats satisfaisants obtenus avec l'émetteur ont conduit l'auteur à la réalisation d'un récepteur équipé de transistors, afin de réaliser un ensemble émetteur-récepteur entièrement transistorisé.

Le schéma choisi est un « reflex » à superréaction dont les dimensions sont 13 × 10 × 8 cm. Il utilise deux transistors « drift » RCA type 2N247 et deux diodes type 1N34. Les fréquences couvertes vont de 3,3 à 8,5 Mc/s en trois gammes, au moyen d'un condensateur de gamme qui permet l'exploration continue ou partielle, avec gamme étalée pour la moitié supérieure et inférieure des bandes de 40 et 80 m.

DECRIPTION DU CIRCUIT

Le circuit est représenté à la figure 3. La section haute fréquence comprend la self d'antenne L_1, le condensateur d'étalement, le condensateur de gamme et celui d'accord (respectivement CV_2, CV_3 et CV_4), le premier transistor type 2N247, les deux diodes à cristal, et le condensateur de réaction CV5 en série avec CV6. Les autres éléments constituent les sections « reflex » et basse fréquence du récepteur. Le potentiomètre P contrôle la polarisation des deux transistors. Le premier travaille en amplificateur à superréaction, alimente les deux diodes à cristal en série. La tension basse fréquence qui se manifeste aux bornes de la diode

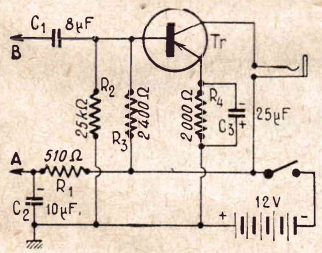


FIG. 4

connectée à la masse (D_1) est renvoyée au premier transistor, à travers la base, amplifiée, et ensuite à nouveau amplifiée par le second transistor. On a pu constater que ce récepteur fonctionne d'une façon très satisfaisante.

Si l'on désire fonctionner avec une batterie de 12 V, le circuit doit être modifié comme l'indique la figure 4, et il est nécessaire d'utiliser pour l'étage final un transistor du type 2N408 ou 2N109, au lieu du type 2N247, en modifiant simultanément la valeur de la résistance de base.

L_1 comporte 48 spires de fil 1 mm, enroulées en l'air, sur un diamètre de 25 mm — 6,5 spires par cm — avec trois prises respectivement à 7, 21 et 31 spires à partir de la partie inférieure. Les spires adjacentes aux deux prises intermédiaires sont légèrement incurvées vers l'intérieur afin d'assurer une bonne soudure sans risque de court-circuit entre les spires mêmes.

FONCTIONNEMENT

La seule source d'alimentation nécessaire pour le récepteur est une pile de 6 V, qui peut être du même type que celle utilisée pour l'émetteur. Bien qu'une antenne extérieure ne soit pas indispensable, une bonne connexion extérieure de masse est nécessaire afin d'éliminer les effets de capacité entre l'opérateur et le cordon du casque. Si on utilise une antenne, celle-ci doit être constituée d'une petite tige de cuivre couplée de façon très lache à la bobine d'antenne.

Le fonctionement du récepteur est optimum pour la télégraphie, et satisfaisant pour la phonie. Afin d'obtenir le maximum de stabilité, les contrôles de polarisation et de réaction devront être disposés aussi loin que possible du point critique d'amorçage des oscillations. Dans le cas de réception des signaux très faibles, il sera nécessaire de travailler dans le voisinage du point d'amorçage.

Pour la réception de la phonie, la réaction doit être réglée immédiatement au-dessous du point d'amorçage.

Avec ce type de récepteur, il n'est pas conseillé d'adopter un casque à haute résistance interne pour éviter tout phénomène de « motor boating » ou amorçage des oscillations basse fréquence. Une résistance interne d'environ 135 Ω est satisfaisante ; on obtient ainsi un niveau acoustique suffisant sur la plupart des signaux, même avec une antenne ayant une longueur approximative de 2 mètres.

Pour éviter l'échauffement des transistors, il est absolument nécessaire que le commutateur de gamme soit disposé sur la position « masse externe » avant toute émission, et quand l'appareil n'est pas utilisé. Si l'on se trouve dans le voisinage d'un autre émetteur, même de puissance limitée, il conviendra de détacher complètement l'antenne.

(Recueilli par F3RH.)

