

1,50

173 fr. marocains
1,70 dinar

LE HAUT-PARLEUR

Journal de vulgarisation

RADIO TÉLÉVISION

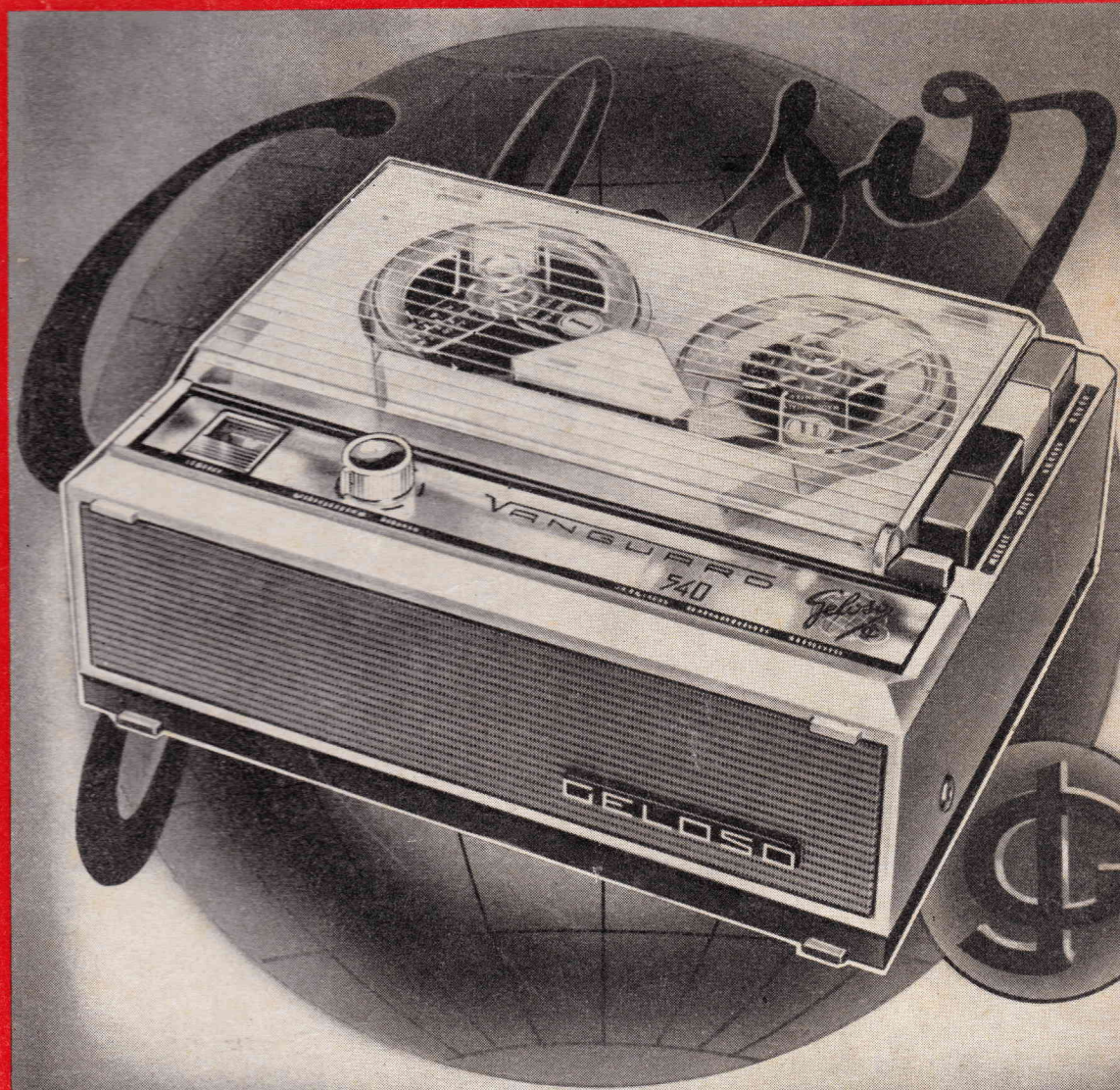
DANS CE NUMÉRO

- Orgue électronique à transistors.
- Camion radiocommandé.
- Chaîne Hi-Fi stéréo, de 2x12 W, à transistors.
- Éclairage portatif fluorescent.
- Adaptateur UHF à transistors.
- Récepteur de trafic.

Ci-contre :

L'enregistreur GELOSO
type G 540

(voir description page 51)



140 PAGES

GELOSO

ENREGISTREUR G 540
PILES SECTEUR à transistors

Informations

CESSATION DES ÉMISSIONS DE TÉLÉVISION 819 LIGNES EN BELGIQUE

Les normes de télévision en Belgique pour les Bandes I et III ont été fixées par un arrêté promulgué au début de 1952. Elles constituaient une solution de compromis entre les normes à 819 lignes — 14 MHz utilisées par la France, et les normes à 625 lignes

— 7 MHz choisies par la plupart des pays européens. Elles avaient été fixées de manière à faciliter au maximum les échanges de programmes entre la Belgique et la France d'une part, les Pays-Bas d'autre part, sans conversion de normes. Elles facilitaient également la réception en Belgique des programmes diffusés dans les pays voisins, tout en ne compliquant pas trop la construction des récepteurs.

La nécessité de maintenir en Belgique deux normes de télévision différentes est actuellement beaucoup moins justifiée, puisque la France a abandonné le système à 819 lignes pour les émissions en Bande IV/V ; c'est pourquoi un Arrêté royal du 18 janvier 1964, publié au *Moniteur belge* au début de février, a modifié l'arrêté de 1952 en spécifiant les dispositions suivantes :

« Le nombre total de lignes par image sera de 625 lignes pour les programmes d'origine belge, tant pour les émissions en langue française que pour les émissions en langue néerlandaise. Toutefois, pour la retransmission de programmes réalisés à l'étranger, le nombre de lignes par image pourra être de 819 lignes. »

Cette disposition est entrée en vigueur le 1^{er} février 1965. Elle est dès maintenant appliquée progressivement. Notamment toutes les émissions enregistrées sur magnétoscope sont déjà diffusées en 625 lignes ; il en est de même de la plupart des émissions de reportage.

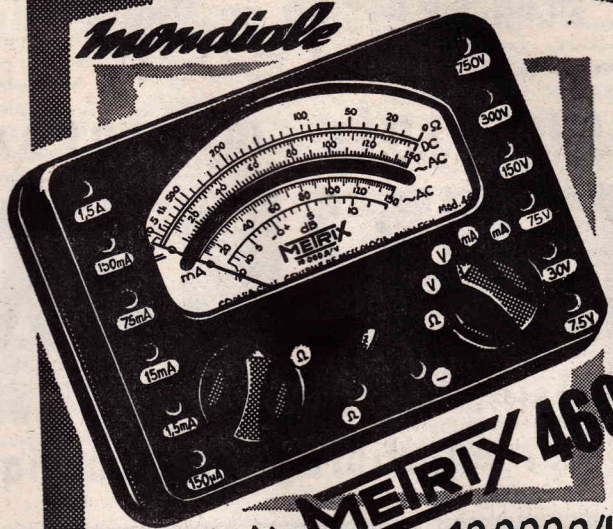
RADIODIFFUSION STEREOGRAPHIQUE

L'O.R.T.F. a mis en service en octobre 1964, pour ses programmes stéréophoniques, le procédé d'émission « à fréquence pilote », qui remplace les anciens procédés expérimentaux utilisés provisoirement auparavant. Ces émissions sont diffusées par les émetteurs de Paris (90,35 MHz) et de Gex (96,7 MHz). Ces deux émetteurs du programme « France-Musique » diffusent actuellement des programmes stéréophoniques les mardi, jeudi, samedi et dimanche. Ces émissions seront bientôt étendues à Clermont-Ferrand, Lyon, Marseille et Lille ; puis au réseau entier des émetteurs de France-Musique.

« ŒIL NOIR-1 », RADAR C.S.F. POUR UN NOUVEAU SYSTÈME D'ARMES ANTI-AÉRIEN

L'initiative de la DEFA, de la CSF et de la SAMM, et sous l'égide de la Délégation Ministérielle pour l'Armement, le

UNE RÉPUTATION mondiale



Contrôleurs METRIX 460
10.000Ω/V

- Intensités : de 0 à 1,5 A continu et alternatif
- Tensions : de 0 à 750 V continu et alternatif
- Résistances : de 0 à 2 MΩ

Et il tient dans la poche !

COMPAGNIE GÉNÉRALE DE MÉTROLOGIE
B. P. 30 - ANNECY - FRANCE - TEL 45.46.00.

LA PLUS FORTE PRODUCTION ET EXPORTATION FRANÇAISE
BUREAUX DE PARIS : 58 AVENUE EMILE-ZOLA - XV^e - BLO 63.26.

radar CSF « Œil-Noir 1 » vient d'être présenté sur le terrain du CEV de Brétigny à de nombreuses personnalités civiles et militaires.

Destiné à la veille et à l'acquisition des buts aériens à basse altitude (0 à 3 000 m) dans le cadre d'un système mobile de défense, le radar « Œil-Noir 1 » est du type « pulse-doppler » (doppler à impulsions cohérentes). Associé dans la tourelle blindée à un canon bittube de 30, il assure au profit de cette arme :

- La veille omnidirectionnelle ;
- L'acquisition d'une cible sélectionnée ;
- La mesure précise et continue de la distance du but choisi.

L'ensemble des informations ainsi déterminées est fourni par le radar grâce à deux modes de fonctionnement :

- Veille (omnidirectionnelle ou sectorisée) ;
 - Télémétrie (distance du but).
- Actuellement monté sur un châssis AMX-13, le système d'armes dispose, parallèlement aux informations radar, d'informations optiques. Un calculateur de tir alimenté par ces deux sources d'informations fournit les coordonnées du but futur permettant ainsi l'orientation convenable des canons.

SOMMAIRE

- Oscillateur de relaxation à transistors pour signaux en dents de scie
- Orgue électronique à transistors (réalisation)
- Le transformateur de sortie et les problèmes d'adaptation
- Chargeur automatique pour accus de 1,2 à 12 V
- Circuits impulsionsnels à transistors
- Conseils à un débutant cinéaste
- A B C de la télévision : amplificateurs vidéo - fréquence
- Camion radio - commandé (réalisation)
- Chronique du France DX-TV Club
- Chaîne Hi-Fi Stéréo à transistors (réalisation) ..
- Préamplificateur FI 2^e chaîne (réalisation)
- Connaissances élémentaires pour faire un bon emploi des transistors ..
- Récepteur PO-GO sur cadre, à circuit reflex (réalisation)
- Eclairage portatif fluorescent (réalisation)
- Adaptateur UHF à transistors (réalisation)
- Cours télévisés pour les professionnels de l'électronique
- Oscillateurs à quartz pour VHF ou UHF
- Récepteur de trafic du débutant

UN DISQUE DEPUIS 7.50 F.



sur disques microsillons Haute-Fidélité

Documentation gratuite sur demande
AU KIOSQUE D'ORPHÉE
7, rue Grégoire de Tours - Paris VI^e - DAN 26 07

ATTENTION

Pages 70 et 71

VOUS TROUVEREZ
la publicité
CIRQUE-RADIO

CE NUMÉRO A ÉTÉ TIRÉ A 78.586 EXEMPLAIRES

PUBLICITE
Pour la publicité et les petites annonces s'adresser à la
SOCIÉTÉ AUXILIAIRE DE PUBLICITE
142, rue Montmartre, Paris (2^e)
Tél. : GUT. 17-28
C.C.P. Paris 3793-60

Nos abonnés ont la possibilité de bénéficier de cinq lignes gratuites de petites annonces par an.

Prière de joindre au texte la dernière bande d'abonnement.

OSCILLATEURS DE RELAXATION A TRANSISTORS POUR SIGNAUX EN DENTS DE SCIE

D'une manière générale, on retrouve dans les montages à transistors tous ceux qui ont été réalisés précédemment avec les lampes. Dans le cas des oscillateurs de relaxation ce fait se vérifie aisément. Il existe, en effet, en version transistors, les oscillateurs suivants : multivibrateurs de tous types, blockings, thyatron-transistor, oscillateur sinusoïdal suivi d'un transistor de charge et décharge donnant à la sortie un signal en dents de scie.

En électronique générale, tous ces montages sont utilisés. En télévision, ils sont tous utilisables, mais la préférence des spécialistes s'est portée sur les blockings qui, avec les transistors, offrent le meilleur comportement au point de vue de la sécurité de fonctionnement.

On remarquera que le blocking présente l'inconvénient d'exiger un bobinage. Un deuxième inconvénient est la conséquence du premier, la gamme des fréquences d'oscillation est très limitée, pratiquement un blocking est prévu pour une seule fréquence par exemple 50 Hz ou 20 475 Hz, fréquences des balayages de télévision dans les systèmes 819 lignes. Il est toutefois possible, avec un même bobinage de blocking, de couvrir une bande dont le rapport entre les limites supérieure et inférieure soit de l'ordre de 1,5 fois.

Ainsi, dans le cas du blocking lignes des bases de temps TV, on peut passer facilement de 15 625 Hz (625 lignes) à 20 475 Hz (819 lignes) en modifiant uniquement des éléments R et C.

Avant de donner une analyse plus détaillée des montages blocking, nous étudierons rapidement les autres types d'oscillateurs, ainsi que l'ensemble oscillateur sinusoïdal associé à un transistor de charge et décharge.

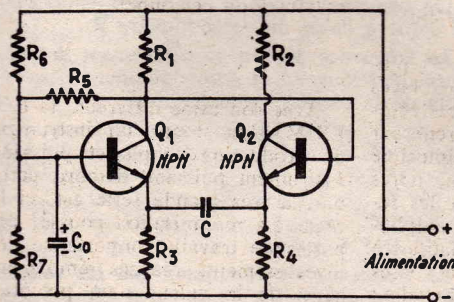


FIG. 1

MULTIVIBRATEUR

Les deux sortes de multivibrateurs sont réalisables : ceux à couplage par émetteur et ceux à couplages croisés collecteur-base, homologues des multivibrateurs à lampes, respectivement celui à couplage cathodique et celui d'Abraham et Block.

La figure 1 donne un montage à couplage par émetteurs, réalisé par le condensateur C et les résistances R₂ et R₄. Le second couplage est la liaison directe entre le collecteur de Q₁ et la base de Q₂. Une réalisation pratique de ce montage a été effectuée par Fairchild (voir référence 1). Les deux transistors sont du type 2N708, des planars NPN au silicium. La tension d'alimentation peut être choisie entre 15 V et 45 V, une valeur recommandée étant 30 V.

On peut obtenir des signaux de fréquence comprise entre 500 Hz et 10 MHz.

Pour toutes les fréquences, les valeurs des résistances sont les mêmes : R₁ = 470 Ω, R₂ = 500 Ω, R₃ = 3,3 kΩ, R₄ = 4,7 kΩ, R₅ = 470 Ω, R₆ = 390 Ω, R₇ = 1 kΩ.

La valeur de C dépend de la fréquence d'oscillation. Considérons un signal de sortie, prélevé sur le collecteur de Q₁ et sur la bande de Q₂, ces deux électrodes étant réunies. La figure 2 montre la forme rectangulaire du signal avec l'amplitude ΔV, la période T composée de t₁ et t₂, t₂ étant la plus longue.

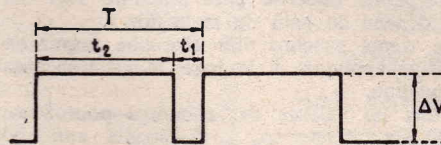


FIG. 2

La valeur de la période partielle la plus courte est donnée par la formule :

$$CR_p(R_4 + R_4)$$

$$t_1 = \frac{R_4 + R_4}{R_4 + R_4}$$

dans laquelle :

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

L'expression de t₁ est indépendante de toute caractéristique du transistor. En fait, il est évident que les éléments R₁ à R₇ dont les valeurs ont été données plus haut, ont été déterminés en fonction du transistor et de ses conditions de fonctionnement.

Il apparaît immédiatement que t₁ est proportionnelle à C, autrement dit f et C sont inversement proportionnelles.

La période partielle la plus longue a une expression plus compliquée :

$$t_2 = \frac{C(R_3 + R_4)}{A \left[\frac{R_1 R_p}{R_1} + \frac{R_4}{R_p} - \frac{R_4}{R_2} - 2 \right]}$$

dans laquelle

$$A = \frac{V_{CC}}{V_{BE(sat)}}$$

V_{CC} étant la tension d'alimentation et V_{BE} la tension entre base et émetteur au moment de la saturation du transistor.

Pratiquement, si le point de fonctionnement du transistor est fixé, t₂ ne dépend que de C.

On peut voir que les expressions de t₁ et t₂ sont des produits CR. Il est donc possible de déterminer des valeurs des éléments pour un rapport donné t₂/t₁.

L'amplitude de la tension de sortie ΔV aux bornes de R₁ est donnée par la formule :

$$\Delta V = V_{BE(sat)} \cdot \frac{1 + (R_4/R_2)}{(R_4/R_2) - 1}$$

La tension rectangulaire aux bornes de R₁ peut être transformée en tension en dents de scie en montant un condensateur entre le collecteur de Q₁ et la ligne négative d'alimentation.

Un signal synchro peut être appliqué à base de Q₁.

La forme de la tension dépend de la fréquence. Aux plus basses fréquences, elle est parfaitement rectangulaire. Lorsque la fréquence augmente, les impulsions s'« arrondissent » et le signal prend une forme presque sinusoïdale à f = 10 MHz.

Vers 20.000 Hz toutefois, le signal est encore rectangulaire.

La stabilité en fréquence est excellente. L'amplitude ΔV reste constante à 4 V des plus basses fréquences jusqu'aux plus élevées.

Un autre multivibrateur à couplage par émetteurs est donné par la figure 3. Il a été étudié par SESCO (voir référence 2) et utilise deux transistors PNP type 2N396 alimentés sur 12 V et deux diodes 13P1.

La synchronisation doit être appliquée au point « synchro ». Le multivibrateur fonctionne aussi en oscillations libres.

Il est possible de régler la fréquence entre 1 période par minute (1/60 hertz) et 400 kHz, en modifiant la valeur totale des condensateurs C₀ + C₁ et C₀ + C₂.

La relation ci-après donne la valeur de C₀ :

$$C_0 = 45 (T - 2,6) \text{ picofarads}$$

avec T en microseconde.

Exemple : f = 1.000 Hz, T = 1 ms = 1.000 μs.

$$C_0 = (1.000 - 2,6) 45 \approx 45.000 \text{ pF}$$

Les autres éléments ont les valeurs suivantes : R₁ = R₂ = 27 kΩ, R₃ = R₄ = 2,2 kΩ, R₅ = 27 kΩ, R₆ = 3,3 kΩ, R₇ = 560 Ω, R₈ = R₉ = 22 kΩ, R₁₀ = 12 kΩ, C₁ = 68 pF, C₂ = 220 pF, C₃ = 68 pF, C₄ = 25 μF.

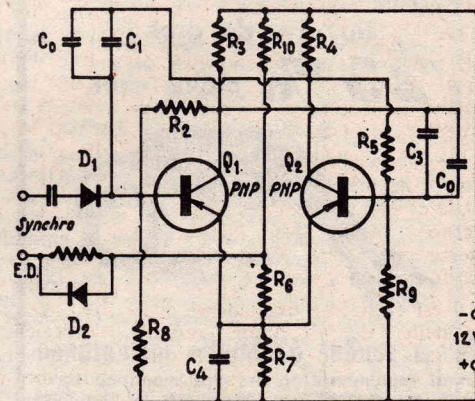


FIG. 3

L'amplitude des signaux synchro doit être de 6 à 9 V avec un temps de montée de 1 μs ou moins. La tension de sortie est de 8 V, avec un temps de montée de 0,5 μs temps de chute = 0,25 T environ.

La transformation des signaux rectangulaires en dents de scie peut être réalisée en montant entre le collecteur de T₂ et la ligne positive un condensateur de charge et décharge.

GENERATEURS DE DENTS DE SCIE

Des signaux en dents de scie peuvent être obtenus en utilisant un dispositif de décharge, en l'espèce un condensateur. Si la décharge doit s'effectuer à courant constant, assurant ainsi une bonne linéarité on pourra utiliser le montage de la figure 4 (référence 2).

C est chargé initialement par la diode D, dont l'électrode d'entrée, la cathode, reçoit un signal rectangulaire d'amplitude $-E_2$ volts. La charge s'effectue pendant les impulsions négatives, rendant la diode conductrice. Pendant les impulsions positives, la diode est bloquée et le condensateur C se décharge dans le transistor en série avec R_2 réglable.

La tension de charge maximum de C est $-E_2$. A l'aide du potentiomètre P, on fixe la tension de la base au potentiel $-E_1$. Le courant dans R_2 et la tension aux bornes de R_2 sont constants. La valeur du courant est proportionnelle à E_1 et à R_2 , ces deux grandeurs étant réglables.

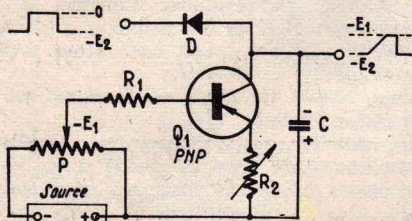


Fig. 4

L'amplitude de la tension de sortie en dents de scie est $E_2 - E_1$. La montée est linéaire.

Voici les valeurs des éléments : $R_1 = 47 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$ (potentiomètre) C : valeur dépendant de la durée et la montée de la dent de scie :

$t = 70 \text{ ms}$ C = $0,1 \text{ }\mu\text{F}$,
 $t = 1,7 \text{ s}$ C = $0,3 \text{ }\mu\text{F}$,
 $t = 9 \text{ s}$ C = $3 \text{ }\mu\text{F}$.

Pour 20 ms, une valeur de C inférieure à $0,1 \text{ }\mu\text{F}$ sera adoptée. Remarque toutefois que la fréquence du signal de sortie est déterminée par celle du signal d'entrée.

Le transistor convenant à ce montage est le 2N525 et la diode la 1N63, tous deux SESCO.

GENERATEUR AVEC TRANSISTOR UNIJONCTION

On utilise un transistor unijonction 2N1671 et un transistor NPN 2N338. Le schéma du montage est donné par la figure 5.

Le condensateur composé de la mise en série de C_1 et C_2 se charge à travers R_2 . La tension qui apparaît sur l'émetteur E de Q_1 , transistor unijonction, est appliquée directement sur la base du transistor NPN, Q_2 , qui amplifie la tension en dents de scie appliquée à la base.

Un dispositif de rétroaction linéarise la tension en dent de scie. Il est constitué par C_2 qui ramène au point A le signal aux bornes de R_2 .

Dans ces conditions, le courant de charge du condensateur de charge et décharge, est constant.

Il convient de régler la valeur en service de R_2 de façon que la meilleure linéarité soit obtenue. Cette linéarité peut atteindre 99,7 %. Elle dépend du gain du transistor.

Le signal synchro doit être une impulsion négative appliquée à la base B_2 du transistor unijonction.

Voici les valeurs des éléments pour $f = 1000 \text{ Hz}$:

$R_1 = 330 \text{ }\Omega$, $R_2 = 12 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 22 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 2,2 \text{ k}\Omega$, $R_6 = 25 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 50.000 \text{ pF}$, $C_2 = 1 \text{ }\mu\text{F}$, $C_3 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$.

On a indiqué plus haut les types des transistors. L'alimentation doit être de 20 V. On obtient sur l'émetteur de Q_2 , une dent de scie de 10 V et sur le collecteur une dent de scie de 6 V, toutes deux négatives.

OSCILLATEURS ET «GENERATEURS»

Les deux «générateurs» indiqués plus haut, ne sont en réalité que des dispositifs intermédiaires entre un signal à impulsions et le circuit auquel on doit appliquer le signal en dent de scie. Leurs éléments doivent toutefois être déterminés pour convenir à la fréquence des signaux d'entrée et de sortie. Il est donc nécessaire de disposer d'une source de signaux à la fréquence désirée.

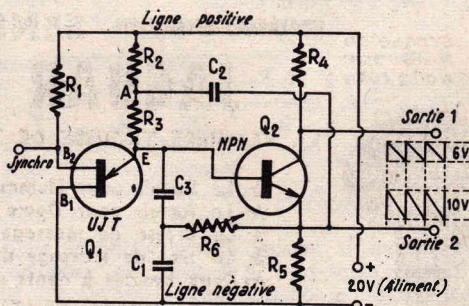


Fig. 5

Dans les montages TV, il est possible d'utiliser directement les signaux synchro, amenés à une amplitude, forme et polarité convenables.

Il est préférable toutefois de disposer d'oscillateurs fonctionnant même en l'absence de signaux synchro, comme on le fait dans le plus grand nombre de réalisations pratiques de téléviseurs.

Les oscillateurs pouvant donner des impulsions sont les multivibrateurs, les blockings et aussi les oscillateurs sinusoïdaux.

Ces derniers se prêtent bien à la synchronisation par comparateur de phase, avec emploi d'un circuit réactance variable, dont le type le

plus moderne est la diode à capacité variable.

La stabilité d'un oscillateur sinusoïdal est meilleure que celle d'un oscillateur de relaxation surtout si l'oscillateur est à bobinages accordés.

Si l'oscillateur sinusoïdal est du type RC, la stabilité est généralement moins bonne, mais dans le cas présent, ce défaut se transforme en avantage car la fréquence de l'oscillateur pourrait être commandée directement par la tension de réglage fournie par le comparateur de phase.

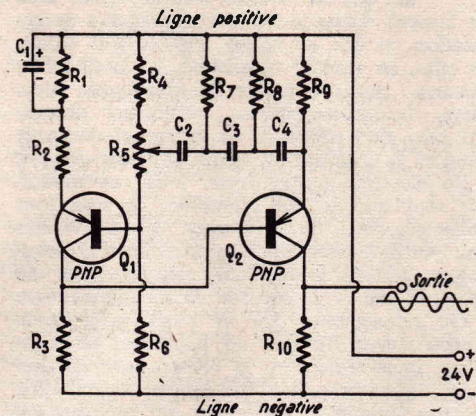


Fig. 6

EXEMPLE D'OSCILLATEUR SINUSOIDAL

Le montage de la figure 6 est celui d'un oscillateur RC sinusoïdal type à déphasage, homologue du montage à lampes bien connu. Le déphasage est assuré par l'ensemble RC composé de $(R_2 + R_4)$, C_2 , R_7 , C_3 , R_8 , C_4 et R_9 . Cet ensemble assure également le premier couplage entre Q_1 et Q_2 , de l'émetteur de Q_2 à la base de Q_1 .

Le second couplage s'effectue entre le collecteur de Q_1 et la base de Q_2 .

On règle l'amplitude du signal sinusoïdal de sortie à l'aide du potentiomètre R_6 .

La fréquence dépend principalement des valeurs des éléments et secondairement des valeurs de la tension d'alimentation.

Pour $f = 50 \text{ Hz}$ approximativement, les valeurs des éléments sont : $R_1 = R_4 = 2,2 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 15 \text{ k}\Omega$, $R_3 = R_{10} = 1 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 27 \text{ k}\Omega$, $R_7 = R_8 = 3,3 \text{ k}\Omega$, $R_9 = 2,7 \text{ k}\Omega$; $C_1 = 50 \text{ }\mu\text{F}$; $C_2 = C_3 = C_4 = 0,47 \text{ }\mu\text{F}$; $Q_1 = Q_2 = 2N526 \text{ SESCO}$.

La fréquence est déterminée par les valeurs des condensateurs C_2 , C_3 et C_4 et elle est sensiblement inversement proportionnelle à ces valeurs. Ainsi pour $f = 100 \text{ Hz}$, on pourra essayer des capacités de $0,25 \text{ }\mu\text{F}$ environ.

De même, les résistances $R_2 + R_4$, R_7 , R_8 et R_9 sont inversement proportionnelles à la fréquence. En rendant variable l'une d'entre elles on peut réaliser un réglage de fréquence. On agira de préférence sur R_7 ou R_8 qui ne sont pas insérées dans les circuits des transistors.

Tel quel, cet oscillateur est stable à $\pm 1 \%$ près, pour une variation de $\pm 20 \%$ de l'alimentation (Réf. 2).

La tension de réglage provenant du comparateur de phase peut être appliquée à la base du transistor Q_1 .

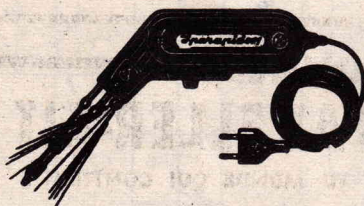
Dans un montage à fréquence élevée de l'ordre de 20 kHz , les valeurs de C_2 , C_3 et C_4 étant faibles, de l'ordre de 1000 pF on pourrait utiliser une diode à capacité variable à grande variation de capacité, en shunt sur l'une des capacités C_2 , C_3 ou C_4 .

UN MAGNIFIQUE OUTIL DE TRAVAIL

PISTOLET SOUDEUR IPA 930

au prix de gros

25 % moins cher



Fer à souder à chauffe instantanée

Utilisé couramment par les plus importants constructeurs d'appareillage électronique de tous pays - Fonctionne sur tous voltages altern. 110 à 220 volts - Commutateur à 5 positions de voltage, dans la poignée - Corps en bakélite renforcée - Consommation : 80/100 watts, pendant la durée d'utilisation seulement - Chauffe instantanée - Ampoule éclairant le travail interrupteur dans le manche - Transfo incorporé - Panne fine, facilement amovible, en métal inoxydable - Convient pour tous travaux de radio, transistors, télévision, téléphone, etc. - Grande accessibilité - Livré complet avec cordon et certificat de garantie 1 an, dans un élégant sachet en matière plastique à fermeture éclair. Poids : 830 g.

Valeur : 99,00 NET **78 F**

Les commandes accompagnées d'un mandat chèque, ou chèque postal C.C.P. 5608-71 bénéficieront du franco de port et d'emballage pour la Métropole

RADIO-VOLTAIRE

155, avenue Ledru-Rollin - PARIS-XI^e

ROQ. 98-64

RAPY

K_1 constitue un oscillateur-transformateur. L'oscillation est obtenue par K_1 - K_2 associés au transistor Q_1 , tandis que K_3 sert à la transmission des signaux de synchronisation image, obtenus à l'aide de l'ensemble des circuits de séparation. Le potentiomètre P_1 règle la fréquence de l'oscillateur qui sans synchro doit être légèrement inférieure à 50 Hz, comme dans tous les systèmes synchronisés par des impulsions dont la fréquence est celle imposée.

Un oscillateur blocking peut être synchronisé soit directement par les impulsions synchro soit indirectement par un comparateur de phase.

Les valeurs des éléments du blocking sont : $R_{B1} = 470 \Omega$; $P_1 = 5 \text{ k}\Omega$ linéaire; $R_{B2} = 1 \text{ k}\Omega$; $R_{B4} = 6,8 \text{ k}\Omega$; $R_{B5} = 560 \Omega$; $R_{B6} = 1,5 \text{ k}\Omega$; $C_8 = 100 \mu\text{F}$ électrochimique 15 V; $C_9 = 1,5 \mu\text{F}$ papier; $C_{10} = 500 \mu\text{F}$ électrochimique 6 V; $C_{11} = 500 \mu\text{F}$ électrochimique 15 V; $Q_4 = 2\text{N } 525$, PNP, SESCO-General Electric.

Le transformateur est constitué de la manière suivante : circuit magnétique en tôle de 1,6 W, format 44×36 mm, empilage 14 mm non imbriquée, avec entrefer de 30/100 mm.



La figure 7 donne le schéma d'un blocking pour déviation verticale suivi de l'étage intermédiaire et de l'étage final.

Il existe plusieurs sortes de blockings, parmi lesquels on notera ceux à transformateur non saturé et ceux à transformateur saturé. Celui de la figure 7 est à transformateur non saturé.

Enroulement K_1 : 350 spires fil émaillé de 0,3 mm ; $L = 0,115$ H ; $R = 6,5 \Omega$.

Enroulement K_1 : 560 spires fil de 0,15 mm, $R = 40 \Omega$; K_2 et K_3 sont bobinés simultanément en parallèle et en fil rangé contre la carcasse isolante.

Enroulement K_3 : il est bobiné sur les deux autres et isolé d'eux par papier cristal ; 560 spires fil de 0,12 mm ; $R = 70 \Omega$.

La diode D_2 est une 1N63.

La période T_1 d'image se divise en t_1 et t_2 , le retour et l'aller. Pendant ce temps t_1 , le transistor est conducteur et pendant ce temps t_2 est bloqué. On a $t_1 = 1,4$ ms et $t_2 =$



18,6 ms, ce qui donne bien $T_1 = t_1 + t_2 = 20$ ms. Les oscillations sont obtenues par couplage de K_1 et K_2 .

Pendant la période t_1 , le transistor est conducteur. En (A) figure 8, on montre le courant collecteur fourni par C_{10} et C_{11} qui se déchargent en partie. Pendant la période t_2 le transistor ne fournit plus de courant et C_{10} et C_{11} se rechargent à travers R_3 .

La tension en dents de scie (fig. 8 b) est donc engendrée par la charge et la décharge des capacités C_{10} et C_{11} . Cette tension est prélevée sur le diviseur de tension capacitif C_{10} - C_{11} au point commun de C_{11} , K_4 et R_{14} .

La correction de linéarité de la dent de scie est obtenue en ramenant sur le point commun de C_{10} et C_{11} , le signal prélevé sur l'émetteur du transistor final Q_5 . La diode D_2 absorbe la surtension apparaissant sur K_1 lors de la coupure du courant collecteur de Q_5 . (Réf. 3).

(1) Fairchild : Un multivibrateur à couplage cathodique.

(2) SESCO : Manuel d'Applications (Electronique).

(3) Sesco : Manuel d'Applications (Télévision).



LA PREMIERE TROUSSE DE VOYAGE AU MONDE QUI CONTIENT :

- ★ Le Rasoir pour Homme
- ★ Le Rasoir pour Dame
- ★ La Brosse de massage de la tête
- ★ La tête de massage du corps (Vibromasseur)
- ★ Deux brosses à dents automatiques

LE MOTEUR EST ACTIONNE PAR UNE SIMPLE PILE (COMPRISE)

Pour un prix incroyable : 79 F

Cette combinaison, unique en son genre, c'est votre institut de Beauté portable, contenu dans un joli coffret qui permet, à vous Monsieur, à vous Madame, d'être élégants et soignés partout à tout moment, en quelques secondes.

EN VENTE CHEZ VOTRE GROSSISTE

Renseignements et Documentation :

R. DUVACHEL

49, rue du Rocher, PARIS-8° - Tél. : 522-59-41

RAPY

Orgue électronique à transistors

4 octaves sur le clavier + 1 couplée en accompagnement
16 timbres variés par commutations - Vibrato incorporé
Balance graves et aiguës - 125 transistors.

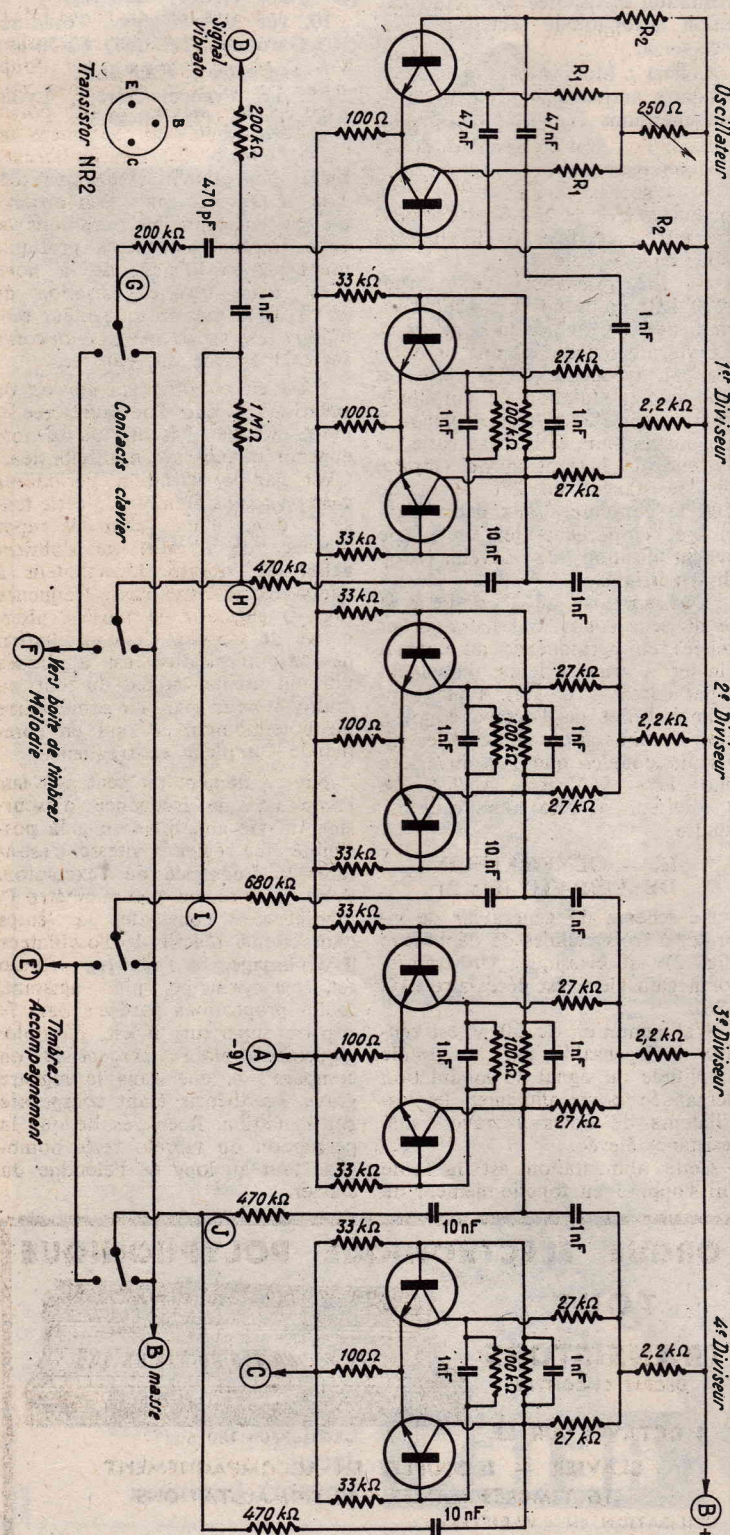


Fig. 1. — Schéma des générateurs de notes. Le tableau ci-dessous indique les valeurs des éléments des 12 générateurs. Le générateur DO comporte un diviseur de fréquence supplémentaire

CARACTERISTIQUES ESSENTIELLES

L'orgue électronique conçu et réalisé par Y. Marzio et D. Bertelli, des Ets Magnétique France se présente sous l'aspect d'un coffret gainé de $890 \times 360 \times 189$ mm avec poignée de transport. Quatre pieds métalliques facilement adaptables le transforment en console qu'il suffit de raccorder au secteur pour l'alimenter. Les tensions de sortie, d'environ 1 V, doivent être appliquées à l'entrée haut niveau d'un amplificateur extérieur haute fidélité ou à la prise pick-up d'un récepteur radio. Une prise de casque est prévue à la sortie modulation pour une écoute personnelle.

Cet orgue électronique est polyphonique, c'est-à-dire peut produire plusieurs notes simultanément. Il convient à la musique classique comme à celle de variété.

Il joue le La1, par exemple, on tient simultanément le La 0. Les deux jeux s'utilisent en bourn pour l'accompagnement à gauche.

On sait qu'un son est caractérisé non seulement par sa fréquence mais encore par son timbre. C'est le timbre qui permet de différencier, par exemple, deux sons de même fréquence d'une flûte et d'un piano. Pour obtenir des timbres différents, on modifie les rapports existant entre l'amplitude des harmoniques et celle de la fondamentale à l'aide de filtres qui renforcent ou atténuent certaines harmoniques caractéristiques du timbre des instruments que l'on désire produire.

Cet orgue permet de choisir entre 16 variétés de timbres pour 2 octaves s'étendant du UT3 au UT5 (récit ou mélodie) et, indépendamment, entre 16 variétés



Il est constitué essentiellement par des générateurs de notes pouvant former des accords, en des timbres ou en des registres que l'on peut modeler en de multiples formes, coupler, associer, moduler ou équilibrer au moyen d'éléments annexes de commande.

L'orgue, entièrement transistorisé (125 transistors plus 4 diodes de redressement) comporte un clavier de 49 touches représentant 4 octaves s'étendant du UT1 au UT5.

Une commutation permet d'obtenir une cinquième octave couplée à l'octave grave. Ainsi, le jeu de 8 pieds peut être automatiquement doublé par la cinquième octave correspondant à un jeu de 16 pieds. Ces 5 octaves s'étendent sur une bande de fréquences de 32 Hz à 1 024 Hz.

Il en résulte qu'en position « couplée » du commutateur de couplage automatique, lorsque l'on

semble aux précédentes, les timbres s'appliquent aux 4 octaves graves (accompagnement avec ou sans couplage de l'octave grave). Mais on peut aussi choisir un timbre parmi les 16 dont dispose et l'appliquer uniformément à toute l'étendue du clavier. Cet orgue est équipé de 2 jeux de 16 timbres; ces deux jeux peuvent être chacune affectés à une moitié de registre ou bien, la suite d'une commutation, à une d'entre elles s'applique à la totalité du registre.

Chacune d'elles est commandée par un clavier de 5 touches et des commutateurs à poussoirs.

Les autres organes de commande auxiliaires et leurs fonctions respectives sont les suivantes :

— Un potentiomètre détermine la tension nominale de sortie de la console ; son action est compensée

Eléments variables	DO	DO#	RE	RE#	MI	FA	FA#	SOL	SOL#	LA	LA#	SI
R1	470 Ω	820 Ω	680 Ω	820 Ω	820 Ω	1 000 Ω	820 Ω	680 Ω	1 000 Ω	1 000 Ω	1 000 Ω	470 Ω
R2	18 k Ω	33 k Ω	33 k Ω	27 k Ω	27 k Ω	22 k Ω	22 k Ω	22 k Ω	20 k Ω	20 k Ω	18 k Ω	18 k Ω

890 x 360 x 180 mm

Considérant une seule note pour faciliter l'exposé, un multivibrateur engendre, selon que l'on effectue le prélèvement du signal sur la base d'un transistor ou sur le collecteur, soit un signal dissymétrique en « dent de scie » soit un signal rectangulaire. Ces deux facultés sont exploitées.

Le signal en « dent de scie » est bien mieux apte qu'un signal rectangulaire à engendrer des timbres riches.

C'est cette forme de signal qui est exploitée pour l'octave supérieure où se place le UT_4 .

Quant au signal rectangulaire engendré par le multivibrateur, il s'emploie à assurer le fonctionnement des quatre diviseurs (plus le n° 1 bis auxiliaire) qui lui font suite.

Aux différentes octaves, on retire donc des diviseurs, des signaux de forme rectangulaire. Puisque ces signaux rectangulaires, comme on vient de le voir ne procurent pas la richesse de timbre suffisante, on leur mélange, en une proportion judicieusement calculée, une fraction du signal en « dent de scie » en provenance du multivibrateur initial. On limite cette méthode aux octaves où se situe le UT_4 et le UT_3 . Les octaves où sont les UT_2 et UT_1 , ainsi que celle, facultativement supplémentaire, de 16 pieds, ne bénéficient pas de cette adjonction. D'après les expériences qui en ont été faites, il serait malséant d'y introduire une composante en

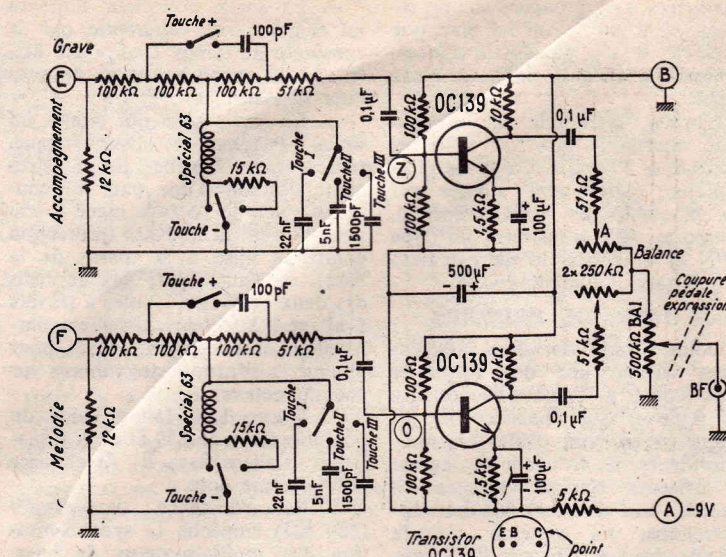


FIG. 4. — Schéma de la boîte de timbres et du séparateur

« dent de scie » et le signal rectangulaire qu'elle délivrent convient mieux.

A partir des 12 plaquettes et du diviseur supplémentaire (49^e note) nous sommes à la tête de tout notre registre dont l'octave la plus élevée délivre un signal en dent de scie, dont les deux octaves suivantes délivrent un signal rectangulaire mélangé avec un signal en dent de scie et dont l'octave inférieure délivre un signal rectangulaire. L'octave 16 pieds — octave supplémen-

taire couplée — ne délivre de signal (rectangulaire) que si le diviseur qui l'engendre est alimenté par l'enclenchement du commutateur de couplage automatique.

Dès que l'interrupteur général est en position « marche » ces 49 signaux représentant toute l'étendue du clavier sont et restent engendrés continuellement. Lorsque l'on alimente le diviseur de l'octave de 16 pieds, c'est de 61 signaux que l'on dispose, mais ceux de l'octave de 16 pieds sont, dans ce cas,

toujours couplés avec ceux, à l'octave, qui la précède.

Comment sont utilisés ces signaux ?

Chacun d'eux aboutit à une des 49 lamelles de commutation dont la position de contact actif est commandée par l'enfoncement d'une des 49 touches correspondantes du clavier. La figure 3 montre le clavier et les liaisons aux plaquettes.

Lorsque l'une des touches n'est pas enfoncée, la lamelle qu'elle commande est en contact avec une barre en argent reliée à la masse afin que le signal non utilisé soit en « court-circuit » et ne s'introduise pas, par diaphonie, dans le système.

Lorsqu'une touche est enfoncée, la lamelle qu'elle commande est en contact avec une barre argentée que nous appelons une barre active par opposition à celle de masse ou de court-circuit. Si plusieurs touches sont enfoncées simultanément, comme dans le cas des accords musicaux, on recueille sur la barre active, l'ensemble des notes correspondantes avec leur forme d'onde complexes. Les contacts sont mécaniquement agencés de manière qu'un léger frottement de la paillette de la lamelle de contact sur la barre à la masse ou sur la barre active ait un effet auto-nettoyant assurant ainsi un contact toujours franc.