Pour acheter et vendre

● UTILISEZ

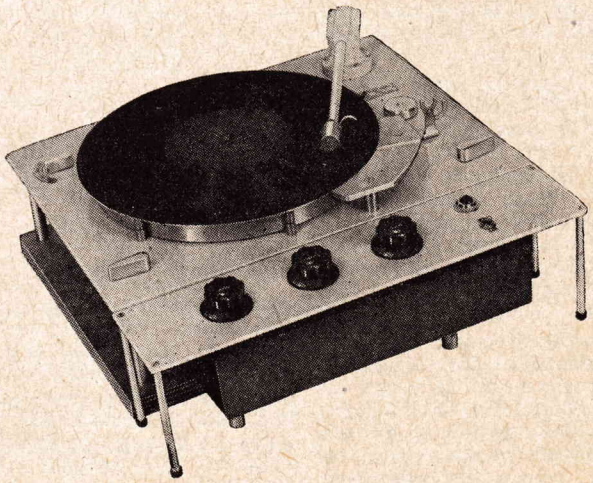
nos petites annonces

TOURNE-DISQUES

Préamplificateurs - Correcteurs Professionnels et Amateurs

★ **Modèle HL 6** (400 × 310) 7 kg

— Platine en acier. Moteur synchrone
— Lecteur électromagnétique à tête interchangeable
— Tête Monaurale L6
— Pression 3 gr. Masse dynamique 0,5 mg
— Souplesse latérale 7 × 10^{-6} cm/dyne
— Possibilité d'adaptation de têtes stéréophoniques



★ **Modèle DL 6** (480 × 380) 15 kg

Pierre CLÉMENT

FOURNISSEUR DE LA RADIODIFFUSION FRANÇAISE

10, rue Jules VALLÈS - PARIS XIe - VOL. 61-50

Agent pour la Belgique

TELEVIC, 25, rue de Spa — BRUXELLES 4

RAPY

PRATIQUE DE LA CONSTRUCTION DES ÉMETTEURS VHF

UN bon schéma VHF (144 Mc/s, par exemple) n'est pas tout. Encore faut-il savoir le réaliser pratiquement correctement ! Un même schéma enthousiasmera un amateur par les résultats obtenus, et fera dire à un autre qu'il n'a rien pu en tirer ! D'où cela provient-il ? Mais uniquement de la façon dont le montage a été réalisé pratiquement.

Dans les lignes qui suivent, nous allons donner quelques conseils de construction pratique et de conceptions se rapportant plus particulièrement aux émetteurs pour la bande 144 Mc/s.

Il s'agit de larges passages d'un article de B. Sykes (G2HCG) publié dans « Short-Wawe Magazine » n° 7, volume XV, que nous avons traduit et adapté *(avec nos commentaires personnels)* à l'intention des amateurs français.

Dans la réalisation et la mise au point d'un émetteur 144 Mc/s, le problème certainement le plus important est bien celui de l'excitation correcte de l'étage final. Sans une excitation convenable, l'étage PA aura un rendement décevant et la modulation ne sera pas bonne. En modulation plaque et écran, la tension instantanée d'anode double durant les crêtes de modulation ; l'excitation HF appliquée sur la grille de commande doit donc être suffisamment généreuse pour assurer un bon fonctionnement du tube durant ces instants.

Dans l'émetteur BC 625 de l'ensemble SCR 522/542, une solution semble avoir été trouvée à ce problème : Une fraction de la modulation est appliquée, en même temps, à l'étage excitateur précédant l'étage PA ; on relèvera ainsi simultanément l'excitation fournie et les crêtes positives de modulation, à la sortie de l'étage PA-HF, sont bien « remplies ».

Néanmoins, il s'agit là d'un montage extrêmement bien étudié et nous sommes tentés de penser au cas particulier ! En fait, la solution précédente est loin de pouvoir être appliquée partout, pour de multiples raisons, et notamment parce qu'il est excessivement difficile de moduler correctement un étage multiplicateur de fréquence (étage excitateur précédant le PA).

Toujours dans le but d'arriver à une excitation suffisante de l'étage PA, n'oublions pas que la multiplication de fréquence devient de plus en plus difficile au fur et à mesure que la fréquence augmente. Si l'on part d'un quartz de 8 Mc/s ou de 6 Mc/s, on peut concevoir des premiers étages multiplicateurs du type tripleur, voire quadrupleur. Mais dès que l'on atteint 30 à 40 Mc/s, il faut se limiter au doublage de fréquence ; c'est plus prudent quant au résultat final.