Les touches du clavier numérotées de 1 à 24 (extrême grave jusqu'au milieu du clavier) corres-

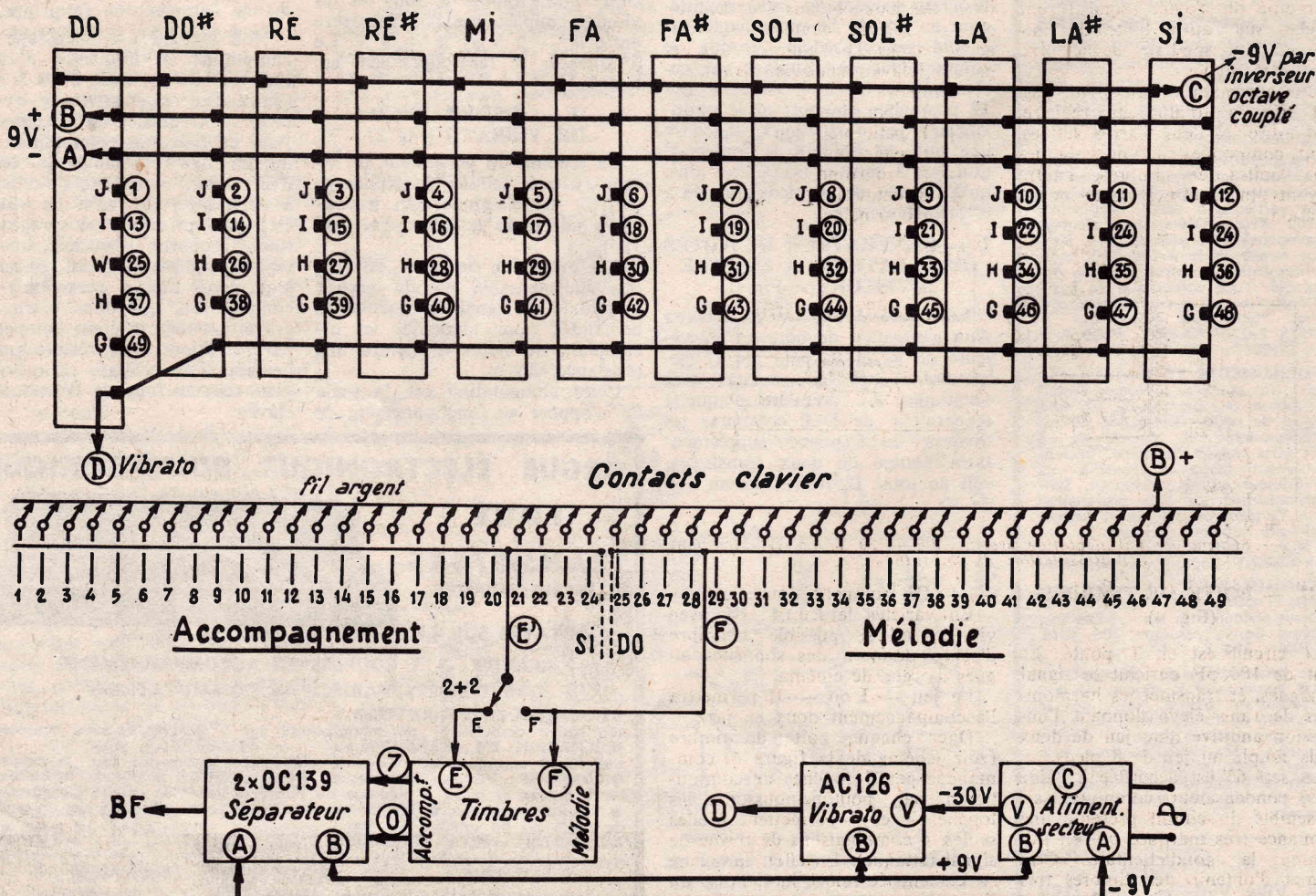


FIG. 3. — Schéma synoptique montrant les liaisons des générateurs au clavier, à l'alimentation, au vibrato et les liaisons entre le clavier et la boîte de timbres, suivie du séparateur

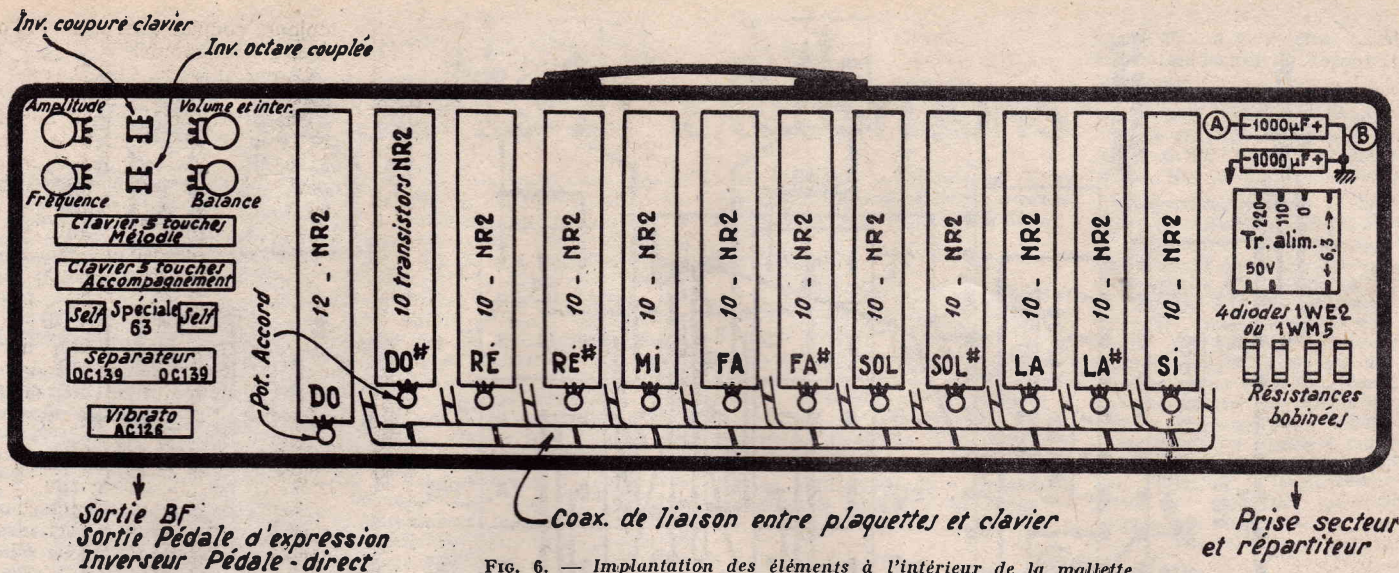


FIG. 6. — Implantation des éléments à l'intérieur de la mallette

pondent à une barre active. Les touches numérotées de 25 à 49 (milieu du clavier jusqu'à la note la plus aiguë) correspondent à une autre barre active. C'est sur ces deux barres actives que sont prélevés les signaux musicaux joués par l'interprète (voir figure 3).

Les 24 notes graves, les premières 24 notes graves et leur double à l'octave inférieure dans le cas où le commutateur de couplage de l'octave de 16 pieds est enclenché, sont dirigées sur une boîte de timbres, par l'intermédiaire de la barre active des graves.

Les 25 autres notes de la seconde moitié du clavier (aiguës) sont dirigées sur l'autre boîte de timbres par l'intermédiaire de la barre active des aiguës.

Une commutation auxiliaire permet que la totalité du registre, c'est-à-dire les deux barres actives, soient commutées sur une seule des deux boîtes de timbres, l'autre n'ayant plus à être prise en considération.

Une résistance de 15 kΩ permet d'atténuer considérablement l'effet de la self. Les capacités jouent alors leur rôle et l'on obtient les sons « ronds » (Bourdon flûte).

A noter que lorsque la touche I est enfoncée, les touches II et III n'ont plus d'effet important.

En conséquence :
Touche I enfoncée : jeux de fond.
Touche II enfoncée : jeux de mutation.

Touche III enfoncée : jeux d'anches.

Touches I, II, III relevées : jeux d'anches.

Ces indications sont approximatives. Les jeux obtenus avec la touche — relevée devront se jouer accompagnés d'un bourdon à main gauche (clavier scindé en deux).

Exemples :
— I bourdon
+ I petit plein jeu
— + I plein jeu
— II sourdine
+ II hautbois
III principal

directement la self dans le circuit ou selon qu'elle le fait par l'intermédiaire d'une résistance de 15 000 ohms remonte le niveau de la fondamentale par rapport aux harmoniques ou ne le remonte pas.

Les trois autres touches accordent, par des capacités de différentes valeurs, le circuit résonant dont les surtensions se déplacent à telles ou telles fréquences. C'est donc au moyen de ces 5 touches que l'on parvient à engendrer seize qualités différentes dans le timbre.

Lorsque les deux boîtes de timbres sont en fonction, on peut fort

bien obtenir des timbres dans les octaves supérieures autres que ceux dans les octaves inférieures, et c'est cela qui conduit à donner l'instrument une telle variété et une telle richesse de sonorités qui étonnent les plus fins connaisseurs.

La modulation à la sortie de chaque boîte de timbre est reprise par un étage séparateur OC 139 dont le rôle est d'éviter la mise en parallèle directe des sorties. Si elles communiquaient directement, il est certain que les deux boîtes de timbres réagiraient l'une sur l'autre.

Les deux séries de registres, modulés en timbre par les combinai-

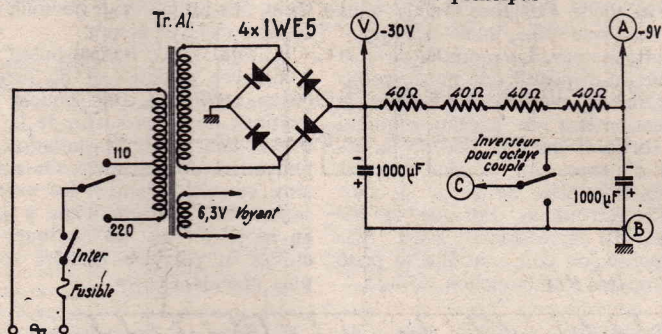


FIG. 5. — Schéma de l'alimentation secteur. Le — 30 V ne sert que pour l'alimentation du vibrato

III. — BOÎTE DE TIMBRES (Fig. 4)

Le circuit est en T ponté. Le pont de 100 pF enrichit le signal en aiguës, et transmet les harmoniques de rang élevé donnant l'impression auditive d'un jeu de deux pieds couplé au jeu de 8 pieds.

La self 63 est accordée à l'aide des 3 condensateurs commutables ; l'ensemble du circuit présente une résonance très marquée qui en fait élimine la fondamentale. Ceci permet d'obtenir des timbres très colorés, mais se prête mal au jeu sur tout le clavier.

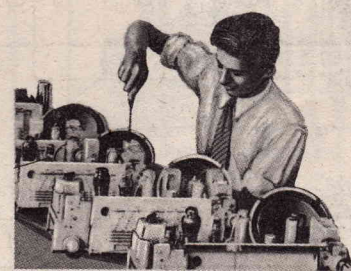
— + III trompette douce, etc...

En variétés le jeu + III avec vibrato et si possible chambre d'échos donnera des sonorités aiguës d'orgue de cinéma.

Le jeu — I ou — II permettra l'accompagnement doux en jazz.

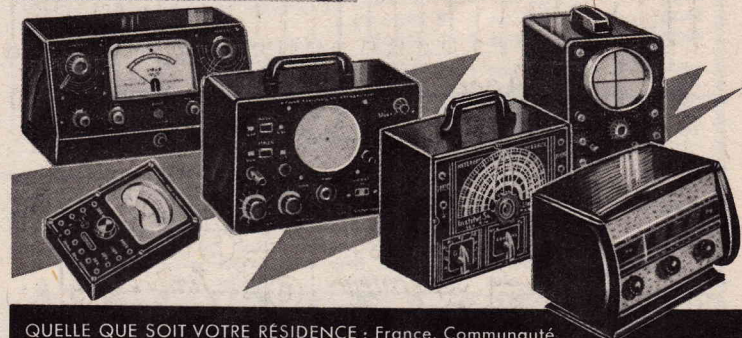
Dans chaque boîte de timbre (voir schéma de la figure 4) commandée par 5 touches de commutation par boutons-poussoirs, les touches + et — permettent, à elles seules, 4 combinaisons de forme de signal (attaque). En effet, la touche + enclenchée relève la richesse du timbre en composantes aiguës. La touche — selon qu'elle commute

L'ÉCOLE PROFESSIONNELLE SUPÉRIEURE 21, RUE DE CONSTANTINE - PARIS 7^e donne à ses élèves UN VÉRITABLE LABORATOIRE ÉLECTRONIQUE



AVEC LES SCHEMAS DE TOUS LES POSTES CONSTRUITS EN FRANCE. AINSI, DES LE DEBUT DE VOS ETUDES VOUS POURREZ ENTREPRENDRE MONTAGE, DEPANNAGE ET MISE AU POINT DE N'IMPORTE QUEL POSTE DE RADIO OU DE TELEVISION.

PREPARATIONS RADIO :
Monteur-Dépanneur, Chef Monteur-Dépanneur, Sous-Ingénieur et Ingénieur radio-électronicien, Opérateur radio-télégraphiste, AUTRES CARRIERES : Automobile, Aviation, Dessin Industriel, Géologie.



QUELLE QUE SOIT VOTRE RÉSIDENCE : France, Communauté, Étranger, demandez aujourd'hui même et sans engagement pour vous la documentation gratuite accompagnée d'un ÉCHANTILLON DE MATÉRIEL qui vous permettra de connaître les résistances américaines utilisées dans tous les postes modernes.

Par toutes les possibilités qu'il recèle, cet instrument convient particulièrement bien à ceux qui désirent s'initier à l'étude de la musique.

CONSEILS DE MONTAGE ET DE CÂBLAGE

La figure 6 montre l'implantation des éléments à l'intérieur de la mallette. On remarque, à gauche, les potentiomètres amplitude vibrato, fréquence vibrato, balance et volume, les inverseurs « coupure clavier » et « octave couplée », le clavier à 5 touches (—, +, I, II, III) **mélodie**, le clavier à 5 touches (—, +, I, II, III) **accompagnement**, les deux selfs spéciales 63, la plaquette séparateur et la plaquette vibrato.

La figure 7 montre le câblage de ces deux claviers, des inverseurs, des potentiomètres et des liaisons aux plaquettes séparateur et vibrato. Les plans de câblage séparés des plaquettes séparateur et vibrato sont représentés par les figures 8 et 9.

La place la plus importante à l'intérieur de la mallette est occupée par les douze plaquettes génératrices de notes. Le câblage des onze plaquettes à dix transistors NR2 (transistors n-p-n pour machines à calculer) sera réalisé conformément au plan de la figure 10. Rappelons que ces onze plaquettes ne diffèrent que par les valeurs de R_1 et R_2 indiquées plus haut. Le

câblage de la douzième plaquette, génératrice de notes DO, à douze transistors, est indiqué par la figure 11.

Sur la partie droite du dessin d'implantation des éléments de la figure 6, on remarque l'alimentation secteur dont le plan de câblage est celui de la figure 12. Les figures 13 a et 13 b montrent le câblage des sorties et du répartiteur de tension du secteur.

Le câblage sera réalisé en respectant l'ordre suivant :

1) Câbler les douze plaquettes génératrices de notes suivant les plans des figures 10 et 11.

2) Fixer ces plaquette une fois câblées, sur le dessous du clavier au moyen de deux vis à bois. Respecter l'ordre et le sens des plaquettes (voir la figure 6 d'implantation des éléments).

3) Câbler les liaisons entre plaquettes (sortie alimentation et vibrato).

4) Faire les liaisons entre plaquettes et contacts en fin blindé 1 conducteur (voir schéma de liaison fig. 3). La masse de chaque blindé est reliée à la masse clavier et non à la masse des plaquettes.

Le tableau ci-dessous donne les diverses longueurs de blindé à prévoir pour chaque note. Le numéro correspond au numéro gravé sur les touches :

DO N° 49	L : 80 cm
DO 37	L : 70 »
DO 25	L : 60 »

DO	13	L: 50	»
DO	1	L: 40	»
DO#	38	L: 60	cm
DO#	26	L: 55	»
DO#	14	L: 50	»
DO#	2	L: 40	»
RE	39	L: 60	cm
RE	21	L: 50	»
RE	15	L: 35	»
RE	3	L: 45	»
RE#	40	L: 55	cm
RE#	28	L: 45	»
RE#	16	L: 35	»
RE#	4	L: 45	»
MI	N° 41	L: 45	cm
MI	29	L: 40	»
MI	17	L: 35	»
MI	5	L: 50	»
FA	42	L: 45	cm
FA	30	L: 40	»
FA	18	L: 35	»
FA	6	L: 55	»
FA#	43	L: 45	cm
FA#	31	L: 35	»
FA#	19	L: 40	»
FA#	7	L: 60	»
SOL	44	L: 40	cm
SOL	32	L: 35	»
SOL	20	L: 40	»
SOL	8	L: 60	»
SOL#	N° 45	L: 35	cm
SOL#	33	L: 30	»
SOL#	21	L: 45	»
SOL#	9	L: 65	»
LA	46	L: 35	cm
LA	34	L: 30	»
LA	22	L: 45	»
LA	10	L: 65	»
LA#	47	L: 35	»
LA#	35	L: 30	»
LA#	23	L: 50	»
LA#	11	L: 70	»
SI	48	L: 30	cm

SI	36	L : 35 »
SI	24	L : 60 »
SI	12	L : 75 »

5) Monter les potentiomètres, les contacteurs et les deux selfs, puis faire le câblage de la boîte de timbres (voir figure 7).

6) Câbler le vibrato et le séparateur, puis les fixer dans la mallette. (Voir les plans des figures 8 et 9 et le schéma d'implantation de la figure 6.)

7) Monter et câbler l'alimentation puis la relier aux plaquettes (fig. 5, 10 et 11).

8) Faire un dernier contrôle des polarités avant de brancher le secteur. Une seule erreur de câblage pouvant détériorer les 125 transistors.

9) L'appareil branché, contrôler les tensions, elles doivent être exactes et égales à celles indiquées sur le schéma.

10) Effectuer l'étalonnage de chaque note au moyen du potentiomètre de 250 ohms situé à l'extrémité de chaque plaquette génératrice de note.

ACCORD

L'accord se fait en douze points, sur les oscillateurs fondamentaux. Les diviseurs sont synchrones donc toujours accordés à l'octave.

On fera l'accord après avoir laissé l'appareil chauffer cinq minutes.

On pourra utiliser un piano, en réglant chaque potentiomètre de 250 Ω de façon à obtenir le battent zéro pour chaque note.

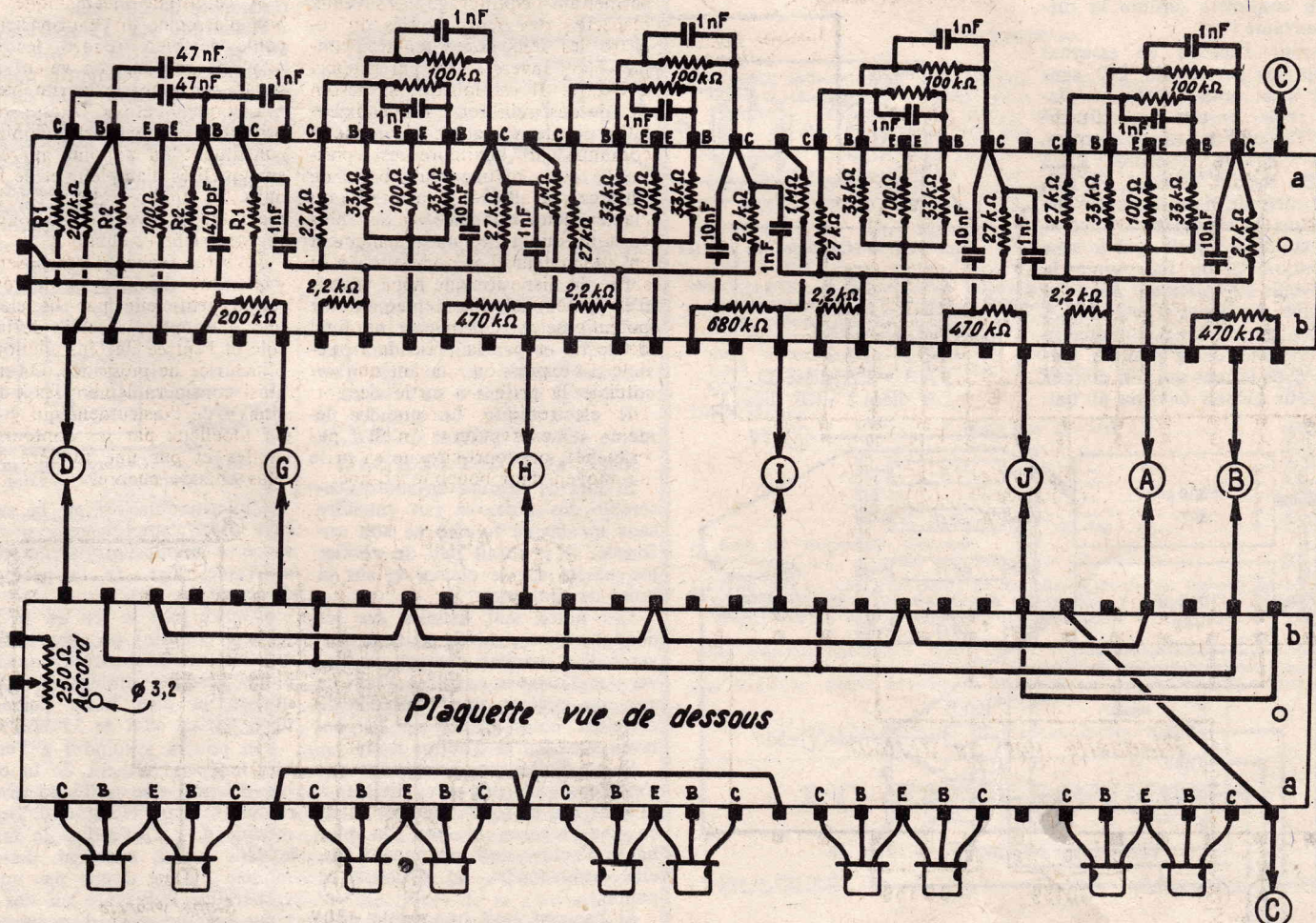


FIG. 10. — Câblage de 11 plaquettes du générateur de notes, chaque plaquette étant équipée de 10 transistors

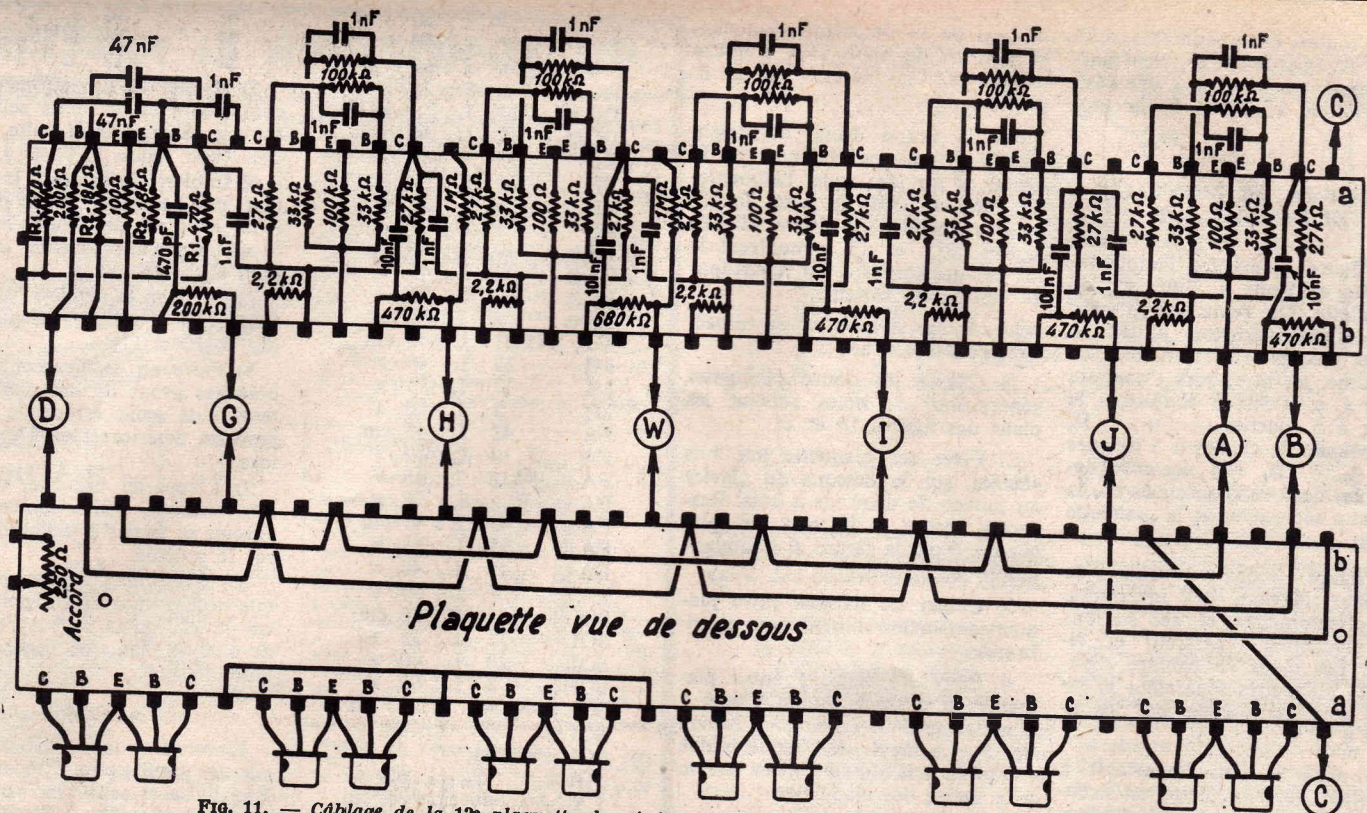


Fig. 11. — Câblage de la 12e plaquette du générateur de notes (générateur de notes DO) équipée de 12 transistors

A défaut d'un instrument à sons fixes, on règlera le LA au diapason.

A noter que la tonalité du téléphone correspond au SOL 3, ce qui permet de se passer de diapason. On emploiera ensuite la méthode suivante :

Dégrossir l'accord en essayant d'obtenir la gamme de DO sans toucher à la note ajustée au diapason ; régler ensuite approximativement l'accord des touches noires.

Jouer ensuite l'accord LA 3 RE 3. En réglant l'accord du RE, on doit obtenir dans une certaine position un battement zéro. Repérer ensuite sur le RE joué seul le sens du potentiomètre qui fait monter la note, revenir au battement zéro. En continuant de jouer l'accord LA RE, faire varier le potentiomètre du RE à partir de la position précédente dans le sens qui fait monter le RE pour obtenir environ 60 bat-

tements par minute. Ce réglage est délicat, mais très précis.

Opérer ensuite de la même façon sans toucher au RE avec l'accord RE SOL. Le réglage de toute l'octave se fera dans l'ordre suivant :

SOL dièse 3 - DO dièse 3
DO dièse 3 - FA dièse 3
FA dièse 3 - SI 2
SI 2 - MI 3
MI 3 - LA 3
RE dièse 3 - SOL dièse 3

250 Ω sur une note, il serait nécessaire de modifier les valeurs des résistances R_1 R_2 .

Ne faire les essais que le vibrato branché. Sinon il y aurait un couplage entre les notes à travers les résistances de 200 k Ω .

Remarque sur l'amplificateur à utiliser : La sortie 1 volt permet l'utilisation de n'importe quel amplificateur branché à la sortie de l'orgue. Toutefois cet amplificateur doit être sensiblement linéaire et présenter très peu de distorsion d'intermodulation.

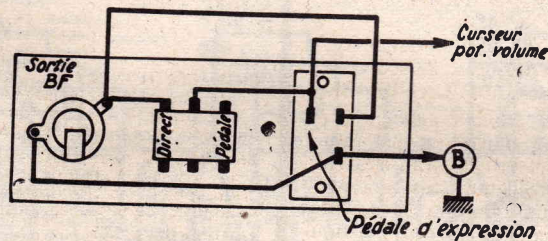


Fig. 13 a. — Câblage des sorties et de la prise d'expression

LA 3 - RE 3
RE 3 - SOL 3
SOL 3 - DO 3
DO 3 - FA 3
FA 3 - LA dièse D
LA dièse 2 - RE dièse 3

Le dernier accord MI 3 LA 3 doit être obtenu au battement 60 par minute sans retoucher au LA. Il faudra en général plusieurs passages successifs de la série d'accords pour arriver à ce résultat.

Il est possible de prendre la même suite en partant du SOL 3.

MISE AU POINT ET ESSAIS

Si lors de la mise en route l'ensemble des notes se fait entendre sans qu'aucune touche ne soit enfoncée, il y aurait lieu de vérifier les masses sur le clavier et sur la boîte de timbres.

Les notes mal définies sur les deux derniers octaves peuvent provenir d'un mauvais contact sur l'inverseur d'octaves couplées. Dans ce cas, on obtient une remontée de certaines notes graves sur les octaves supérieures d'autres notes.

Si un diviseur ne fonctionne pas c'est l'ensemble des notes divisées à sa suite qui ne fonctionnent pas, dans ce cas, repérer la note la plus haute d'octave ne fonctionnant pas, elle correspondra au diviseur en panne.

Si l'accord était impossible dans la course du potentiomètre de

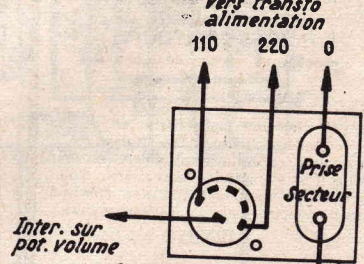


Fig. 13 b. — Câblage du support du répartiteur de tension

L'intermodulation ou la saturation dans l'amplificateur de puissance se manifestent par un son désagréable lors de la production d'accords.

D'autre part le jeu de 16 pieds (octave couplée) ne sera utilisable qu'avec un haut-parleur en baffle d'une certaine dimension. La fréquence la plus basse correspondante est en effet de 32 Hz.

On pourra adjoindre à l'ensemble, indépendamment de la chambre d'échos, une unité de réverbération du type Hammond. Seul le modèle 4 F, c'est-à-dire le modèle le plus grand, convient. Le petit modèle 2 F ne donne pas une réverbération suffisante sur des sons tenus comme ceux d'un orgue.

(Réalisation et doc. Magnétique-France)

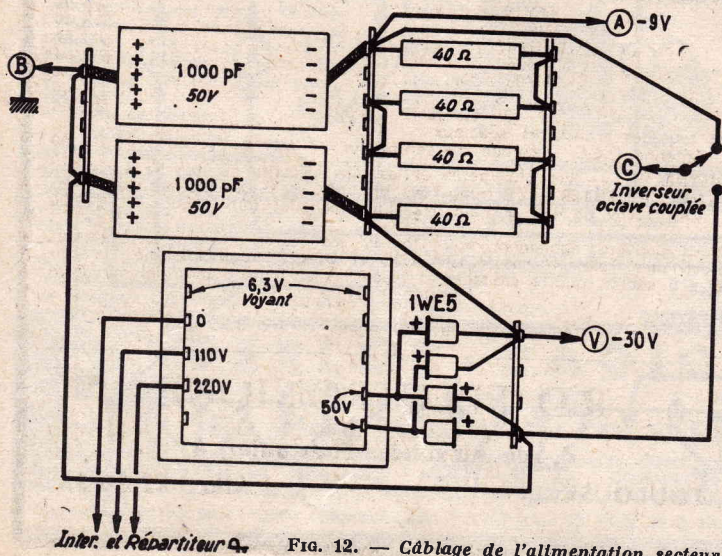


Fig. 12. — Câblage de l'alimentation secteur

Les SECRETS DE LA RADIO ET DE LA TÉLÉVISION dévoilés aux débutants

N° 143

LA CONSTRUCTION ET LE MONTAGE MODERNES RADIO - TV - ÉLECTRONIQUE

Le transformateur de sortie et les problèmes d'adaptation

DANS des études précédentes, nous avons exposé les rôles essentiels du transformateur de sortie, qui consistent à adapter les caractéristiques de l'étage de sortie de l'amplificateur à celles du haut-parleur, tout en permettant d'obtenir le meilleur rendement, et surtout la meilleure qualité sonore possible. Ce problème de l'adaptation est primordial dans les montages.

IMPORTANCE DE L'ADAPTATION

Lorsqu'on veut monter une installation quelconque à fréquence musicale, il faut envisager l'adaptation du générateur électroacoustique d'entrée : microphone, pick-up ou tête magnétique, à un tube électronique, ou à un transistor constituant le premier étage d'un préamplificateur. Cette adaptation doit s'effectuer en appliquant à l'entrée du système un niveau de tension ou d'intensité convenable sans introduire une distorsion non linéaire ou en fréquence.

Lorsqu'on considère l'adaptation à la sortie de l'amplificateur, il faut souvent envisager le problème de la puissance et, en premier lieu, on pourrait se référer à la notion théorique suivant laquelle l'impédance de la charge doit être égale à l'impédance de la source. Mais, en fait, il est d'abord nécessaire de distinguer entre la transmission de la puissance maximale et le rendement maximal du transfert de puissance, ce qui n'est pas la même chose.

Considérons ainsi une source d'alimentation constituée par une batterie, un générateur, ou un alternateur. Ce système fournit une tension de 110 V en circuit ouvert, et possède une résistance interne de 5 ohms. Suivant la théorie idéale de l'adaptation, la charge devrait avoir également une impédance de 5 ohms, ce qui ferait 10 ohms au total, et dans ces conditions le courant qui traverse le système sera

de :

$$\frac{110}{10} = 11 \text{ ampères}$$

La puissance transmise sera de 55 volts, correspondant à la tension aux bornes de la charge $\times 11$ ampères, c'est-à-dire 605 watts.

Si nous utilisons une charge de 6 ohms, le courant sera de $110/11 = 10$ ampères, la tension appliquée sur la charge de 60 volts, et la puissance transmise de 600 watts.

Avec une charge de 4 ohms, le courant sera de $110/9 = 12,2$ A, la tension appliquée sur la charge de 48,9 volts et la puissance transmise de 597,5 watts. Cela prouve évidemment qu'avec une charge de 5 ohms, on obtient la transmission de puissance maximale, soit 605 watts.

Mais, pour transmettre ainsi la puissance nécessaire sur la charge, il faut dépenser une certaine puissance additionnelle, qui est perdue dans la batterie, le générateur ou l'alternateur. Avec une charge de 5 ohms, pour une puissance de sortie de 605 watts, on perd ainsi dans le système lui-même 605 watts également, de sorte que le rendement est de 50 %.

Avec une charge de 6 ohms, la chute de tension interne est de 50 volts, le courant de 10 ampères, la perte de puissance dans le système de 500 watts. Sur un total de 1.100 watts, au lieu de 1.210 watts avec une charge de 5 ohms, 600 watts sont ainsi transmis efficacement à la charge de 6 ohms, et le rendement est de 54,5 %.

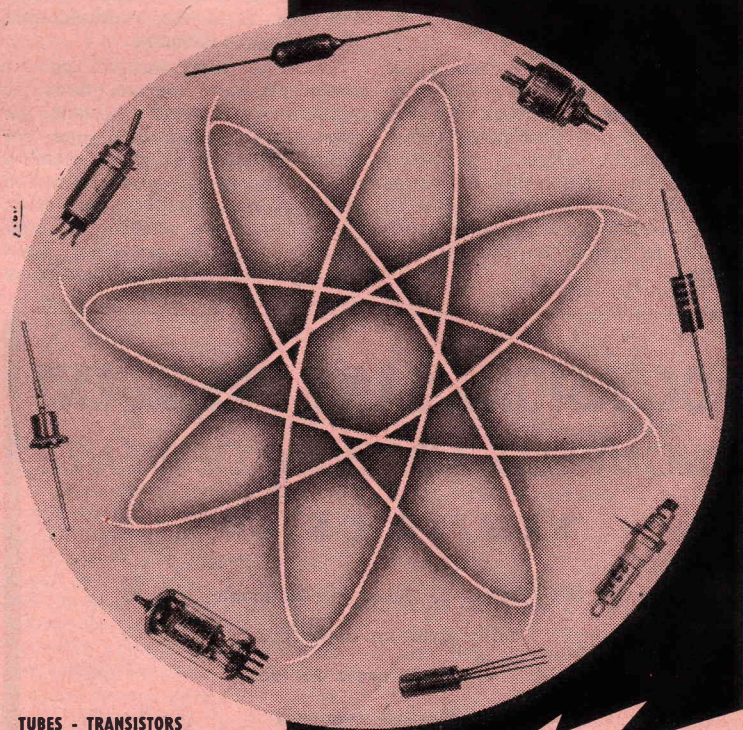
Avec une charge de 4 ohms, pour une puissance de sortie de 597,5 watts, la chute de tension interne est de 61,1 volts, le courant de 12,2 A, la perte de puissance intérieure est ainsi de 747 watts. Sur un total de 1.344,5 watts 597,5 sont transmis à la charge de 4 ohms, et le rendement est de 44,4 %.

Essayons maintenant de calculer ce qui peut arriver avec une charge

de 50 ohms. La résistance totale est de 55 ohms, le courant de 2 ampères, la tension appliquée sur la charge de 100 volts, la chute

de tension interne de 10 volts, la puissance appliquée sur la charge de 200 watts, la perte interne du système est de 20 watts. La puis-

COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES



TUBES - TRANSISTORS
DIODES - RÉISTANCES
CONDENSATEURS - RÉGULATEURS
POTENTIOMÈTRES - RHÉOSTATS
FICHES COAXIALES - ETC.

MATÉRIEL FRANÇAIS
ET D'IMPORTATION

Expédition immédiate
Catalogue sur demande
contre fr. 1 (timbres)

SORELEC
SOCIÉTÉ D'OUTILLAGE, DE RADIO ET D'ÉLECTRONIQUE

75, BOULEVARD DE LA VILLETTE
BOL. 61-73 - PARIS (X)

sance totale est de 220 watts et le rendement de 91 %.

Ainsi, avec environ un tiers seulement de la puissance maximale, l'augmentation du rendement s'élève de 50 % à plus de 90 %. Ce qui est important, c'est la puissance totale consommée et non pas seulement la puissance de sortie ; ce fait constitue une excellente raison pour ne pas considérer comme satisfaisant un système d'adaptation qui produit une chute importante de la tension d'alimentation, par exemple de 110 volts à 55 volts !

LE BUT EXACT DE L'ADAPTATION

Comme nous venons de le voir, les notions théoriques idéales concernant l'adaptation des circuits doivent être souvent considérées plutôt sous l'angle pratique, même lorsqu'il s'agit d'alimentation en puissance. Mais, lorsqu'on considère le montage des appareils électroacoustiques, il y a encore d'autres facteurs importants à envisager.

Dans le cas simplifié des systèmes d'alimentation, il suffit d'envisager deux objectifs possibles : la puissance maximale, ou le rendement

Ces quatre objectifs sont les suivants :

a) L'adaptation destinée à assurer la transmission dans le circuit de sortie de la puissance maximale possible, dans les limites de dissipation admissibles pour le tube électronique ou le transistor employé.

b) L'adaptation permettant d'obtenir la distorsion minimale du signal de sortie en comparaison avec la forme d'onde du signal d'entrée.

c) L'adaptation permettant d'obtenir le gain maximal, c'est-à-dire la puissance de sortie la meilleure pour une tension d'entrée déterminée appliquée sur des tubes ou un courant déterminé lorsqu'il s'agit de transistors.

d) L'adaptation permettant d'assurer une relation correcte d'impédance ou du facteur d'amortissement.

Lorsqu'on a bien compris ces différents buts à atteindre, les problèmes à résoudre dépendent de l'emploi d'un tube ou d'un transistor, et de la charge considérée ; ils peuvent également être compliqués par l'introduction de plus en plus répandue des dispositifs de contre-réaction.

Finalement, le problème peut devenir ainsi assez compliqué dans nombre de cas, par suite du fonctionnement complexe du système de sortie. Dans les montages les plus simples, on considère seulement une source constituée par le tube électronique ou le transistor de l'étage de sortie agissant sur une charge. Le problème se complique, lorsqu'il se produit des divisions des circuits et des multiplications des différents éléments.

Il en est ainsi lorsqu'il peut y avoir plusieurs sources, deux ou plusieurs tubes, transmettant par leurs écrans aussi bien que par leurs plaques ; il peut aussi y avoir plusieurs charges, lorsqu'on utilise plus d'un haut-parleur, et on peut également considérer différents niveaux de puissance. Tous ces facteurs peuvent se manifester

à la fois, mais il est plus simple, la plupart du temps, de considérer séparément les différents problèmes.

COMMENT OBTENIR LA PUISSANCE MAXIMALE ?

Dans de nombreux cas, nous avons à considérer dans le circuit de sortie de l'amplificateur, un ou deux tubes électroniques ou transistors qui peuvent supporter une dissipation maximale avant d'être détériorés, ou d'atteindre une limite de fonctionnement dangereuse, et nous désirons obtenir la puissance de sortie maximale à fréquence musicale. Dans ces problèmes, la tension d'entrée sur la grille du tube électronique ou le courant sur la base du transistor ne doivent pas dépasser les valeurs admises pour ce tube ou ce transistor.

Supposons un tube triode idéal, fonctionnant en classe A, et dont les courbes caractéristiques sont représentées sur la figure 1 ; ce tube fonctionne sous une tension de 400 volts avec un courant plaque de 50 mA ; cela représente sa dissipation maximale de 20 watts, et sa résistance de plaque est de 2.000 ohms.

La charge optimale, c'est-à-dire celle qui permet d'obtenir la puissance relative maximale sans distorsion, est alors de 4.000 ohms. La tension B.F. de pointe, et le courant dans cette charge, sont respectivement de 200 volts et de 50 mA, soit une puissance de crête de 10 watts, et une valeur nominale efficace de 5 watts. Le rendement est donc de 25 %.

Nous pouvons améliorer ce résultat, en utilisant le fonctionnement en classe B, ou un système intermédiaire connu, on le sait, sous le nom de classe AB.

Supposons d'abord l'emploi d'un montage parfait en classe B ; la tension de plaque appliquée est

tionnement est de 77,5 % du maximum. Pendant la période de fonctionnement complète, puisque l'autre alternance est inactive, elle est donc de 38,75 %. Ainsi, la dissipation moyenne par tube électronique pour la puissance maximale est le 17,4 watts avec une valeur nominale de 20 watts. La puissance BF fournie par les deux tubes en

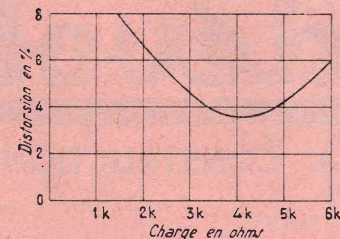


Fig. 3

valeur efficace est de 22,5 watts, contre 10 watts lorsque les deux tubes fonctionnent en classe A.

Revenons maintenant à la question pratique de l'impédance et à celle du transformateur de sortie, avec les éléments modernes ; nous devons essayer d'obtenir la puissance maximale de sortie avec la dissipation de puissance maximale dans les pentodes, les transistors,

(Suite p. 63.)

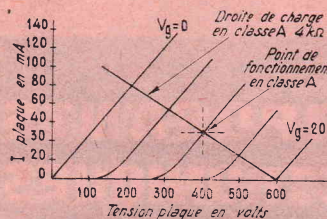


Fig. 1

ment maximal en puissance de transmission. Dans les systèmes de sortie des amplificateurs B.F. de tous genres, il y a au moins à considérer quatre objectifs possibles, chacun d'eux étant plus ou moins important dans les cas individuels, les autres étant d'importance subsidiaire, ou même pouvant être négligés.

OCCASIONS SANS PRÉCÉDENT NOUVELLE FORMULE DE VENTE

REMISE DE 40 %

sur des modèles de classe internationale, MF, HF

d'importation allemande :

- Postes radio de table
- Meubles combinés
- Magnétophones.

EMY - RADIO

17, 19 et 21, rue de l'Ancienne-Comédie
PARIS (6^e) - Tél. : 326-63-05 et 326-48-79

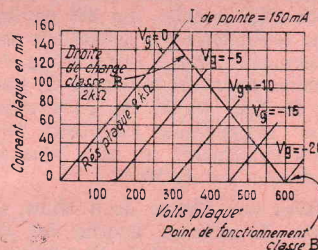


Fig. 2

maintenant de 600 volts, mais le courant de fonctionnement au repos est théoriquement nul, comme le montre la figure 2.

Chacun des deux tubes utilisés nécessairement fournit une puissance à tour de rôle pendant une alternance avec une valeur de pointe de 300 volts 150 mA, avec une charge égale à la résistance de plaque de 2.000 ohms. On obtient ainsi une puissance B.F. de pointe de 45 watts, avec une dissipation de pointe également de 45 watts.

Sur une onde sinusoïdale, la dissipation moyenne durant chaque alternance dans ce mode de fonc-

MAGNÉTOPHONES OLIVER

ENSEMBLES A MONTER

10 Modèles
à votre choix



Documentation contre 2,50 F

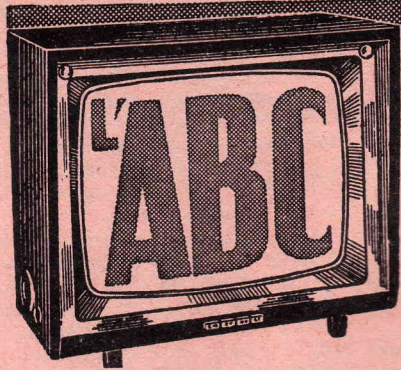
à adresser à :

SONOMAG
34, Rue Saint-Dominique
PARIS-7^e

Métro : INVALIDES

- Parking sur l'Esplanade -

Tél. : INV. 62-80



DE LA TÉLÉVISION

AMPLIFICATEURS VIDÉO - FRÉQUENCE

PRINCIPE GENERAL DU MONTAGE VF

DANS tout téléviseur, l'amplificateur VF (VF = vidéo-fréquence, en abrégé) est disposé entre la sortie détectrice image et l'entrée du tube cathodique, c'est-à-dire l'électrode recevant le signal de modulation de lumière, cette électrode étant le wehnelt ou la cathode du tube cathodique.

Tout amplificateur VF doit posséder les caractéristiques suivantes :

1° recevoir à l'entrée une tension VF provenant de la détectrice image, de l'ordre de 1 V efficace ;

2° amplifier suffisamment cette tension pour fournir à la sortie une tension efficace de l'ordre de 100 V (pratiquement de 30 à 70 V selon les tubes cathodiques utilisés). On peut aussi considérer les tensions crête à crête des signaux VF : à l'entrée 2 à 3 V et à la sortie 60 à 140 V ;

3° amplifier sur une très large bande dont la limite inférieure est de 25 c/s environ et la limite supérieure de 3 à 10 Mc/s selon le standard. Dans les récepteurs bistandards ou multistandards, l'amplificateur amplifiera jusqu'à la limite supérieure correspondant au standard ayant la bande la plus large.