Partant d'un quartz de 8 Mc/s, il est possible d'obtenir immédiatement une oscillation sur 24 Mc/s dans le circuit anodique du tube pilote en utilisant l'oscillateur Squier (à réaction) ; d'où, triplage de fréquence dès le départ. L'oscillateur Pierce est encore bon sur le second harmonique, mais on ne peut pas lui demander davantage.

L'oscillateur Squier à réaction est un bon montage, très docile, et tout indiqué dans le but que nous poursuivons. Néanmoins, voici quelques notes pratiques qui feront bien d'être observées :

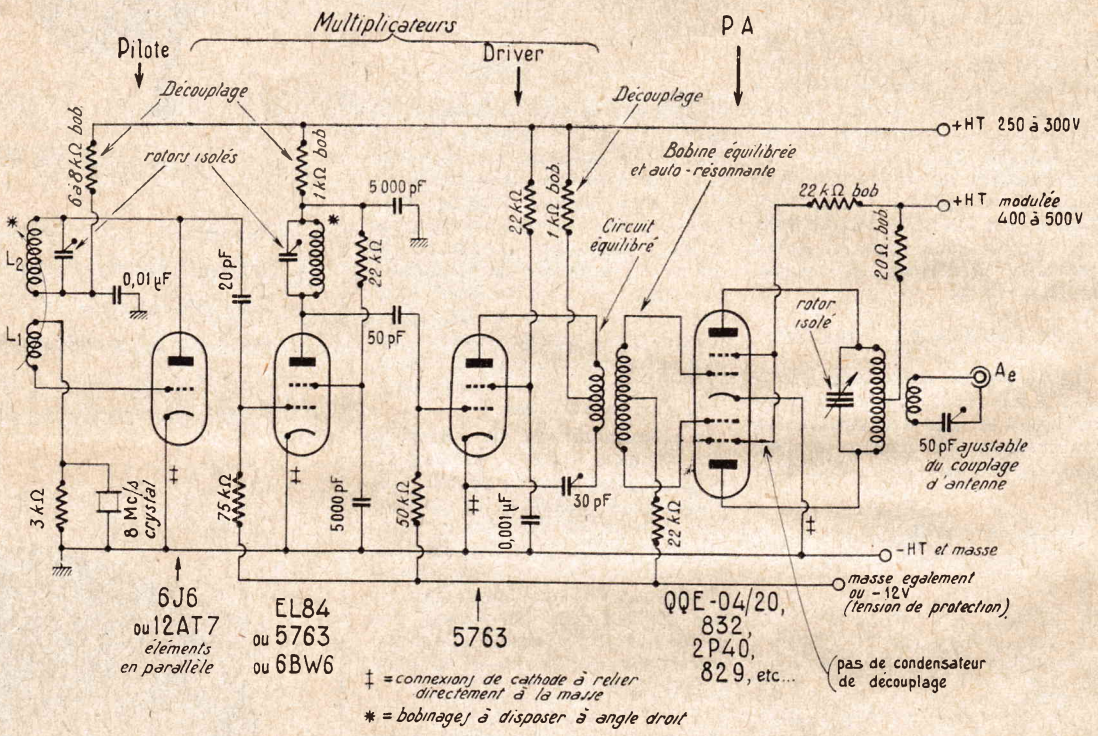
a) La lampe oscillatrice sera avantageusement du type à grande pente : 6J6, 12AT7, etc..., ou 6AC7, EF50, etc... en pentode ou en connexion triode. Un tube à faible pente, genre 6C4 par exemple, fonctionne néanmoins, mais les réglages du montage oscillateur sont beaucoup plus critiques, cela se conçoit.

b) Bien veiller au sens d'enroulement des bobinages et au sens de leurs connexions pour qu'il y ait effectivement réaction. Exécuter le couplage par les côtés « froids » des bobines ; néanmoins, si un couplage important est nécessaire, la bobine L_1 pourra être enroulée à l'intérieur de la bobine L_2, côté froid (voir la figure).

c) La variation de couplage peut être réalisée par éloignement ou rapprochement d'une bobine par rapport à l'autre. Un autre procédé plus souple, plus commode, consiste à utiliser un long noyau de fer pulvérisé (bâtonnet de ferrite), traversant largement de part et d'autre la bobine L_2, mais s'enfonçant plus ou moins à l'intérieur de L_1.

d) Le condensateur de liaison à l'étage suivant ne doit pas présenter une capacité supérieure à 30 pF. On utilisera de préférence un condensateur ajustable de 50 pF dont on règlera au mieux la capacité.

e) Les découplages sont réalisés de préférence à l'aide de résistances bobinées. En effet, les bobines d'arrêt présentent souvent une fréquence de résonance marquée et sont la cause d'oscillations parasites.



Passons maintenant aux étages multiplicateurs de fréquence faisant suite.

a) Relier les cathodes *directement* au châssis ; il faut éviter les systèmes de polarisation par résistance et condensateur intercalés dans le retour de cathode. La polarisation obtenue par la résistance de fuite de grille de commande est non seulement suffisante, mais aussi préférable.

b) Tous les retours de masse d'un même étage doivent se faire à la cathode du tube, en ce seul et unique point du châssis.

c) Bien que les bobinages de deux étages intermédiaires successifs ne soient pas accordés sur la même fréquence, il faut éviter tout couplage entre ces circuits. Il pourrait y avoir réaction, soit positive, soit négative ; et dans un cas comme dans l'autre, cela n'est nullement souhaitable. Eloigner les bobines les unes des autres tout en les disposant en angle droit, l'une par rapport à l'autre pour deux étages voisins ; éventuellement, séparer deux circuits successifs par un petit écran — blindage métallique soudé au châssis.

d) Utiliser de préférence des condensateurs variables ou ajustables d'accord à rotor isolé (et non avec les lames mobiles à la masse). Cela permet de souder, comme il se doit, la bobine directement aux bornes du condensateur variable sans être obligé d'intercaler un condensateur fixe dans le circuit accordé.

e) Il est surprenant de constater comme certains condensateurs au mica de découplage de circuits anodiques peuvent chauffer, même sur des étages de faible puissance. C'est évidemment l'indice de pertes certaines, et cela signifie aussi que le rotor du condensateur variable d'accord n'est pas à un potentiel HF nul. Ce condensateur de découplage ne serait-il pas soumis au champ de la bobine ? Par ailleurs, utiliser de préférence des condensateurs de découplage du type céramique, et bien faire leur retour à la masse à un point « froid » du châssis, c'est-à-dire au retour de cathode du tube de l'étage considéré, comme nous l'avons dit précédemment

∴

Nous arrivons à un point particulièrement important de la chaîne des étages multiplicateurs de fréquence : Il s'agit du couplage au circuit de grille (ou des grilles) de l'étage final PA.

Le meilleur couplage, le meilleur transfert d'énergie, est obtenu lorsque la bobine de liaison du circuit-grille est auto-résonnante, c'est-à-dire lorsqu'elle est accordée par sa capacité propre (capacités répartie et parasite) et par la capacité d'entrée du tube PA.

Comme nous le voyons sur la figure, le circuit anodique précédent (étage driver) doit être du type à « accord série ». On dit accord série, parce que le condensateur variable se trouve connecté en série avec la bobine et à son retour à la cathode (masse). Il n'en reste pas moins vrai qu'il s'agit bien toujours d'un circuit accordé parallèle : Le condensateur ajustable est en série avec la capacité de sortie du tube, mais la capacité résultante est bien en parallèle sur le bobinage.

Pourquoi est-il recommandé d'employer un tel circuit accordé de plaque pour cet étage ?

Simplement parce que nous allons passer d'un étage simple (asymétrique) à un étage push-pull (symétrique) et qu'il importe d'effectuer un transfert d'énergie égal sur chacune des grilles de l'étage final symétrique. La bobine du circuit anodique est donc à point milieu. L'astuce consiste à obtenir l'accord du circuit de plaque en réglant le condensateur ajustable à une capacité égale à la capacité de sortie d'anode du tube driver. On pourra parfaire l'accord à la résonance en agissant sur l'écartement entre spires de la bobine d'anode. On dispose donc bien ainsi d'un circuit anodique équilibré. Il y a évidemment d'autres moyens, d'autres montages, permettant d'atteindre ce résultat ; mais le schéma préconisé ici est l'un des meilleurs au point de vue *rendement*.