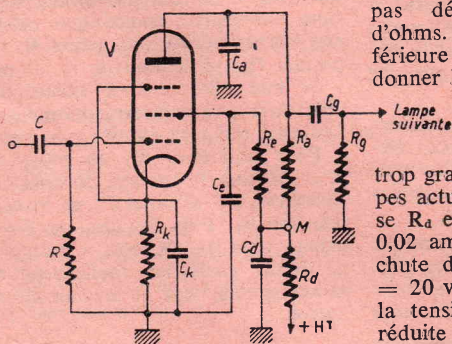


FIG. 1

Le montage d'un amplificateur VF est dérivé de celui à résistances-capacités, mais on y introduit des dispositifs correcteurs augmentant le gain aux fréquences basses et très élevées, pour lesquelles le montage normal RC donne lieu à une diminution de gain.

MONTAGES A LAMPES

La figure 1 montre le schéma d'un amplificateur à résistances sans bobines de correction. La lam-

pe utilisée est une pentode. On remarquera, outre les éléments classiques, C_d et R_d qui constituent une cellule de découplage. Les fonctions de cette cellule sont les suivantes : tout d'abord, elle se comporte comme une cellule de filtrage à l'égard de la haute tension dont

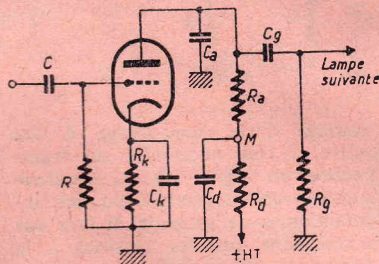


FIG. 2

pe utilisée est une pentode. On remarquera, outre les éléments classiques, C_d et R_d qui constituent une cellule de découplage. Les fonctions de cette cellule sont les suivantes : tout d'abord, elle se comporte comme une cellule de filtrage à l'égard de la haute tension dont

le filtrage pourrait être insuffisant. On sait qu'une telle cellule se compose d'une bobine et de deux capacités. Dans le présent montage R_d remplace la bobine, C_d le condensateur de sortie du filtre, tandis que le condensateur d'entrée est celui qui existe à la sortie de l'alimentation du téléviseur et connecté entre + HT et la masse.

Lorsqu'on remplace la bobine d'un filtre par une résistance, l'efficacité du filtre diminue, mais on améliore le rendement en augmentant la valeur de la résistance.

En vidéo-fréquence, R_d ne doit pas dépasser quelques milliers d'ohms. Généralement elle est inférieure à 1 000 Ω , afin de ne pas donner lieu à une chute de tension

trop grande. En effet, avec les lampes actuelles, le courant qui traverse R_d est de l'ordre de 20 mA = 0,02 ampère. Si $R_d = 1\,000\,\Omega$, la chute de tension est de $100 \times 0,02 = 20$ volts. Si la HT est de 200 V, la tension réelle au point M est réduite à 180 V et celle à la plaque encore plus faible suivant la valeur de R_a .

DECOUPLAGE

La seconde fonction de R_a et C_a , est le **découplage**. Théoriquement, le point M doit être relié à la masse à travers une résistance aussi faible que possible en courant alternatif. Comme il n'est pas possible de connecter une résistance qui laisserait passer le courant continu de l'alimentation, on la remplace par une capacité C_a dont la résistance équivalente est très faible. Plus la

fréquence est élevée, plus C_a constitue une voie facile aux courants à diriger vers la masse. Ainsi si la fréquence était infinie, la résistance équivalente de C_a serait nulle. A la fréquence 10 Mc/s, un condensateur de 1 μ F oppose une résistance de 1/60 d'ohm. A la fréquence 1 Mc/s, la résistance est dix fois plus élevée, soit 1/6 d'ohm. A 100 c/s, la résistance est 10 000/6 = 1 666 Ω et à 10 c/s elle est de 16 666 Ω .

En fait, lorsque le circuit se compose de capacités ou bobines seules ou en association avec des éléments résistants en continu, la résistance en alternatif du circuit se nomme impédance.

Souvent, le circuit lui-même est désigné sous ce nom. L'impédance se mesure en ohms comme la résistance.

Revenons maintenant au condensateur de découplage.

On voit que la capacité de C_a doit être assez élevée pour que le courant VF choisisse de préférence le chemin passant par le condensateur plutôt que par R_a .

Si l'on prend $C_a = 10\,\mu$ F, les impédances indiquées plus haut deviennent 10 fois plus petites et à 100 c/s on trouve 166 Ω .

L'efficacité est donc augmentée en augmentant C_a ou R_a ou les deux en même temps.

Généralement C_a est de l'ordre de quelques microfarads. Les autres éléments du montage sont connus et ont été étudiés précédemment.

Le même montage peut être réalisé avec une triode comme le montre la figure 2. Dans ce cas disparaissent les éléments de découplage et d'alimentation de l'écran, R_a et C_e .

LA CAPACITÉ C_a

Sur les deux schémas des figures 1 et 2 on a indiqué une capacité C_a qui semble sans grande importance. En réalité, elle joue un tout premier rôle dans toutes les questions concernant la vidéo-fréquence. Voyons d'abord ce que signifie cette capacité C_a .

On sait que chaque fois qu'il y a deux surfaces en présence une capacité électrique existe entre elles.

La capacité C_a est la somme de plusieurs capacités dites parasites : la capacité entre la plaque de V et tous les autres organes réunis directement ou non à la masse comme la cathode, par exemple, la capacité entre l'extrémité supérieure

de R_a et la masse et d'autres petites capacités dont nous reparlerons.

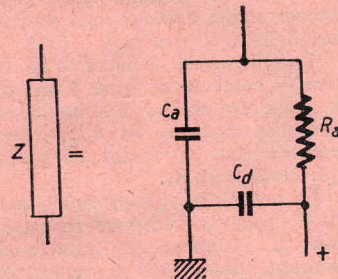
La valeur de C_a est de quelques picofarads, généralement entre 5 et 25 pF.

Son influence sur l'amplification des tensions à fréquence élevée est considérable.

Plus C_a est petite, plus un signal à fréquence élevée est bien amplifié.

En effet, C_a offre aux courants amplifiés par la lampe un chemin plus facile vers la masse à une fréquence élevée qu'à une fréquence basse. L'ensemble des éléments du circuit plaque se compose de R_a et de C_a . On désigne leur mise en parallèle sous le nom d'impédance Z (voir figure 3), comme indiqué plus haut. On voit que plus la fréquence est élevée, plus Z sera faible et par conséquent, comme l'amplification est égale au produit SZ, plus l'amplification sera faible.

On a donc intérêt à ce que C_a soit aussi réduite que possible afin que la diminution de l'amplification aux fréquences élevées ne soit pas trop grande. En télévision, l'amplificateur VF doit amplifier uniformément à toutes les fréquences depuis 25 c/s jusqu'à 10 000 000 de c/s ou 10 Mc/s. En pratique, on se contente d'une amplification telle qu'à aucune fréquence la diminution de l'amplification ne soit plus grande que 30 %.



Pour obtenir ce résultat, il faut que R_a soit faible, de l'ordre de quelques milliers d'ohms, par exemple 1 000 Ω . Dans ces conditions, la résistance offerte par R_a est toujours faible par rapport à l'impédance de C_a même aux courants de fréquence très élevée, ce qui fait que Z ne varie que peu quelle que soit la fréquence du signal à amplifier.

COMPARAISON AVEC L'AMPLIFICATEUR BF

On a vu que la vidéo-fréquence comporte des fréquences très élevées atteignant 10 Mc/s.

Au contraire, lorsqu'il s'agit d'amplifier des tensions correspondant aux vibrations sonores, ce qui se présente dans le récepteur de son du téléviseur, la fréquence la plus élevée est de 10 000 c/s environ.

A une fréquence aussi faible (comparativement à celle de 10 Mc/s de la VF, 1 000 fois plus grande), l'influence de C_a est presque négligeable.

Cette capacité peut atteindre 200 pF sans inconvénient et R_a peut atteindre 100 000 Ω et même plus.

Des amplifications beaucoup plus grandes peuvent être obtenues en

capacité C_a qui provient de causes analogues à celles de C_a , comme un filtre qui favorise l'amplification des fréquences élevées. Finalement, R_a peut atteindre une valeur plus grande que dans le cas précédent, par exemple 2 500 Ω , d'où une amplification 2,5 fois supérieure à celle fournie par le montage normal avec $R_a = 1 000 \Omega$.

Enfin, sur le schéma de la figure 6, on trouve la réunion des deux procédés de correction des figures précédentes. Il y a deux bobines L_a et L et l'amplification est augmentée encore, R_a pouvant atteindre 3 000 et même 3 500 Ω .

a pour valeur 15 μ H par exemple. On voit qu'il est ainsi facile de régler à l'aide d'un tournevis la self-induction des bobines de correction.

REPRODUCTION AUX FREQUENCES BASSES

En télévision, tout comme en radio, la modulation de la porteuse HF comporte des fréquences très basses, comme par exemple 50 c/s. En radio, il s'agit de notes basses ou graves, comme celles émises par un orgue ou une voix de « basse ».

En télévision, il y a 50 demi-images par seconde et pour chaque

est valable aussi bien pour la VF que pour la BF radio ou celle de l'amplificateur BF.

On a vu qu'un condensateur laisse passer d'autant mieux un courant que la fréquence est élevée et que sa capacité est grande.

L'examen de la figure 9 montre qu'il est nécessaire que C et C_g soient de forte valeur.

En fait, la valeur dépend de celle de R et R_g . Si ces résistances sont de l'ordre de 200 000 Ω ou plus (cas général dans tous les montages de VF ou BF), la capacité de C ou C_g doit être supérieure à 50 000 pF. En BF, on se contente

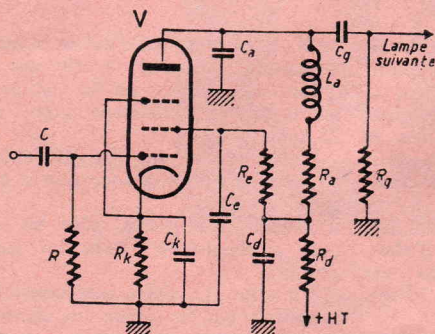


FIG. 4

basse fréquence comparativement à celles atteintes en vidéo-fréquence.

Ainsi, si la pente S de la lampe est de 0,005 A/V, l'amplification est de 5 fois, si $R_a = 1 000 \Omega$ ($A = 1 000 \cdot 0,005$) et de 250 fois si $S = 0,005$ A/V et $R_a = 50 000 \Omega$. Ceci si la lampe est une pentode. Dans le cas d'une triode, l'amplification est plus faible, car il y a lieu de tenir compte aussi de la résistance interne R_i de la lampe. C'est une des raisons pour lesquelles on préfère utiliser des pentodes en VF et surtout en BF.

CIRCUITS DE CORRECTION AUX FREQUENCES ELEVEES

Pour réduire l'influence de C_a , on peut diminuer R_a , mais dans ce cas on diminue l'amplification VF.

On peut contrebalancer l'influence de C_a en montant des bobines de correction comme on le voit sur les figures 4, 5 et 6.

Le schéma de la figure 4 ne diffère de celui de la figure 1 que par la présence de L_a , une bobine de quelques dizaines de microhenrys montée dans le circuit de plaque qui comprend R_a .

La bobine L_a agit en sens inverse de C_a : plus la fréquence est élevée, plus L_a s'oppose au passage du courant, donc tend à augmenter l'amplification de la lampe. Pour les valeurs convenables de L_a , on réussit à réaliser des amplificateurs amplifiant aussi bien que celui de la figure 1, c'est-à-dire sans bobine de correction, mais avec une résistance R_a plus grande. Alors que dans le montage classique il fallait que R_a ne dépasse pas 1 000 Ω , avec L_a on peut augmenter R_a jusqu'à 2 000 Ω , ce qui conduit au double d'amplification.

Des résultats légèrement supérieurs sont obtenus avec le montage de la figure 5.

La bobine de correction L est montée en série avec C_g et agit, en association avec C_a et une autre

Une variante du montage de la figure 6 est indiquée par la figure 7, sur laquelle nous n'avons représenté que les parties modifiées.

On voit que la bobine série L se trouve disposée avant la bobine L_a au lieu de l'être après.

Les résultats obtenus sont les mêmes.

Le montage de la figure 4 est nommé montage **shunt** parce que la bobine de correction L_a est en quelque sorte en dérivation sur la lampe.

Celui de la figure 5 est nommé

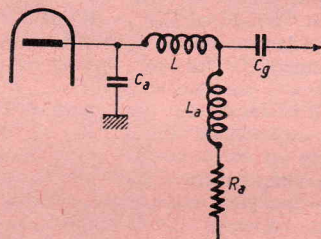


FIG. 7

série et enfin ceux des figures 6 et 7, série-shunt.

Ce sont ces derniers que l'on trouve dans presque tous les téléviseurs actuels.

Les bobines série ont généralement une valeur deux fois plus grande que les bobines shunt, c'est-à-dire environ 36 μ H.

Pratiquement ce sont des petites bobines nid d'abeille de quelques dizaines de spires et comportant un noyau de fer permettant de régler leur valeur de façon que l'on obtienne la meilleure correction.

Les figures 8 et 9 montrent l'aspect de bobines de ce genre. Le noyau possède un pas de vis et l'intérieur du tube également, de sorte que l'on peut faire avancer ce noyau en le vissant.

Lorsque le noyau se trouve bien au milieu des bobines, la self-induction est maximum et sa valeur peut être de 45 μ H par exemple.

Lorsque le noyau est entièrement sorti, la self-induction diminue et

passage d'une demi-image à une autre, il est nécessaire de transmettre un signal dit de synchronisation qui se produit tous les cinquantièmes de seconde. Il faut par conséquent que les tensions à la fréquence 50 c/s soient amplifiées correctement.

Dans l'amplificateur qui suit la détection, qu'il s'agisse de VF ou de BF, la lampe amplificatrice est montée suivant un schéma analogue à celui de la figure 9. On retrouve le schéma de la figure 1 ainsi que celui des figures 2, 4, 5, 6, mais dans lesquels nous avons omis de reproduire les bobines de compensation aux fréquences élevées.

Lorsqu'il s'agit de fréquences basses, c'est-à-dire à 300 c/s, les bobines de compensation n'offrent aucune résistance au passage d'un courant à fréquence aussi basse et elles se comportent exactement comme des connexions. C'est la raison pour laquelle elles ont été supprimées sur le schéma.

Il en est de même du condensateur C_a qui, aux fréquences élevées, offre un chemin facile, mais s'oppose absolument au passage des courants à basse fréquence.

Seuls les éléments du schéma de la figure 9 ont une influence prépondérante sur les basses et tout ce que nous dirons à leur sujet

souvent d'une valeur plus faible, par exemple 20 000 pF et même 10 000 pF.

Considérons aussi les circuits de cathode et d'écran (si la lampe est une pentode).

Le circuit de cathode est $C_k R_k$ et celui d'écran $C_g R_g$ comme on l'a indiqué sur les schémas des figures 1, 2, 4, 5, 6 et 9.

Le bon fonctionnement de la lampe exige que la cathode soit portée à une tension continue plus élevée que la masse de quelques volts, afin que la grille soit négative par rapport à la cathode (ce qui se désigne sous le nom de polarisation négative de grille).

On a donc inséré R_k entre cathode et masse. Par contre, le courant alternatif qui circule dans le circuit cathode-masse ne doit pas rencontrer aucune opposition ; autrement dit, il ne faut pas qu'une tension alternative quelconque existe aux bornes de R_k , sous peine de diminuer l'amplification de la lampe.

Si une telle tension existe, on dira qu'il y a contre-réaction, particularité qui sera étudiée plus loin.

Pour maintenir R_k en place et pour faciliter le passage du courant alternatif, on a placé C_k en parallèle sur R_k . Plus C_k sera de forte valeur, plus les courants à fréquence basse passeront facilement et moins grande sera la tension alternative.

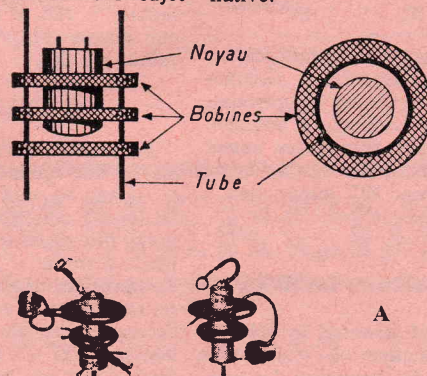


FIG. 8

Le transformateur de sortie

(Suite de la page 60)

et autres éléments utilisés ; mais, ces problèmes se posent dans des conditions diverses.

L'adaptation des pentodes et des transistors ne permet pas d'appliquer la notion de relation idéale entre l'impédance de la source, et celle de la charge. La raison en est simple : la *résistance théorique idéale* de la plaque ou du collecteur est *infinie*, tandis que la résistance de charge optimale est toujours bien définie ; elle est déterminée par des facteurs très différents.

Dans une pentode théorique, les courbes indiquant la relation entre la tension et le courant de plaque seraient des lignes horizontales au-dessus d'un coude et correspon-

tenue constante, lorsque la valeur de la charge a été modifiée ? Une telle courbe peut être tracée dans des conditions, et sous des formes très variées ; si nous ne les connaissons pas, elle ne présente guère de valeur réelle.

Une méthode consiste à indiquer le niveau pour chaque valeur de la charge qui correspond à la puissance de sortie qui doit être maintenue. La courbe peut être assez différente, si le niveau est modifié. Une autre méthode consiste à régler le niveau pour chaque charge pour obtenir la sortie maximale, jusqu'à la limite de distorsion se manifestant par un écrêtage. Les indications obtenues par cette méthode n'offrent pas de signification suffisante, à moins que la courbe ne soit accompagnée par une courbe correspondante indiquant les puissances, comme on le voit sur la figure 4.

En considérant une courbe indiquant les conditions d'adaptation pour le minimum de distorsion, n'oublions pas que la distorsion varie avec le niveau pour les diverses valeurs des charges. Le choix de la valeur de la charge dépend ainsi de la façon dont on considère la distorsion minimale ; une valeur déterminée peut produire la distorsion minimale pour une sortie maximale, tandis qu'une autre peut assurer une distorsion minimale sur une gamme de niveaux plus faibles. Ces valeurs ne sont pas habituellement très différentes, de telle sorte que la distinction est souvent plus théorique que pratique dans beaucoup de cas (fig. 5).

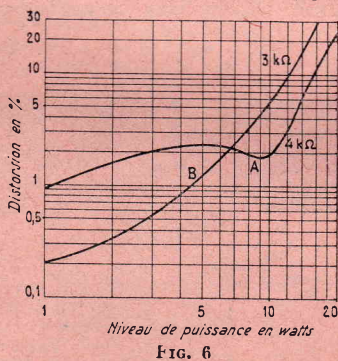


FIG. 6

Mais l'évaluation de la distorsion en utilisant des échelles logarithmiques ou linéaires peut déterminer des différences, comme on peut facilement s'en rendre compte sur la figure 6. La distorsion constatée pour les faibles niveaux semble alors, en effet, relativement beaucoup plus importante.

Pourquoi constatons-nous ces différences dans les caractéristiques de distorsion ? Il est bien connu qu'un étage de sortie comportant une seule pentode produit une distorsion caractéristique, lorsque la valeur de la charge est modifiée avec une valeur minimale qui fait disparaître le second harmonique, comme le montre la figure 7.

Dans un circuit monté en push-pull convenablement équilibré, il n'y a pas de second harmonique,

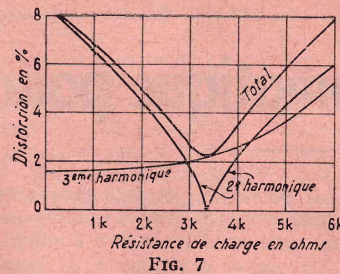


FIG. 7

mais le troisième harmonique peut produire deux effets différents. Il peut rendre plus aiguë soit au contraire arrondir la forme des courbes représentant les signaux, c'est-à-dire la forme d'onde (figure 8). Dans de nombreux montages push-pull comportant des pentodes, il se produit ainsi des distorsions de troisième harmonique aux différents niveaux avec la même charge, et aussi une composante de cinquième harmonique, comme on le voit sur la figure 9.

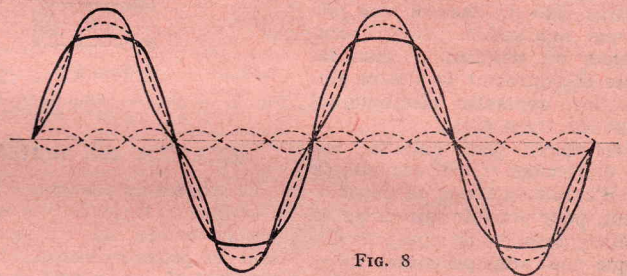


FIG. 8

En considérant les facteurs variables dus aux valeurs de la charge et aux niveaux, la distorsion peut ainsi varier elle-même de manière compliquée. Cela suppose cependant que la charge est constituée par une résistance simple. Lorsque la charge comporte des réactances constituées par exemple, par les impédances du haut-parleur, les conditions dans lesquelles se produisent des distorsions deviennent alors souvent très complexes et très difficiles à déterminer à l'avance ; seuls les essais directs et les vérifications par expérience donnent des indications exactes.

COMMENT OBTENIR UN GAIN MAXIMUM ?

En ce qui concerne cette question, et cet aspect du problème de l'adaptation, les notions pratiques se rapprochent beaucoup plus des notions théoriques habituelles. Il en est ainsi, par exemple, dans un amplificateur très simple comportant un seul tube, tel que ceux qui sont adoptés dans les électrophones à bas prix.

La variation du signal appliqué sur la grille est limitée par le signal de sortie produit par la capsule en céramique ou en cristal du pick-up. Nous désirons obtenir la puissance de sortie maximale au moyen d'un étage à une seule pentode, en appliquant sur la grille le signal d'entrée produit par l'élément électro-acoustique. La charge nécessaire varie suivant que nous désirons obtenir une adaptation assurant la *puissance maximale* sans distorsion, ou la *distorsion minimale* ; elle est plus rapprochée de la valeur théorique que la valeur choisie dans d'autres buts.

L'adaptation nécessaire pour assurer cette condition ne permet pas d'obtenir habituellement la puissance maximale, qui peut être fournie par le tube, ou les tubes utilisés, ou la distorsion minimale. Mais elle doit produire le son le plus intense réalisable en utilisant le signal d'entrée provenant de la cartouche du pick-up, et qu'on peut ainsi appliquer sur la grille. Si le niveau du signal appliqué sur la grille peut être plus grand, on peut envisager un autre point de fonctionnement, et une résistance de charge assure alors une puissance de sortie plus grande, une distorsion plus faible, ou les deux résultats à la fois.

Ainsi, nous voyons que le choix de la valeur de la charge dans les problèmes d'adaptation de sortie peut offrir un certain nombre d'objectifs différents, une combinaison, un compromis, s'il y a lieu. Mais il n'existe pas une seule valeur op-

timale de la charge qui permet d'atteindre tous les objectifs à la fois.

Ce fait important est souvent la cause d'erreurs et de confusions. Différentes valeurs peuvent être indiquées pour certains tubes, sans précision des facteurs et des résultats recherchés suivant les charges adoptées. Les valeurs indiquées peuvent également être réalisées mais dépassées, en réalité, parce que l'opérateur considère la notion de charge optimale d'une manière trop absolue.

Le quatrième point à considérer peut amener à envisager d'autres aspects assez différents de ceux qui ont été indiqués ici. Ainsi, la résistance déterminée par le facteur d'amortissement dans un système

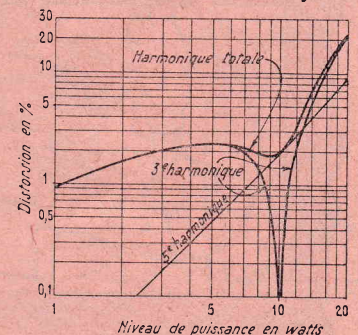


FIG. 9

de sortie peut être variable dans un rapport de 1 à 10. Des circuits de sortie peuvent présenter au même moment des impédances très différentes. D'autres facteurs se rapportent au système de contre-réaction et viennent encore compliquer ce problème, sur lequel nous aurons l'occasion de revenir.

chargeur automatique pour accumulateurs de 1,2 à 12 v

L'ACCUMULATEUR est une source d'électricité continue, très utilisée dans la vie moderne. Ses applications dépassent largement le domaine industriel pour s'introduire dans la vie courante.

Songeons que chaque voiture automobile est dotée d'une batterie d'accumulateurs destinée au démarrage et à l'alimentation de l'éclairage et du système électrique en général.

Maintenant que l'on peut faire des batteries étanches, légères, et peu encombrantes, l'accumulateur tend à remplacer la pile dans de nombreux cas. Il est évidemment plus économique d'effectuer une recharge que de changer une pile devenue inutilisable. Ainsi l'accumulateur est très utilisé dans les flashs et s'introduit de plus en plus dans les appareils électroniques équipés de transistors.

Pour durer, une batterie doit être entretenue. Quel que soit le type d'accumulateur et sa capacité, il faut, pour pouvoir assurer un tel entretien, posséder un chargeur. Celui que nous vous proposons ici, et que vous pouvez construire aisément, possède des particularités intéressantes qui le distinguent d'un grand nombre d'appareils similaires :

- Il permet la charge sans commutation de tous les accumulateurs de 1,2 à 12 V ;

- L'absence de commutation évite tous faux contacts. En basse tension ou pour obtenir une cer-

taine puissance, les intensités sont forcément assez élevées et les mauvais contacts doivent être éliminés.

De par sa constitution, ce chargeur est très robuste. Il est « in-grillable » ; un court-circuit fortuit des fils d'utilisation ne risque pas de l'endommager. Nous verrons plus loin la raison de cette intéressante particularité.

donc de redresser celui fourni par le secondaire du transformateur. Pour cela on utilise deux diodes au silicium TS7/70, prévues pour une tension de 70 V et un courant de 7 ampères. Elles présentent donc une très large marge de sécurité.

Ces diodes sont montées en doubleur de tension avec, en série dans le circuit, un condensateur électro-

teur doit effectuer un travail considérable, puisque à chaque alternance il se charge et se décharge ; bien que le rendement d'un condensateur de ce genre soit bon, ce travail l'échauffe fortement et s'il n'était pas prévu pour cette utilisation, il serait détérioré après quelques minutes de service.

Examinons le fonctionnement du doubleur de tension. Vous voyez qu'un côté du secondaire aboutit à la borne de sortie « moins ». A cette borne est aussi connectée l'anode de la diode D1. La cathode est reliée à l'anode de la diode D2 et au pôle + du condensateur de 5 000 μ F. Le pôle moins de ce condensateur ferme le circuit sur le secondaire. La cathode de la diode D2 correspond à la borne de sortie « plus ». Une alternance du courant rend la diode D1 conductrice et charge à travers elle le condensateur de 5 000 μ F à une tension de l'ordre de 6 V. Lors de l'autre alternance la charge du condensateur se trouve de même sens que la D.D.P. fournie par le secondaire du transformateur et le courant produit est conduit par D2. Tout se passe comme si le secondaire procurait une tension double de celle qu'il fournit en réalité. On peut, grâce à cette astuce, charger des accumulateurs de 12 V avec un transformateur donnant seulement 6 V.

Le condensateur offre au passage du courant une certaine impédance. C'est cette dernière qui régularise

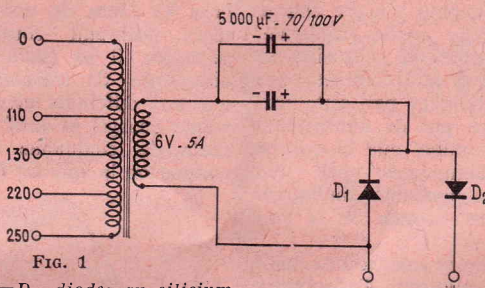


Fig. 1. — $D_1=D_2$, diodes au silicium 7 A - 70 V - TS7/70

EXAMEN DU SCHEMA

Le schéma du chargeur est donné à la figure 1. Nous voyons qu'il met en œuvre un transformateur dont les prises primaires 110, 130, 220, 240 V qui peuvent être sélectionnées par un répartiteur permettent l'adaptation à tous les secteurs possibles. Ce transformateur comporte un secondaire délivrant une tension de 6 V avec une intensité de 5 ampères. Pour la recharge d'un accumulateur, il est nécessaire de disposer d'un courant continu ou tout au moins circulant toujours dans le même sens. Il convient

lytique de 5 000 μ F, formé de deux éléments montés en parallèle. Cette capacité est prévue pour une tension de service de 70 V et une tension d'essai de 100 V, ce qui est énorme par rapport à la tension utilisée. Il s'agit encore là d'une mesure de sécurité ; en effet, lors d'un branchement quelconque, il se produit ce qu'on appelle un extra courant de fermeture qui peut créer dans le circuit une grande surtension, surtout si la manœuvre a lieu en sommet d'alternance. Bien que momentanée, cette surtension peut, à la longue, être fatale à un condensateur trop justement dimensionné. D'autre part, ce condensa-

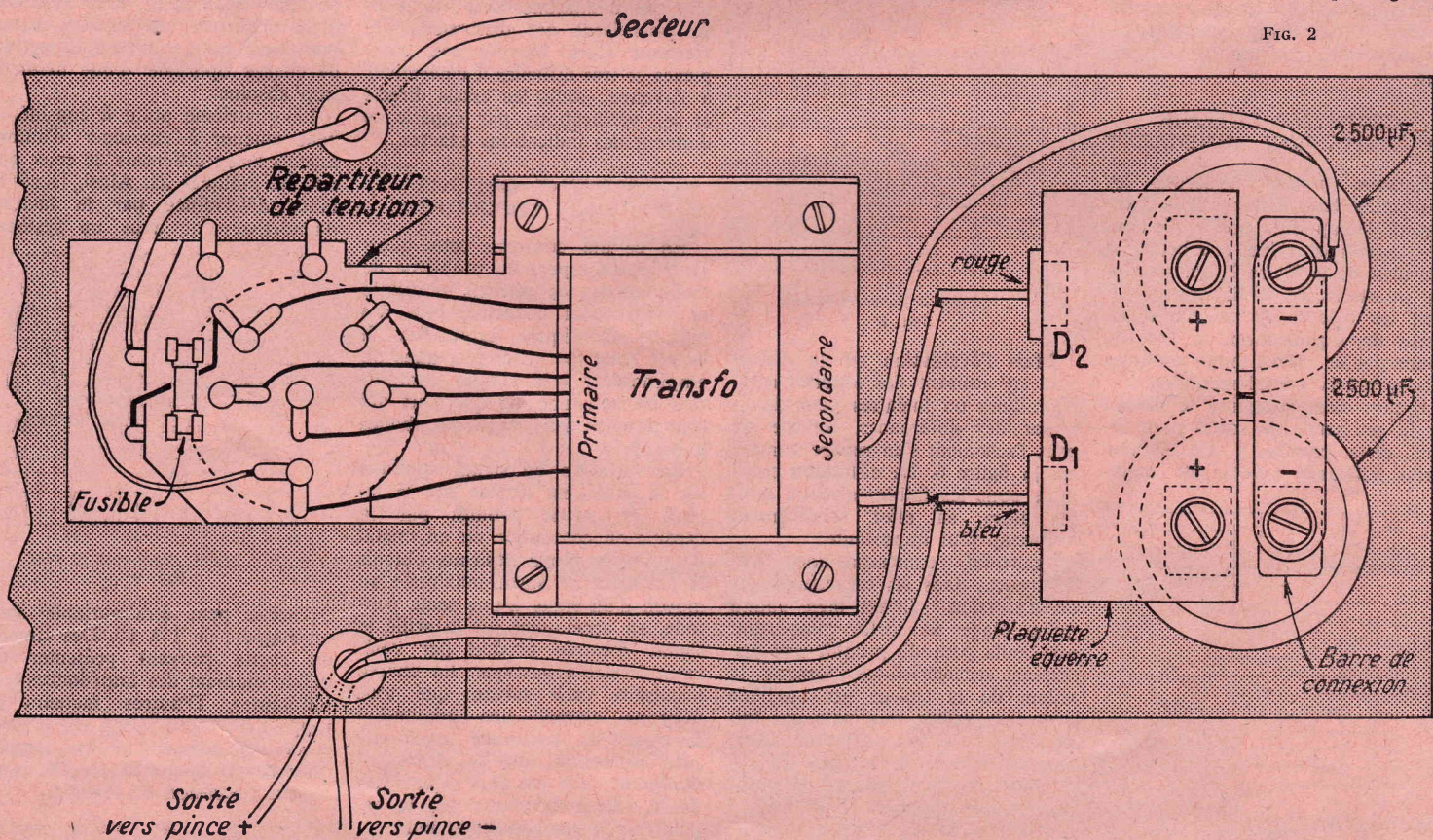


Fig. 2

le courant selon la tension de la batterie à charger. Pour une batterie de faible tension (1,2 V par exemple) le courant tend à être très intense. Mais dans ce cas, il produit une chute importante dans le condensateur et cela limite le courant. Ainsi, lorsqu'on charge une batterie de 6 V, l'intensité au départ est de 5 ampères. Elle tombe rapidement à 4 ampères et se stabilise vers 3,5 A. S'il s'agit d'une batterie de 12 V, l'intensité au départ est de 3 A, elle devient rapidement 2,5 A et se stabilise entre 2 et 2,5 A.

Nous avons dit que ce chargeur était « ingrillable ». Cette qualité est encore due à la présence du condensateur. En effet, si par une fausse manœuvre, les deux fils de sorties sont mis en contact, il n'y a pas de court-circuit dans le sens large du terme car l'impédance du condensateur limite l'intensité du courant à une valeur admissible pour les autres organes (transfo et diodes).

REALISATION PRATIQUE

La construction de ce chargeur se fait selon le plan de câblage de la figure 2. Les différentes pièces sont montées à l'intérieur d'un châssis métallique de 19 x 12,5 x 14 cm. Le transformateur est placé et fixé sur un petit berceau prévu sur le fond du châssis pour le recevoir. Sur ce transformateur est monté, à l'aide d'une équerre métallique, le répartiteur de tension. Ce répartiteur comporte le fusible général.

Les deux condensateurs électrochimiques qui, spécifions-le, sont fournis accouplés pour obtenir 5 000 µF, sont fixés à l'arrière de la face interne du châssis, à l'aide de colliers de serrage. Les deux diodes au silicium sont livrées serties de leur radiateur thermique. Ce dernier est une plaque de duralumin de 15/10 d'épaisseur. Il comporte une face de 10 x 8 cm sur laquelle sont montées les diodes et un bord rabattu de 4 cm. Ce bord est boulonné sur les pôles + des deux condensateurs électrolytiques. Le câblage est extrêmement simple : du côté primaire du transformateur, on raccorde le fu-

sible et on branche le cordon d'alimentation. On connecte un côté du secondaire au pôle négatif du groupe de condensateurs. L'autre côté de cet enroulement est relié à la diode D1, qui est repérée par la couleur bleue. Deux fils de 60 cm environ de longueur serviront à raccorder la batterie au chargeur. Le fil + est soudé sur la diode D2 (rouge) et le fil - sur la diode D1. Ces fils sont munis à l'autre extrémité de deux grosses pinces crocodile.

On prendra de préférence des fils de couleurs différentes : rouge pour le + par exemple. Une fois terminé, ce chargeur est recouvert d'un capot de protection.

UTILISATION

L'utilisation ne présente aucune difficulté. Pour adapter cet appareil à la tension du secteur, on tourne le répartiteur à l'aide d'une pièce de monnaie, de manière à lire la valeur de la tension en regard du point de couleur.

La batterie à charger est raccordée en prenant sa borne + dans la pince du fil rouge et sa borne - dans la pince du fil vert ou bleu. Il convient de ne pas inverser les polarités sous peine de détériorer l'accumulateur.

Il est intéressant de déterminer la durée de la charge. On supposera pour cela une décharge complète. Pour une batterie de 6 V, on divise la capacité en ampère-heure par 4 ampères qui est, vous vous en souvenez, le courant de charge dans ce cas. Une batterie de 60 amp/h sera chargée en : $60 : 4 = 15$ h. Pour une batterie de 12 V, on trouvera le temps de charge en divisant la capacité exprimée en ampère/heure par 2,5 A.

Lorsqu'on charge des batteries au plomb, il est recommandé de retirer les bouchons de bacs, de manière à faciliter l'évacuation des gaz.

Pour de telles batteries, les indices de fin de charge sont : un bouillonnement intense de l'électrolyte et un titre de 28° baumé pour cette électrolyte.

(Réalisation Technique Service.)



...DU DÉPANNAGE

Diviser... pour dépanner, tel est le principe de notre nouvelle **METHODE** par **Fred KLINGER**, fondée uniquement sur la pratique, et applicable dès le début de vos dépannages télé.

PAS DE MATHÉMATIQUES NI DE THÉORIE, PAS DE CHASSIS À CONSTRUIRE

Elle vous apprendra, en quelques semaines, ce que de nombreux dépanneurs n'ont appris qu'au bout de plusieurs années de travail.

Son but est de mettre de l'ordre dans vos connaissances en gravant dans votre mémoire les « Règles d'Or » du dépannage, les principes de la « Recherche THT », les « Quatre Charnières », etc.

Les schémas et exemples sont extraits des montages existant actuellement en France, y compris la 2^e chaîne. Les montages étrangers les plus intéressants y sont également donnés par les perfectionnements qu'ils apportent, et qui peuvent être incorporés un jour ou l'autre dans les récepteurs.

Notre méthode ne peut pas vous apprendre l'A.B.C. de la Télévision. Mais par elle, en quelques semaines, si vous avez déjà des connaissances de base, vous aurez acquis la **PRATIQUE COMPLETE ET SYSTEMATIQUE** du DÉPANNAGE. Vous serez le dépanneur efficace, jamais perplexé, au « diagnostic » sûr, que ce soit chez le client ou au laboratoire.

TECHNICIEN HAUTEMENT QUALIFIÉ

vous choisirez votre situation en gagnant 1.200 à 1.800 F par mois, peut-être même 2 à 3.000 F comme ceux de nos élèves devenus « cadres » ou qui se sont installés.

La meilleure des références :

nos 1 200 anciens élèves, dépanneurs, agents techniques, chefs de service, artisans patrons en France, en Belgique, en Suisse. **A votre service :** l'enseignement par correspondance le plus récent animé par un spécialiste connu, professionnel du dépannage en Télévision, l'assistance technique du professeur pendant et après les études, et toute une gamme d'avantages :

ESSAI GRATUIT A DOMICILE PENDANT UN MOIS

CERTIFICAT DE SCOLARITE

SATISFACTION FINALE GARANTIE OU REMBOURSEMENT TOTAL

Envoyez-nous ce coupon (ou sa copie) ce soir :
Dans les 48 heures vous serez renseigné.

ECOLE DES TECHNIQUES NOUVELLES 20, r. de l'Espérance PARIS (13^e)

Messieurs,

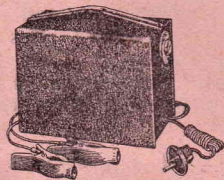
Veuillez m'adresser, sans frais ni engagement pour moi, votre intéressante documentation illustrée, n° 4 501, sur votre nouvelle méthode de

DÉPANNAGE TELEVISION, par Fred KLINGER

NOM, Prénom

Adresse complète

DEVIS DES PIECES DETACHEES NECESSAIRES AU MONTAGE DU CHARGEUR AUTOMATIQUE 110/220 V



220 x 160 x 90 mm

Décrit ci-contre :

POUR ACCUS DE : voitures, camions, tracteurs :
5 A sous 6 V et 2,5 A sous 12 V - Secteur
110/220 V - Equipé de 2 redresseurs au silicium
Coffret avec poignée 10 F
2 diodes au silicium, le jeu 22 F
Transformateur 15 F
Distributeur de tension 3 F
Cordon secteur, pinces croco, cordon 7 F

72 F

L'ENSEMBLE A CABLER PRIS EN 1 SEULE FOIS 50 F
EN ORDRE DE MARCHÉ EXCEPTIONNEL 60 F

PORT S.N.C.F. : 7 F

TECHNIQUE-SERVICE 17, passage GUSTAVE-LEPEU - PARIS-XI^e
Tél. : ROQ. 37-71 - Métro : Charonne
FERME LE LUNDI C.C. Postal 5643-45 - PARIS

VOIR NOTRE ANNONCE A LA PAGE 36

— amplitude de la tension de collecteur $V_{ec\ b1}$
 — amplitude du courant de collecteur I_{cs}
 — temps de montée et descente τ_1 .

Si τ_1 est le temps de montée et de descente imposé, le transistor devra avoir une fréquence de coupure α minimale d'environ (à condition de sursaturer à $5 I_{bo}$, revoir le paragraphe D2)

$$f_{a\ min.} = \frac{4,77}{\tau_1} \quad (17)$$

L'exigence d'une valeur de i_{cs} et de $V_{ec\ b1}$ imposée font que les conditions (18) et (19) doivent être réalisées

$$i_{cs} < I_{e\ 11m} \quad (18)$$

$$V_{ec\ b1} < V_{ec\ 11m} \quad (19)$$

D'autre part, comme ici : $V_{1s} = -V_{ec\ b1}$ et $V_{1b1} = -V_{ec\ s}$ c'est-à-dire environ zéro, on pourra prendre $V_{1s} = -V_{ec\ b1}$ égale à $-V_e$ dans les formules simplifiées si :

$$R_u (i_{bs} + (I_{cbo})\ max.) \leq \frac{V_e}{10}$$

en effet R_u est traversée par le courant $i_{bs} + (I_{cbo})\ max.$ quand Q est bloqué (voir figures 22 et 23).

Or :

$$R_u = \frac{V_e}{i_{cs}} \quad (22) \text{ d'après la formule 22 du paragraphe D4.}$$

Donc la condition précédente s'écrit

$$i_{bs} + (I_{cbo})\ max. \leq \frac{i_{cs}}{10} \quad (39)$$

Comme pratiquement on a choisi $i_{cs} = \beta\ min.$ i_{bs} sur les courbes de gain minimum (revoir paragraphe E2, formule 36 et figure 15a), et que pour tous les transistors de fabrication pas trop ancienne :

$$\beta\ min. \geq 20$$

$$\text{il s'ensuit que : } i_{bs} \leq \frac{i_{cs}}{20}$$

et la condition 39 s'écrit

$$(I_{cbo})\ max. \leq \frac{i_{cs}}{20} \quad (40)$$

On choisira alors V_e telle que la condition 21 soit remplie :

$$V_e \geq \frac{10}{9} V_{ec\ b1} \quad (21)$$

Par rapport à l'étage à un seul transistor où l'on s'était contenté de :

$$(I_{cbo})\ max. \leq \frac{i_{cs}}{10}$$

la plage de la température est donc réduite de $10^\circ\ C$ au niveau de la température supérieure de fonctionnement puisque I_{cbo} double tous les $10^\circ\ C$.

Redonnons les formules utiles au calcul du montage, pour simplifier le travail du lecteur désireux de ne pas relire toute la théorie à chaque montage qu'il fait, au paragraphe G 6.

G. 6 Calcul pratique du montage. — Pratiquement on désirera un montage donnant une tension rectangulaire de sortie d'amplitude donnée, cette amplitude égale à $V_{ec\ b1}$ imposera qu'on prenne

$$V_e = \frac{10}{9} V_{ec\ b1} \quad (41)$$

de même on voudra que i_{cs} ait une valeur donnée.

Les conditions :

$$V_{ec\ b1} < V_{ec\ 11m} \quad (42)$$

et $i_{cs} < I_{e\ 11m}$ (43) devront être remplies, $V_{ec\ 11m}$ et $I_{e\ 11m}$ étant égaux à la moitié des valeurs limites absolues d'utilisation à $25^\circ\ C$ données par le constructeur.

Le transistor devra de plus avoir une fréquence de coupure en base commune égale au minimum à environ

$$f_{a\ min.} = \frac{4,77}{\tau_1} \quad (44)$$

si τ_1 est le temps de montée et de descente que l'on s'impose pour le montage.

Le transistor doit-être tel qu'à la température supérieure de la plage de fonctionnement imposée :

$$(I_{cbo})\ max. \leq \frac{i_{cs}}{20} \quad (45)$$

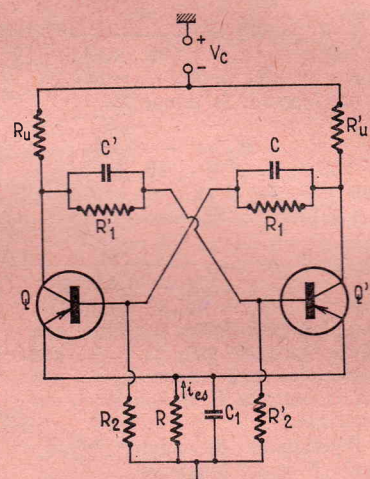


FIG. 24. — Multivibrateur à une seule batterie

Toutes ces conditions ayant déterminé le choix du transistor Q_1 et Q_2 , ces deux transistors étant identiques, les formules suivantes donnent :

$$R_u = R'_u = \frac{V_e}{i_{cs}} \quad (46)$$

$$R_1 = R'_1 = \frac{V_e}{I_{bo} + (I_{cbo})\ max.} \quad (47)$$

$$R_2 = R'_2 = \frac{V_b}{(I_{cbo})\ max.} \quad (48)$$

$$C = C' = \frac{\tau_1}{V_e} 4 I_{bo} \quad (49)$$

G. 7 Tension de sortie - Tension d'entrée - Stabilité. — Considérons l'état stable 1. Envoyons une impulsion $-\Delta V$ négative en B et considérons l'instant où la tension en B est au minimum de l'impulsion. Nous avons vu en G 4 qu'alors la tension en B' varie positivement d'une quantité au moins égale à ΔV et que par suite cette variation de tension est transmise

en B par A' en changeant de signe, c'est-à-dire qu'en B une tension négative au moins égale à ΔV en valeur absolue va s'établir et se maintenir même quand l'impulsion originelle aura cessé. On a affaire à une boucle fermée, les variations de tensions étant limitées par la tension V_e (la tension en A varie en effet au plus entre 0 et $-V_e$). Et on voit bien que l'état 2 auquel on aboutit à partir de 1 en envoyant une impulsion en B est stable. Par symétrie l'état 1 est aussi stable. Pour passer de l'état stable 2 à l'état stable 1, il faut par symétrie envoyer une tension négative en B' qui réalise le basculement.

Remarquons que l'on pourrait envoyer des impulsions de tensions positives en A ou en B', négatives en A', pour passer de l'état 1 à l'état 2. Il est évident que l'amplitude des impulsions nécessaires est plus faible si on l'applique sur les bases que sur les collecteurs.

Pour obtenir des tensions rectangulaires, on appliquera donc des tensions négatives à tour de rôle sur B et B' ou positives à tour de rôle sur B et B'.