Avec un circuit anodique bien accordé et bien équilibré, le point médian de la bobine doit être un point à HF nulle.

Dans ce cas, et avec la bobine de liaison auto-résonnante pour le couplage au circuit des grilles du PA, nous pouvons être certains du transfert d'énergie maximum pour l'excitation.

A l'étage PA, même le circuit de chauffage a son importance, et particulièrement dans le cas des tubes à chauffage 12,6 V avec connexion possible pour chauffage sous 6,3 V (type 832, 829, etc.)... Bien entendu, la cathode est reliée au point de masse, aussi directement que possible, par une petite barre de cuivre ou de laiton. Mais ce sont les deux extrémités opposées du filament « total » qui doivent être reliées symétriquement à cette barre de cuivre, c'est-à-dire à la masse. Le courant de chauffage à 6,3 V est appliqué à la broche correspondant à l' « ex-point milieu » du filament ; cette broche sera avantageusement découplée à la masse par un condensateur du type disque - céramique de 5 000 à 10 000 pF.

A ce propos, on vérifiera bien la *tension* de chauffage, laquelle est très importante : Il faut 6,3 V, et non 6 V ou 5,9 V.

L'équilibrage d'un étage push-pull est extrêmement important. Mais n'oublions pas qu'un déséquilibrage électrique peut provenir d'une mauvaise symétrie... mécanique, et ce, aussi bien dans le circuit d'excitation des grilles que dans le circuit anodique final.

Bien entendu, on veillera à réaliser des bobinages présentant une symétrie de construction absolument impeccable. Mais, par ailleurs, on veillera bien à ce que le châssis ou un panneau quelconque ne voisine pas trop avec un seul des côtés du bobinage, ce qui risquerait fort de détruire totalement ladite symétrie.

Le point milieu de la bobine d'anode, point où est appliqué le + HT, n'a pas à être découplé à la masse par un condensateur ; l'alimentation s'effectue simplement par l'intermédiaire d'une résistance *bobinée* de 20 à 30 Ω. En effet, si ce point milieu n'est pas rigoureusement un point à HF nulle (léger déséquilibrage), cette pratique du condensateur de découplage ne pourrait qu'amener des pertes indésirables.

Pour la même raison, il n'est pas conseillé de relier le rotor du condensateur papillon symétrique du circuit anodique final à la masse.

Comment se rendre compte qu'un point médian de bobinages est bien à un potentiel HF nul ? L'émetteur étant réglé et en fonctionnement, il suffit de toucher ce point milieu avec la pointe d'un crayon ordinaire (à mine de graphite) ; un doigt de l'opérateur est appuyé à l'autre extrémité du crayon, la mine formant conducteur. Si tout va bien, si le point médian est vraiment à un potentiel HF nul, la valeur de l'énergie haute fréquence disponible à la sortie de l'émetteur (mise en évidence par une boucle de Hertz, par exemple) ne doit absolument pas être modifiée durant l'expérience.

Cet essai peut se faire non seulement sur le circuit anodique final, mais aussi sur le circuit des grilles, ainsi que sur le circuit de plaque de l'étage driver.

Nous n'avons pas représenté, sur notre figure, le dispositif indispensable de neutrodynage de l'étage push-pull PA. On sait qu'il se réalise par des petites capacités embryonnaires extérieures constituées par deux fils approchés contre l'ampoule du tube. Un fil part d'une connexion de grille et est plaqué contre l'ampoule à côté de l'anode de l'*autre* élément tétrode. Même disposition pour l'autre fil partant de l'autre grille et allant vers l'anode de l'élément tétrode qui lui est opposé.

Un neutrodynage correct est absolument nécessaire pour obtenir un bon fonctionnement de l'émetteur, pour éviter l'auto-oscillation de l'étage final, et pour l'obtention d'une bonne modulation.

La plus grosse difficulté, pour réaliser un neutrodynage parfait, ne peut provenir que d'un couplage indésirable entre le circuit anodique final d'une part, et le circuit de liaison de grilles ou le circuit plaque du driver d'autre part. Le remède est simple et catégorique : Il faut séparer énergiquement ces circuits l'un de l'autre, soit par un écran métallique vertical suffisamment large, soit en montant un circuit sous le châssis et l'autre dessus (circuit final *sur* le châssis, de préférence). Le cas échéant, on pourra également blinder le tube driver, quitte à peindre ce blindage en noir pour favoriser le rayonnement de la chaleur.

La plupart des tubes double-tétrode pour VHF comportent, *à l'intérieur* de l'ampoule, un petit condensateur de découplage connecté entre écrans et cathodes ; généralement, ce condensateur suffit sur 144 Mc/s. Les écrans seront donc simplement alimentés par l'intermédiaire d'une résistance bobinée, sans l'adjonction d'un condensateur de découplage extérieur supplémentaire. Trop souvent, ce condensateur est mal placé ; son retour à la masse présente une certaine inductance ; parfois aussi, le condensateur est soumis au champ d'un bobinage. Pour toutes ces raisons, il est la cause de troubles en faisant plus de mal que de bien, et nous ne le conseillons pas. Une difficulté de neutrodynage peut également provenir de ce condensateur incorrectement monté.

Nous ne détaillerons pas ici la marche à suivre pour réaliser un neutrodynage ou pour vérifier s'il est correct ; nous préférons renvoyer le lecteur à l'ouvrage « L'Emission et la Réception d'Amateur », dans lequel toutes indications utiles sont données.

Nous terminerons avec la modulation. Si l'étage PA est bien équilibré et bien neutrodyné, s'il est correctement chargé par l'aérien (celui-ci ne présentant pas un taux d'ondes stationnaires exagéré), il ne doit pas y avoir de problème de modulation. On doit pouvoir moduler profondément et énergiquement l'émetteur sans incident. Quant à la qualité de la modulation, elle doit être équivalente à la qualité des signaux BF issus de l'amplificateur.

Disons précisément quelques mots au sujet de l'amplificateur BF de modulation.

Il est inutile et même non recommandé de vouloir réaliser un amplificateur BF aux multiples étages.

Deux étages amplificateurs de tension suivis d'un transformateur déphaseur-driver attaquent le push-pull final BF chargé par le transformateur de modulation... tel est le schéma d'un modulateur simple et suffisant sur VHF. En augmentant le nombre des étages amplificateurs de tension, on accroît aussi le risque des accrochages de toutes natures provoqués par les retours HF « baignant » le modulateur. Il faudra, en conséquence, utiliser un microphone très sensible, délivrant une tension de sortie élevée.

Si l'on est en présence d'un accrochage dû à des retours ou à des réactions HF, on pourra essayer quelques condensateurs de découplage (100 pF céramique) connectés entre grille et masse, et entre plaque et masse, de l'étage ou des étages en cause. Mais, en règle générale, il ne faut pas oublier qu'en VHF, une petite résistance *bobinée* intercalée en série dans la liaison entre deux étages BF est plus efficace qu'un condensateur de découplage.

Bien entendu, nous supposons que, par ailleurs, toutes précautions utiles et habituelles ont été prises : découplage énergique des circuits d'alimentation, blindages, point de masse unique au châssis étage par étage, etc...

Une petite bobine d'arrêt VHF intercalée au ras de la cathode d'un tube BF, avant les organes de polarisation (résistance et condensateur) est également très efficace pour vaincre les accrochages dus aux réactions HF.

Un dernier conseil s'adressant plus particulièrement aux novices, à ceux qui n'ont jamais réalisé d'appareil VHF : avant d'entreprendre votre réalisation, regardez comment est fait un appareil professionnel ; examinez, par exemple, un SCR 522/542 ; observez bien le câblage, la disposition des éléments, les astuces de montage « mécanique ». Un tel examen ne peut être que profitable et il est sage de s'en inspirer dans les constructions « amateurs ».

Tout ce que nous venons de dire s'applique surtout aux émetteurs pour la bande 144 Mc/s. Sur 432 Mc/s (bande 70 cm), ces mêmes recommandations doivent être appliquées avec beaucoup plus de soin et d'attention encore. En outre, il y a aussi d'autres considérations dont il faut tenir compte et qui interviennent dans les bobines d'arrêt, l'équilibrage, le circuit de chauffage, etc...

Nos lecteurs l'auront bien compris : le succès sur VHF dépend non seulement du schéma choisi, mais aussi, et surtout, de la réalisation *pratique* de ce schéma.

Roger A. RAFFIN.
(F3AV)

Abonnez-vous

15 NF PAR AN

12 Numéros plus
2 Numéros spéciaux