G. 8 Montage avec une seule batterie. — Un schéma de montage utilisant une seule batterie est donné figure 24. On y remarque que l'émetteur n'est plus à la masse, mais à une tension quasi constante égale à environ :

$$-V_b = -R i_{cs}$$

En effet quand Q est bloqué, c'est le courant d'émetteur de Q' qui traverse R, ce courant i_{cs} est égal environ à i_{cs} . Par symétrie, c'est un courant de même valeur qui traverse R quand Q est saturé et Q' bloqué. La capacité C_1 mise aux bornes de R maintient V_b constant. On a affaire à une polarisation automatique comme avec les lampes.

Les formules de calcul des résistances et capacités sont à peu près les mêmes qu'au paragraphe précédent.

La valeur de R_2 qui annule la tension V_{eb} entre base et collecteur quand elle est parcourue par $(I_{cbo})\ max.$ vaut toujours :

$$R_2 = R'_2 = \frac{V_b}{(I_{cbo})\ max.} \quad (50)$$

En revanche, on remarque que pour le transistor bloqué la tension $-V_{ec\ b1}$ est égale à $V_e - V_b$ et non pas à V_e comme précédemment, d'où les formules :

$$R_u = R'_u = \frac{V_e - V_b}{i_{cs}} \quad (51)$$

$$R_1 = R'_1 = \frac{V_e - V_b}{I_{bo} + (I_{cbo})\ max.} \quad (52)$$

$$C = C' = \frac{\tau_1}{V_e - V_b} 4 I_{bo} \quad (53)$$

La valeur de V_b étant choisie ainsi que i_{cs} , on a

$$R = \frac{V_b}{i_{cs}} \quad (54)$$

La capacité C_1 sera telle que (formule pratique)

$$C_1 \geq \frac{10 \tau_1}{R} \quad (55)$$

valeur assurant une tension quasi constante de V_b .

G. Remarque Importante - Unités - Valeurs normalisées des résistances et capacités. — La même remarque que celle déjà faite dans notre précédent article, au paragraphe D10, auquel nous renvoyons le lecteur s'impose ici au sujet de la température maximale de fonctionnement du montage.

Rappelons maintenant brièvement les unités et leurs symboles utilisés dans nos articles. Cela nous semble utile car, dans le fatras des unités jadis couramment employées et si nombreuses, nous avons retenu celles du système d'unités dit MKSA rationalisé, adopté maintenant en France. Nous donnons d'abord le symbole puis l'unité qu'il représente.

W = watt,

A = ampère,

V = volt,

Hz = hertz = cycle par sec.

Ω = ohm,

F = farad,

s = seconde,

H = henry.

Ces unités sont dans l'ordre celles des puissances, courants, tensions, fréquences, résistances, capacités, temps, selfs.

Pour désigner les multiples et sous-multiples on utilise les symboles suivants (placés devant celui de l'unité) :

$$m = \text{milli} = \frac{1}{1000}$$

$$\mu = \text{micro} = \frac{1}{1000000}$$

$$n = \text{nano} = \frac{1}{1000000000}$$

$$p = \text{pico} = \mu\mu$$

$$M = \text{mega} = 1000000$$

Ainsi le mégahertz vaut 1 000 000 hertz et s'écrit MHz. De même le microampère vaut un millionième d'ampère et s'écrit μA , etc.

Comme valeurs pratiques normalisées des composants des montages calculés, on utilisera des résistances de tolérance 5 % et de valeur normalisée la plus rapprochée de la valeur calculée, ou encore des résistances dont on connaît la valeur exacte à mieux que 5 % (s'il est des amateurs susceptibles de mesurer des résistances avec une erreur inférieure à 5 %) et dont la valeur est très voisine de la valeur calculée ; les capacités, en revanche, pourront être de tolérance relativement grande et de valeur normalisée aussi voisine que possible de la valeur calculée, puisque leur valeur n'influe que sur le temps de montée et qu'une erreur de 10 à 20 % peut être tolérée pour celui-ci quant à sa valeur calculée, vu les principes de calcul utilisés et leur sécurité pour ce qui est du temps de montée à réaliser.

G 10 Exemple. — Nous donnons ci-dessous un exemple concret qui permettra à l'amateur de suivre pas à pas tous les calculs et d'effectuer ainsi tous les siens pour un montage qu'il désire effectuer en les calquant sur ceux de l'exemple.

Soit à calculer un multivibrateur bistable donnant une tension rectangulaire de sortie d'amplitude 6 volts, le courant de collecteur à saturation étant de 10 mA. Nous voulons que le temps de montée de l'impulsion soit de 2 μ s. Avec les notations que nous avons utilisées, cela nous donne :

$$V_{ec\ b1} = 6 \text{ volts,}$$

$$i_{cs} = 10 \text{ mA,}$$

$$\tau_1 = 2 \mu\text{s.}$$

De plus nous voulons faire un montage à une seule batterie.

Première étape dans le calcul de notre montage : le choix du type de transistors à utiliser.

Les conditions 42 et 43 imposent pour valeurs de $V_{ee\ 11m}$ et $I_{c\ 11m}$ des transistors :

$$V_{ee\ 11m} \geq 6 \text{ volts}$$

$$I_{c\ 11m} \geq 10 \text{ mA}$$

Ceci entraîne que les valeurs limites absolues d'utilisation à 25°C du type de transistors à choisir doivent être égales au double des valeurs précédentes, c'est-à-dire 12 volts 20 mA

d'après les relations 10 et 11 de notre premier article.

Température	Valeur de I_{cbo}
25	10 μ A
35	20 μ A
45	40 μ A
55	80 μ A
65	160 μ A
75	320 μ A
85	640 μ A

FIG. 25. — Valeurs du courant de blocage à différentes températures pour le SFT 106

D'autre part, la condition 44 impose que notre transistor ait une fréquence de coupure pour le montage en base commune $f_{a\ min}$ égale au moins à

$$\frac{4,77}{2} 10^6$$

soit :

$$2,38 \text{ MHz}$$

Les valeurs limites absolues d'utilisation à 25° C du transistor SFT 106 sont de

$$18 \text{ volts}$$

$$100 \text{ mA}$$

et sa fréquence de coupure en base commune de :

$$3 \text{ MHz}$$

ce type de transistor convient donc pour notre montage.

Deuxième étape. — Calcul de la température limite supérieure de fonctionnement du montage.

A cette température le courant de saturation I_{cbo} doit répondre à la condition 45 qui s'écrit pour notre exemple, i_{cs} étant égal à 10 mA :

$$(I_{cbo})_{max} \leq 500 \mu\text{A}$$

Or le courant I_{cbo} , dont la valeur à 25°C est donnée par le constructeur est de :

$$10 \mu\text{A à } 25^\circ\text{C}$$

Le courant I_{cbo} doublant tous les 10°C quand la température

s'élève a pour valeurs aux différentes températures celles que l'on calcule en appliquant cette règle du doublement tous les 10°C et qui sont données sur le tableau de la figure 25. Nous avons indiqué au paragraphe A9 que, pour un transistor au germanium, I_{cbo} double tous les 11°C. Les calculs sont plus faciles en prenant pour valeur 10°C et donnent des résultats plus sûrs, c'est pourquoi dans nos calculs nous avons adopté cette valeur 10.

Il est facile de voir sur ce tableau que le courant I_{cbo} atteindra la valeur de 500 μ A à une température comprise entre 75°C et 85°C. Nous pouvons donc dire que le montage fonctionnera sûrement jusqu'à 75°C si à cette température sa puissance dissipable répond aux conditions énoncées au paragraphe D10, comme on le dit au paragraphe G9.

Remarquons que le transistor SFT 106 est un transistor PNP au germanium et que c'est parce qu'il est au germanium que nous avons appliqué la règle du doublement tous les 10°C ; s'il avait été au silicium, il aurait fallu appliquer la règle du doublement tous les 7°C comme nous l'avons vu dans notre premier article (paragraphe A9).

Reste à savoir si notre SFT106 répond aux conditions du paragraphe D10 sur la puissance dissipable. La figure 26 donne la courbe de la puissance dissipable en fonction de la température ambiante. On y voit qu'à 75°C la puissance dissipable est de 25 mW, puissance bien supérieure à celle dissipée dans les états bloqués et saturés sans qu'il soit besoin de faire de calculs pour s'en apercevoir puisque celles-ci sont de l'ordre du mW et même bien inférieures comme on peut le calculer, à partir de la courbe caractéristique donnée figure 27 pour l'état saturé et par la formule $V_{ec\ b1} I_{cbo}$ pour l'état bloqué.

Notre choix d'un transistor SFT 106 est donc entièrement justifié.

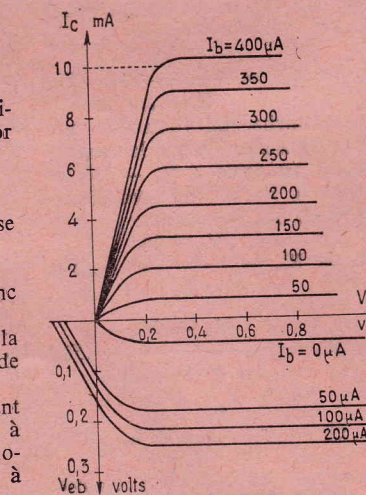


FIG. 27. — Agrandissement aux faibles tensions

Si nous disposons d'une pile de 9 volts (ou de plusieurs piles mises en série faisant au total 9 volts) et comme

$$V_{ec\ b1} = V_c - V_b$$

il s'ensuit que :

$$V_b = V_c + V_{ec\ b1}$$

or notre batterie fait 9 volts, donc $V_c = 9$ volts, de plus nous voulons $V_{ec\ b1} = 6$ volts, donc :

$$V_b = 9 - 6 = 3 \text{ volts}$$

Adoptant pour valeur de $(I_{cbo})_{max}$ 500 μ A pour plus de sûreté, bien que notre tableau de la figure 25 montre que pour 75°C limite supérieure de fonctionnement choisie, $I_{cbo} = 320 \mu\text{A}$, il suffit d'appliquer

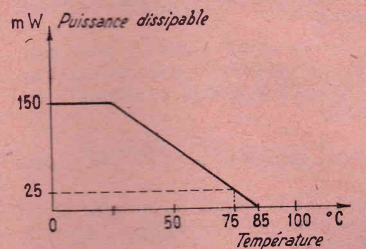


FIG. 26. — Puissance dissipable en fonction de la température pour le SFT 106

les formules donnant les valeurs des composants. Ainsi la formule 50 donne :

$$R_2 = R'_2 = \frac{3}{500 \cdot 10^{-6}}$$

$$\text{soit : } R_2 = R'_2 = 6\,000 \Omega$$

La formule 51 donne :

$$R_u = R'_u = \frac{10 \cdot 10^{-6}}{9 - 3}$$

$$\text{soit : } R_u = R'_u = 600 \Omega$$

La formule 52 donne :

$$R_1 = R'_1 = \frac{(400 + 500) \cdot 10^{-6}}{9 - 3}$$

$$\text{soit : } R_1 = R'_1 = 6\,600 \Omega$$

en effet nous lisons sur la courbe de la figure 27 qu'à $i_{cs} = 10$ mA correspond une valeur $I_{cbo} = 400 \mu\text{A}$ (valeur de I_b au coude de saturation).

Appliquant de même la formule 53 nous obtenons

$$C = C' = \frac{2 \cdot 10^{-6}}{9 - 3} \cdot 4 \cdot 400 \cdot 10^{-6}$$

$$\text{soit : } C = C' = 530 \text{ pF}$$

La valeur de V_b étant choisie et celle de I_{cs} imposée, nous avons par la formule 54

$$R = \frac{3}{10 \cdot 10^{-3}}$$

$$\text{soit : } R = 300 \Omega$$

Et enfin la formule 55 nous donne pour valeur limite inférieure :

$$\frac{10 \cdot 2 \cdot 10^{-6}}{300} = 0,66 \cdot 10^{-7}$$

nous prendrons $C_1 = 1 \mu\text{F}$ valeur supérieure à la précédente.

Comme valeurs normalisées nous prendrons :

$$R_u = R'_u = 560 \Omega$$

$$R_2 = R'_2 = 5\,600 \Omega$$

$$R_1 = R'_1 = 6\,800 \Omega$$

$$R = 270 \text{ ou } 330 \Omega$$

$$C = C' = 500 \text{ pF}$$

$$C_1 = 1 \mu\text{F}$$

ce qui nous donne le montage de la figure 28.

Consommation du montage : elle est, comme on peut le voir sur la figure 22, maximale à la température supérieure de fonctionnement et de : $i_{cs} + i_{bs} + 2(I_{cbo})_{max}$ soit :

$$10 \cdot 10^{-3} + 0,4 \cdot 10^{-3} + 1 \cdot 10^{-3}$$

soit :

$$11,4 \text{ mA}$$

G 11. Stabilité avec la température. — Jusqu'ici nous avons étudié deux types de montages entièrement synchronisés qui n'ont aucune liberté d'action quant aux variations de tensions et de courants. Que ce soit pour le montage à un seul étage étudié dans notre deuxième article (« Haut-Parleur » de décembre 1964) ou pour le multivibrateur bistable étudié dans cet article, seules les amplitudes des tensions de sortie et des courants étaient à stabiliser avec la température. Nous avons calculé nos montages en tolérant des variations de 10 % par rapport aux valeurs imposées quand la température varie. Cette tolérance portant uniquement sur des amplitudes de courants ou tensions collecteur nous ont permis d'avoir de larges plages de fonctionnement en température en utilisant des transistors courants du commerce ayant un courant de fuite I_{cbo} relativement fort par rapport aux valeurs utilisées de i_{bs} à la saturation.

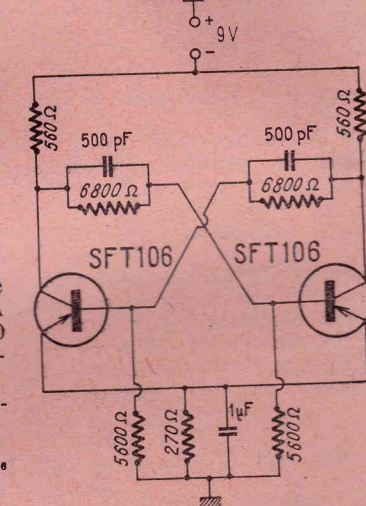


FIG. 28. — Exemple de multivibrateur bistable donnant des tensions rectangulaires de 6 volts et un courant de 10 mA

Ainsi dans nos montages jusqu'ici à la température supérieure de fonctionnement nous avons toléré des courants $(I_{cbo})_{max}$ de l'ordre du courant de base i_{bs} . Nous verrons dans les montages suivants, que nous étudierons, qu'une telle tolérance n'est plus admissible parce que ces montages ne sont pas entièrement synchronisés ou ne le sont pas du tout. Le fait qu'ils aient à s'imposer eux-mêmes des durées de fonctionnement dans un état donné impose qu'on utilise des transistors dont le courant de fuite $(I_{cbo})_{max}$ à la température supérieure de fonctionnement soit faible devant le courant de base à la saturation.

Que conclure de cela ? Si l'amateur utilise des transistors économiques, il devra se contenter d'une plage de fonctionnement moins grande que dans les montages précédents, cependant suffisante dans presque tous les cas.

C. HERVOUET.

Les condensateurs C_k doivent être de capacité élevée, de 50 à 500 μF , électrochimiques.

Pour l'écran, on appliquera au circuit $C_e R_e$ tout ce qui vient d'être dit pour $C_k R_k$ mais C_e est généralement de capacité plus réduite, 0,1 μF à 8 μF .

COMPENSATION AUX FREQUENCES BASSES

Le circuit $C_a R_a$ est particulièrement intéressant. L'amplification est d'autant plus grande que la pente de la lampe et la résistance R_a sont élevées. Supposons que nous enlevions le condensateur C_a . Dans ce cas, R_a se trouverait seule en série

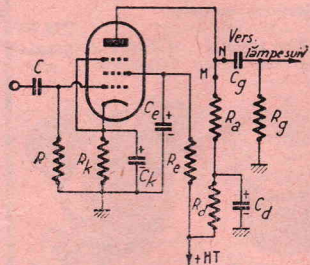


FIG. 9

avec R_a et la résistance du circuit de plaque augmenterait, donc également l'amplification.

Si l'on montait un condensateur de faible valeur aux bornes de R_a , par exemple un condensateur de 500 pF, celui-ci ne laisserait passer que très peu de courant à basse

fréquence; aussi, sa présence n'aurait aucune influence sur l'amplification à ces fréquences qui resterait toujours égale au produit $S (R_a + R_k)$.

Au contraire, si C_a était de forte valeur, par exemple 32 μF , il s'opposerait peu au passage du courant BF et la présence de R_a dans le circuit plaque serait sans utilité dans l'amplification aux fréquences considérées.

On voit que, dans ce circuit, C_a se comporte d'une manière inverse à celle de C_e , C_k , C et C_g : plus il est faible, plus l'amplification augmente; plus il est fort, plus l'amplification diminue. Par voie de conséquence, pour une valeur fixe de C_a l'amplification augmente à mesure que la fréquence diminue.

Il est donc venu tout naturellement à l'esprit des techniciens de se servir du circuit $C_a R_a$ pour compenser la perte d'amplification aux fréquences basses due aux circuits $C R$, $C_g R_g$ ou $C_k R_k$.

La compensation la plus avantageuse est obtenue entre les circuits $C_k R_k$ et $C_a R_a$.

Elle est parfaite lorsque l'amplification de l'étage (produit de la pente par R_a) est égale au rapport de C_k à C_a et à celui de R_a à R_k .

Ainsi, par exemple, si l'amplification est de dix fois et R_k est de 200 Ω , il faut que la valeur de R_a soit 2 000 Ω , et que si $C_a = 8 \mu\text{F}$, C_k soit égale à dix fois C_a , c'est-à-dire 80 μF .

On peut ainsi éviter le montage de condensateurs C_k de valeurs aussi élevées que 500 μF qui sont évidemment plus encombrants et plus chers que des modèles de 80 μF .

En basse fréquence, la compensation n'est pas nécessaire.

Le schéma de la figure 9 est valable en BF avec des valeurs d'éléments dont l'ordre de grandeur est le suivant: R et R_g : 500 000 Ω ; R_k : 200 Ω ; R_a : 500 000 Ω ; R_e : 200 000 Ω ; R_d : 50 000 Ω ; C_k : 50 μF ; C_e : 0,1 à 1 μF ; C_a : 8 μF ; C et C_g : 10 000 pF.

MONTAGES COMPLETS A LAMPES

La plupart des amplificateurs VF actuels ne comportent qu'une seule lampe entre la détectrice et la sortie cathodique. Il existe toutefois des amplificateurs VF à 2 lampes.

Dans tous les cas, celle qui précède le tube cathodique est d'un

La liaison entre la diode D et la grille de V_1 et celle entre plaque et cathode du tube sont réalisées par des circuits série-shunt de correction aux fréquences élevées. Les valeurs des bobines série L_{s1} et L_{s2} sont de l'ordre de 40 μH et celles des bobines shunt L_{d1} et L_{d2} de l'ordre de 20 μH . Toutes ses bobines sont shuntées par des résistances, ce qui rend la courbe de réponse plus régulière.

Le circuit de cathode comprend la polarisation par $R_2 + R_3$, au total 155 Ω . Seule R_3 est shuntée par le condensateur C_4 de forte capacité, de sorte que si le commutateur I est en position, R_2 n'est pas shuntée par un condensateur et il y a contre-réaction à toutes les fréquences des signaux de la bande transmise.

Si I est en position 1 ou 2, la résistance de polarisation R_2 est shuntée par un condensateur de faible valeur. Il en résulte que la contre-réaction est presque suppri-

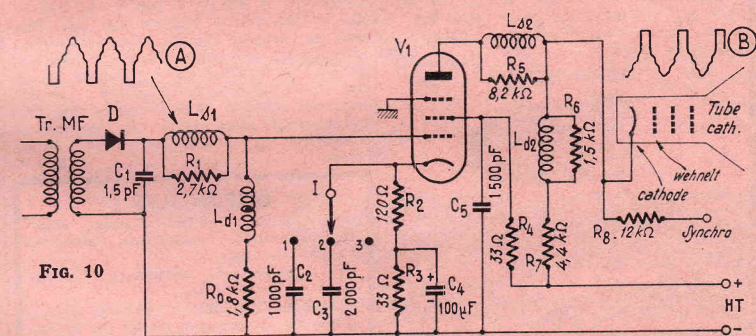


FIG. 10

type spécial VF mais assez proche comme caractéristiques d'une lampe BF finale. Ce dernier type de lampe, par exemple le type EL84, convient bien en VF.

La figure 10 donne un schéma d'amplificateur VF à une seule lampe type EL183, spécialement étudiée pour les étages VF à grand gain de tension.

On a également représenté sur le schéma le dernier transformateur MF image, le détecteur D, du côté entrée et le tube cathodique du côté sortie, afin de mettre en évidence les modes de liaison à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur VF.

La diode D est montée avec la cathode vers la sortie VF détection, de sorte que si l'émission est des standards français, belge ou anglais, la tension VF a la forme dite « à polarisation positive », c'est-à-dire avec la modulation de lumière positive et les impulsions synchro de lignes négatives. Cette forme de signal est indiquée en A figure 10. Le montage de la lampe V_1 étant inverseur, la tension de sortie est inversée comme on le voit en B sur la même figure.

Cette forme de tension convient pour l'attaque de la cathode du tube cathodique.

En effet, une augmentation de luminosité du sujet correspond à une augmentation de l'amplitude de la modulation de lumière, ce qui, avec le signal B, donne une tension de cathode du tube, plus faible. La cathode étant, par conséquent, moins positive la luminosité du spot augmente.

mée aux fréquences élevées (vers 7 à 10 Mc/s) et le gain augmente vers ces fréquences.

Le circuit d'écran est découplé par C_5 de 1 500 pF seulement, ce qui constitue un système de contre-réaction à toutes les fréquences, réduite aux fréquences élevées, donc favorisant le gain à ces fréquences. Grâce à ces divers dispositifs de compensation du gain aux fréquences élevées, on a pu monter dans le circuit de plaque une résistance de charge R_7 , de valeur plus élevée que normalement (4 400 Ω au lieu de 2 000 Ω), ce qui augmente de deux fois le gain de l'amplificateur à toutes les fréquences.

La lampe V_1 est étudiée pour fonctionner avec une tension à la plaque beaucoup plus faible que celle sur l'écran. Cette dernière, en effet, est presque égale à celle au point + HT (environ 250 V), tandis que la tension sur la plaque est de l'ordre de 150 V seulement. L'absence de tout condensateur dans les deux liaisons permet la transmission de la tension de composante continue dont nous reparlerons par la suite. Actuellement l'électrode d'entrée VF du tube cathodique est presque toujours la cathode. Si toutefois cette électrode était le wehnelt, les formes des signaux devraient être inversées; autrement dit, il faudrait obtenir le signal A à la sortie et le signal B à l'entrée.

Pour cela, il suffirait d'inverser la diode, en la montant avec l'anode du côté VF et la cathode du côté MF.

F. J.

ÉTUDIANTS — DÉPANNÉURS

ce que vous cherchiez !!

MATÉRIEL TÉLÉVISION

DE REPRISE

CHASSIS COMPLETS

avec transfos THT Blocking et tout le câblage

TOUTES MARQUES 40.00

le JEU DE LAMPES complet

et testé, Prix : 25.00

TUBES CATHODIQUES 43 cm 50.00

TUBES CATHODIQUES 54 cm 70.00

TÉLÉVISEURS de reprises en parfait état de marche

43 cm à partir de 150 F

54 cm à partir de 250 F

48 cm extra-plat à partir de 400 F

60 cm extra-plat à partir de 550 F

PAS DE DOCUMENTATION pour ces Appareils

A TOUT ACHETEUR D'UN ENSEMBLE
ÉBÉNISTERIE GRATUITE

S. S. T. 188, Rue de Belleville PARIS - XX^e



La Page des F.1000

RADIOCOMMANDE

★ des modèles réduits

ADAPTATION D'AMPLIS A TRANSISTORS :

RELAIS COMMANDÉS par LAMES VIBRANTES

LORS de la commande directe des relais, il arrive que les contacts des lames vibrantes se détériorent, par suite d'étincelles dues à l'extra-courant de rupture de la self du relais; très souvent l'étincelle chaude provenant de la décharge du condensateur chimique d'intégration colle la

Pour remédier à cet inconvénient, on utilisera les transistors, dont le rôle sera intermédiaire (fig. 2); quelques milliampères passeront dans la lame vibrante, ce qui permettra de prendre un condensateur chimique de valeur moindre (5 à 10 μ F au lieu de 25 à 50 μ F). D'autre part, on pourra utiliser des relais moins coûteux et de résistances plus faibles (50 à 100 Ω); ils seront excités par le courant de l'alimentation des servo-mécanismes et non par celui de l'alimentation radio.

Les relais étant commandés par une courant fort, les vibrations mécaniques dues au moteur à explosion resteront sans effet.

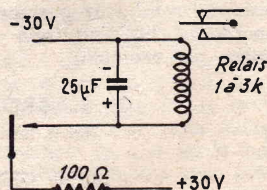


Fig. 1

lame vibrante sur la contre-lame. Cela peut être catastrophique sur un avion, la commande restant alors bloquée (fig. 1).

AMPLI A DEUX TRANSISTORS AVEC RELAIS A DEUX ENROULEMENTS DE REMISE A ZERO POUR SERVO-MECANISMES

Principe de fonctionnement :

L'excitation d'une lame vibrante rend conducteur le transistor T_1 (fig. 3); l'enroulement S_1 étant parcouru par un courant, la palette mobile du relais passe en position travail, le moteur du servo est excité et entraîne les frotteurs A et

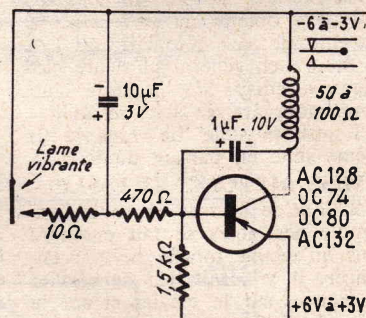


Fig. 2

B. Le frotteur A coupe l'alimentation du moteur, en fin de course, mais le relais reste en position travail; la gouverne est en position « à gauche » ou « à droite » maximum. Lorsque l'ordre à l'émission cesse, le transistor T_1 est de nouveau bloqué, le relais revient en position repos, réalimentant le moteur du servo en courant inverse par l'intermédiaire du frotteur B jusqu'à la position centrale (zéro théorique) de la gouverne. Il en est de même pour le transistor T_2 .

AMPLI A TRANSISTORS POUR BELLAMATIC

C'est un ampli à courant continu commandé par un sélecteur à lames vibrantes (fig. 4). Il est prévu

pour adaptation à un servo-mécanisme Bellamatic II.

Il faut prendre soin de brancher le commun de toutes les lames vibrantes au pôle négatif (—) de l'alimentation 4 ou 8 V. Ne jamais

TELECOMMANDE... RADIOCOMMANDE... RADIOGUIDAGE...

Pour votre passe-temps favori !...

R.D. ELECTRONIQUE

vous propose :

ENSEMBLE MONOCANAL R.D. JUNIOR. — Emetteur 27.12 - coffret tôle antenné télescopique - Alimentation : 6 volts - 4 piles 1,5 V.

Récepteur - 4 transistors - poids : 60 g.

Les 2 en état de marche, sans pile **200,00**

ENSEMBLE 2 CANAUX. — Emetteur tout transistors 300 mW - Utilise les nouveaux transistors au silicium Planar - Alimentation 12 volts. Récepteur tout transistors - Alimentation 6 volts.

En état de marche, sans pile **275,00**

NOUVEAUTES. — Notre émetteur ST 131, peut maintenant être équipé en 12 canaux grâce aux 2 nouveaux modulateurs HO - TG 10 - 630 et 900 Hz.

NOUVEAUTES. — Manche de découpage double proportionnel - Tension de fonctionnement 2,4 volts - Cadence de découpage : 8 Hz - Dimensions : diam. 35 mm - prof. de montage : 34 mm.

Ce manche permet de commander 2 servos BELLAMATIC simultanément avec n'importe quel émetteur y compris le GRUNDIG VARIOPHON.

Livré avec schéma et instructions de montage. Prix **250,00**

QUARTZ 72 Mc **45,00**

TRANSISTORS :

AFY19 - 1 Watt sur 27 Mc **45,00**

2N914 **28,50**

2N1987 **13,50**

2N696 **13,50**

2N706 **9,50**

2N1613 **15,00**

AF 139 SIEMENS - 1 000 Mc **25,00**

et tous les transistors spéciaux.

Antenne C.L.C. accordée au centre sur 27 MH **25,00**

FILTRES BF. — Les plus petits et les plus sélectifs du marché européen. Marque REUTER - 21 fréquences disponibles. Y compris les fréquences VARIOTON de 400 à 6 500 HZ. Livré complet self et capa. **15,00**

Nous pouvons également vous fournir les servos mécanismes, moteurs électriques, relais, accus VOLTABLOC et DEAC, circuit imprimés, ensembles à câbler, quartz émission et réception et tout le matériel miniature et subminiature.

CATALOGUE de 100 pages contre 3,25 F

R.D. ELECTRONIQUE

4, rue Alexandre-Fourtanier, 4

TOULOUSE

Allo : 22-86-33

VOUS

qui vous intéressez aux
MODELES REDUITS
vous devez de connaître

STAB

le seul spécialiste en
Modèles Réduits de Bateaux
qui vous conseillera utilement et vous
fournira le matériel nécessaire. Voici,
parmi de nombreux modèles spécialement
conçus pour la Télécommande :

« ULYSSE »

Maquette navigante
de remorqueur
de port



Très ventru, ce modèle est parfaitement adapté à la télécommande et, par ses proportions, à la traction vapeur.

C'est un très beau modèle dont l'accastillage très étudié enchantera l'amateur le plus difficile, 1,17 m, creux au milieu 0,16 x 0,30 m, plus cabine

Le plan seul **7,50**
(franco : 9,25)
Couplage et bloc AV et AR
à la demande.

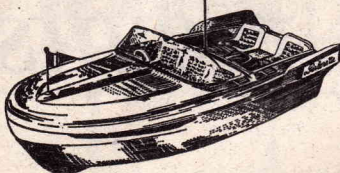
Documentation générale avions, bateaux,
autos, moteurs et petite mécanique,
160 pages, 900 fig. c. 3,50 F en timbres.
Pour figurines de marine ancienne,
ajouter 1,00 F en timbres.

H. STAB, 35, rue des Petits-Champs,
Paris-1^{er}. C.C.P. Paris 1748.34

FAITES DE LA RADIOCOMMANDE

C'est passionnant... et nous pouvons vous y aider en vous fournissant des modèles réduits PREFABRIQUÉS

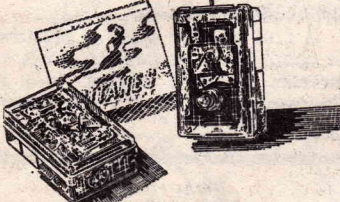
VEDETTE "PERLORETTE"



Modèle fourni dans une boîte complète qui contient tous les éléments **préfabriqués**, en matière plastique, l'assemblage se fait par collage. Long. 70 cm, larg. 25 cm. Poids total équipé 3,4 kg. La boîte de montage de la Vedette seule **115,00**
Tout l'équipement électromécanique intérieur, comprenant le servo-mécanisme, accus, moteur de propulsion, piles et fournitures diverses. **174,60**
Equippée de l'un des ensembles ci-dessous, on obtient pour cette Vedette la commande de direction (gouvernail) et de propulsion (hélice).
(Tous frais d'envoi pour la Vedette et son équipement : 11,50)

POUR LE DEBUTANT

Ensemble
Emetteur-Récepteur
tout transistors



Portée de 80 mètres environ. Grande facilité de montage par emploi de **circuits imprimés** livrés tout prêts. Onde entretenue pure.
Emetteur E.1.T. Emetteur à 1 transistor. Poids 100 gr.
Complet en pièces détachées **39,50**
En ordre de marche **69,00**
Récepteur R.4.T. Récepteur à 4 transistors. Poids 110 gr. Relais sensible incorporé.
Complet en pièces détachées **115,70**
En ordre de marche **165,00**
Frais d'env. pour les 2 appareils 3,00

EMETTEUR EY 19

Nous disposons ici d'un modèle de grande puissance, obtenu par l'emploi d'un transistor de type professionnel : le AFY19. Câblage sur circuits imprimés. Pilotage par quartz. Portée de l'ordre de 1 000 mètres. Convient pour le récepteur R.4.T.
Complet en pièces détachées **136,00**
En ordre de marche **185,00**
(Frais d'envoi : 3,50)

ENSEMBLE MULTICANAL RTC4/ET4-8

Ensemble émetteur et récepteur 4 canaux, entièrement transistorisé Possibilité d'ajouter des éléments aux 2 appareils, pour transformation en 8 canaux. Emission stabilisée par quartz, 72 MHz.
L'Emetteur ET4-8 en pièces détachées **190,80**
En ordre de marche **280,00**
Le récepteur RTC.4 en pièces détachées **224,00**
En ordre de marche **290,00**
(Frais d'envoi : 5,00)

EMETTEUR E.118

Ce modèle est également d'une grande simplicité de montage. Il comporte un seul transistor AF118. En coffret plastique incassable de dimensions 17 x 4 x 3,5 cm - 27 MHz Antenne télescopique. Portée de 300 à 500 mètres. Convient pour le récepteur R.4.T.
Complet en pièces détachées. **61,00**
En ordre de marche **100,00**
(Frais d'envoi : 3,00)

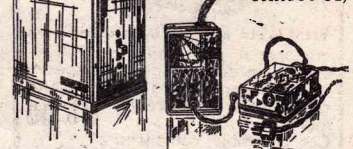
ENSEMBLE MONOCANAL MODULE EM3/R4M

Ensemble Emetteur-Récepteur monocanal, fonctionnant en onde modulée. Le récepteur comporte un filtre accordé, qui fait que le récepteur ne répond uniquement que sur son émetteur propre. Insensibilité totale aux parasites et autres émissions.
L'émetteur EM3, complet en pièces détachées **98,80**
En ordre de marche **145,00**
Le récepteur R4-M, complet en pièces détachées **83,00**
En ordre de marche **118,00**
Frais d'env. pour les 2 appareils 5,00

EMETTEUR E.3.T.

Emetteur de plus forte puissance, stabilisé par quartz, 3 transistors Fréquence 27,12 MHz. Convient également pour le récepteur R.4.T. ci-contre.
Complet en pièces détachées. **123,20**
En ordre de marche **170,00**
(Frais d'envoi : 3,50)

(Montage décrit dans le « H.-P. » Spécial « Radio-commande » de décembre 64)



Nous vous rappelons :
Notre catalogue spécial « RADIOCOMMANDE » qui contient tout ce qui est nécessaire pour s'initier et pratiquer en Radiocommande : Emetteurs et Récepteurs, Servomécanismes, moteurs, champmètre, etc. Envoi par retour contre 2 timbres lettre.
Notre ouvrage « RADIOCOMMANDE ». Ecrit spécialement à l'intention des débutants, il contient absolument tout ce qu'il est nécessaire et suffisant de connaître pour éviter des échecs. Avec de nombreux schémas et plans de montage, tous, réellement réalisés. Envoi par retour et franco contre **23,80**
Le catalogue ci-dessus est joint gratuitement à cet ouvrage.

PERLOR-RADIO

Direction : L. PERICONE

16, r. Hérol, PARIS (1^{re}) - Tél. CEN. 65-50

C.C.P. PARIS 5050-96 - Expéditions toutes directions
CONTRE MANDAT JOINT A LA COMMANDE
CONTRE REMBOURSEMENT : METROPOLE SEULEMENT

Ouvert tous les jours (sauf dimanche) de 9 à 12 h. et de 13 h 30 à 19 h

BONNANCE

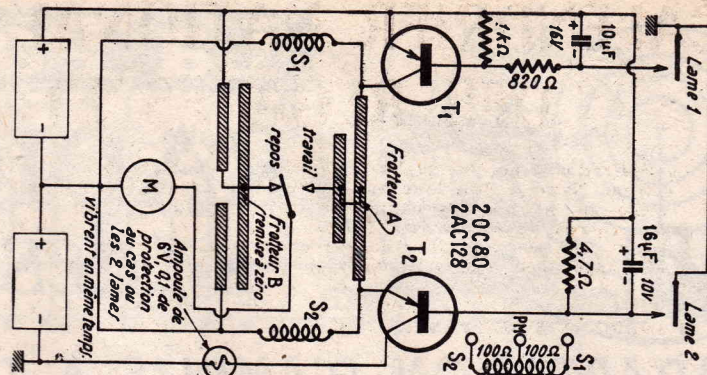


FIG. 3

commander simultanément les deux lames, sous peine de détérioration rapide des deux transistors finaux.

SERVO-MOTEUR A DEUX POSITIONS REENCLENCHÉES AUTOMATIQUEMENT

Ils sont utilisables dans les cas de ralenti, moteur plein gaz, trim, volet d'aile, train d'atterrissage rentrant, etc...

Principe de fonctionnement :

La piste en circuit imprimé est tenue en permanence à un poten-

tiel négatif par le frotteur A ; lorsqu'un ordre bref de commande sur la lame vibrante rend le transistor conducteur, le moteur étant couplé avec la piste dès que le frotteur B entre en contact avec celle-ci, un cycle de 180° s'effectuera automatiquement, sans que l'on soit obligé d'insister sur la commande à l'émission. Cela laisse toute liberté d'émettre d'autres ordres, pendant la durée du cycle avec position réencenchée (sortie d'un train d'atterrissage, par exemple).

P. MARROT.

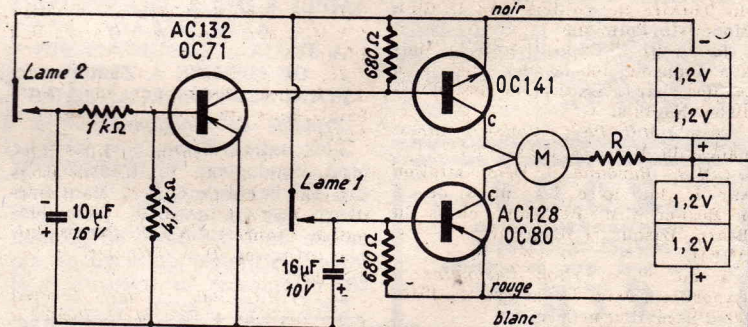


FIG. 4. — R varie de 2 à 5 Ω (valeur moyenne 3 Ω)

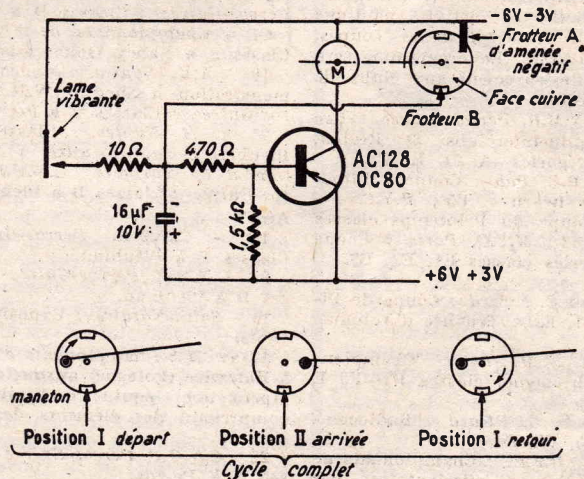


FIG. 5

Servomoteur à deux positions réencenchées automatiquement

UN CAMION RADIOCOMMANDÉ

Emetteur 27,12 Mc/s à transistors, piloté par quartz — Récepteur à super-réaction à 3 filtres BF

Le modèle réduit de voiture radiocommandée, pouvant évoluer à l'intérieur d'un appartement constitue une réalisation tout indiquée pour les amateurs débutants de radiocommande. Le problème de la réalisation du modèle réduit, qui parfois n'intéresse pas les radioélectriciens, est facile à résoudre, car il est possible de se procurer dans le commerce des modèles réduits de voitures, propulsées par un moteur électrique, qui constituent des jouets de vente courante.

Le modèle réduit de camion ci-dessous permettra à de nombreux amateurs de s'initier aux joies de la radiocommande. La maquette est fournie montée avec son moteur électrique de traction. Certains accessoires électriques - moteur électrique de direction en particulier - sont spécialement prévus pour cette maquette et doivent être montés par les amateurs. Nous donnerons toutes précisions utiles dans cette description pour le montage très simple de ces accessoires.

Nous publions la description complète de cet ensemble qui comprend :

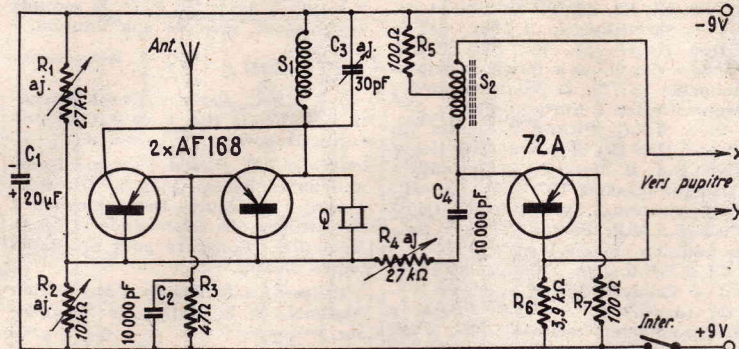


FIG. 1. — Schéma de l'émetteur

— un émetteur 3 canaux à 3 transistors, monté dans un coffret en matière plastique (réf. 230 J) ;

— un récepteur 27,12 Mc/s à super-réaction, équipé de transistors, monté sur un circuit imprimé (réf. 217 J) ;

— un ensemble de 3 filtres BF, montés sur circuits imprimés (réf. 232 J) ;

— un sélecteur pas à pas à 10 positions avec son connecteur à circuit imprimé ;

— le modèle réduit de camion, équipé d'un moteur électrique de

traction, le moteur électrique de direction à adapter, ainsi que tous les accessoires électriques et mécaniques (antiparasites, feux de signalisation, câblerie, etc.).

Nous commencerons cette description par celle de la partie radioélectrique en supposant qu'un amateur réalise l'ensemble complet.

L'EMETTEUR A 3 CANAUX

Le schéma de principe de l'émetteur à 3 canaux est indiqué par les figures 1 et 1 bis. Deux transistors

AF168, en parallèle, sont montés en oscillateur piloté par un quartz de 27,12 Mc/s monté entre collecteurs et bases. Les bases sont polarisées par le pont des deux résistances ajustable R_1 et R_2 , de 27 et 10 k Ω , entre -9 V et masse (+9 V).

Le circuit accordé S_1 , C_3 est disposé en série dans l'alimentation des collecteurs et la modulation de l'étage oscillateur HF s'effectue en appliquant aux bases par le condensateur C_4 et la résistance ajustable R_4 , les tensions BF d'un oscillateur 72 A, monté avec un transformateur S_2 .

Différentes fréquences de modulation sont obtenues par des résistances de valeurs différentes branchées entre les points X et Y.

Pupitre

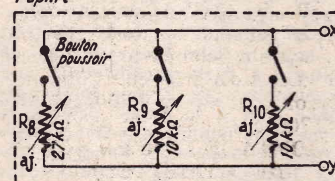


FIG. 1 bis. — Schéma du pupitre émetteur

**Camion
radiocommandé
décrit
ci-contre**



N° 1 027 - CAMION RADIOCOMMANDE - Ensemble complet comprenant : camion semi-monté, ses accessoires électriques et mécaniques ; Emetteur-récepteur, filtre en pièces détachées ; sélecteur, piles, etc. **427,00**

Eléments séparés pour les amateurs ne désirant qu'une partie :

N° 230 J - Emetteur 3 canaux complets en pièces détachées, compris coffret et circuits imprimés (sans piles) **106,22**

N° 217 J - Récepteur super-réaction, en pièces détachées, compris circuits imprimés (sans piles) **49,61**

N° 232 J - Filtre B.F. Ensemble complet des pièces détachées pour réaliser un filtre B.F. **44,00**

N° 131 - Sélecteur pas à pas - 10 positions .. **29,50**

N° 1 030 - Ensemble pièces détachées pour équiper le camion comprenant : 1 camion automobile monté, équipé de son moteur de traction, les accessoires électriques et mécaniques à monter (moteur de direction, antiparasites, signalisation, câblerie, etc.) sans pile **101,25**

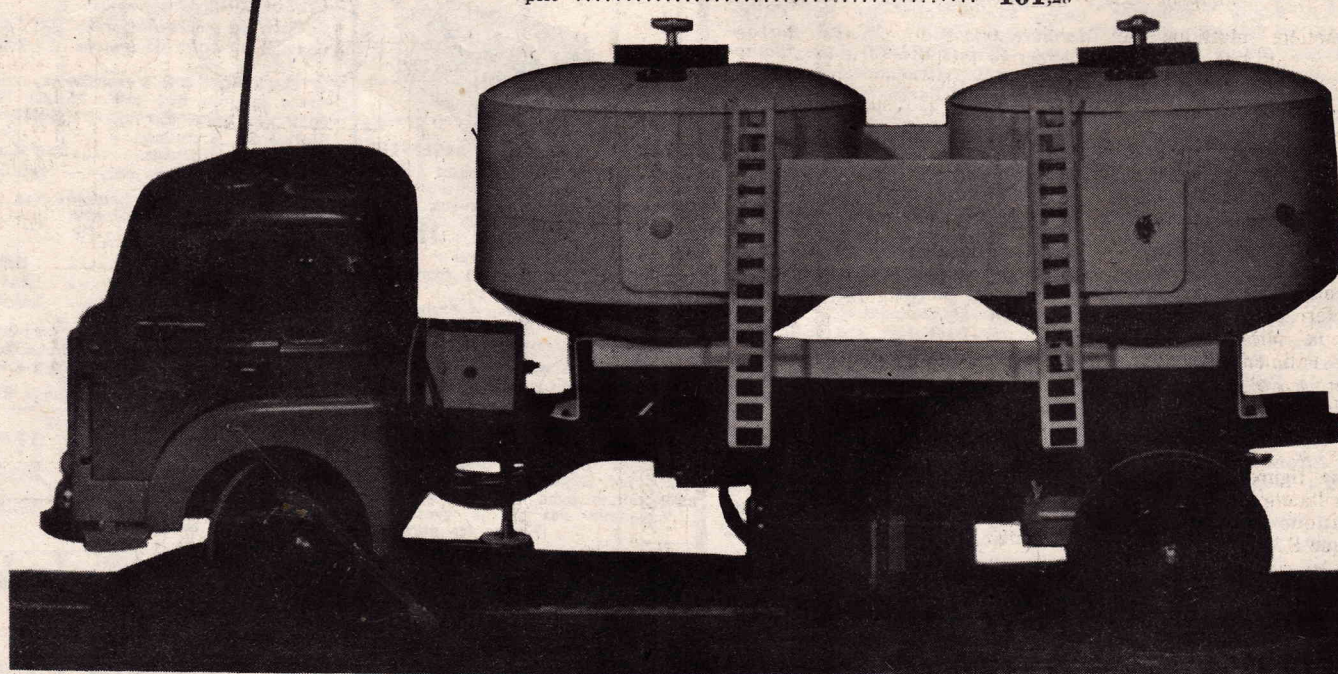
RADIO-PRIM, 296, rue de Belleville
PARIS (20°) **636-40-48**

RADIO M.J., 19, r. Claude-Bernard
PARIS (5°) **402-47-69**

RADIO-PRIM, 5, rue de l'Aqueduc
PARIS (10°) **607-05-15**

Service Province :

RADIO M.J. EXPORT PARIS (20°)
296, rue de Belleville **797-59-67**
C.C.P. Paris **8.127-64**



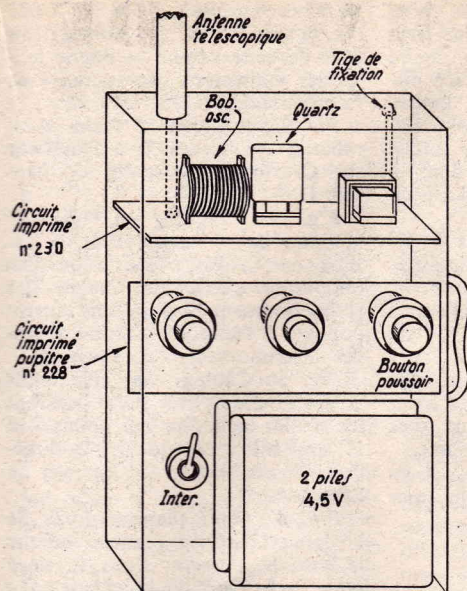


FIG. 2. — Disposition des éléments à l'intérieur du boîtier de l'émetteur

Ces résistances (Résistances ajustables R_8 , R_9 et R_{10}) sont mises en service par les boutons poussoir du pupitre de commande de l'émetteur. Les trois fréquences de modulation sont $F_1 = 3\,200$ c/s; $F_2 = 2\,700$ c/s et $F_3 = 1\,050$ c/s.

MONTAGE ET CABLAGE DE L'ÉMETTEUR

La figure 2 montre le croquis des différents éléments de l'émetteur montés à l'intérieur d'un

coffret en matière plastique de $11 \times 16 \times 5$ cm. Les éléments constitutifs essentiels sont les suivants :

— un circuit imprimé (réf. 230) sur lequel sont montés tous les éléments du schéma de la figure 1;

— un circuit imprimé (réf. 228) supportant les éléments du pupitre de commande de l'émetteur figure 1 bis).

Les éléments accessoires sont l'antenne, l'interrupteur et le coupleur des deux piles de 4,5 V utilisées pour l'alimentation.

Le premier travail consiste à câbler les éléments de la partie supérieure du circuit imprimé, représentés sur le schéma comme indiqué par la figure 3. S_1 est la self de l'oscillateur HF qui est fournie, ainsi que le transformateur BF marqué S_2 . Les valeurs des éléments sont les suivantes :

- R_1 : résistance ajustable 27 k Ω ;
- R_2 : résistance ajustable 10 k Ω ;
- R_3 : 47 Ω ;
- R_4 : résistance ajustable 27 k Ω ;
- R_5 : 100 Ω ;

- R_6 : 3,9 k Ω ;
- R_7 : 100 Ω ;
- R_8 : résistance ajustable 27 k Ω ;
- R_9 : résistance ajustable 10 k Ω ;
- R_{10} : résistance ajustable 10 k Ω ;
- C_1 : électrochimique 20 μ F;
- C_2 : 10 000 pF, mylar;
- C_3 : ajustable à air 30 pF;
- C_4 : 10 000 pF, mylar;
- T_1, T_2 : transistors AF168;
- T_3 : transistor 72 A.

Les quatre cosses —, +, X et Y représentées en pointillés sont montées du côté câblage du circuit imprimé.

Câbler ensuite la plaquette 228 au pupitre de commande (fig. 4) comprenant les résistances ajustables R_8 , R_9 , R_{10} de 27,10 et 10 k Ω et les cosses X et Y reliées aux cosses correspondantes de la première plaquette 230.

La plaquette 230 est fixée à l'intérieur du boîtier sur sa partie inférieure, par deux tiges filetées avec écrous. L'une de ces tiges permet de visser l'antenne sur la partie supérieure du coffret.

La deuxième plaquette pupitre 228 est montée verticalement et la

d'un montage classique avec 1 transistor AF168 monté en détecteur à superréaction, suivi de trois étages amplificateurs BF à liaisons directes.

S_1 est la self accordée par noyau sur 27,12 Mc/s. La réaction est obtenue par le condensateur C_2 entre collecteur et émetteur. Le réglage du point de fonctionnement est réalisé par la résistance ajustable R_2 constituant avec R_1 le pont

Les tensions de sortie BF sont appliquées par la résistance série R_{13} , dosant le niveau général aux trois filtres des schémas des figures 6a, 6b et 6c correspondant aux fréquences suivantes :

Filtre 1, bobine F, point vert, fréquence env. 3 100 c/s.

Filtre 2, bobine D, point jaune, fréquence env. 1 750 c/s.

Filtre 3, bobine B, point rouge, fréquence env. 1 000 c/s.

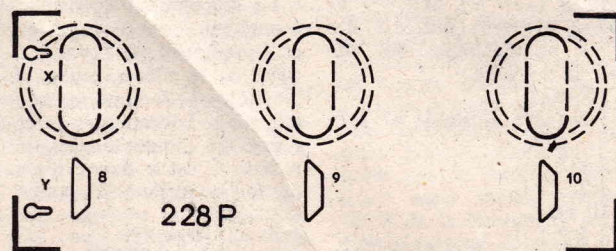


FIG. 4. — Vue supérieure du circuit imprimé 228 du pupitre de l'émetteur

de polarisation de base. Cette résistance est à ajuster pour obtenir la meilleure sensibilité après avoir réglé l'accord de S_1 sur la fréquence d'émission de l'émetteur. S_2 est un self de choc qui bloque les tensions HF et laisse passer les tensions BF de modulation qui ont été détectées. Ces tensions sont appliquées par la résistance série R_{13} , filtre R_8 , C_6 . La base de T_2 est polarisée par R_5 et la résistance R_9 reliée à l'émetteur de T_3 , qui assure la stabilisation nécessaire. Les charges de collecteur de T_2 et T_3 sont de 4,7 k Ω . Le dernier étage T_4 est monté en émetteur follower, avec charge d'émetteur R_{12} de 10 k Ω . Ce circuit permet d'obtenir un effet de limitation automatique d'amplitude des tensions BF de sortie, indispensable pour ne pas saturer l'entrée de l'amplificateur à filtres.

Les schémas des trois filtres dont les entrées U sont reliées à la sortie du récepteur sont identiques avec mêmes valeurs d'éléments, sauf pour la capacité du condensateur d'accord C_1 du filtre, de 4 700 pF, 6 800 pF et 0,047 μ F. Les trois filtres bobinés sur circuit ferroxcube ont pour référence « self S ». On remarquera les lettres en regard des contacts « travail » de 3 relais qui correspondent à des branchements indiqués plus loin.

MONTAGE ET CABLAGE DU RECEPTEUR

Le récepteur à superréaction est monté sur un circuit imprimé de 82×30 mm (réf. 217) dont la figure 7 montre la disposition des éléments. Les bobinages (self d'accord S_1 et self de choc S_2 sont fournis. Les cosses à relier sont W

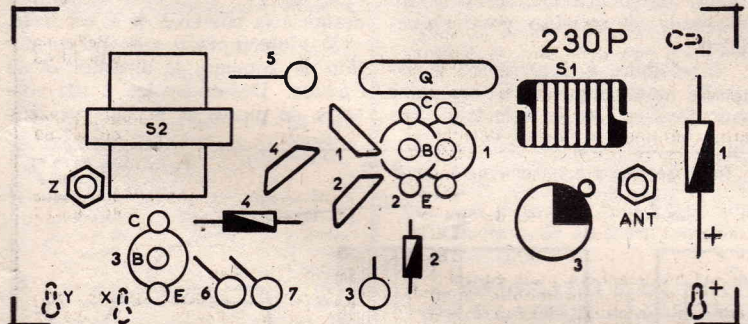


FIG. 3. — Disposition des éléments sur la partie supérieure du circuit imprimé 230 de l'émetteur

dernière phase du câblage consiste à effectuer les liaisons + et — 9 V au coupleur des deux piles 4,5 V, l'interrupteur, fixé sur le côté du coffret étant monté en série avec le + 9 V.

LE RECEPTEUR ET SES FILTRES BF

Le schéma du récepteur à superréaction, accordé sur 27,12 Mc/s est indiqué par la figure 5. Il s'agit

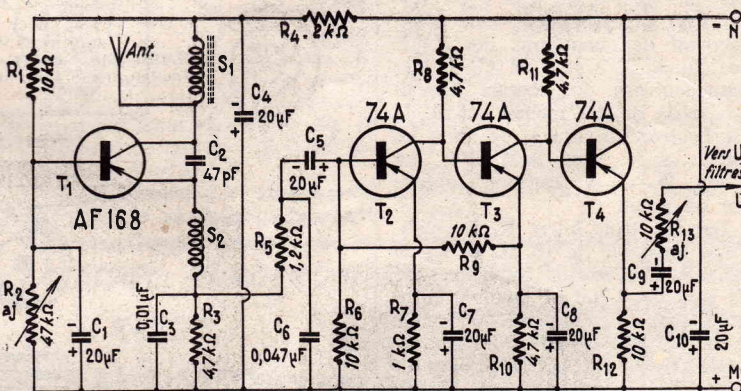


FIG. 5. — Schéma du récepteur

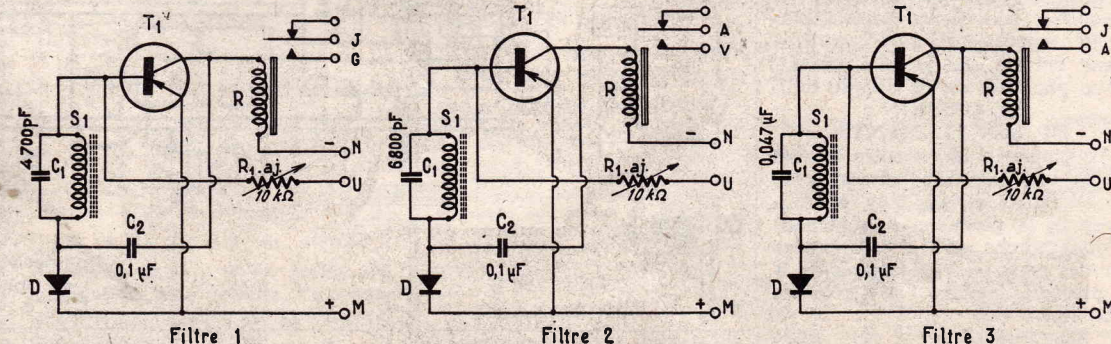


FIG. 6. — Schéma des trois filtres B.F. du récepteur

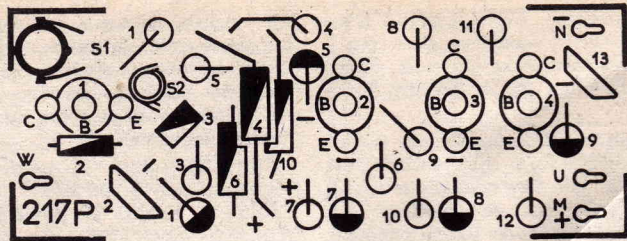


Fig. 7. — Disposition des éléments sur la partie supérieure du circuit imprimé 217 du récepteur

(antenne), N (— 9 V), M (+ 9 V) et U (sortie BF, vers l'entrée C des filtres). La nomenclature des éléments est la suivante :

- R₁ : 10 kΩ ;
- R₂ : résistance ajustable 47 kΩ ;
- R₃ : 4,7 kΩ ;
- R₄ : 2 kΩ ;
- R₅ : 1,2 kΩ ;
- R₆ : 10 kΩ ;
- R₇ : 1 kΩ ;
- R₈ : 4,7 kΩ ;
- R₉ : 10 kΩ ;
- R₁₀ : 4,7 kΩ ;
- R₁₁ : 4,7 kΩ ;
- R₁₂ : 10 kΩ ;
- R₁₃ : rés. ajustable 10 kΩ ;
- C₁ : électrochimique 20 μF ;
- C₂ : 47 pF, céramique ;
- C₃ : 10 000 pF, mylar ;
- C₄ : électrochimique 20 μF ;
- C₅ : électrochimique 20 μF ;
- C₆ : 0,047 μF, mylar ;
- C₇ : électrochimique 20 μF ;
- C₈ : électrochimique 20 μF ;
- C₉ : électrochimique 20 μF ;
- C₁₀ : électrochimique 20 μF ;
- T₁ : AF168 ;
- T₂, T₃, T₄ : 74 A.

MONTAGE ET CABLAGE DES FILTRES

Les trois filtres sont montés sur 3 circuits imprimés (réf. 232) de 65 × 27 mm. La figure 8 montre la partie supérieure de l'un de ces filtres, avec les lettres de raccordement correspondant à chaque filtre. En se reportant au schéma de principe des figures 6a, b et c on voit que JAJ correspondent aux branchements des communs des relais des filtres 1, 2 et 3 et GVA aux branchements du contact travail des relais de ces mêmes filtres. U est l'entrée commune de tous les filtres. S le filtre (self BO). La diode D a sa cathode repérée par un point.

Sur les trois filtres R₁ = résistance ajustable de 10 kΩ et C₂ = 0,1 μF. Les valeurs respectives de C₁ sont de 4 700 pF pour le filtre n° 1 (bob. F) de 6 800 pF pour le filtre n° 2 (bob. D) et de 0,047 μF Same pour le filtre n° 3 (bob. B).

Lorsque le câblage des trois plaquettes à filtres est terminé, ces plaquettes sont fixées sur la plaquette support (réf. 1 030) entièrement cuivrée sur le côté circuit. Cette plaquette est de 80 × 80 mm.

LE CAMION ET SES ÉLÉMENTS

La planche 1 027 montre les éléments essentiels du camion avec sa cabine G et ses deux citernes A et B, la première A contenant 8 piles, torche de 1,5 V montées sur des porte-piles et la seconde B la plaquette support 1 030 avec ses trois filtres BF.

Le récepteur à superréaction est monté sur le siège de la cabine G et le sélecteur, à l'avant, à l'intérieur de la même cabine. Comme nous l'avons indiqué, certaines modifications mécaniques sont nécessaires. Le moteur électrique de direction C est à fixer avec son axe de sortie vertical, la poulie E en-

A : Citerne contenant les piles d'alimentation des moteurs de traction et de direction. La figure montre les 8 trous de perçage distant de 47 mm les uns des autres. Ces trous servent à fixer verticalement les supports des piles torche 1,5 V par des vis de 3,2 dont la tête plate est à l'extérieur de la citerne.

B : Citerne contenant les 3 filtres BF montés sur la plaquette rectangulaire de 80 × 80 mm.

C : Moteur de direction. Pour sa fixation disposer la vis coté tête plate à l'intérieur du moteur.

D : Interrupteur arrêt-marche du récepteur, à monter après avoir percé le trou correspondant avec ses cosses dirigées vers la cabine.

E : Poulie du moteur de direction enfoncée sur l'axe du mo-

teurs de direction. Les points J et H sont reliés au moteur de direction. F est le trou de passage de l'antenne.

Fig. 1 : Pratiquer 2 fentes A et rabattre les parties B à l'intérieur sur C. Souder la patte de fixation D.

Fig. 2 : Percer un trou Ø 3,2 mm des deux côtés de la cabine en E. Fixer les clignotants (ampoules s'éclairant lorsque les roues braquent dans le sens correspondant à l'ampoule grâce à 2 diodes discriminatrices de polarité).

Fig. 3 : Câblage des clignotants et des diodes D avec point repérant les sorties cathodes. Les points J et H sont reliés au moteur de direction. F est le trou de passage de l'antenne.

Fig. 4 : (Voir planche 1 029 de la figure 11). Cette planche indique le trou K à percer dans le siège pour la fixation du récepteur ; Ø : 3,2 mm. Un papier isolant sera disposé entre le siège et le circuit imprimé. Un trou L de Ø 3,2 mm est également à percer dans le plancher pour la fixation du sélecteur.

Les autres éléments de la planche 1 027, et les opérations à effectuer sont les suivants :

J : Pile d'alimentation 9 V du récepteur, disposée sous le châssis. Les deux crochets latéraux servent de points d'attache au ressort support de pile.

M et P : Bras aux extrémités desquels la courroie de E est fixée.

R : Interrupteur de l'alimentation des moteurs de direction et de traction. Dessouder les 2 fils porteurs de pinces et établir sur leur

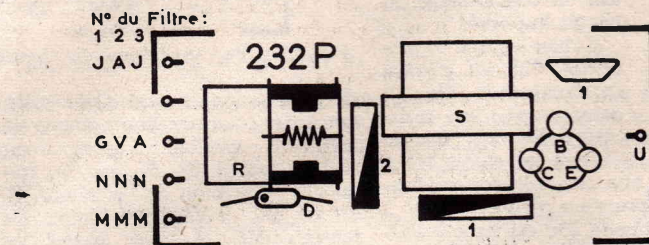


Fig. 8. — Disposition des éléments sur la partie supérieure d'une plaquette 232 de l'un des trois filtres

trainant par une courroie les extrémités M et P des bras solidaires des roues.

Nous indiquons ci-dessous la correspondance des différentes lettres repérant les éléments sur la planche 1 027 en précisant les opérations à effectuer en particulier les différents trous de perçage dont les cotes sont mentionnées :

teur C. Au perçage le trou de 3,5 supprime la languette souple.

F : Antenne (longueur maximum 25 cm) traversant la partie supérieure de la cabine. Prévoir un morceau de souplisio pour l'isolement.

G : Cabine à l'intérieur de laquelle sont disposés le récepteur (sur le siège) et le sélecteur. Les

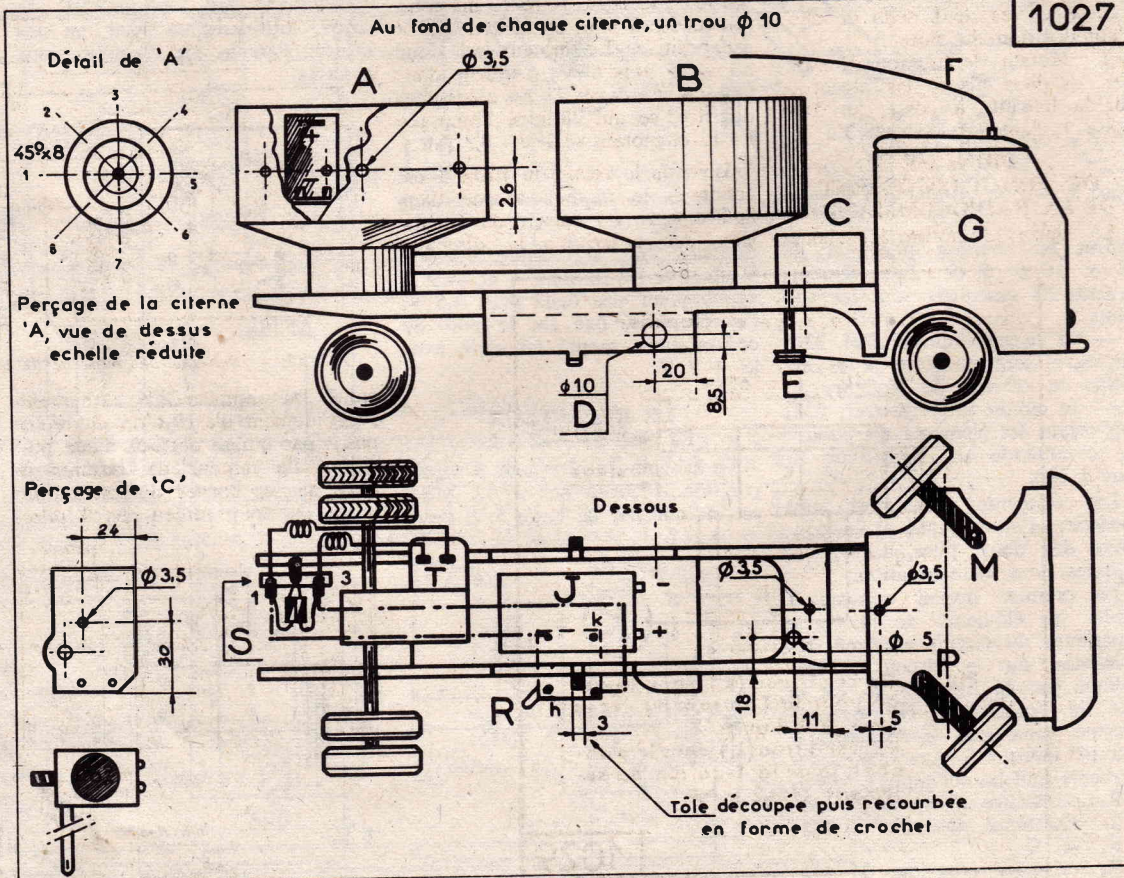
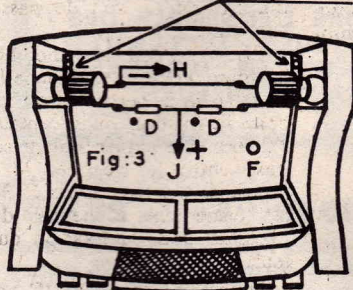
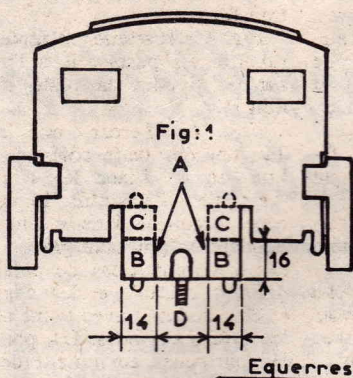


Fig. 9. — Le camion vu de profil et par dessous

Cabine, vue arrière



Cabine, vue interne par dessous

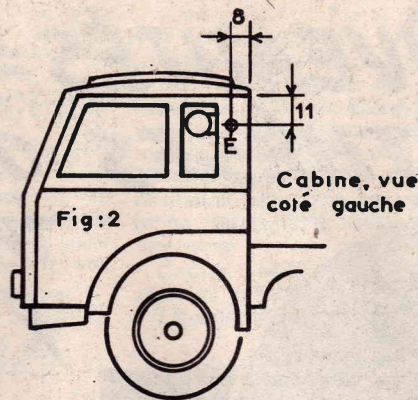


Fig. 1. Pratiquer 2 fentes (A). Rabattre les parties (B) à l'intérieur sur (C). Souder la patte de fixation (D).

Fig. 2. Percer 1 trou Ø3,2 mm des 2 cotés de la cabine (E). Fixer les clignotants.

Fig. 3. Câblage des clignotants et des des diodes (D). Les points J et H sont reliés au moteur de direction. (F) Trou pour passage de l'antenne.

FIG. 10. — Vue de profil, vue arrière et vue intérieure de la cabine

broche respective appelée indifféremment k et h les liaisons suivantes : en « k », un fil à la masse du sélecteur ; en « h », un fil au moteur de traction.

S : Barrette à cosse à souder sous le châssis. Réaliser les liaisons suivant le dessin avec les deux condensateurs antiparasites de 2 µF - 10 V et les deux selfs de choc d'alimentation du moteur.

T : Moteur de traction. Dessouder les deux fils et les raccorder sur la barrette à cosse, un à la cosse 1, l'autre à la cosse 3.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA RADIOCOMMANDE

La figure 12 montre le schéma

de principe utilisé pour la commande des moteurs de direction et de traction.

Lorsque le relais du filtre 1 est actionné par l'émission de la fréquence de modulation correspondante la cosse J du moteur de direction est reliée à G donc négative et la cosse H reliée au point milieu des 8 piles en série de 1,5 V est positive. Le moteur est donc alimenté sous 6 V et tourne dans un sens. La diode D₁ est alors conductrice, ce qui illumine l'ampoule L₁ du clignotant (6,3 V - 0,2 A).

Lorsque le relais du filtre 3 est actionné, le moteur tourne dans l'autre sens, en raison de l'inversion des polarités ; la direction

s'effectue donc dans le sens opposé et c'est l'ampoule L₂ qui s'illumine, la diode D₂ devenant conductrice.

Le sélecteur pas à pas sert à l'alimentation du moteur de traction. Lorsque le relais du filtre 2

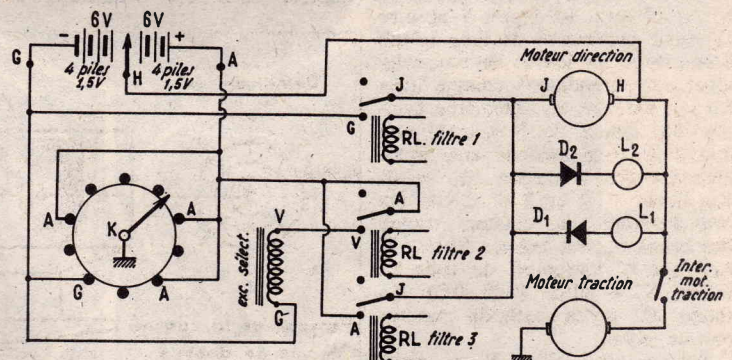


FIG. 12. — Schéma de principe de la radiocommande des deux moteurs

colle, les contacts AV alimentent l'enroulement d'excitation du relais pas à pas qui se déplace d'une position. Le moteur de traction à l'une de ses bornes d'alimentation reliée au point milieu des 8 piles

résistances ajustables correspondantes de l'émetteur et à doser ces tensions BF à l'entrée de chaque filtre de telle sorte que la commande de ces filtres soit assurée avec le maximum de sécurité.

Cabine, siège et plancher

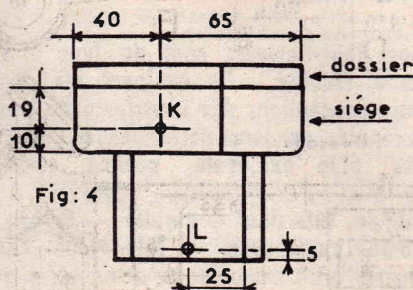


Fig. 4. Percer 1 trou (K) dans le siège pour la fixation du récepteur. Ø: 3,2 mm/m. Percer 1 trou (L) dans le plancher pour la fixation du sélecteur. Ø: 3,2 mm/m.

1029

FIG. 11. — Trous à effectuer dans le siège et le plancher

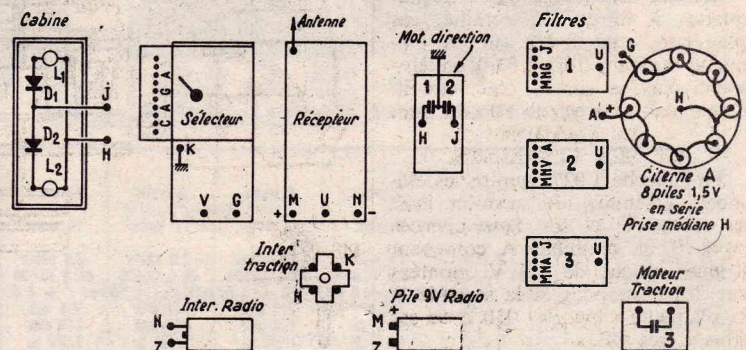


FIG. 13. — Interconnexions entre éléments

de 1,5 V et l'autre à la masse. Le sélecteur, ayant également son curseur à la masse, relie cette masse au point A ou au point G ce qui correspond à deux polarités différentes d'alimentation du moteur, c'est-à-dire à la marche avant et à la marche arrière. Entre deux positions d'alimentation une cosse du sélecteur est laissée libre, ce qui correspond à l'arrêt. On remarque que trois cosse sont laissées libres et la succession des tops d'émission de la fréquence du 2° filtre assure les positions suivantes :

Arrêt, avant, arrêt, arrière, arrêt, avant, arrêt, avant, arrêt, arrêt, etc.

RACCORDEMENT DES DIFFÉRENTS ÉLÉMENTS

Le raccordement des différents éléments (récepteur, filtres, moteur, sélecteur, piles d'alimentation des moteurs, pile d'alimentation du récepteur et ampoules indicatrices de direction est schématisé par la figure 13. Toutes les lettres identiques sont à relier entre elles. Les 8 piles de 1,5 V sont des modèles torche Leclanché R14 et la pile 9 V à pour référence 6NT.

Comme on peut le constater, cette réalisation est très simple, ne nécessitant, pour celui qui ne dispose pas déjà d'un émetteur multicanaux et qui entreprend le montage complet de l'ensemble, qu'une journée environ de travail de câblage.

La seule mise au point, classique, consiste après avoir accordé le récepteur au maximum de sensibilité sur la fréquence de l'émetteur à régler les fréquences respectives BF de modulation à l'aide des

La page des

CHRONIQUE DE FRANCE DX TV CLUB



PYLONE BASCULANT

BEAUCOUP d'amateurs DX TV voudraient essayer des antennes de différents types et faire des études pratiques les concernant, mais la difficulté qui surgit est d'avoir accès à celles-ci. Il faut monter sur les pylônes ou les coucher, ce qui est un travail d'acrobatie quelquefois dangereux et surtout pas à la portée de tous.

La présente description vise à rendre ce travail très commode, de sorte que l'on peut travailler sur les antennes au sol sans les démonter et qu'en quelques minutes on peut les remonter à hauteur. Cette réalisation permet de disposer plusieurs antennes, même grandes et lourdes, à une hauteur de 17 à 19 mètres du sol, et de les rendre orientables.

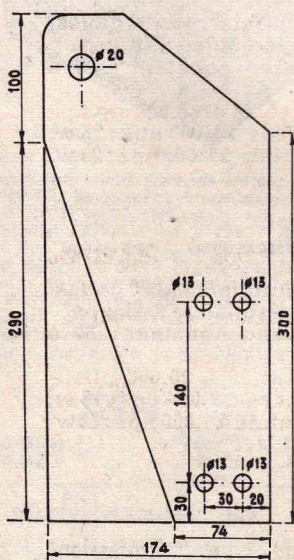


Fig. 1

Le système est simple, il s'agit d'un pylône basculant au sommet d'une poutrelle.

Il est assez facile de se procurer une poutrelle en fer chez des récupérateurs de métaux et ceci pour un prix très modique. Il faut une poutrelle en forme de I (la dénomination exacte est IPN), on pourrait tout aussi bien prendre une poutrelle dont le profil n'est pas normalisé pourvu qu'il soit en I. Cette poutrelle aura une longueur de 7 mètres; si vous ne la trouvez pas en une seule longueur, vous pourrez la construire en plusieurs tronçons. Il faut percer de chaque côté de l'aile quatre trous de 13 mm pour fixer les plaques de

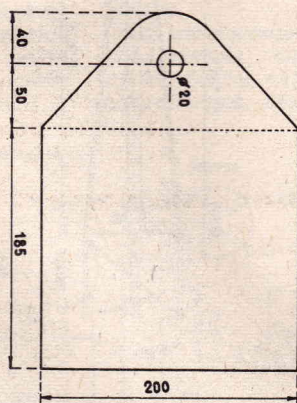


Fig. 2

support du pylône et ajuster celles-ci sur la poutrelle au moyen de boulons de 12. Les plaques en question sont réalisées dans de la tôle de 10 mm d'épaisseur afin d'être très résistantes; le détail est indiqué figure 1.

Avant de fixer ces plaques il faut passer la poutrelle à la brosse métallique, et mettre une bonne couche de minium.

L'emplacement de l'installation étant choisi de façon à permettre un haubannage efficace, il faut sceller la poutrelle verticalement (le contrôler au fil à plomb), et pour ce faire, il faut d'abord creuser dans le sol un trou de 1,20 m environ de profondeur, poser au fond une pierre et descendre la poutrelle par dessus, il faut qu'elle soit enterrée de 1 mètre au moins, ce qui aura pour effet de laisser 6 mètres au-dessus du sol.

On comblera le trou avec un bon béton de gros gravier que l'on tassera le plus possible. Cette poutrelle sera tenue bien verticalement par des fils de fer ou des cordes fixés à son sommet et aux points de haubannage du pylône. Il faut laisser durcir le béton plusieurs semaines avant d'entreprendre l'érection du pylône.

Le pylône choisi sera un Super Vidéo Portenseigne, c'est un pylône léger, protégé par galvanisation. Il a une section triangulaire de 185 mm de côté constituée par trois tubes entretoisés, et se prête admirablement bien à l'usage que l'on veut en faire.

Ce pylône sera composé d'un élément de pied de 4 m, de deux éléments intermédiaires de 4 m et d'un élément de tête de 4,50 m, ce qui donne une longueur de 16,50 m. Les éléments seront assemblés au

moyen des boulons fournis par le constructeur. Des couronnes de haubannage très solides sont soudées d'origine à chaque raccordement des éléments.

Il faut maintenant préparer le point de bascule qui se situe à une distance de 5,50 m du pied du pylône ainsi assemblé. Vous remarquerez que lorsque le pylône sera monté son pied sera à 0,50 m du sol.

On fixera au point indiqué ci-dessus les plaques de bascule dont le détail est fourni par la figure 2. Ces plaques seront découpées dans de la tôle de 10 mm d'épaisseur de manière à ce qu'elles soient très rigides. On fera souder sur l'élément adéquat du pylône les plaques permettant le pivotement, ainsi qu'un morceau de tube en fer d'un diamètre de 45 mm comme l'indique la figure 3. Ce morceau de tube recevra la jambe de raidissage dont vous trouverez l'utilité dans les lignes qui suivent.

L'assemblage du pylône s'effectuera de la façon suivante: attacher une corde à l'extrémité de l'élément pivotant (celui qui se trouvera le plus haut), et au moyen

pour recevoir une goupille afin de le maintenir en place. L'élément pivotant étant solidement et définitivement fixé, on boulonnera l'élément de pied sous l'élément pivotant. On attachera solidement une corde à l'élément de pied qui servira par la suite à faire pivoter le pylône tout entier. Ceci étant fait, on tirera sur la corde de l'élément pivotant, et l'ensemble doit basculer, l'élément de pied se trouvant alors en l'air. De cette manière on pourra boulonner le dernier élément intermédiaire ainsi que l'élé-

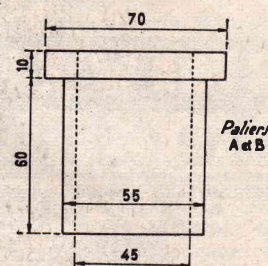


Fig. 4

ment de tête. L'assemblage du pylône est terminé et la tête doit se trouver auprès du sol.

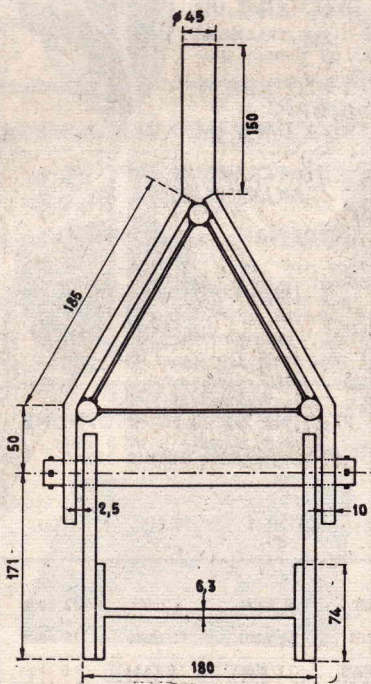
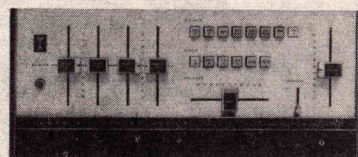


Fig. 3

d'une échelle appuyée sur la poutrelle, fixer cet élément au point basculant à l'aide d'un axe en fer percé d'un trou à chaque extrémité

Les transistors en haute fidélité



Après d'importantes études, J.B. LANSING vient de créer un préampli et un amplificateur entièrement transistorisés, comportant de nombreuses innovations, entre autres, un circuit spécial pour chaque combinaison de haut-parleurs. Soucieux de sa réputation mondiale, J.B. LANSING a voulu présenter un ensemble d'un niveau équivalent à celui de ses célèbres haut-parleurs. L'adoption de transistors par J.B. LANSING pour un amplificateur de puissance, marque une orientation technique décisive en haute fidélité.

Documentation H D

HEUGEL

2 bis, r. Vivienne, Paris-2°
Tél.: GUT. 43-53 & 16-06.

Il s'agit maintenant de monter le mât rotatif qui supportera les antennes. Faire tourner deux paliers en bronze A et B (figures 4) que l'on fixera dans la tête du pylône au moyen des boulons prévus par le constructeur. Engager de 1 mètre

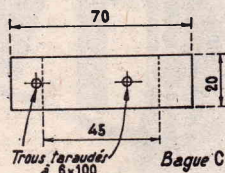


Fig. 5

un tube en zical de 41 x 45 dont la longueur totale sera de trois mètres; une bague C (fig. 5) fixée sur ce tube, maintiendra celui-ci conformément à la figure 6. Des tubes quelconques fixés au tube zical et passant au centre du pylône sur toute sa longueur, permettront la rotation des antennes du pied du pylône.

A la dernière couronne de haubannage, celle de l'élément de tête,

accrochez solidement un câble d'acier de 7 mm, confectionner une jambe de raidissage au moyen d'un tube d'un diamètre intérieur de 46 s'enfilant sur le morceau de tube soudé au point de pivotement du pylône. Cette jambe aura une longueur de 1,50 m et on y fera à une extrémité une encoche de 1 cm de profondeur. En s'aidant de l'échelle, mettre la jambe en place et passer le câble d'acier dans l'encoche, l'autre extrémité du câble sera attachée par un tendeur à lanterne de 300 mm au pied du pylône.

Il suffit simplement de tirer sur la corde accrochée au pied pour faire basculer le pylône et le placer dans sa position verticale.

Bien tendre le tendeur afin que le câble d'acier maintienne le pylône raide pendant le basculement.

Descendez lentement le pylône en lâchant la corde, y fixer les haubans, le remonter de manière à les accrocher à leur point d'attache définitif. Il suffit de décrocher les haubans, côté pied basculant, pour permettre le pivotement du pylône. Vous pourrez maintenant et

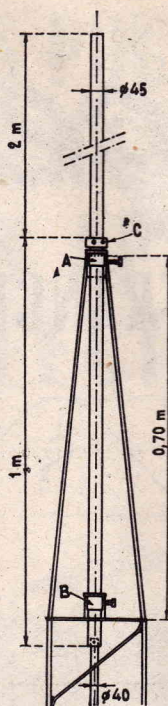


Fig. 6

de pied ferme au sol monter toutes les antennes que vous désirez, car vous disposez d'un mât de 2 mètres de long. Lorsque les antennes seront installées, basculez le pylône pour le remonter en place et rattachiez les haubans. Au moyen de l'échelle, enlevez par simple traction la jambe de raidissage après avoir décroché le tendeur au pied du pylône. Le câble d'acier restant toujours fixé en haut du pylône, pend le long de celui-ci, et il suffit de l'attacher au pied.

Chaque fois que l'on voudra travailler aux antennes, il suffira de basculer le pylône. Ce travail sera extrêmement simple : poser la jambe de raidissage, engager le câble d'acier dans l'encoche de celle-ci, raidir le tout avec le tendeur à lanterne, décrocher les haubans seulement côté bascule pied, et au moyen d'une simple corde attachée au pied du pylône, sans aucun effort, celui-ci basculera, la corde ne servant qu'à la retenir.

Nous insistons sur le fait que le haubannage devra être bien fait, la bonne distance est de 9 m du pied du pylône pour chaque point de haubannage. De préférence,

UNIVERSAL electronics

DISTRIBUTEUR OFFICIEL
NOUVEAUX
MODELES 65

GOODMANS

TRIAXIOM - 31 cm TRIAXIAL Importation directe

H.-P. à 3 canaux - Filtre de coupure MEDIUM - TWEETER D'AIGUES A CHAMBRE DE COMPRESSION et filtre de coupure et atténuateur réglable - MEMBRANE BICONE et double face RIGIDEX à traitement spécial et exclusif SUPFOAM - Circuit magnétique aggloméré FERROBA 20 à 20 000 p/s - 20 WATTS - Résonance 35 p/s - Modèle « EXPORT » - Made in Grande-Bretagne. PRIX SPECIAL D'USINE. Quantité limitée. A ce prix 1 H.-P. NET 248,00 par client. MODELE 100 G

... ET MAINTENANT DISPONIBLE : LE TRIAXIOM 175 C aux mêmes qualités mais avec un aimant plus puissant. PUISSANCE DE CRETE : 30 W. PRIX DE LANCEMENT EXCEPTIONNEL 298,00

● ET TOUTE LA GAMME « GOODMANS » ●
AXIETTE ● AXIOM ● TRIAXIOM ● MAXIM...

FREDDY BAUME
sera heureux
de vous
recevoir
dans son
NOUVEL
AUDITORIUM



VERITABLES ENCEINTES

TRIOVOX



résonant ET en véritable placage : acajou naturel - sapelli.

LIVRABLE EN KIT

JUNIOR pour H.-P. de 21 cm et tweeter 38 l : 108,00 60 x 30 x 30 cm

SENIOR H.-P. de 25 à 28 cm et 2 tweeters 78 l : 156,00 78 x 46 x 30 cm

MAJESTIC Triaxiom 31 cm 142 l : 240,00 88 x 54 x 40 cm. Prix

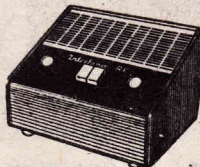
KIT livrables aussi avec H.-P. Goodmans

INTERPHONE SANS FIL
GRANDES DISTANCES

TYPE V2

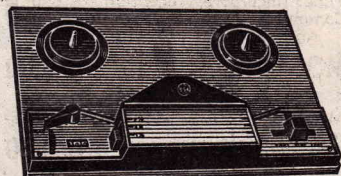
Tous vos problèmes de communications résolus.

LA PAIRE 448,00



MODELES 1965

PLATINE DE MAGNETOPHONE
2 et 4 pistes - 2 et 3 têtes
3 VITESSES : DEPUIS 336 F



TETES POUR
MAGNETOPHONES ET

CINE AMATEUR. TOUS MODELES DISPONIBLES en 1/2, 2 ou 4 pistes MONO ou STEREO.

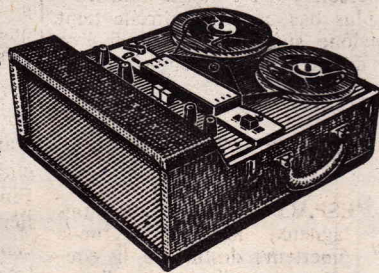
MARCO "PERFECT" MAGNETOPHONE 3 VITESSES

MODELE 1965 302 = 2 pistes
304 = 4 pistes

Le magnétophone PARFAIT pour l'AMATEUR EXIGEANT - Etudié et réalisé par les plus grands spécialistes européens.

MAGNETOPHONES HAUTE FIDELITE
QUI REUNISSENT TOUS LES
PERFECTIONNEMENTS

- 3 VITESSES : 4,75, 9,5 et 19 cm. Nouvelle platine anglaise haute précision.
- PLEURAGE : inférieur à 0,15 %
- MOTEUR surpuissant équilibré
- LONGUE DUREE : bobines de 18 cm (plus de 6 h. par piste)
- COMPTEUR DE PRECISION
- VERROUILLAGE DE SECURITE
- TETES 2 ou 4 PISTES (emplacement pour une troisième tête)
- HAUTE-FIDELITE : 40 à 20 000 p/s à 19 cm, 40 à 15 000 p/s à 9,5
- AMPLI 5 WATTS avec MIXAGE et SURIMPRESSION
- 2 HAUT-PARLEURS : grand elliptique + tweeter et filtre
- CONTROLE SEPARÉ graves, aigus
- AMPLI DIRECT DE SONORISATION : Micro-Guitare-PU-Radio
- CONTROLE PAR CASQUE et VU-METRE, Ruban magique
- MALLETTE TRES LUXUEUSE 2 TONS, formant enceinte acoustique. Jamais encore un appareil aussi complet et parfait n'avait été offert à un prix de lancement aussi compétitif.



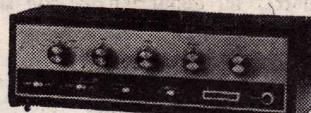
COMPOSANTS KIT

EN ORDRE DE MARCHÉ :

302. 1/2 piste. 546,00
304. 4 pistes .. 616,00

302. 1/2 piste 665,00
304. 4 pistes 756,00

AMPLI STEREO A TRANSISTORS LE MEILLEUR DU MONDE TRUVOX



Dimensions : 400 x 160 x 120 mm

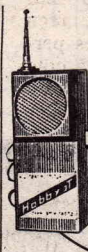
PRIX NET : 1.190 F

EMETTEUR-RECEPTEUR

A transistors sur piles type 4T agréé par les P. et T. N° 199PP. Nouvelle exclusivité Universal Electronics. Vendu enfin à un prix abordable.

Dim. : 160x70x30 mm
Poids : 350 g

PRIX SPECIAL DE LANCEMENT.
LA PAIRE ... 588,00



POUR TOUT CONNAITRE SUR CE MATERIEL UNIQUE ET EXCEPTIONNEL DEMANDEZ LA DOCUMENTATION CONFIDENTIELLE DETAILLEE Contre 1 Franc en timbres - VOIR AUSSI NOS PUBLICITES DE NOVEMBRE ET DECEMBRE 1964

UNIVERSAL - ELECTRONICS 117, RUE SAINT-ANTOINE - PARIS (4^e) TUR. 64-12

PREMIER ETAGE. Entrée par le cinéma « Studio Rivoli » de 9 à 12 h 30 et de 14 à 19 h. Samedi 18 h. FERME DIMANCHE ET LUNDI ● METRO : Saint-Paul

CREDIT
POSSIBLE

DETAXE
EXPORT

EXPEDITIONS : 10 % à la commande, le solde contre remboursement. Taxe 2,83 % en sus. — C.C.P. 21.664-04 - PARIS

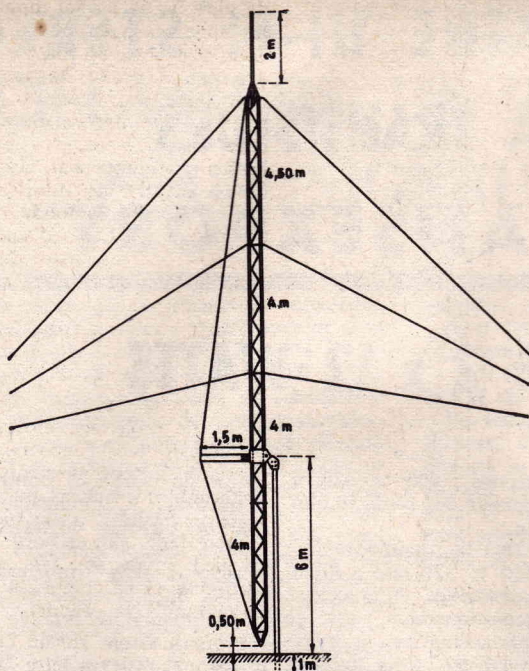


Fig. 7

haubanner en quatre points à 90°. On mettra trois nappes de haubans, au sommet et aux deux couronnes du dessous ; il est inutile d'en mettre plus bas car la poutrelle tient le pylône suffisamment raide, ce qui donne l'aspect définitif de la figure 7.

MIRE T.V.E.

L'ESPAGNE est un pays montagneux, aussi les grands émetteurs destinés à la couverture de son territoire sont-ils en bande I.

Pour la même raison, il y a en bande III une grande quantité d'émetteurs de faible puissance ou de réémetteurs pour couvrir les zones d'ombre.

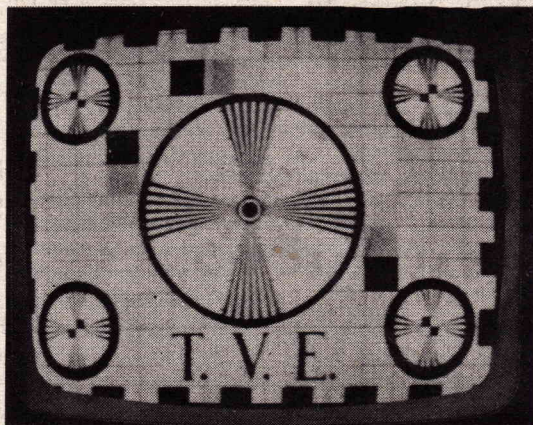
En France, la réception de la T.V.E. en sporadique, c'est-à-dire en DX TV, est très fréquente, les Pyrénées n'opposant pas une barrière absolue. Ceci s'explique par de fréquentes zones d'indices favorables dues au climat et au relief de ce pays. Sur la Côte d'Azur l'émetteur de Barcelone est reçu en direct ; mais les plus belles performances sont réalisées sur la côte Atlantique par la réception de l'émetteur de Sollube. Cet émetteur

est situé sur une montagne de 634 m d'altitude entre Bilbao et l'océan Atlantique qu'il domine. Sa réception en « direct » se fait bien au-delà des limites permises parce que la réfraction est toujours favorable sur son parcours maritime.

La réception de cet émetteur est possible tous les jours sur la côte française jusqu'à La Rochelle et cinq à huit jours sur dix jusqu'au Finistère. En Vendée, et particulièrement dans les marais, sa réception est souvent excellente et très fréquente. Un membre du club abrité par une colline des perturbations causées par l'émetteur de Caen reçoit en pleine Vendée l'émetteur de Sollube presque tous les jours.

La « Television Española » T.V.E., dont vous voyez ci-dessous la mire, transmet en système B. Les émetteurs que l'on peut recevoir en bande I sont nombreux ; les principaux sont : Madrid et Montanchez en canal 2 ; Alicante et Zaragoza en canal 3 ; Guadalcanal, Santiago et Sollube en canal 4.

Signalons que la T.V.E. vient de démarrer au début janvier son second programme en UHF.



Les Iles Canaries possèdent aussi la télévision et l'émetteur de Las Palmas, canal 3, transmet en différé les émissions de la T.V.E. continentale ; l'inscription « Islas Canarias » est seulement inscrite quelques minutes avant le programme. La présence de l'anticyclone des Açores favorise nettement la réception de Las Palmas que l'on reçoit assez souvent, même en hiver.

Profitons-en pour signaler à nos lecteurs que la DX a été bonne cet hiver, bien que l'on ait tendance

à considérer cette saison comme défavorable ; en décembre et en janvier la propagation a particulièrement été excellente en direction de la Tchécoslovaquie et de la Pologne où des images de ces pays ont pu être reçues tous les jours, quelquefois quelques instants, quelquefois plusieurs heures durant. En janvier notamment et en bande IV (UHF) excellente propagation, les émetteurs de Caen, Clermont, Marseille, ont pu être reçus à Bordeaux, Libourne, La Tremblade ; certains jours la réception a duré plusieurs heures.

FRANCE DX-TV CLUB
183, Rue Pelleport - Bordeaux

SURPLUS DE FABRICATION NEUFS ET GARANTIS PRIX EN BAISSÉ

CUISINIÈRE

GAZ OU BUTANE

3 FEUX + FOUR

avec thermomètre
Brûleurs en fonte
avec diffuseurs
chromés.

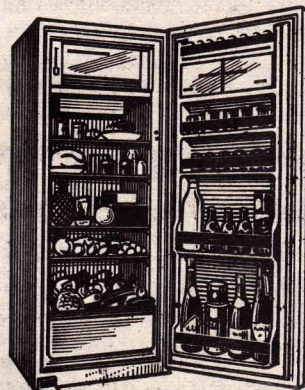
Grille unique en
fonte émaillée.

Table de travail
rélevable, montée
sur charnières
Haut. : 810 mm
Larg. : 450 mm
Prof. : 420 mm

(en commandant)
bien préciser gaz ou butane.)

PRIX
INCROYABLE **290 F**

Expédition en port dû



130 l. (1,05 x 470 x 510 mm). **440,00**

210 l. (1 360 x 530 x 545 mm),

cuve émail, dégivrage automatique,

pédale d'ouverture de porte **670,00**

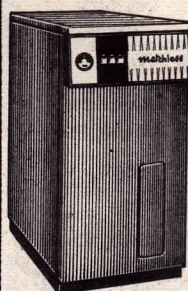
253 l. (1 392 x 570 x 550 mm),

cuve émail, dégivrage automatique,

pédale d'ouverture de porte **800,00**

Expédition en port dû.

OFFRE EXCEPTIONNELLE



Garantie totale 1 AN
Le tambour : 5 ANS

Carrosserie en tôle d'acier émaillée blanc à 900°. Tambour à axe horizontal - Porte de chargement en acier inoxydable - Cuve en tôle d'acier émaillée à 900° - Inversion de sens de rotation du tambour pendant le cycle de lavage - Stabilité totale - Déplacement sur 4 roulettes - Pompe entraînée par courroie - Nettoyage aisé, accessibilité pratique - Chauffage tous gaz - Niveau d'eau à lecture directe - Thermomètre à cadran à bulbe immergé - Moteur commutable 127/220 volts - Un seul bouton de commande.

La 4 KG. Dim. : H. 830xL. 410xP. 620 mm **925,00**

La 5 KG. Dim. : H. 830xL. 510xP. 620 mm **1.070,00**

Supplément pour pompe électrique **60,00**

Expédition en port dû

● TELEVISEURS Gde MARQUE ●

Tube 59 cm/110° extra-plat aluminisé
Tuner incorporé, réception 2° chaîne
Commutation automatique par touches
Antenne télescopique incorporée

PRIX
MOGOL EXCEPTIONNEL **990,00**

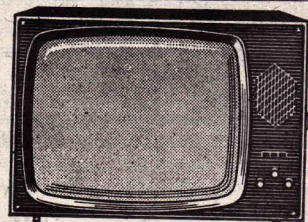
● MONDIA LUXE ●

Mêmes caractéristiques, mais ébénisterie de grand luxe. **1.150,00**

Prix **1.150,00**

Expédition en port dû.

Documentation illustrée sur demande

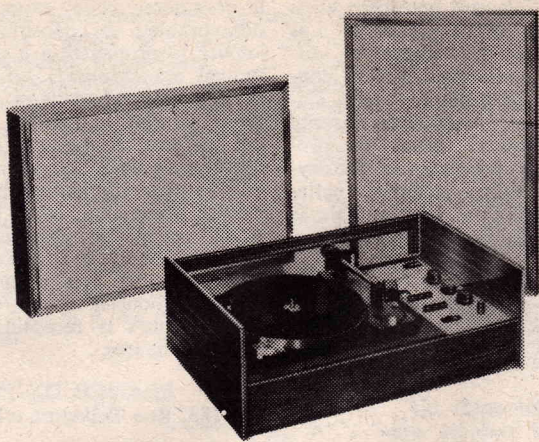


690 x 470 x 250 mm

SOGAMI 8, impasse Desgranges - CLICHY
119/121, bd Victor-Hugo - Seine

Tél. : PER. 63-61 - Règlement à notre C.C.P. 8533-67 - PARIS
Métro : Porte de Clichy - Autobus : 74 (arrêt Victor-Hugo)

TAXES : 2,83 % EN SUS



LA CHAÎNE HI-FI STÉRÉO A TRANSISTORS "TRANSEXPORT"

DE 2 x 12 WATTS

LA nouvelle chaîne Hi-Fi à transistors, type « Trans-export », réalisée par Gailard, est présentée dans un coffret bois dont les dimensions sont les suivantes : longueur 59 cm, profondeur 35 cm, hauteur 22 cm. Cet ensemble est équipé de la platine changeur automatique semi-professionnelle DUAL 1 009, dont nous avons publié les caractéristiques détaillées dans le n° 1 074, et d'un

à trois touches pour la sélection des entrées : pick-up, radio et micro. Un emplacement est en outre prévu sur la partie supérieure pour le cadran circulaire d'un tuner FM multiplex transistorisé.

Les différentes prises sont disposées sur le côté arrière du châssis : répartiteur de tensions du secteur 110-220 V ; prise secteur, prise femelle d'alimentation secteur d'un appareil extérieur, fusibles des haut-parleurs, prises de sorties des haut-

tion. Dimensions : 600 x 420 x 105 mm ; hauteur des pieds 50 mm. Poids : 8 kg.

Le type 720 à huit haut-parleurs : quatre de 210 x 320 mm à membranes exponentielles différenciées, couplées acoustiquement, un de 170 mm spécial médium à membrane exponentielle, trois tweeters de 65 mm à rayonnement divergent. Filtre équilibré à trois voies. Coupures à 600 et 6 000 Hz. Gamme de fréquences 30 à 25 000

étage de sortie à contre-réaction d'intensité. L'amplificateur est à liaisons directes, déphaseur à transistors complémentaires et étage push-pull sans transformateur de sortie. Impédance de sortie : 7,5 Ω.

L'alimentation secteur est stabilisée par diode Zener et amplificateur de courant type Darlington.

Comme on peut le constater, les performances de cet amplificateur sont remarquables pour un ensemble assez compact.

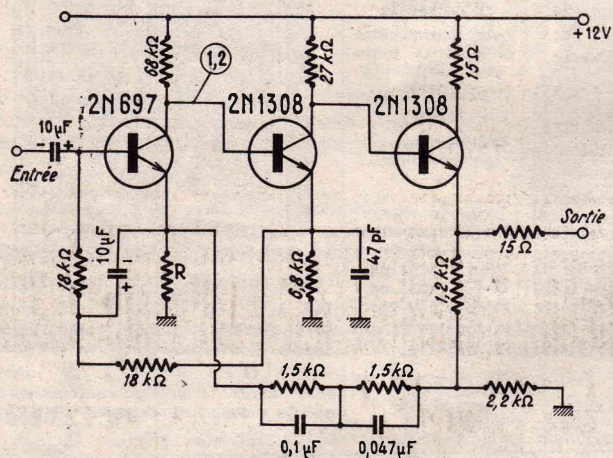


FIG. 1. — Schéma de l'un des deux préamplificateurs. Pour une tension de sortie de 1 V eff., $R = 47 \Omega$ si la tension d'entrée est de 6 mV et $R = 100 \Omega$ si la tension d'entrée est de 15 mV.

amplificateur stéréophonique à transistors délivrant une puissance modulée de 2x12 watts.

L'alimentation secteur stabilisée et le préamplificateur stéréophonique, ce dernier monté à l'intérieur d'un boîtier métallique de 80 x 80 x 30 mm, sont fixés à l'intérieur du coffret. Tous les autres éléments de l'amplificateur sont montés sur une tôle spéciale qui a sa place sur le côté droit du coffret. Les différents réglages sont accessibles sur la partie supérieure de la tôle qui comprend les potentiomètres graves et aigus de chaque canal, la commande s'effectuant séparément sur chaque canal par potentiomètres concentriques ; le potentiomètre double de volume, commandé par un même axe, le potentiomètre double de balance, commandé également par un même axe ; l'interrupteur secteur ; le clavier à trois touches : magnétophone, mono-stéréo et stéréo inverse ; le clavier

parleurs, prises d'entrée standardisées micro, radio, prise de sortie magnétophone.

Pour compléter la chaîne haute fidélité, il suffit d'ajouter deux enceintes acoustiques, telles que les nouvelles enceintes plates à amortissement, réalisées par Gailard. Ces enceintes ont été étudiées pour donner des résultats très satisfaisants avec un encombrement minimum, leur profondeur étant très réduite. Deux modèles sont conseillés :

Le type 570 à six haut-parleurs : quatre de 160 x 240 mm à membranes exponentielles différenciées, couplées acoustiquement, et deux tweeters de 65 mm à rayonnement divergent. Gamme de fréquences 40-25 000 Hz. Présentation en coffret ébénisterie noyer, acajou verni, chêne ciré ou teck huilé et livrable en version verticale (V) ou horizontale (H), avec ou sans pieds. Tissu spécial plastifié, gris décora-

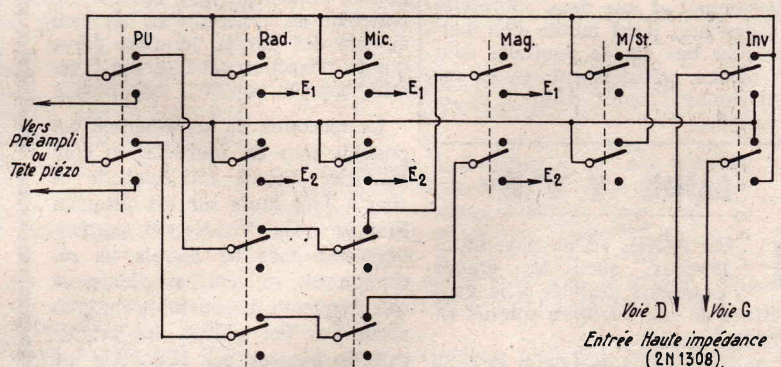


FIG. 1 bis. — Schéma des commutations assurées par les deux claviers PU - Radio - Micro et Magnétophone, mono-stéréo, stéréo inverse.

Hz. Même présentation que le précédent modèle, en version verticale (V) ou horizontale (H). Dimensions : 720 x 560 x 220 mm ; hauteur des pieds 50 mm ; poids : 18 kg.

CARACTERISTIQUES ESSENTIELLES DE LA CHAÎNE STEREO HI-FI

Cette chaîne délivre, par canal, une puissance de sortie de 12 watts efficaces sur une impédance de sortie de 7,5 Ω avec, sur cette puissance, une distorsion inférieure ou égale à 0,5 %, de 40 Hz à 20 kHz. Bande passante à 6 W : 20 Hz à 40 kHz. Elle comporte au total 22 transistors dont 2 au silicium.

Le préamplificateur, monté dans un boîtier fixé à l'intérieur du coffret, est à 2 x 3 transistors dont 2 transistors au silicium (1 transistor sur chaque étage d'entrée). Rapport signal/bruit : — 70 dB pour 1 V de sortie. Impédance de sortie : 1 kΩ. Correction RIAA. Alimentation 12/15 V.

L'amplificateur est équipé d'un correcteur Baxendall permettant d'obtenir ± 20 dB à 20 Hz et ± 20 dB à 20 kHz. Ce correcteur est attaqué à basse impédance avec

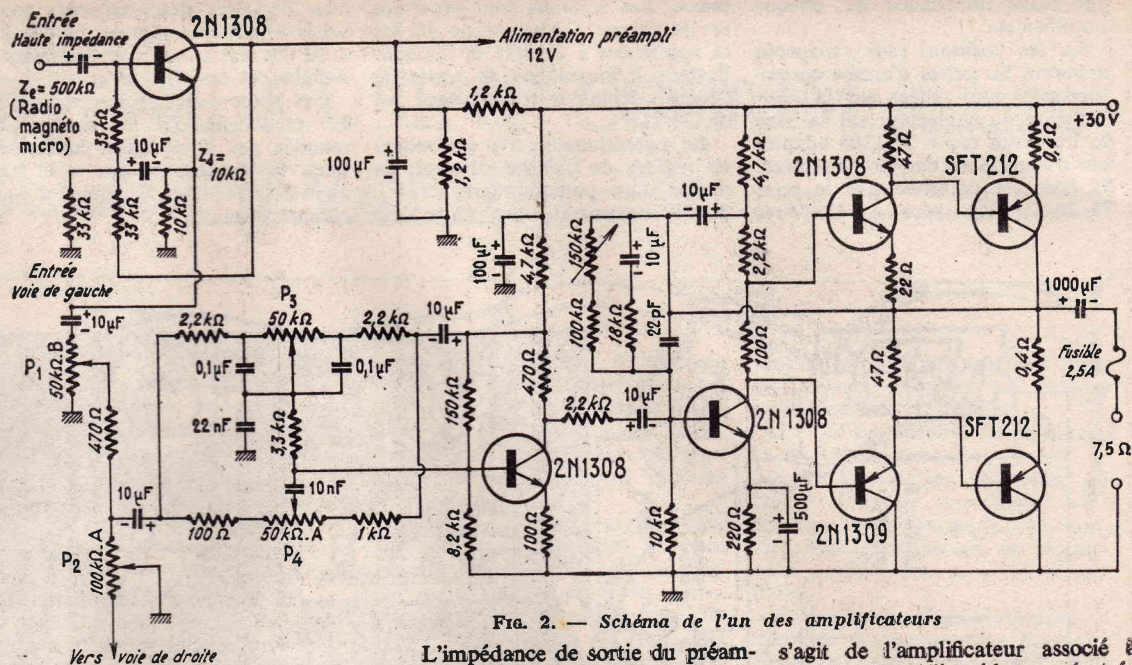
Les cinq transistors de puissance (deux transistors pour chaque canal et un transistor pour l'alimentation secteur régulée, commune aux deux canaux) sont montés sur une plaque radiateur, de 32 x 31 cm qui constitue la partie inférieure du châssis et une partie du fond du coffret de l'ensemble tourne-disques-amplificateur.

La réalisation pratique de cette chaîne Hi-Fi est facilitée par l'utilisation de plaquettes à câblage imprimé supportant la plupart des éléments du montage :

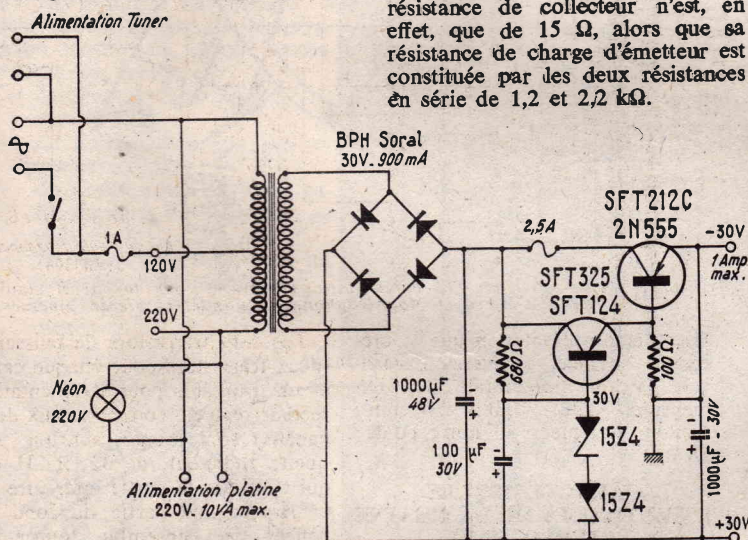
— Deux plaquettes préamplificatrices de 75 x 60 mm qu'il suffit de raccorder aux deux prises de jack d'entrée pick-up et à la prise standardisée de sortie.

— Deux plaquettes amplificatrices de 190 x 65 mm comprenant chacune tous les transistors du correcteur et de l'amplificateur sauf les transistors de puissance. L'une de ces plaquettes supporte en outre le transistor SFT325 et les deux diodes Zener de l'alimentation régulée.

(Le schéma de l'un des préamplificateurs de pick-up est indiqué par la figure 1. Les trois transistors utilisés sont du type n-p-n alimentés sous 12 V à la sortie d'un diviseur de tension composé de deux résistances de 1,2 k Ω représentées sur le schéma de l'amplificateur (fig. 2). La sortie négative de l'alimentation est à la masse. Le premier transistor monté en amplificateur à émetteur commun est au silicium et à faible souffle. Sa polarisation de base est assurée par les deux résistances série de 18 k Ω reliées à l'émetteur du deuxième transistor. La résistance R n'est pas découplée à la masse par un condensateur et entraîne une contre-réaction. Pour obtenir 1 V eff. de sortie, R doit être égale à 47 Ω dans le cas d'une tension d'entrée de 6 mV et de 100 Ω pour une tension d'entrée de 15 mV.



L'impédance de sortie du préamplificateur est de 1 k Ω . Les commutations d'entrée (PU Radio Micro) réalisées par les claviers correspondants à trois touches sont indiquées par la figure 1 bis. Chaque prise standardisée d'entrée se trouve reliée à l'entrée de l'étage adaptateur d'impédance de la figure 2.



RADIO-RELAIS - 18, Rue Crozatier
PARIS-XII - DID. 98-89

Vous comptez sur vos relais...
Achetez-les donc chez
LE SEUL SPÉCIALISTE
qui puisse vous assurer :

- 1 - UNE QUALITÉ PARFAITE**
2 - UNE GARANTIE SOLIDE
**3 - UNE ÉQUIPE DE TECHNI-
CIENS POUR RÉSOUDRE
VOS PROBLÈMES**

♦ TOUS LES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES ♦

RADIO-RELAIS - 18, Rue Crozatier
PARIS-XII^e - DID. 98-89

Parking assuré - Service Province et Exportation (même adresse)

réparation

EXPRESS

de tous rasoirs électriques
clinique du rasoir

**18, rue de Lappe, paris 11^e métro Bastille
ROQuette 12/70**

Sur les positions radio, magnéto et micro, les prises d'entrée correspondantes sont reliées par la commutation du contacteur sur la base du transistor n-p-n 2N1308 adaptateur d'impédance émetteur follower. Sa base est polarisée par le pont 33 k Ω -33 k Ω entre + 12 V et

Le potentiomètre P2 est monté en réglage de balance. Il s'agit en réalité d'un potentiomètre P2 P'2 double commandé par un même

Les potentiomètres des graves P3 P'3 et d'aiguës P4 P'4 sont commandés par deux axes concentriques, le réglage des graves et des aiguës s'effectuant séparément sur chaque canal.

Deux transistors n-p-n 2N1308 sont montés à la sortie du correcteur graves et aiguës. Ils sont suivis du déphaseur équipé de deux transistors complémentaires n-p-n 2N1308 et p-n-p 2N1309. Les tensions déphasées sont respectivement prélevées sur les charges de collecteur et d'émetteur de 47 Ω , et appliquées sur les bases des deux

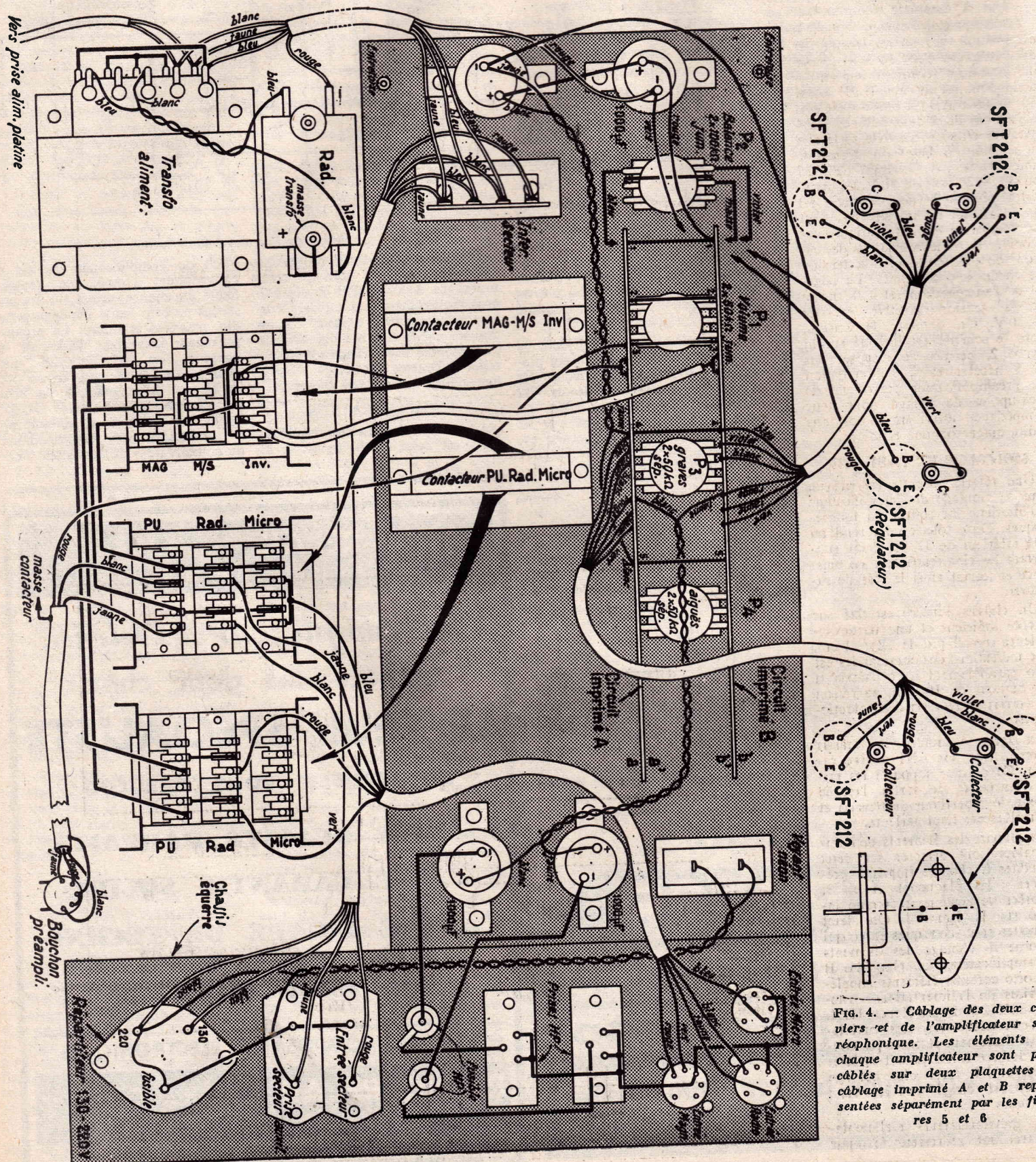


FIG. 4. — Câblage des deux claviers et de l'amplificateur stéréophonique. Les éléments de chaque amplificateur sont pré-câblés sur deux plaquettes à câblage imprimé A et B représentées séparément par les figures 5 et 6.

transistors de puissance SFT212, alimentés en série au point de vue continu. Le condensateur de liaison de 1 000 μ F supprime la composante continue et transmet les courants BF appliqués sur la bobine mobile du haut-parleur de 7,5 Ω .

On remarquera qu'aucun transformateur de liaison ou de sortie n'est utilisé, ce qui contribue à l'excellente courbe de réponse.

ALIMENTATION SECTEUR

L'alimentation secteur (fig. 3) est effectuée par un transformateur avec primaire 120-220 V et secondaire relié au redresseur sec au sélénium monté en pont (BPH Soral 30 V-900 mA). La tension est stabilisée par deux diodes Zener 1524 montées en série, de telle sorte que la tension de base du transistor amplificateur de courant SFT325 ou SFT 124 soit de 30 V. Le transistor régulateur de puissance est un SFT212C ou un 2N555, dont la conduction est automatiquement modifiée selon les variations de tension, de telle sorte que la tension de sortie soit constante. Le négatif de l'alimentation est à la masse et la tension positive est de +30 V. Un diviseur de tension, dont le schéma est indiqué sur la figure 2, permet de disposer des 12 V nécessaires à l'alimentation du préamplificateur correcteur de pick-up et de l'étage adaptateur d'impédance utilisé sur les positions radio, magnétophone et micro.

MONTAGE ET CABLAGE

Une tôle spéciale est prévue pour le montage de l'amplificateur à l'intérieur du coffret du tourne-disques. Cette tôle comprend un côté inférieur de 32 x 31 cm supportant les cinq transistors de puissance et jouant ainsi le rôle de radiateur.

Un châssis équerre est fixé sur ce côté inférieur et une partie supérieure métallique de 12 x 32 cm, avec indications des commandes est fixée parallèlement à ce châssis, à une hauteur de 10 mm, en raison des écrous de fixation des potentiomètres.

La figure 4 montre le châssis équerre, avec son côté arrière rabattu. Ce dernier supporte les prises d'entrée et de sortie, l'entrée secteur, le répartiteur de tension et les fusibles des haut-parleurs.

La plupart des éléments de l'amplificateur sont disposés sur deux plaquettes à câblage imprimé pré-câblées : les plaquettes A et B, disposées verticalement comme indiqué sur la figure 4. Ces deux plaquettes sont identiques en ce qui concerne le câblage des éléments de l'amplificateur. La plaquette B comporte certains éléments supplémentaires de l'alimentation : transistor SFT124, diodes Zener 1524. Les deux plaquettes sont maintenues verticalement et fixées par soudures des cosses de potentiomètres P1, P3 et P4. Leur côté câblage imprimé est dirigé vers les deux contacteurs.

Le transformateur d'alimentation, avec son redresseur fixé par

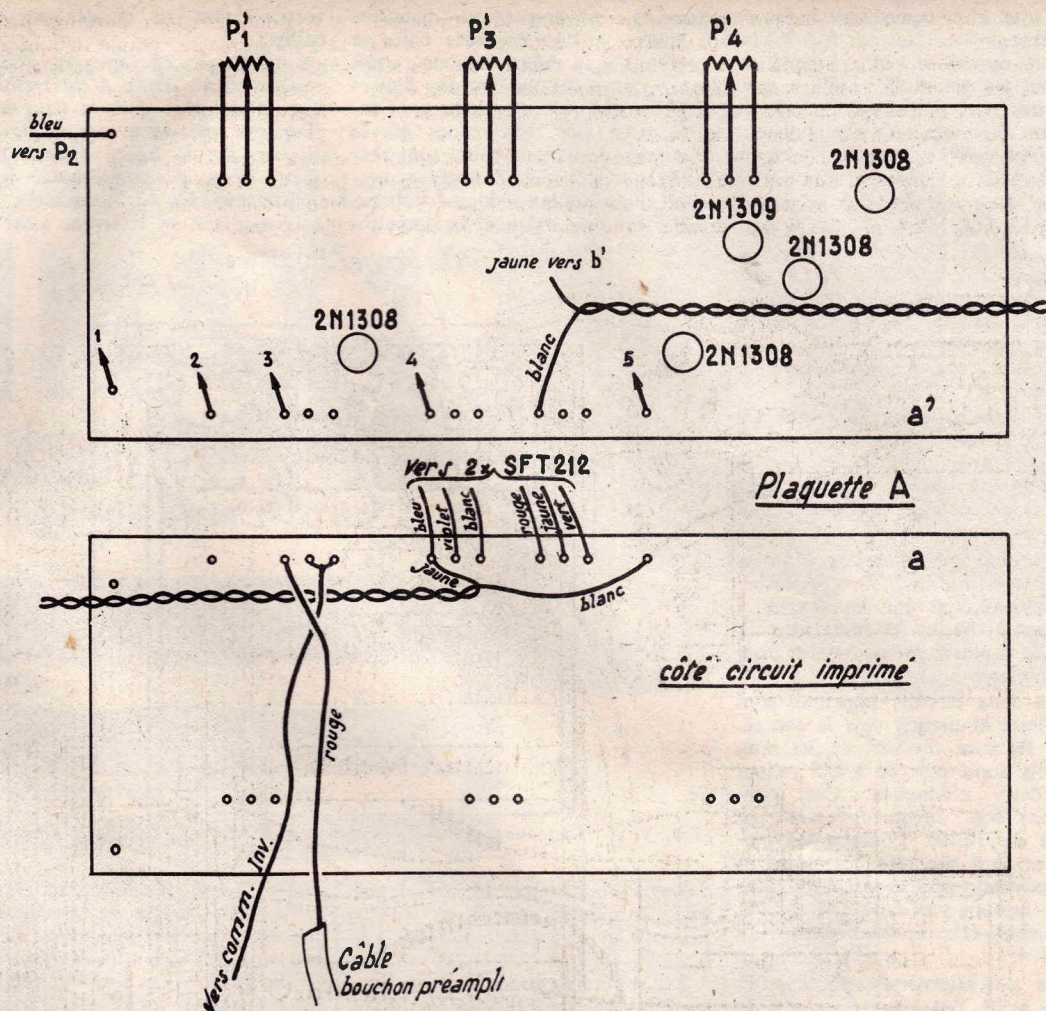


FIG. 5. — Liaisons à la plaquette A

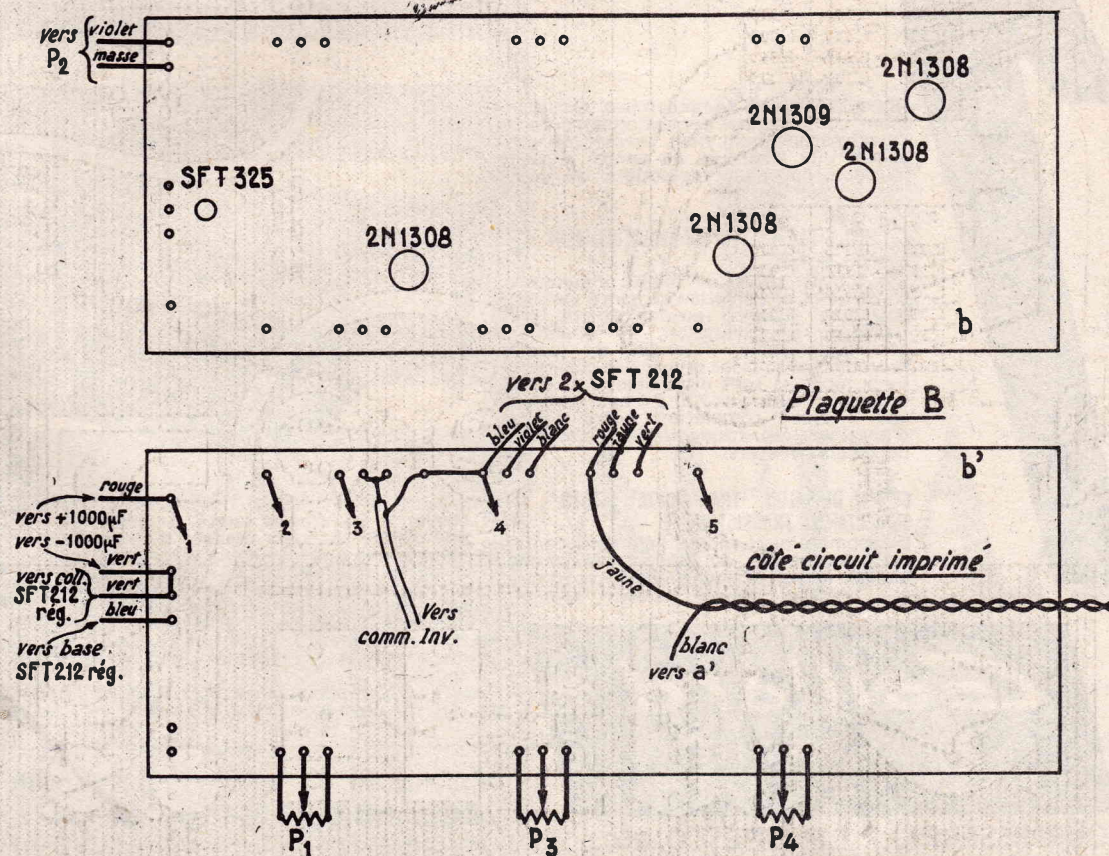


FIG. 6. — Liaisons à la plaquette B

une plaquette équerre aux écrous de serrage des tôles est fixé à l'intérieur du coffret. Il est relié au châssis par un câble blindé à quatre conducteurs d'une longueur de 50 cm. Bien que ce transformateur soit séparé il est représenté sur la figure 4.

Le détail du câblage des deux commutateurs à poussoirs Mag., M/S, Inv. et PU, Rad., Micro, est représenté par les flèches. Le premier ne comporte qu'un seul côté à câbler alors que deux côtés sont à câbler pour le second. Ces deux côtés sont représentés rabattus sur la figure 4.

Les liaisons entre le commutateur de droite à 3 poussoirs et les prises d'entrée sont réalisées par un câble blindé isolé à 5 conducteurs repérés à chaque extrémité par leurs couleurs.

Les deux plaquettes précâblées à câblage imprimé sont représentées séparément par les figures 5 (plaquette A) et 6 (plaquette B) afin de montrer les connexions qui y aboutissent.

Les deux circuits imprimés sont parallèles et dirigés vers le contacteur. Ils sont distants de 30 mm. Les fils numérotés de 1 à 5 relient les deux plaquettes. Ces connexions sont effectuées en fil nu rigide de 10/10. Lorsque les plaquettes sont montées ces numéros se trouvent respectivement en face et les liaisons sont faciles. Elles ont également été représentées sur la figure 4.

Les potentiomètres doubles P_1 , P_2 et P_3 ont leurs 6 cosses de

branchement respectives disposées à 180° et non superposées. Elles ne sont pas à la même hauteur, comme on peut le voir sur les figures 5 a' et 6 b' où les liaisons sont représentées. Les commandes graves et aiguës de chaque canal sont réalisées par des potentiomètres doubles à axes concentriques. Pour la commande de balance, le potio-

verticalement au châssis par des colliers.

Lorsque le câblage du châssis équerre de la figure 4 est terminé, il ne reste plus qu'à le fixer à la plaquette inférieure servant de radiateur. Sur la figure 4 cette plaquette n'est pas représentée mais simplement les 5 transistors de puissance qui se trouvent ainsi du

assurent les liaisons à ces boîtiers donc aux collecteurs, qui sont tous isolés. Le repérage des cosses de sortie émetteur et base se fait en tenant compte de la disposition indiquée, qui est la même pour les transistors SFT 212 ou leurs équivalents 2N555.

La plaquette inférieure radiateur est fixée au côté arrière du châssis équerre par quatre vis. Deux entretoises de 75 mm de hauteur complètent la rigidité de l'ensemble.

Le préamplificateur : Les deux circuits imprimés du préamplificateur, de 75 x 60 mm, sont montés à l'intérieur d'un boîtier métallique de 80 x 80 x 30 mm (voir figure 7). Ces circuits sont superposés et fixés au fond du boîtier par des entretoises, l'une de 5 mm, entre le boîtier et le premier circuit et l'autre de 15 mm entre les deux circuits.

On remarque sur la figure 7 le câblage des deux prises miniatures des jacks de sortie pick-up et celui du support à 6 cosses du bouchon de liaison à l'amplificateur. Le bouchon qui ne comporte que 5 broches a son câblage représenté sur la figure 4 où il est vu du côté des soudures.

Le câble blindé de liaison, à 3 conducteurs, au châssis de l'amplificateur a 45 cm de longueur. Il se trouve fixé par un collier vissé sur la partie supérieure du contacteur Mag - M/S - Inv.

Un capot en tôle ajourée blindée entièrement le préamplificateur qui est fixé séparément à l'intérieur du coffret.

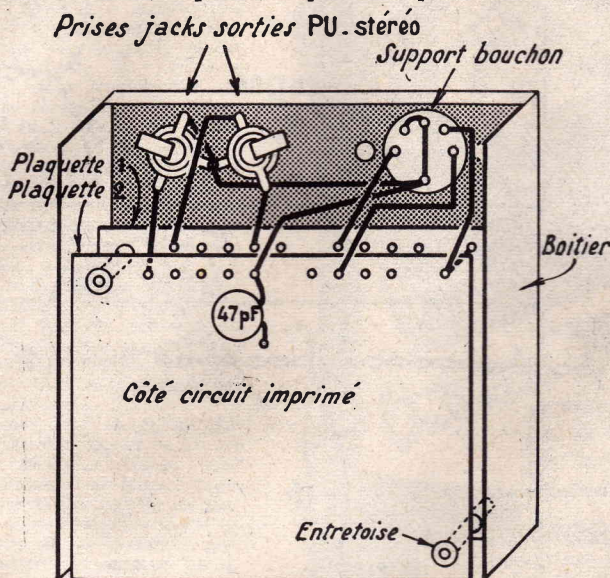


Fig. 7. — Liaisons aux deux plaquettes précâblées, à circuit imprimé, des deux préamplificateurs

mètre P_2 est double et commandé par un même axe. Il en est de même pour le potentiomètre de volume P_1 .

Les différents condensateurs électrochimiques de 1 000 μ F sont fixés

côté extérieur. Les transistors ont leurs boîtiers isolés de la plaquette par des rondelles de mica. D'autres rondelles sont utilisées pour les vis de fixation aux deux extrémités des boîtiers et des cosses à souder

er constructeur français en qualité

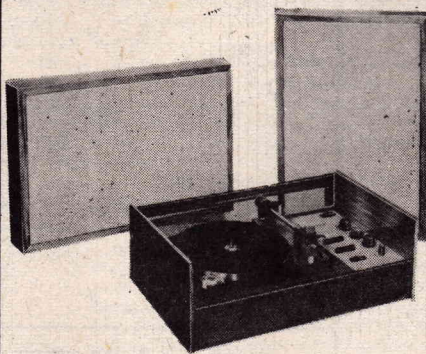
Notre laboratoire de recherches, exclusivement consacré aux perfectionnements de l'Electroacoustique, nous permet de présenter aux amateurs de bonne musique plusieurs nouvelles réalisations de grand intérêt technique.

ENCEINTES PLATES A INTER-AMORTISSEMENT (modèles déposés)

Ces transducteurs, de faibles dimensions, constituent une solution élégante au triple problème : qualité, encombrement, prix. L'absence de coloration, le rendement acoustique élevé, l'étendue du spectre reproduit en sont les principales qualités. Deux modèles sont disponibles : n° 570 à 6 haut-parleurs - n° 720 à 8 haut-parleurs. Ces 2 types complètent notre gamme d'enceintes acoustiques série D, munies de nouveaux tweeters.

CHAINE DE SALON "TRANSPORT STEREO", ENTIEREMENT TRANSISTORISEE

D'encombrement réduit, l'élément central est présenté dans un élégant coffret ébénisterie (noyer, acajou, chêne ou teck) avec



couvercle en Altuglas teinté. Il comprend : une platine changeur équipée d'un lecteur magnétique à pointe diamant, un préampli et un ampli stéréo de 2x48 watts crête à crête, une alimentation stabilisée. Un tuner FM Multiplex incorporé est prévu sur demande. Complété par 2 enceintes acoustiques assorties, il forme une chaîne ultra-moderne très complète et d'un prix très compétitif. Une version portable est prévue dans une mallette gainée de très grand luxe.

BLOC "TRANSPORT STEREO" ENTIEREMENT TRANSISTORISE

Cet ensemble préampli-ampli intégré est présenté dans un coffret de style très élégant. Ses caractéristiques techniques sont identiques à celles de la chaîne de salon.

TUNERS FM ET AM/FM STEREO-MULTIPLEX

Créateurs en France des tuners FM et AM/FM, nous avons sans cesse perfectionné nos modèles. Employés depuis de nombreuses années par les services techniques de l'O.R.T.F. et par de nombreux organismes officiels français et étrangers, ils constituent des étalons de qualité. La réception des émissions stéréo Multiplex exige, pour donner des résultats corrects, des appareils soigneusement étudiés. La construction doit être particulièrement soignée et le réglage très minutieux nécessite des appareils de mesure très spécialisés. Les tuners de hautes performances que nous construisons réalisent le 1^{er} maillon idéal des meilleures chaînes Hi-Fi, tels nos ensembles "EUROPE" et "HIMALAYA", toujours perfectionnés, dont la réputation dépasse largement nos frontières.

Nos ateliers fabriquent aussi : une nouvelle gamme d'électrophones (série "66.D"), les "TELEMETEOR 65" automatiques à 3 H.P., consoles et meubles "METEOR", magnétophone professionnels "EL S 5", transistors F.M. etc.

Gaillard

21, RUE CHARLES LECOQ
PARIS 15^e - TEL. 828.41.29 +

FOURNISSEUR O.R.T.F., UNESCO, etc...

Démonstrations jours ouvrables de 9 h. à 12 h. et de 13 h. 30 à 19 h.
CATALOGUE 1965 N° 5

très détaillé, avec nombreuses références. adressé contre 3,00 F en timbres

Salon de l'Electroacoustique — Allée A — Stand 12

RAPY

PREAMPLIFICATEUR FI 2^e CHAÎNE

A TRANSISTOR

LES tuners UHF à transistors sont de plus en plus utilisés pour l'adaptation à la deuxième chaîne des anciens récepteurs de télévision. Absence de souffle et consommation réduite comptent parmi leurs principales qualités. La plupart des téléviseurs actuels étant équipés d'ampli FI à tubes, dont l'impédance d'entrée est élevée, il est nécessaire d'utiliser un étage intermédiaire préamplificateur et adaptateur d'impédance, en raison de la faible impédance de sortie du tuner UHF. C'est le but du montage décrit ci-dessous.

LE SCHEMA

Le schéma complet du préamplificateur FI est donné en figure 1. On remarque que son alimentation est prélevée sur la haute-tension du téléviseur (200 à 220 V). On amène cette tension à une valeur convenable grâce à la cellule de filtrage complémentaire R_1 , C_1 (33 k Ω - 1W et 20 μ F - 10 V électrochimique). La diode Zéner Z 12 A régularise cette tension à 10 V.

Le transistor utilisé est un AF102. Sa fréquence de coupure est donnée pour 260 MHz. Il convient donc parfaitement dans ce cas d'amplification à large bande. On utilise ici le montage en base commune. Le signal délivré par le tuner est appliqué par le condensateur C_1 , 1 000 pF céramique, à l'émetteur du transistor, dont la polarisation est assurée par R_2 et R_1 , respectivement de 470 Ω et 10 k Ω . La résistance de base R_2 a une valeur de 82 k Ω . Elle est découplée par le condensateur C_2 , de 2 200 pF. La sortie s'effectue par le collecteur, le signal étant transmis au circuit accordé composé de S, bobinage ajustable et C_3 , condensateur de 1,4 pF. L'accord doit être réalisé sur le standard 625 lignes, c'est-à-dire 32,7 MHz pour l'image, et 39,2 MHz pour le son. Une prise du bobinage transmet le signal à l'étage amplificateur FI du téléviseur par l'intermédiaire du conden-

sateur C_4 , de 7,5 pF. La bande passante de ce préamplificateur est de 6,8 MHz : cela est largement suffisant pour assurer une transmission correcte de toutes les fréquences nécessaires, puisque 6,5 MHz seulement sont utiles.

MONTAGE ET CABLAGE

L'ensemble se présente sous forme d'un petit boîtier métallique parallélépipédique de 50 x 45 x 25 mm. Ce boîtier est fermé, sur l'une de ses faces, par une plaque rectangulaire de bakélite cuivrée, formant blindage et en même temps support pour le circuit imprimé 233, fourni prêt à l'emploi par son constructeur. La partie supérieure de ce circuit est représentée à la figure 2. L'indication codée et la représentation de tous les éléments du montage y sont portées. Disposer et souder tous éléments comme indiqué. La polarité du condensateur est marquée par le signe +, de même que la cathode de la diode Zéner D marquée un point. Le bobinage S est fourni réglé. Cependant, à titre indicatif, nous en donnons les caractéristiques dans les « valeurs d'éléments » ci-dessous. Lorsque tous les éléments sont fixés sur la plaque, souder un fil de câblage sous gaine rouge, d'une trentaine de centimètres, à la cosse F, pour l'alimenta-

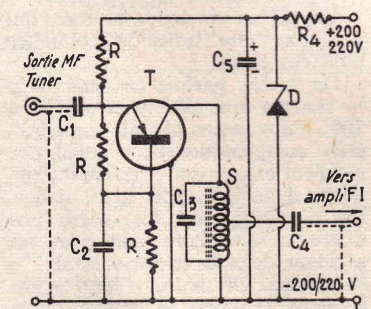


FIG. 1. — Les résistances ne portant pas d'indice sont, de haut en bas : R_2 , R_1 et R_3 .

tion à partir du 220 V continu du téléviseur. A la cosse G, on fixe une longueur égale de fil blindé coaxial 50 Ω , le blindage étant fixé à la cosse H. On reliera ce premier fil blindé à la sortie MF du tuner UHF. A la cosse J, une trentaine de centimètres de fil de cuivre sous gaine noire, pour la liaison avec la masse du châssis du téléviseur (— 220 V). Et enfin, aux cosses K et L, respectivement, le blindage et l'âme du coaxial 50 Ω de liaison à l'ampli FI.

Les sorties de tous ces fils et câbles de liaison s'effectuent par deux trous, avec passe-fils, situés à la partie supérieure du boîtier. On glisse la plaque à circuit imprimé et son couvercle-support, le tout

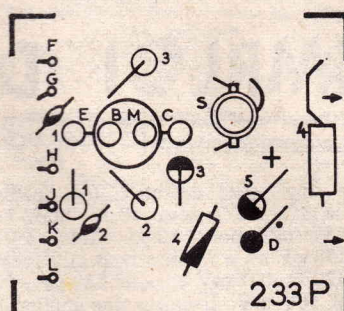
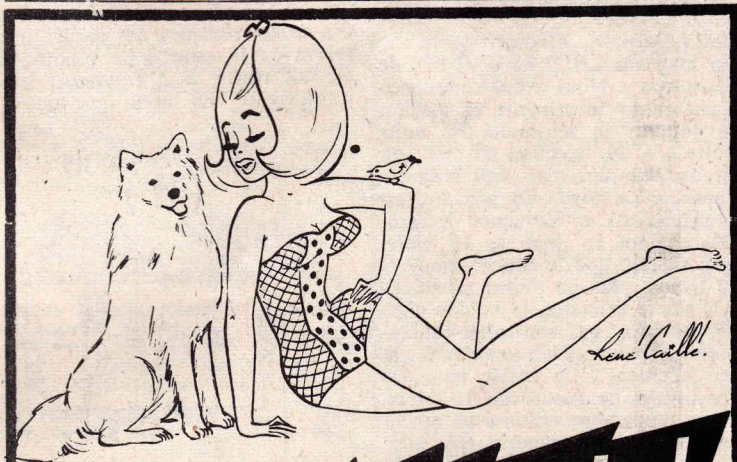


FIG. 2

formant une équerre, dans le boîtier métallique. Ce dernier comporte deux ergots à pas de vis, permettant de maintenir, à l'aide d'écrous, circuit imprimé et couvercle-support. Une ouverture ménagée sur l'une des faces du boîtier permet d'accéder éventuellement au noyau de réglage de la bobine S, sans avoir à ouvrir l'ensemble.

VALEURS DES ELEMENTS

- R_1 : 10 k Ω - 0,5 W ;
- R_2 : 82 k Ω - 0,5 W ;
- R_3 : 470 Ω - 0,5 W ;
- R_4 : 33 k Ω 1 W.
- C_1 = 1 000 pF céramique ;
- C_2 = 2 200 pF céramique ;
- C_3 = 1,4 pF ;
- C_4 = 7,5 pF céramique ;
- C_5 = 20 μ F ;
- T = AF 102.
- D = diode Zéner Z 12 A.



Stupéfiant !

Paquets de dépannage modernes
composés de matériel « garanti » à des prix...
que nous vous invitons à juger vous-mêmes.

PAQUET N° 1	Valeur réelle
5 Transistors gre. OC44 à F 2,90	14,50
10 » » OC45 à F 2,90	29,00
10 » » OC71 à F 2,45	24,50
10 » » OC72 à F 2,85	28,50
15 Diodes de détection à F 1,20	18,00
10 » redresseur 24 V - 50 mA à F 1,50	15,00
5 » 0,3 A - 280 V à F 4,50	22,50

Valeur 152,00

pour le prix de 50,00 port et emballage compris c'est-à-dire 1/3 de sa valeur

PAQUET N° 2
1 gre OC44, 2 gre OC45, 2 gre OC70, 4 gre OC71, 2 gre OC72, 10 Diodes de détection soit F 40,60 de valeur à moitié prix, c'est-à-dire **20,00**
Port et emballage compris

RADIO-PRIM, 296, rue de Belleville
PARIS (20^e) Pte des Lilas 636-40-48
RADIO M.J., 19, r. Claude-Bernard
PARIS (5^e) Gobelins 402-47-69

Service Province :
RADIO M.J. EXPORT PARIS (20^e)
296, rue de Belleville 797-59-67
C.C.P. Paris 8.127-64

RADIO-PRIM, 5, rue de l'Aqueduc
PARIS (10^e) Gare du Nord 607-05-15

N° 233 - ADAPTATEUR FI 2^e CHAÎNE

Ensemble complet en pièces détachées, compris diode Zéner, transistor, circuit imprimé, boîtier, etc... **42,73**

RADIO-PRIM, 296, rue de Belleville
PARIS-20^e Pte des Lilas 636-40-48

RADIO M.J., 19, r. Claude-Bernard
PARIS-5^e Gobelins 402-47-69

RADIO-PRIM, 5, rue de l'Aqueduc
PARIS-10^e Gare du Nord 607-05-15

Service Province :
RADIO M.J. EXPORT PARIS (20^e)
296, rue de Belleville 797-59-67

C.C.P. PARIS 8.127-64

CONNAISSANCES ÉLÉMENTAIRES NÉCESSAIRES POUR FAIRE UN BON EMPLOI DES TRANSISTORS

(Suite voir N° 1084)

EXAMEN DE QUELQUES AUTRES SOLUTIONS POUR LE DISCRIMINATEUR

Nous avons choisi, parmi pas mal de schémas proposés dans la documentation technique, celui qui est représenté figure 587. Il est, parmi beaucoup d'autres, essentiellement différent de celui que nous avons étudié et adopté, par le fait qu'il n'y a pas de tertiaire. Le renvoi de la tension primaire au milieu du secondaire est fait par un condensateur C. Un autre point intéressant pour l'expérimentation est la mise au point de la bobine d'arrêt BA.

Le primaire et le secondaire sont faits comme dans le cas précédent. Nous avons commencé avec $C = 47$ pF et BA formée de 35 spires de fil 0,2 mm, 2 couches soit sur un mandrin LIPA 7MB75. Pas de résistance r . Nous avons commencé par l'anode du primaire en plaçant le 460 sur la sensibilité 7,5 volts entre a et m, injection 65 mV ; on lit un peu plus d'un volt à la résonance. Le noyau du primaire est presque sorti, la fréquence de résonance étant en deçà de 10 MHz, ceci signifie que le condensateur C se trouve plus ou moins en parallèle sur le primaire, la bobine d'arrêt ne joue pas son rôle entièrement, le point milieu secondaire est partiellement à la masse pour les fréquences de l'ordre de 10 MHz. Nous avons alors enfoncé un noyau ferreux dans le mandrin BA, augmentant par là la valeur du coefficient de self-induction de la bobine et l'accord sur 10,7 MHz a été possible. Ensuite, le secondaire a été réglé pour obtenir l'inversion du sens de la tension à 10,7 MHz, voltmètre connecté entre b et c. On

a une petite déviation (de l'ordre de 100 mV) pour 10,55 MHz et 350 mV pour 10,85 MHz, avec 150 pF on a mesuré respectivement 320 et 480 mV et pour 220 pF 400 et 500 mV. Il existe une influence de la fréquence de résonance de la bobine d'arrêt du côté des fréquences basses, ce qui signifie que la valeur de L est insuffisante, il faut faire une bobine avec du fil de 0,1 mm et garnir toute la longueur du mandrin. Nous n'avons pas poursuivi ces essais, laissant au lecteur le soin de continuer à expérimenter sur ce discriminateur et sur quelques autres, pour son information.

Un essai a été fait d'insérer une résistance r en série avec la bobine BA pour contribuer au blocage de la haute fréquence et pour amener une amélioration dans la similitude des caractéristiques des diodes. Un relevé de la courbe de réponse a été fait avec $r = 220$ ohms et sans r . La figure 588 montre en tout la

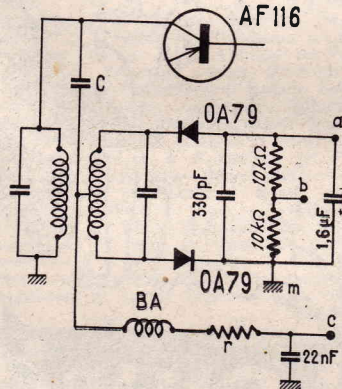


Fig. 587. — Schéma d'un discriminateur sans tertiaire. — BA : bobine d'arrêt 10,7 MHz

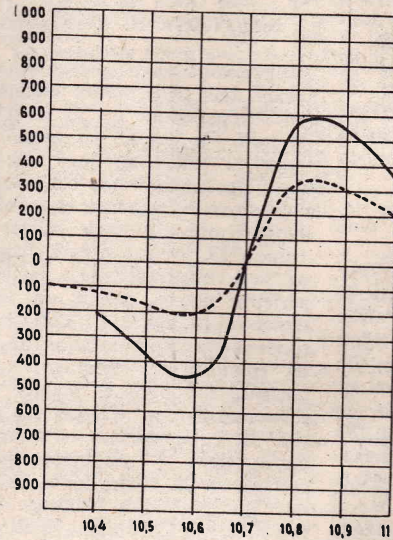


Fig. 588. — Courbe de transfert du discriminateur sans tertiaire en tirrets, une résistance r de 220 ohms est en circuit en trait plein, résultat obtenu sans la résistance r

courbe avec r et en trait plein, le résultat obtenu sans résistance en série. Il faudrait resserrer le couplage entre le primaire et le secondaire, la partie rectiligne du relevé s'étend seulement sur 125 kHz.

Rappelons quelques notions qui pourront être utiles à connaître pour ces essais.

On insère parfois en série avec le tertiaire une résistance de 10 à 100 ohms pour obtenir une certaine compensation de la différence qui peut exister entre les caractéristiques dynamiques des deux diodes. Un couplage trop fort entre primaire et secondaire peut créer un accident dans la partie centrale de la courbe. On réduit l'écart entre les deux sommets en améliorant le Q des circuits. Le couplage est à choisir pour obtenir un bon compromis entre la largeur de bande,

la sensibilité et le transfert de puissance. Le nombre de spires du tertiaire a une influence sur la qualité de l'élimination de la modulation d'amplitude ou réjection AM-FM pour des signaux forts.

Voici l'amorce d'expériences à faire sur les discriminateurs. Nous proposons des schémas de montage sur lesquels le lecteur pourra faire des essais.

Nous donnons, à cet effet, les schémas de quelques systèmes détecteurs de récepteurs commerciaux. La figure 589 a donné le détecteur d'un récepteur Philips. En b, il s'agit d'un récepteur Cicor, ici pas de tertiaire, une liaison directe à travers une résistance, selon un schéma proposé par Philips, nous avons fait figurer le bobinage de l'étage oscillateur dont la correction de stabilité en fréquence est

Puisque l'électronique vous intéresse...

Rien d'aussi complet, d'aussi clair
et précis n'avait été fait jusqu'à ce jour

Connaissez-vous ce NOUVEAU COURS

**SEMI-CONDUCTEURS
et TRANSISTORS**

La documentation sur cette étude par correspondance est adressée sur demande, sans engagement. Joindre 2 timbres
INSTITUT TECHNIQUE PROFESSIONNEL, Service F 1
69, rue de Chabrol, PARIS (10*) - PRO. 81-14

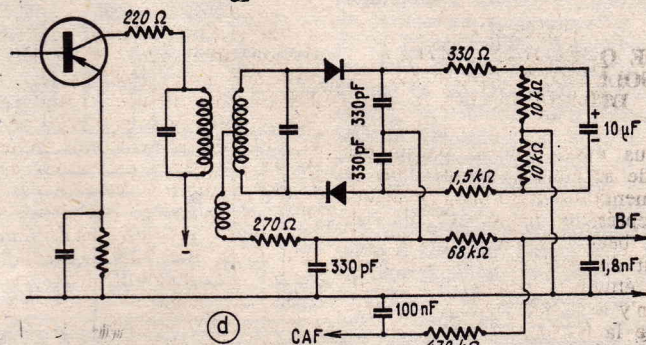
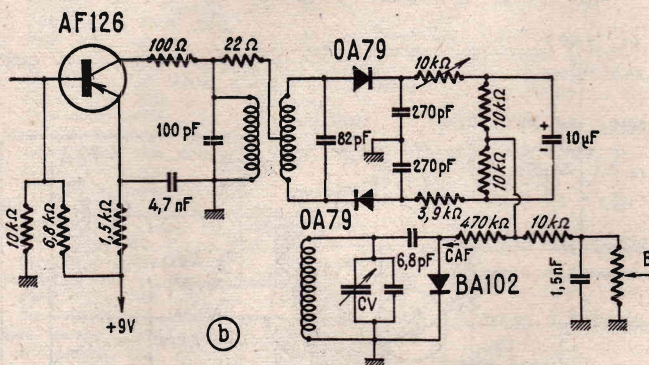
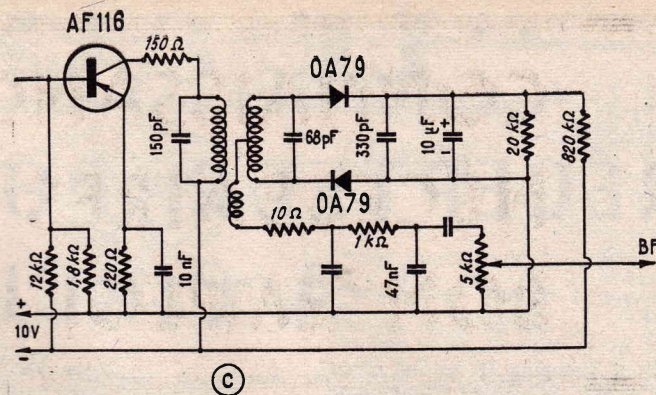
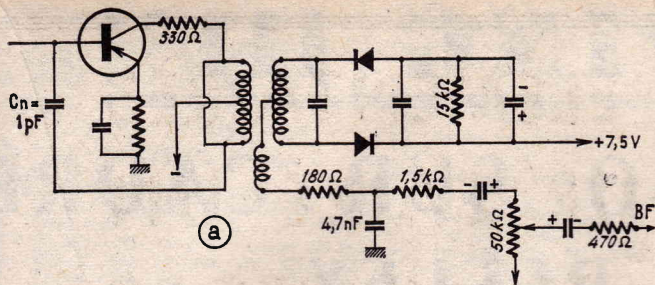


FIG. 589 a - b - c - d. — Schémas de systèmes détecteurs extraits de récepteurs commerciaux. Les solutions sont variées, pour les détails

assurée par une diode BA 102 commandée depuis le détecteur. En c, il s'agit d'un détecteur proposé par Mullard; ce système présente la particularité de faire travailler le transistor AF 116 avec un courant de 4,8 mA, plus élevé que le milliampère habituel, la tension d'alimentation est ici de 10 volts, qui restent des 12 volts de la tension de la batterie après les découplages. On obtient, d'après l'information recueillie, environ 5 dB de gain en plus par rapport au montage classique qui donne un gain de 20 dB. La stabilisation pour la température est un peu faible, il est recommandé de ne pas faire

utile est fort, un parasite est d'autant plus gênant que la fréquence à laquelle il correspond est élevée. Dans le but de réduire le niveau de bruit sur les fréquences élevées et le souffle, on opère à l'émission une accentuation dans la zone aiguë du spectre musical. La valeur de l'accentuation correspond à 50 μ s, on favorise les aigus par rapport aux basses (figure 590). A la réception, il faut ramener la courbe de réponse à un aspect normal, autrement on aurait un niveau dans l'aigu qui serait gênant pour l'oreille; pour le faire, on insère à la sortie basse fréquence un circuit R.C. dont les constantes sont telles que le produit $R \times C$ soit égal à 50 μ s.

Dans la partie de montage représentée figure 591 le condensateur C_1 est destiné à mettre à la masse le tertiaire du discriminateur pour la fréquence 10,7 MHz, sa valeur est choisie telle que la perte d'aiguës ne soit pas trop forte. On peut déterminer expérimentalement la valeur de cet ensemble, mais il faut disposer d'un générateur modulé en fréquence que l'on module en basse fréquence, pour injecter à l'entrée du discriminateur de l'amplificateur une tension dont la modulation a des caractéristiques identiques à la

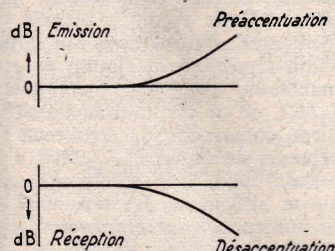


FIG. 590. — Excédent d'aiguës à l'émission par préaccentuation, nivellement au niveau 0 à la réception par désaccentuation

fonctionner le récepteur dans une ambiance dépassant 45°C. Le circuit de désaccentuation (50 μ s) est fait du groupe 47 nF et de la résistance de 10 000 ohms.

Le dernier montage (d) est extrait d'un récepteur de Bogen; l'amplificateur basse fréquence de ce récepteur comporte des systèmes de correction assez complexes.

PROBLEME DE LA DESACCENTUATION

En modulation de fréquence, la recherche de la bonne qualité est introduite dans tous les domaines. L'influence du souffle et celle des parasites sont pourchassés partout. La protection contre les parasites est d'autant meilleure que le signal

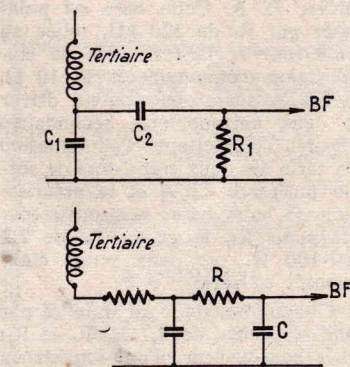


FIG. 591. — Sorties de discriminateurs RC, circuit de désaccentuation

modulation de l'émetteur, c'est-à-dire une courbe de préaccentuation correspondant à une constante de temps de 50 μ s. La valeur correcte de C_1 est liée à la valeur de R_1 et des autres composants du circuit, on la choisit pour que la réponse globale reste linéaire jusqu'à 15 kHz. Mais, derrière le détecteur, il y a l'amplificateur basse fréquence qui, lui aussi, a une certaine courbe de réponse en fréquence. On peut introduire un système de correction

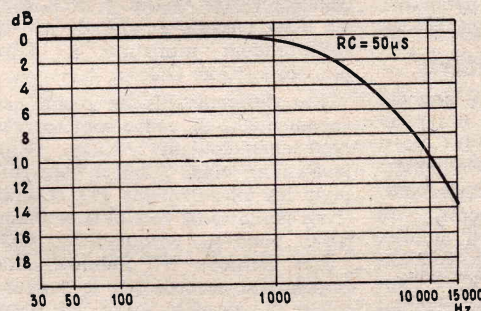


FIG. 592. — Courbe de la désaccentuation à obtenir dans l'ensemble basse fréquence du récepteur pour satisfaire aux normes fixées par la radiodiffusion

de tonalité et le régler pour la plus grande satisfaction de l'oreille. C_2 est le condensateur de liaison à R_2 qui peut être le potentiomètre de réglage de volume; sa valeur est fonction de celle de R_2 et aussi de l'impédance d'entrée du premier transistor basse-fréquence. Il faut que la réactance de C_2 ne soit pas trop faible (à 10,7 MHz), par rapport aux enroulements du transformateur.

Nous avons tracé, figure 592, la courbe de désaccentuation qu'il faut obtenir dans l'ensemble basse-fréquence du récepteur. En se donnant deux valeurs quelconques pour RC, par exemple $R = 10$ k Ω et $C = 5$ nF, pour le produit desquelles $RC = 50$ μ s, on calcule quelques points de la courbe d'affaiblissement produit par le réseau RC. On se trouve en présence d'un diviseur de tension constitué par une résistance et une capacitance (figure 593). Le calcul est simple.

Désignons par X_c la valeur de la capacitance, l'impédance de l'ensemble vu du côté E_1 est : $\sqrt{R^2 + X_c^2}$. La valeur de E_2 est :

$$E_2 = E_1 \frac{X_c}{\sqrt{R^2 + X_c^2}}$$

Pour le développement, on cal-

cule X_c qu'on élève au carré ensuite, ceci pour les valeurs suivantes : 100, 2 500, 5 000, 10 000 et 15 000 hertz. La connaissance des coordonnées de ces cinq points est suffisante pour pouvoir effectuer le tracé de la courbe.

Il faut que nos travaux soient plus avancés pour que nous puissions fixer, pour notre montage, les valeurs de R et de C . Nous connaissons maintenant le but à atteindre.

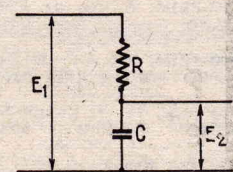


FIG. 593. — Le réseau RC constitue un diviseur de tension, E_2 diminue au fur et à mesure que la fréquence augmente

LE CAMPING III

RÉCEPTEUR PO - GO SUR CADRE A CIRCUIT REFLEX

LE Camping III est un récepteur PO - GO économique, présenté dans un coffret simili cuir, façon sellier, de $23 \times 15 \times 7,5$ cm. Il est équipé d'un cadre ferrite PO - GO de 20 cm de longueur, d'un contacteur miniature à deux poussoirs PO et GO et d'un haut-parleur circulaire à aimant permanent de 12 cm de diamètre.

Le schéma de ce récepteur, original, été étudié de façon à obtenir le maximum de performances pour un récepteur de ce type à montage reflex. Les quatre transistors assurent les fonctions suivantes :

AF168, amplificateur haute fréquence et préamplificateur basse fréquence ;

72 A, amplificateur BF driver ;
2 $\times$ 72 A, amplificateur push-pull final à alimentation série, sans transformateur de sortie.

Un circuit imprimé (réf. 211) supporte tous les éléments du récepteur, sauf le haut-parleur et la prise d'antenne montés sur le coffret. L'utilisation de ce circuit permet la réalisation très rapide de ce récepteur, même par des débutants, avec toutes les chances de succès.

SCHEMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe complet du récepteur est indiqué par la figure 1. Le cadre ferrite PO-GO est représenté avec ses deux bobinages PO et GO, chaque bobinage comprenant deux enroulements, l'un comportant le plus grand nombre de spires, accordé par le condensateur variable à air CV et l'autre constituant un enroulement adaptateur d'impédance, destiné à attaquer la base du transistor am-

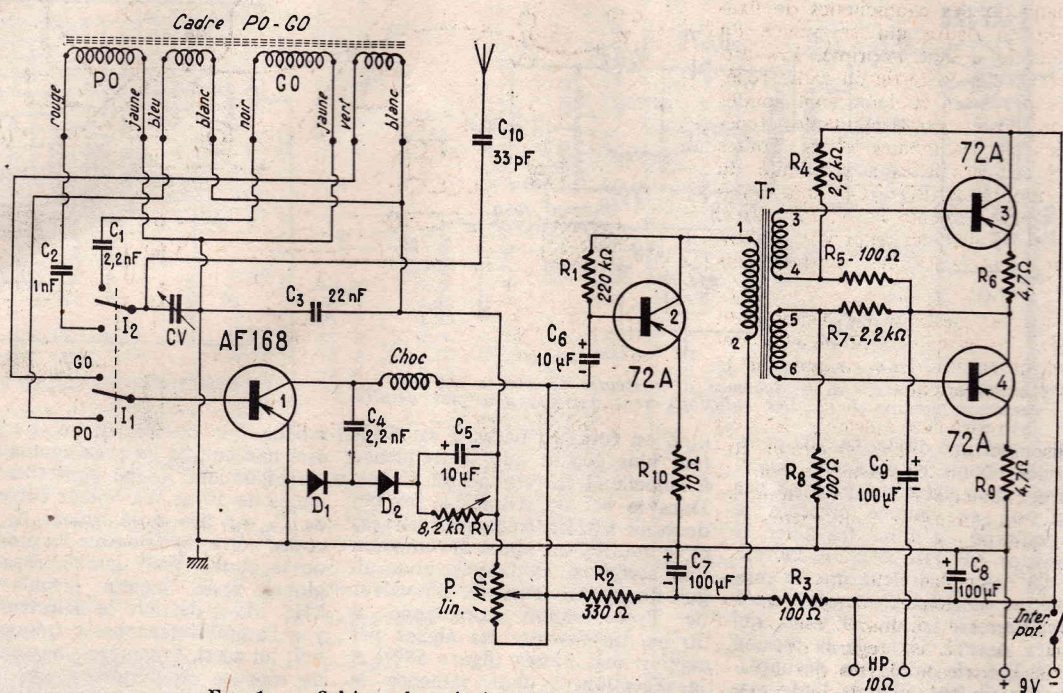


Fig. 1. — Schéma de principe du récepteur reflex à 4 transistors

plificateur HF AF168. I₁ et I₂ sont les deux circuits commutés par le commutateur miniature à deux poussoirs PO et GO.

Les différents fils de sortie des enroulements du cadre sont repérés par leurs couleurs : rouge (Rg), jaune (Jn), blanc (Ble) et bleu (Bl) pour les enroulements PO et noir (Nr), jaune (Jn), vert (Vt) et blanc (Ble) pour les enroulements GO.

Les tensions HF induites dans le primaire accordé par le condensateur à air CV, dont les deux cages lames fixes sont montées en parallèle, sont transmises par l'intermédiaire du secondaire et du circuit de commutation I₁ sur la base du transistor AF168. Le circuit de commutation I₂ relie les lames fixes du condensateur variable à air à une extrémité du primaire des bobinages PO ou GO selon le poussoir enfoncé, alors que I₁ permet la commutation des enroulements secondaires correspondants.

Les tensions HF sont amplifiées sur le collecteur dont la charge est constituée par une self de choc. Elles sont ensuite transmises à la diode détectrice D₁ par C₄, de 2 200 pF.

La polarisation continue négative de la base de l'AF168 est assurée par le potentiomètre de 1 M Ω monté en résistance variable et par la résistance ajustable RV de 8,2 k Ω . La diode D₂ qui constitue un discriminateur de polarité permet le

retour à la masse en continu de RV qui constitue ainsi avec le potentiomètre de 1 M Ω , un pont diviseur de tension polarisant la base de l'AF168 à une tension négative variable. RV règle la réaction et les tensions BF détectées, dont les résidus de haute fréquence sont éliminés par le condensateur de découplage C₃, se trouvent réinjectées par l'intermédiaire de l'un des enroulements secondaires PO ou GO du cadre sur la base de l'AF168 qui remplit ainsi également la fonction de préamplificateur basse fréquence.

Les tensions BF, qui ne sont pas bloquées par la self de choc du circuit collecteur, chargé également par la résistance série R₂, de 330 Ω , sont appliquées par C₆ sur la base du transistor amplificateur driver 72 A. Cette base est polarisée par R₁ de 220 k Ω , reliée au collecteur et la résistance de stabilisation d'émetteur est de 10 Ω .

TR est un transformateur driver à deux enroulements secondaires séparés permettant l'alimentation en série des deux transistors de sortie push-pull 72 A et la polarisation de leurs bases respectives par les ponts R₄, R₅ et R₇, R₈, de 2,2 k Ω -100 Ω , ces deux ponts étant montés en série.

Chaque émetteur est stabilisé par une résistance de 4,7 Ω (R₆ et R₉) et le haut-parleur, d'une impédance de 10 Ω a sa bobine mobile reliée entre le — 9 V de l'alimentation

et le collecteur de l'un des transistors par le condensateur C₉ 100 μ F.

La mise au point très simple consiste à régler la résistance ajustable RV de façon à obtenir les meilleures performances. Sur la position sensibilité maximum et gain maximum par le potentiomètre 1 M Ω , on ne constate aucun sifflement, comme sur de nombreux récepteurs de ce type. A partir d'un certain seuil, il y a blocage sans aucun sifflement. La sensibilité et la musicalité sont étonnantes pour un récepteur aussi simple.

MONTAGE ET CABLAGE

La partie supérieure du circuit imprimé (réf. 211), de 14×11 cm, fourni aux amateurs est représentée sur la figure 2. Une échancrure prévue pour l'emplacement du condensateur variable. Une pièce métallique triangulaire représentée pointillée, est vissée au bâti du coffret et sert à sa fixation au circuit imprimé par l'intermédiaire de trois tiges filetées de 40 mm dont les écrous sont représentés. Lorsque CV est fixé, la plaquette triangulaire se trouve à 30 mm du circuit imprimé.

La cosse de masse du CV est reliée à la cosse M du circuit imprimé, cosse représentée en pointillés étant donné qu'elle se trouve du côté du circuit imprimé. Les deux cosses lames fixes sont réunies

N° 211 - CAMPING III RÉCEPTEUR RADIO PO-GO SUR CADRE A CIRCUIT REFLEX

Ensemble complet en pièces détachées, compris transistors, circuit imprimé, valise, H.-P., etc. (sans pile) 74,25

RADIO-PRIM, 5, rue de l'Aqueduc
PARIS-10^e Gare du Nord 607-05-15

RADIO-PRIM, 296, rue de Belleville
PARIS-20^e Pte des Lilas 636-40-48

RADIO M.J., 19, r. Claude-Bernard
PARIS-5^e Gobelins 402-47-69

Service Province :
RADIO M.J. EXPORT PARIS (20^e)
296, rue de Belleville 797-59-67

C.C.P. PARIS 8.127-64

et reliées à la cosse CV, disposée également du côté du circuit imprimé. Cette même cosse est connectée par C₁₀ à la prise d'antenne.

Le contacteur PO - GO, spécial pour circuit imprimé, a ses six cosse soudées au circuit imprimé. Il est disposé comme indiqué sur la figure 2, aucune erreur d'orientation n'étant possible.

Sur la partie inférieure gauche les deux rectangles hachurés correspondent au passage à travers la plaquette des caoutchoucs de fixation du cadre qui se trouve du côté du circuit imprimé. Les différents fils de sortie du cadre repérés par leurs couleurs sont soudés aux cosse correspondantes repérées par les mêmes lettres. Toutes les cosse situées à proximité du commutateur PO - GO sont celles des enroulements PO et les autres, à proximité des supports du cadre, sont celles des enroulements GO.

La self de choc est disposée du côté du circuit imprimé. On remarquera les deux strapps sur la partie supérieure.

La résistance ajustable RV est disposée du côté du circuit imprimé. Il en est de même pour le potentiomètre de 1 M Ω dont les fils de connexion sont représentés en pointillés.

Le transformateur driver T sera orienté en tenant compte que son enroulement primaire est repéré par un trait en regard des deux cosse correspondantes qui doivent traverser les trous du circuit imprimé à proximité du potentiomètre.

Les deux diodes ont leurs sorties cathode repérées par des points. La nomenclature des autres éléments de la plaquette est indiquée ci-après :

- R₁ : 220 k Ω ;
- R₂ : 330 k Ω ;
- R₃ : 100 Ω ;
- R₄ : 2,2 k Ω ;
- R₅ : 100 Ω ;
- R₆ : 4,7 Ω ;
- R₇ : 2,2 k Ω ;
- R₈ : 100 Ω ;
- R₉ : 4,7 Ω ;
- R₁₀ : 10 Ω ;
- C₁ : 2 200 pF ;
- C₂ : 1 000 pF ;
- C₃ : 22 000 pF ;
- C₄ : 2 200 pF ;
- C₅ : électrochimique 10 μ F ;
- C₆ : électrochimique 10 μ F ;
- C₇ : électrochimique 100 μ F ;
- C₈ : électrochimique 100 μ F ;
- C₉ : électrochimique 100 μ F ;
- C₁₀ : 33 pF mica.
- T₁ : AF168 ; T₂ : 72 A ; T₃ : 72 A ; T₄ : 72 A.

La figure 3 montre une vue arrière du récepteur avec son circuit imprimé et les liaisons entre ce circuit et les éléments extérieurs. On remarque sur le côté circuit imprimé les éléments représentés en pointillés sur la figure 2 : self de choc, potentiomètre, résistance ajustable, cosse de liaison au cadre PO-GO, au haut-parleur et à la pile 9 V.

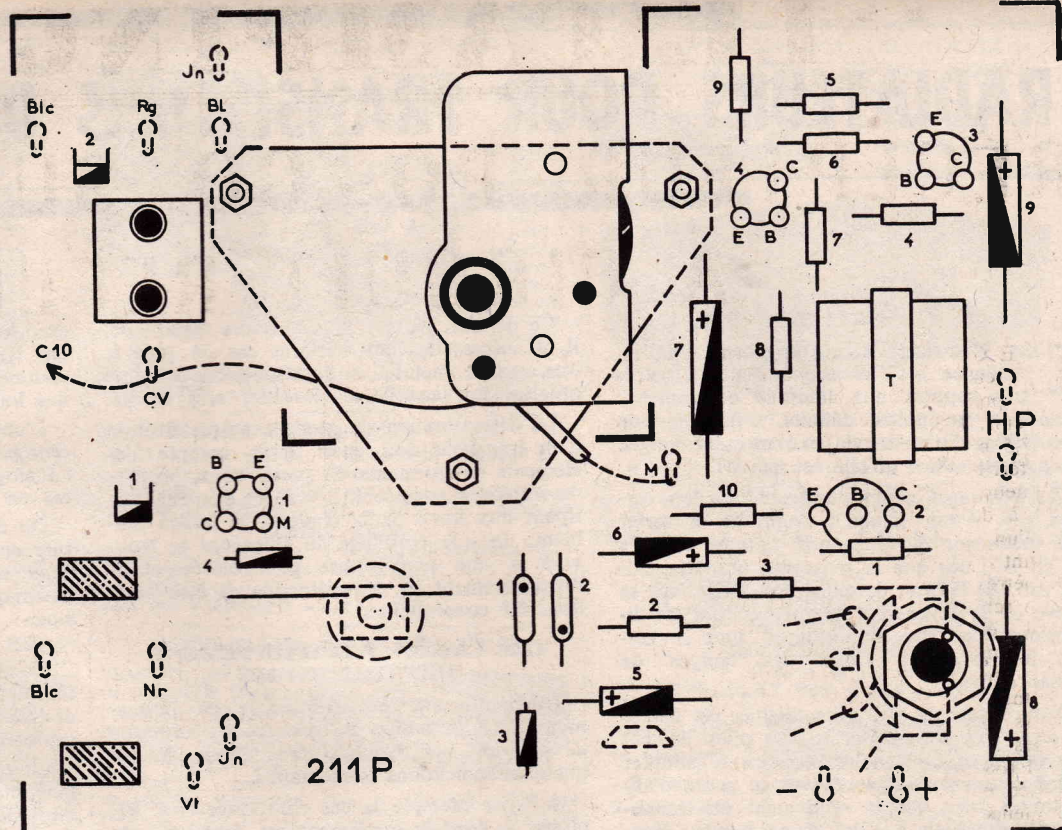


FIG. 2. — Disposition des éléments sur la partie supérieure du circuit imprimé 211. Le trapèze représenté en pointillé correspond à la résistance ajustable RV de 8,2 k Ω , disposée du côté du circuit imprimé

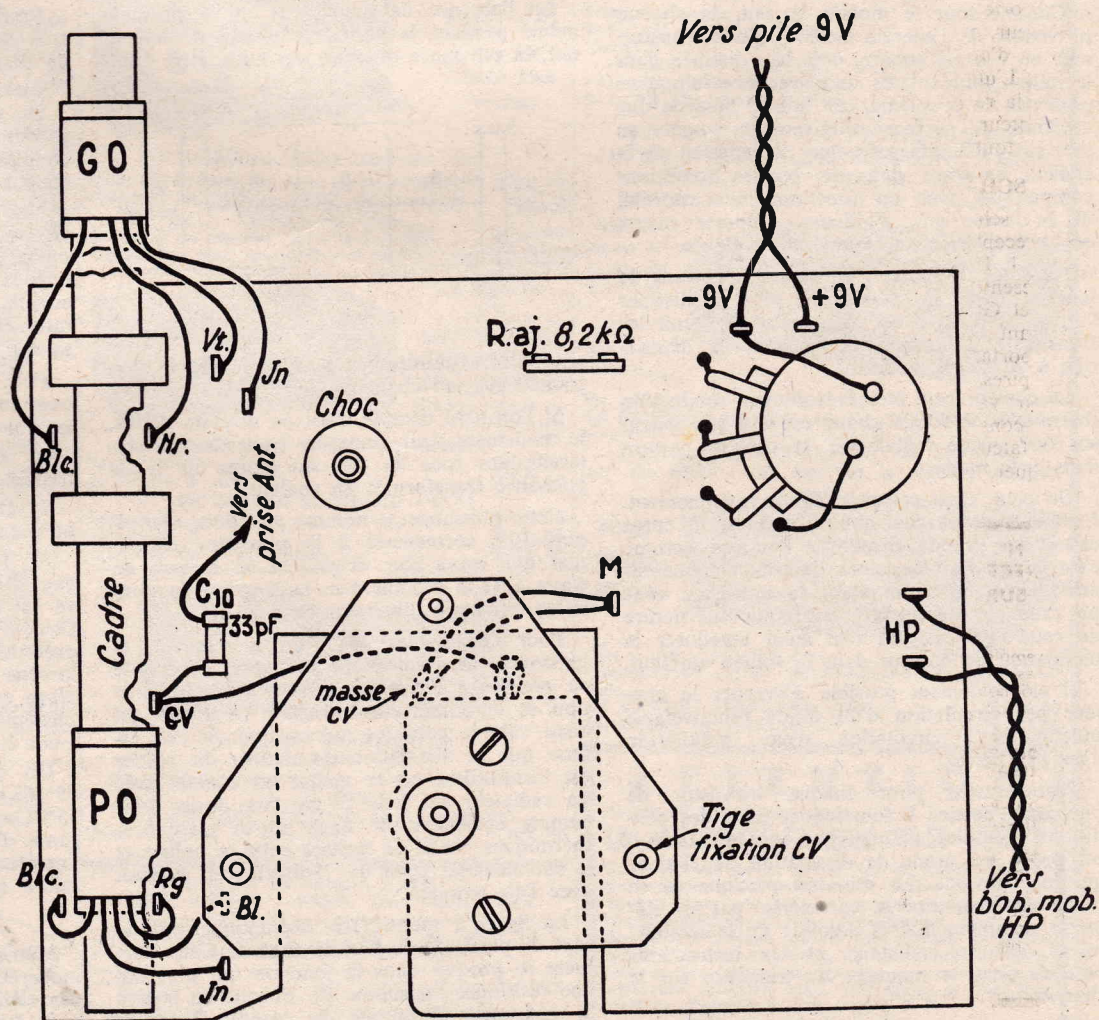


FIG. 3. — Eléments reliés au côté circuit imprimé de la plaquette 211

RADIATEURS POUR TRANSISTORS DE PUISSANCE

GENERALITES

C'EST avec juste raison que l'on met en évidence les avantages des transistors par rapport aux lampes, notamment : diminution et poids réduits, consommation plus faible, durée de vie extrêmement longue (on prétend même qu'elle est infinie).

Ces avantages sont toutefois réduits dans certains cas. Ainsi, lorsqu'il s'agit de se servir d'un transistor de puissance, comme c'est le cas en BF, dès que la puissance modulée exigée est de l'ordre de plusieurs watts, on se trouve en présence d'un transistor dont les dimensions sont plus importantes, tout en restant inférieures à celles des lampes de puissance égale.

D'autre part, la puissance dissipée est élevée de sorte que l'alimentation sur piles devient trop onéreuse et l'on est conduit à adopter l'alimentation sur secteur. Avec ce genre d'alimentation, bien que le rendement du transistor soit supérieur à celui d'une lampe, l'économie réalisée en consommation de courant du secteur n'a plus une grande importance, en raison du prix relativement réduit de l'énergie électrique fournie par l'E.D.F.

Comme tout le monde le sait, la chaleur provenant de l'énergie électrique non transformée en énergie sonore, doit être dissipée dans le milieu ambiant, ce qui, avec une lampe ne pose pas de problème, car celle-ci possède une ampoule de surface relativement grande, en tout cas suffisante pour que l'évacuation de la chaleur se fasse dans de bonnes conditions compatibles avec un fonctionnement normal de la lampe qui, d'ailleurs, supporte mieux que le transistor une température élevée.

Avec les transistors, en raison justement de leur petitesse, la chaleur ne peut se dissiper suffisamment et il est obligatoire de munir les transistors de dispositifs amenant la dissipation à un niveau suffisant.

La chaleur peut être évacuée par conduction thermique. Si l'objet chaud est fixé solidement sur une masse métallique, la chaleur passera dans cette masse.

On peut aussi compter sur le rayonnement. Il faut dans ce cas, que la surface du corps chaud soit grande. Si elle ne l'est pas, comme c'est le cas des transistors, on peut l'augmenter artificiellement en montant le transistor avec un radiateur de surface suffisante. La nature de cette surface peut elle aussi améliorer la dissipation de chaleur dans le milieu ambiant.

Il est également possible d'évacuer la chaleur par circulation d'un fluide renouvelable indéfiniment : circulation d'eau, ventilation d'air par hélice.

Pratiquement pour chaque transistor de puissance, destiné à fonctionner dans des conditions normales, définies par son fabricant, il est prévu un mode de dissipation de chaleur qui lui convient. La mise en pratique de ce mode de dissipation se caractérise par les éléments complémentaires adjoints au transistor : micas isolants, radiateur, et les instructions précises pour le montage du transistor sur le châssis.

Ce dernier, n'étant plus toujours métallique, il est nécessaire dans certains cas de prévoir une surface métallique de dimensions minimales précises sur laquelle le transistor sera monté.

La détermination du mode exact de fixation d'un transistor doit aussi tenir compte des éléments environnants. Si parmi ceux, proches du transistor considéré, il y a des éléments dissipant eux aussi de la chaleur, le milieu ambiant, dans le voisinage du transistor se trouvera à une température plus élevée et le refroidissement du transistor devra être amélioré en conséquence.

LES CAUSES D'ECHAUFFEMENT DES TRANSISTORS

L'échauffement des transistors est intimement lié à la notion de *résistance thermique de jonction*, sur laquelle nous allons donner quelques indications élémentaires.

Soit par exemple le cas d'un étage final BF classe A dont le rendement est de 50 %, ce qui signifie que la puissance modulée est la moitié de la puissance alimentation, qui dans cet exemple serait alors de 6W, fournie par une source de 12 V 0,5 A.

En l'absence de signal, cas qui se présente même pendant la période d'emploi de l'appareil, la puissance modulée est nulle et le tran-

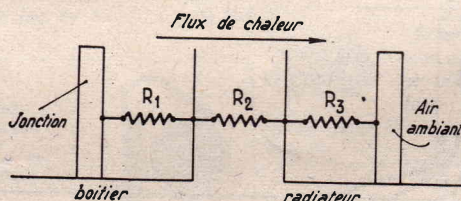


FIG. 1

sistor devra dissiper la puissance alimentation transformée en chaleur.

Si l'on tient compte aussi de diverses pertes, le rendement peut descendre à 40 % et il resterait dans tous les cas, au moins 60 % de puissance transformée en chaleur.

Cette puissance se nomme *puissance thermique*. Elle correspond à la puissance électrique qui est à son origine et se mesure en watts. Elle se produit dans la jonction du transistor qui est à l'intérieur de celui-ci.

Pour l'écoulement du flux de chaleur, la puissance thermique aura à traverser une suite de *résistance thermique* situées entre la jonction et le boîtier du transistor (tout ceci est aussi valable pour les redresseurs). Si l'on estime que la dissipation de chaleur du boîtier est insuffisante, on le mettra en contact avec un radiateur et dans ce cas, on devra tenir compte également de deux autres résistances thermiques : celle de contact entre le boîtier et le radiateur et celle du radiateur, en contact avec l'air ambiant.

La figure 1 montre très schématiquement, le sens de parcours du flux de chaleur. Cette dernière se produit dans la jonction qui présente une résistance thermique R_1 . Ensuite on trouve la résistance thermique de contact R_2 entre le boîtier et le radiateur, s'il y en a. Le radia-

teur lui-même présente une résistance thermique R_3 . Les résistances thermiques se groupent comme les résistances électriques et il existe une loi analogue à la loi d'Ohm.

L'unité de résistance thermique est le *degré centigrade par watt* dont le symbole est $^{\circ}\text{C}/\text{W}$. L'analogie avec la résistance électrique mesurée en V/A ressort de l'expression de celle-ci :

On démontre que la différence de température entre la jonction du transistor et l'air est égale au produit de la somme des résistances thermiques par la puissance thermique à dissiper :

$$t_j - t_{\text{amb}} = \sum (R_{th} \cdot P) \quad (1)$$

Comme $R_{th} = R_1 + R_2 + R_3$, la résistance thermique a les dimensions d'une température divisée par une puissance, le second membre représente bien une température.

La température t_j est la température de jonction du transistor. Elle peut être calculée ou indiquée dans la liste des caractéristiques du transistor. La température t_{amb} est évidemment la température ambiante, par exemple 25°C et il est évident que l'intérêt du montage mécanique dissipatif de chaleur provient du fait que $t_j > t_{\text{amb}}$.

Pratiquement, on indique un maximum de t_j à ne pas dépasser en aucun cas, sous peine de destruction ou d'altération irréversible du semi-conducteur.

On voit que les semi-conducteurs ne seraient à vie infinie qu'en fonctionnant d'après des conditions normales imposées et, d'ailleurs connues.

Une autre caractéristique est la puissance dissipable maximum admissible (et non maximum possible). Elle est d'autant plus faible que la température du boîtier du transistor augmente. Lorsque le boîtier atteint la température maximum de jonction, la puissance dissipable devient nulle.

Pour utiliser un transistor de puissance, nécessitant un dispositif d'évacuation de la chaleur, il faut connaître les grandeurs suivantes :

1° Puissance électrique à dissiper par le transistor ;

2° Résistance thermique entre jonction et boîtier ;

3° Température ambiante maximum pouvant être atteinte par l'air dans lequel se trouve le radiateur dans tous les cas possibles. Ceux-ci sont connus généralement. On sait par exemple que l'appareil fonctionnera en été lorsque la température est élevée ou sur une plage ensoleillée ou, cas spécial, dans un établissement où la chaleur est exceptionnellement élevée : usine, bains, etc.

On compte normalement, en France, sur 45°C maximum dans un appartement et sur 55°C maximum dans des cas spéciaux courants. Pour ces cas tout à fait exceptionnels, une étude spéciale de la construction de l'appareil à transistors est évidemment obligatoire.

LES RADIATEURS

Même à partir de puissances alimentation modérées de l'ordre du watt, il faut utiliser des radiateurs. Ceux-ci sont établis en fonction des données citées plus haut. La détermination conduira à un radiateur possédant

une forme, une surface et une matière précises mais, bien entendu, le même problème peut comporter des solutions différentes donnant les mêmes résultats dont certains peuvent se montrer plus économiques ou moins encombrantes, par exemple.

Pour illustrer la manière d'établissement d'un radiateur considéré, à titre d'exemple, le transistor Cosém SFT 213 qui donne 3 W modulés.

La résistance thermique jonction-boîtier (R_1 sur la figure 1) est de $1,5^\circ \text{C/W}$ et T_j maximum est 95°C .

Soit 3 W la puissance modulée et 40 % le rendement. La puissance alimentation est alors $P = 3/0,4 = 7,5 \text{ W}$.

Supposons que l'appareil fonctionne normalement dans un appartement et adoptons comme température ambiante, $t_{amb} = 45^\circ \text{C}$. On obtient la différence :

$$\Delta t = t_j - t_{amb} = 95 - 45 = 50^\circ \text{C}$$

La formule donnée plus haut donne alors, une résistance thermique totale $\Sigma R = R_1 + R_2 + R_3$ égale à

$$\Sigma R = \Delta t / P = 50/7,5 = 6,6^\circ \text{C/W}$$

Comme R_1 = résistance thermique du transistor est de $1,5^\circ \text{C/W}$, il reste :

$$(R_1 + R_2 + R_3) - R_1 = R_2 + R_3 = 6,6^\circ \text{C/W} - 1,5^\circ \text{C/W} = 5,1^\circ \text{C/W}$$

On peut aussi, à titre de sécurité, envisager une résistance thermique « meilleure » que $R_2 + R_3 = 5,1^\circ \text{C/W}$. Ainsi, il est clair, $R_2 + R_3$ représente la résistance thermique entre le boîtier du transistor et l'air ambiant. On peut, en prenant certaines précautions, réduire la valeur de $R_2 + R_3$.

Dans le cas du SFT 213 (et dans ceux de bien d'autres types) le boîtier est en contact direct électrique avec le collecteur. On peut alors fixer le transistor de façon que le boîtier soit posé directement sur le radiateur sans aucun isolateur. En général, le collecteur n'est pas à la masse (sauf montage à collecteur commun où ceci est possible) et si l'on connecte électriquement le collecteur au radiateur, il faut isoler le radiateur de la masse du châssis.

Si l'on adopte cette façon de monter mécaniquement le transistor, la feuille isolante habituelle de mica est supprimée et, avec elle, la résistance thermique boîtier-radiateur (R_2).

Pour que R_2 soit nulle ou tout au moins négligeable il faut réaliser un contact excellent entre boîtier et radiateur. Ceci est réalisé si les deux surfaces en présence sont parfaitement planes et bien appliquées l'une sur l'autre à l'aide des vis de serrage. La lame d'air entre les deux surfaces sera ainsi éliminée.

Pour améliorer le contact, on conseille d'enlustrer les surfaces en présence de graisse ou vernis aux silicones.

La résistance thermique de contact sera alors réduite, dans le cas de notre exemple, à $0,5^\circ \text{C/W}$.

On a trouvé plus haut, pour le radiateur, une résistance thermique de $6,6 - 1,5 = 5,1^\circ \text{C/W}$. En soustrayant la résistance de

$0,5^\circ \text{C/W}$, il reste $4,6^\circ \text{C/W}$. Par mesure de sécurité, on prendra une valeur inférieure par exemple 4°C/W .

Reste maintenant à établir le radiateur ayant une résistance de 4°C/W . Pour cela, il faudrait disposer d'une formule :

$$R_{th} = f(S) \quad (2)$$

R_{th} étant la résistance thermique du radiateur déterminée comme indiqué plus haut et S la surface d'un radiateur dont les autres caractéristiques : métal, épaisseur du métal,

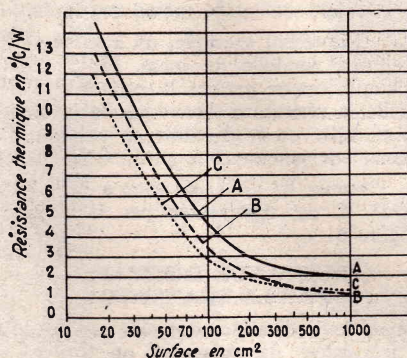


FIG. 2

surface brillante ou mate, position de la plaque sont connues.

Nous donnons à la figure 2 un graphique qui représente la formule indiquée plus haut.

En abscisses, la surface S en cm carrés.

En ordonnées, la résistance thermique en $^\circ \text{C/W}$.

La courbe A correspond à un radiateur en aluminium épais de 1,6 mm. La courbe B (en traits interrompus) est valable pour un radiateur en cuivre épais de 1,5 mm. La courbe C en pointillés est valable pour une plaque d'aluminium de 2 mm d'épaisseur.

Les plaques sont disposées verticalement, elles sont brillantes et la surface indiquée est celle d'une seule face. Température ambiante 25°C .

Dans le cas particulier d'une surface de refroidissement de $27 \times 27 \text{ cm}$, à la température ambiante de 25°C nous donnons au tableau I ci-après la résistance thermique pour différentes épaisseurs du métal et plusieurs sortes de métaux, compte tenu également de la vitesse des filets d'air circulant autour du radiateur.

Une formule empirique donne la résistance thermique de contact entre boîtier et radiateur (R_2) lorsqu'il y a une feuille de mica entre ces deux éléments :

$$R_2 = 122 \text{ l } ^\circ \text{C/W} \quad (3)$$

l étant l'épaisseur de la feuille de mica, en centimètres.

Les deux températures mentionnées précédemment sont :

t_j = température de jonction du transistor

t_{amb} = température ambiante.

On peut aussi considérer la température du

boîtier t_b à la relation indiquée plus haut :

$$\Delta t = t_j - t_{amb} \quad (4)$$

on peut joindre les deux différences de température suivantes :

$$\Delta t' = t_j - t_b \quad (5)$$

$$\Delta t'' = t_b - t_{amb} \quad (6)$$

qui additionnées nombre par nombre donnent évidemment :

$$\Delta t' + \Delta t'' = t_j - t_b + t_b - t_{amb} = t_j - t_{amb} = \Delta t$$

D'autre part, on a :

$$\Delta t = P (R_1 + R_2 + R_3) \quad (7)$$

P étant la puissance dissipée à la température ambiante t_{amb} . Les notices indiquent généralement R_1 résistance thermique de jonction ou $R_1 + R_2$, R_3 étant la résistance thermique de contact ou de fixation entre boîtier et refroidisseur. Dans ce cas où l'on connaît $R_1 + R_2$, on peut calculer R_3 à l'aide de la solution

$$R_3 = \frac{t_j - t_{amb}}{P} - (R_1 + R_2) \quad (8)$$

Si l'on peut mesurer la température du boîtier t_b ce qui est réalisable en laboratoire à l'aide d'un thermocouple, on pourra calculer la résistance R_3 à l'aide de la formule :

$$R_3 = \frac{t_b - t_{amb}}{P} - R_2 \quad (9)$$

la valeur de R_2 pouvant être calculée en se servant de la formule très simple donnée plus haut (3). Indiquons que R_2 minimum est obtenue lorsque l'on enduit de graisse ou de vernis au silicone les surfaces à superposer.

La connaissance, par un moyen ou un autre, de R_3 résistance thermique du refroidisseur, permet de calculer sa surface S en utilisant la formule :

$$S = \frac{1}{R_3 \sigma} \quad (10)$$

avec S = surface en centimètres carrés

σ = coefficient d'expansion thermique évalué en milliwatts par centimètre carré par degré centigrade

R_3 = résistance thermique du refroidisseur en $^\circ \text{C/W}$.

On peut aussi utiliser le graphique que nous avons donné à la figure 2.

La « constante » σ ne l'est pas tout à fait, en réalité, car elle dépend dans une certaine mesure de la différence de température entre le refroidisseur et la température ambiante, ainsi que de la grandeur de la surface du refroidisseur.

Pratiquement, on trouve que σ est comprise entre 1 et 2 mW/cm² $^\circ \text{C}$ et on pourra adopter la valeur moyenne de 1,5 mW/cm² $^\circ \text{C}$ ou $1,5 \cdot 10^{-3} \text{ W/cm}^2 \text{ } ^\circ \text{C}$. La surface S du refroidisseur peut être considérée de deux manières. Comme il s'agit d'une feuille de métal, il y a deux faces et S calculée est la surface d'une seule face donc la surface totale de refroidissement est $2S$. Si la circulation d'air s'effectue seulement sur une face, la plaque aura une surface $2S$ sur une seule face, cas du montage direct du transistor sur un châssis horizontal.

Si le transistor est monté sur une feuille de métal exposée à l'air sur ses deux faces (placée verticalement très souvent), S représente la surface d'une face du refroidisseur et la surface totale utile est toujours $2S$. On adoptera de préférence des refroidisseurs de forme carrée ou rectangulaire très proche de la forme carrée. La forme idéale serait la forme circulaire.

TABEAU I

Nature du refroidisseur	Epaisseur (mm)	R_{th} $^\circ \text{C/W}$
Cuivre	1,5	1,35
Cuivre, ailette ventilée vitesse 3,3 m/s	1,5	0,55
Aluminium	1,6	2
Aluminium	2	1,5
Aluminium, ailette ventilée $v = 3,3 \text{ m/s}$..	1,6	1,1
Aluminium, ailette ventilée $v = 3,3 \text{ m/s}$..	2	0,7

EXEMPLES NUMERIQUES

En raison des multiples paramètres dont dépend le refroidissement correct d'un transistor de puissance, le calcul d'un refroidisseur ou radiateur, ne peut donner qu'une idée assez proche de la vérité de ses caractéristiques. Seuls les essais expérimentaux permettent de déterminer avec précision le meilleur refroidisseur et le moins encombrant.

Ainsi, avec le transistor mentionné précédemment SFT 213, on est parvenu à détermi-

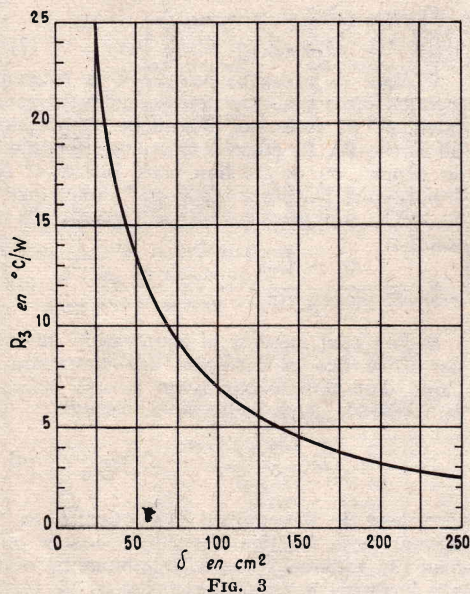


FIG. 3

ner une résistance thermique de radiateur de 4° C/W.

Si l'on utilise l'abaque de la figure 2 et la courbe A correspondant à une feuille d'aluminium de 1,6 mm d'épaisseur, on trouve que pour 4° C/W il faut prendre $S = 150 \text{ cm}^2$. Un carré ayant cette surface a un côté égal à $\sqrt{150} \text{ cm}$ ce qui donne un carré de 1,25 x 12,5 cm environ.

Des essais expérimentaux ont toutefois montré qu'il fallait un refroidisseur plus important de 15 x 15 cm, épais de 3 mm en aluminium ou duraluminium, la surface étant enduite de peinture noire mate et disposée dans un plan vertical surtout si $t_{\text{amb}} = 45^\circ \text{ C}$.

Par la suite, Cossem a étudié un radiateur type N3, dont la résistance thermique est de 4° C/W et dont les dimensions sont plus réduites : 9,7 x 4,9 x 2,8 cm. Ce radiateur fabriqué par le constructeur Cossem, n'est plus une simple feuille de métal, mais un vrai radiateur à ailettes augmentant considérablement la surface réelle (voir plus loin).

Un autre exemple se réfère au transistor SESCO THP 50 dissipant 5 W au maximum. Déterminons la surface S du refroidisseur qui sera disposé dans l'air ambiant à 25° C.

On a $P = 5 \text{ W}$, $t_j = 85^\circ \text{ C}$, $R_1 = 7^\circ \text{ C/W}$ et $R_1 + R_2 = 9^\circ \text{ C/W}$ donc $R_2 = 9 - 7 = 2^\circ \text{ C/W}$ qui est la résistance de « contact » par feuille de mica entre boîtier et plaque de refroidissement.

La relation :

$$R_2 = \frac{\Delta t}{P} - (R_1 + R_2) \quad (11)$$

donne, avec $\Delta t = 85 - 25 = 60^\circ \text{ C}$ et $P = 6 \text{ W}$ et $R_1 + R_2 = 9^\circ \text{ C/W}$:

$$R_2 = \frac{60}{6} - 9 = 3^\circ \text{ C/W}$$

La relation $S = 1/(R_2 \sigma)$ donne, avec $R_2 = 3^\circ \text{ C/W}$ et $\sigma = 1,5 \cdot 10^{-8}$:

$$S = \frac{1}{1,5 \cdot 10^{-8} \cdot 3} = \frac{1000}{4,5} = 225 \text{ cm}^2$$

ce qui correspond à un carré de 15 x 15 cm. Les deux faces étant exposées à l'air la surface totale de refroidissement est $2S = 450 \text{ cm}^2$.

Si une seule face est exposée à l'air, le carré aura un côté 1 égal à $\sqrt{450} = 21 \text{ cm}$. Épaisseur recommandée 2 mm.

L'abaque de la figure 2 donne avec la courbe A (épaisseur 1,6 mm aluminium) 120 cm² environ c'est-à-dire $S = 11 \times 11 \text{ cm}^2$ environ et $2S = 240 \text{ cm}^2$ donc moins que la formule.

Dans le présent exemple, on a supposé l'emploi d'une rondelle de mica. Si le montage de l'amplificateur permet la suppression de la rondelle la résistance thermique de fixation R_2 devient nulle ou négligeable et les dimensions du radiateur peuvent être plus réduites.

La formule $R_2 = 1/\sigma S$, avec $\sigma = 1,5 \cdot 10^{-8} \text{ W/cm}^2 \cdot ^\circ \text{C}$ est représentée par la courbe de la figure 3.

PUISSANCE DISSIPABLE PAR LE TRANSISTOR

Parmi les indications données par les notices des transistors de puissance on trouve aussi la variation de la puissance alimentation qui peut être dissipée normalement, en fonction de la résistance thermique (R_2) du refroidisseur. On constate que cette puissance P_{a1} augmente si le refroidisseur a une surface de refroidissement plus grande.

La relation qui exprime cette dépendance entre P_{a1} et R_2 est la suivante :

$$P_{a1} = \frac{t_j - t_{\text{amb}}}{R_1 + R_2 + R_3} \quad (12)$$

qui montre bien que si R_2 diminue (donc S augmente, P_{a1} augmente aussi).

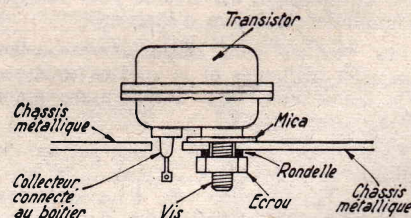


FIG. 4

Dans l'exemple concernant le transistor THP 50, on a $t_j = 85^\circ \text{ C}$, $t_{\text{amb}} = 25^\circ \text{ C}$, $R_1 + R_2 = 9^\circ \text{ C/W}$. Si R_2 devient nulle (S infinie ou pratiquement très grande) on trouve

$$P_{a1} = \frac{60}{9} = 6,6 \text{ W}$$

donc valeur supérieure à 5W indiquée précédemment.

MONTAGE PRATIQUE DES TRANSISTORS DE PUISSANCE

Les considérations précédentes indiquent qu'on ne peut pas traiter un transistor comme une lampe de puissance qui ne demande généralement aucune précaution de montage sauf cas spéciaux.

Pour l'utilisateur, les cas suivants peuvent se présenter :

1° le montage à effectuer est une « réalisation » comme celles publiées dans notre revue ; il suffit alors de suivre les instructions que l'auteur de la « réalisation » ne manque pas de donner au sujet du dispositif de fixation et de refroidissement des transistors de puissance ;

2° l'appareil à réaliser est inspiré d'un excellent schéma, mais dont les commentaires ne

donnent pas des indications sur le montage des transistors de puissance. Avant de se procurer le matériel nécessaire, l'intéressé demandera au fabricant du transistor ou à son représentant en France s'il s'agit d'un transistor étranger, la notice complète comportant non seulement les caractéristiques du semi-conducteur mais aussi son mode de refroidissement.

Faute de renseignements, il n'est pas possible de déterminer les caractéristiques des radiateurs et un montage incorrect pourrait détruire le transistor.

3° Si l'on possède les caractéristiques permettant le calcul du radiateur refroidisseur on utilisera les formules données plus haut et la courbe de la figure 3 en s'inspirant pour le calcul des exemples numériques donnés. A titre de précaution, on établira, dans la mesure du possible, des radiateurs de plus grande surface que ceux calculés et on placera le transistor et son radiateur en un endroit de l'appareil où l'air circule librement. Des radia-

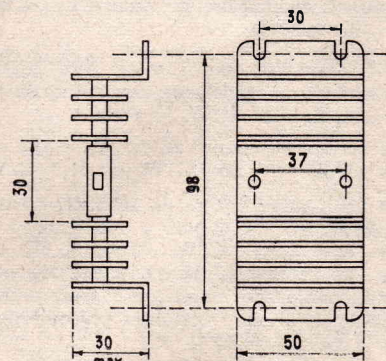


FIG. 5

teurs sont fournis par certains fabricants de transistors : Cossem, SESCO, La Radiotechnique.

Tous les transistors sont fournis avec le matériel de fixation comportant la plaquette de mica et les vis mais non avec les radiateurs.

La figure 4 donne un exemple de montage de transistor SESCO sur châssis métallique ou sur ailette de refroidissement.

Le collecteur étant connecté au boîtier métallique du transistor, celui-ci est isolé du châssis par la plaquette mica. Un serrage énergique est assuré par vis et écrou.

La figure 5 montre le radiateur type N3 Cossem mentionné précédemment. On voit la manière dont on a obtenu une plus grande surface de refroidissement tout en diminuant les dimensions.

Les radiateurs N3, N4 et N5 sont prévus pour la gamme actuelle suivante de transistors : SFT 211 - 213 - 214 - 239 - 240 - 250 - 264 - 265 - 266 - 267 - 268 et 2N 1100.

REFERENCES

1° Caractéristiques thermiques des transistors de puissance montés sur radiateurs Cossem par R. Micolet (Document Cossem).

2° Détermination pratique de la température de jonction des transistors de puissance, par R. Micolet (Doc. Cossem).

3° Information technique n° 2 : Le refroidissement des transistors et redresseurs de puissance (Doc. SESCO).

4° Manuel d'Applications, édition mai 1962 (SESCO).

5° Applications des transistors à jonction, volume IX : calcul des radiateurs (Doc. La Radiotechnique).

Ces documents peuvent être demandés aux sociétés mentionnées.

ÉCLAIRAGE PORTATIF FLUORESCENT

LE rendement lumineux d'un tube fluorescent est supérieur à celui d'une ampoule à incandescence. Il est donc intéressant d'utiliser ce mode d'éclairage lorsque la source d'alimentation est une pile ou une batterie dont on désire réduire le plus possible la consommation. Le cas se présente en particulier pour l'éclairage en camping lorsque l'on ne dispose pas du secteur.

La lampe portative à tube fluorescent décrite ci-après se compose :

- d'un boîtier en matière plastique de $105 \times 70 \times 30$ mm, comprenant un transistor oscillateur, associé à un transformateur spécial, l'ensemble étant monté sur un circuit imprimé (réf. 222) ;

- d'un boîtier en matière plastique de $205 \times 80 \times 30$ mm, qui comporte le réflecteur et le tube fluorescent de 6 watts. La longueur de ce tube est de 20 cm et son diamètre de 15 mm. Ce deuxième boîtier est fixé au premier.

broches d'un porte-piles gros modèle, équipé de piles du type torche.

SCHEMA DE PRINCIPE

La figure 1 montre le schéma de principe complet de la lampe. Le transistor 26 A est monté en oscillateur convertisseur, la réaction étant obtenue par un couplage des circuits base et collecteur. Le sens de branchement des enroulements doit être respecté pour qu'il y ait oscillation. Les fils de sortie du transformateur sont repérés par les couleurs mentionnées sur le schéma.

Le secondaire du transformateur spécial silicore à noyau en C (fils vert et marron) délivre une tension alternative de l'ordre de 175 V qui est appliquée au tube fluorescent.

A chaque extrémité le tube fluorescent comporte deux broches qui sont reliées ensemble, sur un côté à une extrémité du secondaire et sur l'autre à l'autre extrémité. On remarquera en outre que l'une des extrémités du secondaire se trouve

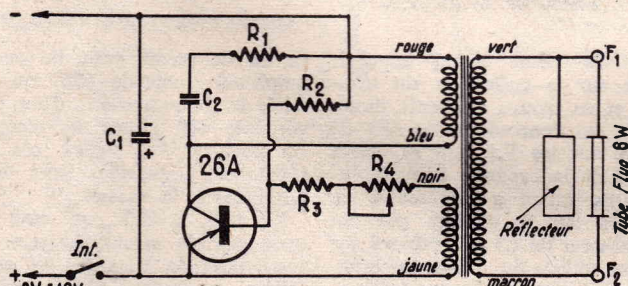


Fig. 1. — Schéma de principe du convertisseur

L'alimentation s'effectue sous 9 à 16 V, la tension conseillée correspondant au meilleur rendement étant de 12 V. Sous 9 V, la consommation est de 250 à 300 mA.

La pile ou la batterie d'alimentation est reliée au boîtier du transistor oscillateur convertisseur par l'intermédiaire d'un bouchon à quatre broches fixé à ce boîtier. L'utilisateur a ainsi la possibilité de relier sa batterie 12 V par un bouchon femelle correspondant ou d'enfoncer directement les quatre broches d'alimentation dans la prise quatre

en outre reliée au réflecteur métallique, ce qui facilite l'amorçage.

Le tube fluorescent est un Duke FL 6 W.

MONTAGE ET CABLAGE

Le premier travail consiste à câbler le circuit imprimé 222 du convertisseur. Ce circuit de 95×60 mm comporte une échancrure de 50×30 mm, correspondant à l'emplacement du transformateur.

La figure 2 montre la disposition des éléments sur la partie supérieure du circuit imprimé 222, ainsi que celle du transformateur oscillateur T. Les liaisons entre les fils de sortie de ce transformateur et les cosses du circuit imprimé sont repérées :

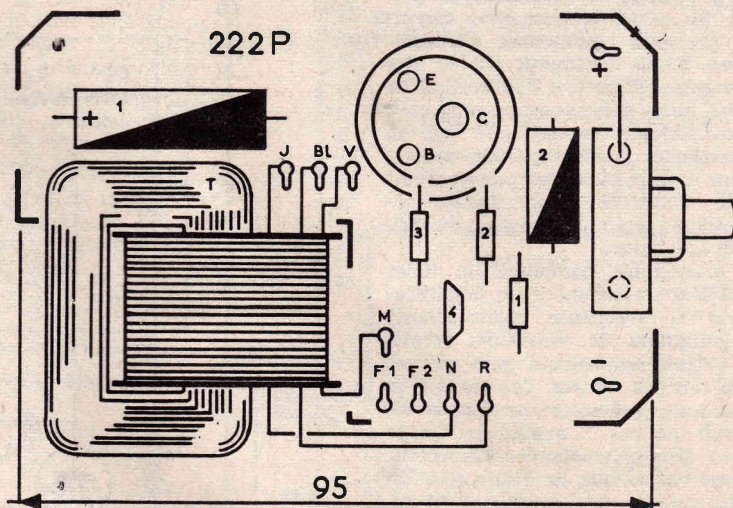


Fig. 2. — Disposition des éléments sur la partie supérieure du circuit imprimé 222 du convertisseur

J : fil jaune ;
BL : fil bleu ;
V : fil vert ;
M : fil marron ;
R : fil rouge.

Ce transformateur sera orienté en tenant compte des couleurs précitées des fils de sortie et disposé comme indiqué.

Parmi les autres éléments du circuit imprimé, on remarque sur le côté droit l'interrupteur à poussoir fixé au circuit par deux fils nus 10/10 vissés dans les cosses de serrage de l'interrupteur, ainsi que les résistances et condensateurs dont la nomenclature est la suivante :

R₁ : 10 Ω - 0,5 W ;
R₂ : 3 k Ω - 0,5 W ;
R₃ : 20 Ω - 0,5 W ;
R₄ : résistance ajustable 150 Ω ;
C₁ : 200 μ F - 16 V ;
C₂ : 1 μ F - 250 V (SAME).

Le transistor de puissance 26 A est fixé par son écrou collecteur après interposition sur la partie supérieure du circuit imprimé d'une rondelle destinée à éviter que sa tige de fixation ne dépasse trop du côté du câblage imprimé.

Fixer du côté circuit le bouchon dont les quatre broches traversent le côté arrière du boîtier en matière plastique. La fixation au boîtier est réalisée par deux vis et écrous. Souder les cosses des broches aux

cosses + et - du circuit imprimé en respectant la polarité habituelle du bouchon.

Le circuit imprimé est fixé au fond du boîtier par deux tiges filetées, l'une de 40 mm et l'autre de 60 mm de longueur. Ces mêmes tiges servent à fixer le deuxième boîtier en matière plastique au premier. La plus longue, de 60 mm, traverse le réflecteur et permet de maintenir le couvercle du boîtier réflecteur. Prévoir un morceau de souplis pour isoler la tige filetée du réflecteur. Ce dernier a une cosse qui est soudée, conformément au schéma, à la cosse F1 du secondaire, reliée également aux deux broches de l'une des extrémités du tube. Les deux autres broches du tube sont reliées à F2, correspondant au fil marron du secondaire.

Le tube fluorescent se trouve au foyer du réflecteur et solidement maintenu grâce à deux échancrures du boîtier et du couvercle du réflecteur. Seules les deux extrémités, avec leurs deux broches de branchement, dépassent et les liaisons sont assurées par un bouchon en matière plastique à l'intérieur duquel sont disposés un passe-fil en caoutchouc et deux cosses de raccordement.

La figure 3 montre le croquis de montage des deux boîtiers convertisseur et réflecteur.

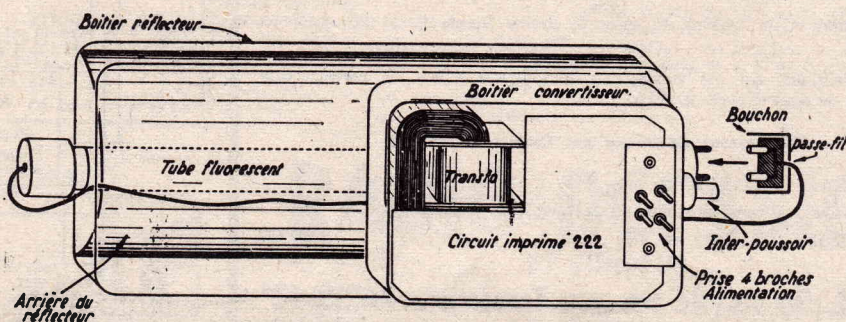


Fig. 3. — Vue arrière de l'assemblage des boîtiers convertisseur et réflecteur

N° 222 - LAMPE CAMPING A TUBE FLUORESCENT

Ensemble complet en pièces détachées, compris coffrets, transistors, tube fluo, circuit imprimé, etc. (sans pile) **70,40**

RADIO-PRIM, 296, rue de Belleville
PARIS-20^e Pte des Lilas 636-40-48

RADIO M.J., 19, r. Claude-Bernard
PARIS-5^e Gobelins 402-47-69

RADIO-PRIM, 5, rue de l'Aqueduc
PARIS-10^e Gare du Nord 607-05-13

Service Province :
RADIO M.J. EXPORT PARIS (20^e)
296, rue de Belleville 797-59-67

C.C.P. PARIS 8.127-64

ADAPTATEUR UHF A TRANSISTORS

NOUS avons décrit, à plusieurs reprises, des ensembles permettant l'adaptation à la deuxième chaîne des anciens téléviseurs. La réalisation que nous présentons ce mois-ci à nos lecteurs se distingue par sa simplicité de montage. Un contacteur à deux poussoirs permet d'établir toutes les commutations nécessaires pour le passage du 819 au 625 lignes.

L'ensemble comprend un tuner UHF à transistors et un amplificateur à fréquence intermédiaire. L'utilisation de transistors permet d'obtenir un meilleur gain qu'avec un tuner à lampes. Les transistors du tuner présentent un facteur de bruit très bas, la qualité de l'image s'en trouve améliorée. La robustesse mécanique de l'ensemble est très bonne, et l'encombrement réduit ($140 \times 140 \times 45$ mm).

ANALYSE DU SCHEMA

Le tuner UHF, équipé de deux transistors AF 139, ou similaires, est livré câblé et réglé. Nous en donnons cependant le schéma de principe à la figure 1.

Les caractéristiques essentielles de ce tuner sont les suivantes : gamme couverte : 470 à 862 MHz; FI image : 32,7 MHz; FI son : 39,2 MHz; impédance d'entrée : 75 Ω , asymétrique; facteur de bruit : 8 dB à 862 MHz, 11 dB à 470 MHz; tension d'alimentation : +12 V; courant d'alimentation : 8,5 mA.

La liaison F.I. entre le tuner UHF et l'amplificateur F.I. se fait par l'intermédiaire d'un filtre de bande, constitué par deux circuits surcouplés par une capacité à la base. Le primaire de ce filtre, livré câblé et réglé, est également représenté sur la figure 1.

1. Le primaire du filtre de bande (Self L_1) se trouve situé sur le tuner UHF.

2. La capacité de couplage se compose :

— D'une part des condensateurs C_1 et C_2 (sur le tuner UHF.);

— D'autre part du câble coaxial de liaison entre le tuner UHF et l'amplificateur F.I.

3. Le secondaire du filtre de bande se trouve situé sur l'amplificateur F.I. supplémentaire à câbler.

Cet étage est représenté à la figure 2. On utilise ici un transistor AF 124 monté en base commune. Il est alimenté sous 10 à 12 V par réduction de la HT 220 V du téléviseur dans la cellule parallèle de deux résistances de 33 k Ω 2 W. La résistance d'émetteur est de 470 Ω . Celle de base est de 82 k Ω , découplée par un condensateur de 2,2 nF. Le signal issu du tuner et du primaire du filtre de bande incorporé à celui-ci, est transmis à l'émetteur de l'AF 124 après passage dans le secondaire du filtre, composé du condensateur 47 pF et de la self

Aj 1. Ce même signal apparaît ensuite sur le collecteur du transistor et se trouve transmis directement à l'enroulement Aj. 2, accordé sur les F.I. son et image à l'aide de la capacité parasite entre spires, qu'on a représentée en pointillés sur le schéma par un condensateur de 1,5 pF. Prélevé sur le point milieu du bobinage, le signal est alors conduit, par un condensateur de 15 pF et après commutation sur la position « 625 », vers l'anode de la mélangeuse (circuit I_1).

En est de même pour la seconde, amplitude verticale 625, qui sera reliée au potentiomètre d'amplitude verticale 819 lignes du récepteur. En position 819 lignes, ces deux résistances ajustables sont court-circuitées à la masse.

En 819, la H.T., qui était appliquée par le circuit I_1 aux deux résistances de 33 k Ω 1 W en parallèle, se trouve alors appliquée au circuit HT du rotacteur VHF.

MONTAGE ET CABLAGE

Le tuner UHF ainsi que le primaire du filtre de bande sont fournis câblés et réglés. Il n'y aura donc rien à effectuer sur ces éléments. Seules les liaisons masse, +12 V et coaxial de sortie sont à réaliser. Ces liaisons et leur mode de branchement sont données à la figure 3.

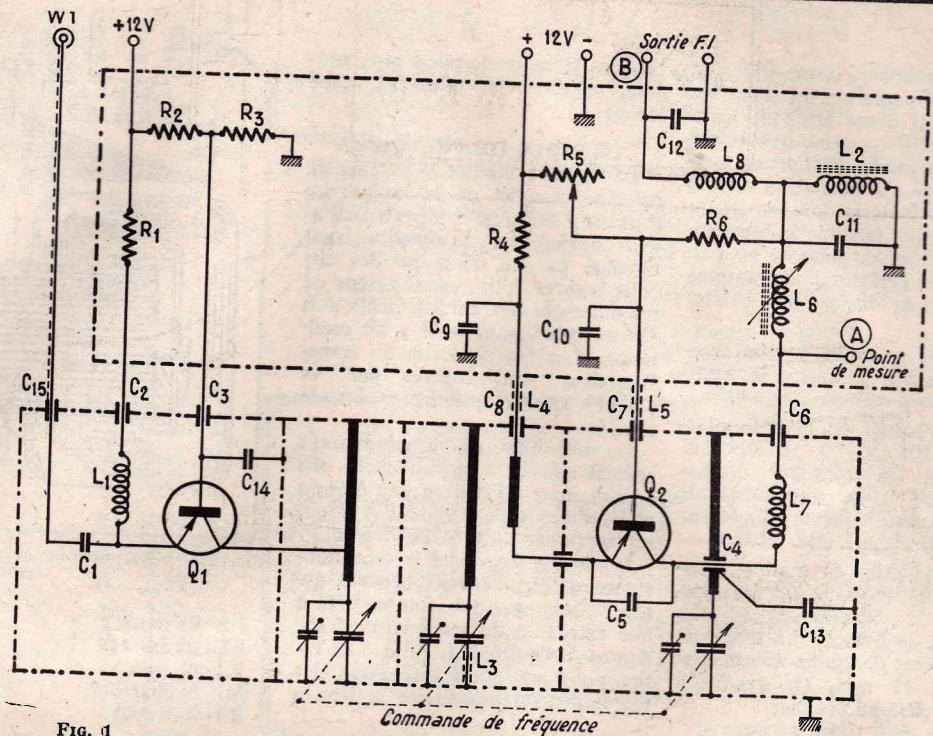


FIG. 1

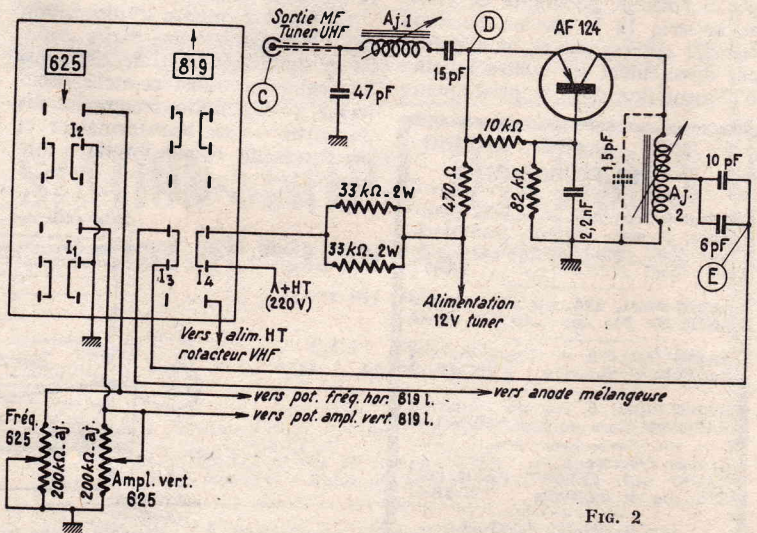


FIG. 2

Pour équiper tous les téléviseurs en seconde chaîne le Tuner Universel U.H.F. adaptateur à transistors

L'ensemble compact avec le tuner et l'amplificateur F.I. est livré complet câblé et réglé.

Ce tuner permet de recevoir la seconde chaîne Bande IV et Bande V en 625 lignes.

Pour la Belgique qui est passée en 625 lignes V.H.F. il permet aux frontaliers de recevoir E8 et E10.

Changement de bande par Clavier à touches

Dimensions 140 x 115 x 40 mm.

Permet toutes les commutations et se pose par 7 soudures.

Prix tout câblé et réglé 130,00

TERAL 26 bis, 26 ter, rue Traversière PARIS 12^e

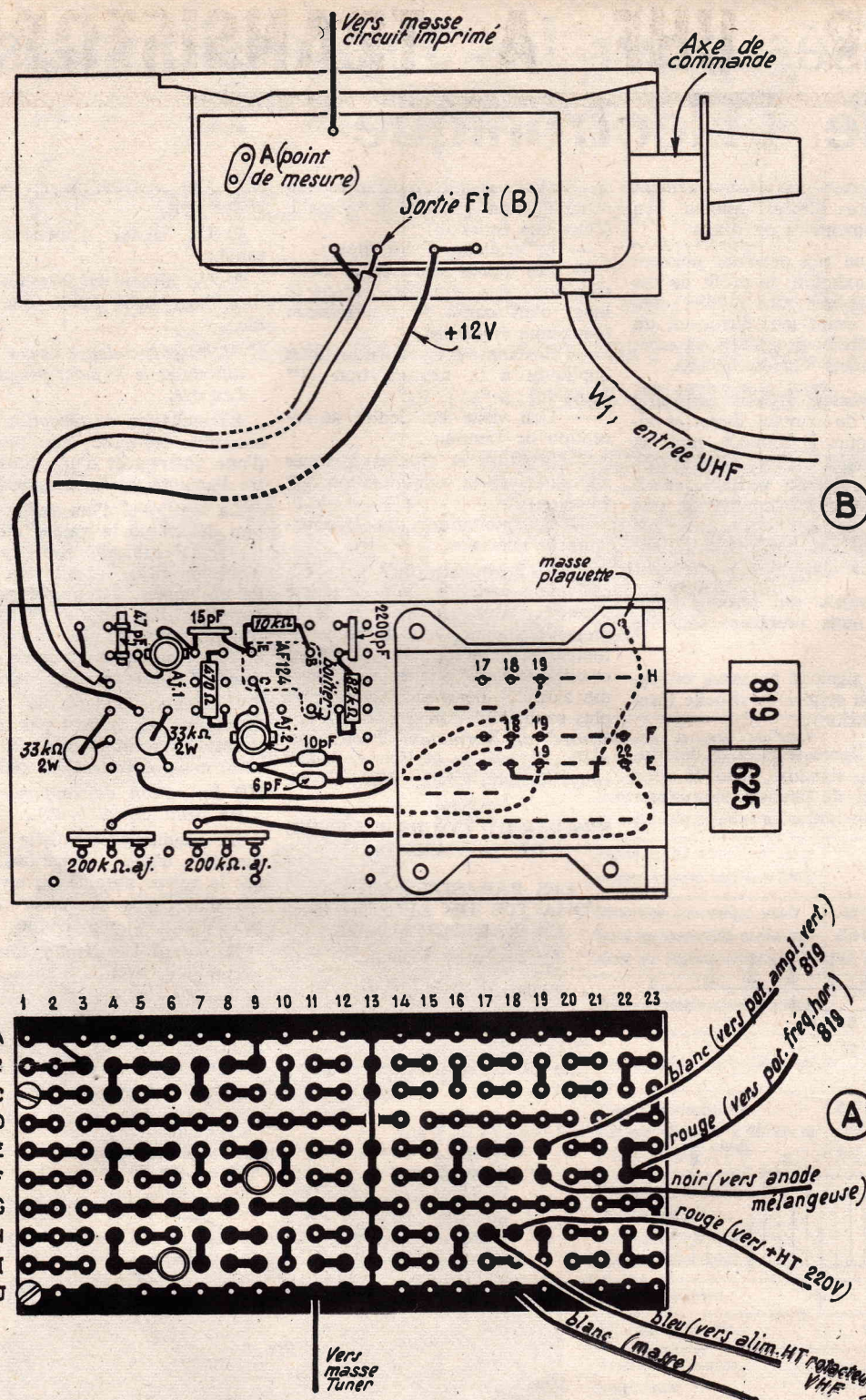


Fig. 3

On fixera ensuite le tuner sur le châssis-équerre métallique lui servant de support. Cette fixation s'effectue à l'aide de trois vis. On procède ensuite au câblage de l'amplificateur F.I. lui-même. Pour cela un circuit imprimé universel est fourni (fig. 3 a). Effectuer tout d'abord le câblage du contacteur à poussoir. Sur la figure 3 b, représentant la partie supérieure de la plaquette à circuit imprimé, le contacteur est fixé par la partie inférieure de certaines de ses cosses, que l'on voit par transparence, au circuit imprimé. Ces cosses sont repérées par des chiffres et des lettres, indiquant les coordon-

nées de fixation par rapport à la partie cuivrée du circuit imprimé (fig. 3 a). Les cosses du contacteur ne portant aucune mention particulière ne sont pas à souder au circuit imprimé. Elles resteront libres ou seront reliées, comme indiqué par les liaisons en pointillées, à d'autres éléments sur la plaquette. Lorsque le contacteur aura été câblé et fixé, procéder au câblage des autres éléments de la plaquette. Les bobinages sont fournis prêts à l'emploi sur le circuit même. On effectuera ensuite les liaisons indiquées à la figure 3 a sur la partie cuivrée du circuit universel. Lorsque le câblage de la

plaquette sera terminé, on la fixera sur le châssis support métallique à l'aide de vis, et on effectuera les liaisons au tuner (masse, en fil nu 15/10, + 12 V, en fil isolé blanc, et F.I., avec 15 cm de coaxial 75 Ω). Fixer l'ensemble sur le téléviseur en fonction de la place disponible, et en prenant soin de laisser les commandes accessibles facilement. Les circuits restés libres du contacteur pourront être utilisés pour effectuer d'autres commutations complémentaires en 625 lignes (condensateur de récupération, multi lignes, etc.).

1. Le problème consiste en injectant sur le point de mesure A du tuner U.H.F., une tension F.I. wobulée, à travers un condensateur de faible valeur (environ 0,5 pF), à observer la courbe sur le point E de la figure 2 et ce après détection.

Le réglage consiste alors en jouant sur les paramètres L_a et L_{sc} (fig. 1 et 2) à obtenir la courbe de réponse convenable. C secondaire ayant été calculé pour avoir la largeur de bande désirée et ceci en fonction de C_{11} , C_{12} , du câble de liaison et de la capacité au point D.

2. Ce circuit F.I. ne peut évidemment prétendre donner la réjection nécessaire sur la fréquence son du canal adjacent inférieur (31,2 MHz). Il est alors possible d'insérer au point C un réjecteur (voir fig. 5).

3. Contrôle de la courbe U.H.F.

— Injecter sur l'entrée W_1 du tuner une tension U.H.F. wobulée (environ 10 mV) (fig. 1).

— Mettre la sortie F.I. (B) à la masse (fig. 3).

— Mettre une résistance d'amortissement de 100 Ω entre le point de mesure A et la masse.

— Brancher au point A un amplificateur MF à large bande, 20 MHz environ.

— Observer, après détection, la courbe sur un oscilloscope.

— Des marqueurs 32,7 et 39,2 MHz étant mélangés dans l'amplificateur FI. pour situer ces points sur la courbe.

— La largeur de bande ainsi obtenue est de 6,5 MHz à 3 dB.

4. Contrôle de la courbe U.H.F. et F.I.

— Faire le branchement figurant au paragraphe 1.

— Injecter comme précédemment la même tension U.H.F. wobulée par W_1 .

— Observer la courbe au point E.

— La porteuse image doit être à 6 dB.

— La porteuse son doit être à 0 dB.

Signalons pour terminer que le réglage détaillé ci-dessus est celui pratiqué en usine. L'amateur qui ne dispose pas d'un wobuloscope peut cependant obtenir de bons résultats en procédant par petites retouches des bobinages L_a et L_{sc} et par substitution de C secondaire

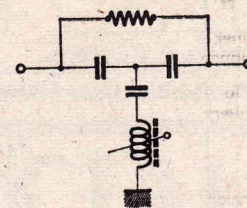


Fig. 5

jusqu'à obtention d'une bonne définition pour les mires 819 et 625 lignes, sans diminution du volume sonore.

Cours Télévisés pour les Professionnels de l'Electronique

L'O.R.T.F. vient de prendre l'heureuse initiative d'organiser des cours télévisés destinés aux professionnels de l'électronique. Depuis le début de ce mois, ces cours sont diffusés, à titre expérimental, sur l'ensemble des émetteurs de la 1^{re} chaîne, le vendredi, de 15 h. 30 à 16 h. 30 à la place des mires.

Les moyens employés sont les plus simples possibles: la télévision se prête en raison de sa grande souplesse à des réalisations très diverses. S'agissant d'informer et d'essayer de provoquer la réflexion des téléspectateurs une certaine rigueur est indispensable qui centre l'attention sur le sujet étudié.

Les conférenciers seront tous des professionnels, choisis en raison de leur compétence dans un domaine précis. En ce qui concerne le niveau, celui-ci sera adapté à un auditoire très large. Les calculs en général « inassimilables » devant une caméra, seront volontairement éliminés ou limités à la présentation de résultats importants. Par contre, il sera fait largement appel à la présentation de graphiques, de

photographies ou éventuellement de séquences filmées, donnant lieu à un commentaire en direct.

Pour que nos lecteurs puissent tirer le maximum de profit de ces cours, nous comptons publier chaque mois, avant leur diffusion, un résumé de ces cours, avec les schémas essentiels correspondants.

La télévision présente en effet l'avantage du contact direct et vivant du cours à domicile, mais sa fugacité même ne lui permet pas de prétendre à un véritable enseignement avec la stabilisation que cela suppose. Les documents que nous publierons permettront, dans une certaine mesure, d'y remédier.

Les sujets qui seront traités dans les mois prochains sont les suivants:

— Les signaux parasites en radiodiffusion sonore et visuelle (première émission);

— Les lignes tests et la détérioration des signaux vidéo le long d'un canal de transmission (première émission);

— Les signaux parasites en radiodiffusion sonore et visuelle (deuxième émission);

— Le traitement des films;

— Les lignes tests et la détérioration des signaux vidéo le long d'un canal de transmission (deuxième émission);

— Schémas et circuits logiques appliqués à la commutation (1^{re} émission);

— Une visite au Centre de réception de Limours;

— Schémas et circuits logiques appliqués à la commutation (2^e émission);

— L'exploitation des réémetteurs de télévision.

L'O.R.T.F. souhaite qu'à cette occasion un véritable dialogue puisse s'instituer avec les lecteurs de la presse technique, afin de recueillir toutes les observations, suggestions et critiques pour donner dans l'avenir à cette expérience le sens le plus souhaité. S'adresser à l'O.R.T.F., Centre de Formation Professionnelle, 29, rue de la Varne, Montrouge (Seine) - Tél.: PEL. 77-20.

RÉSUMÉ DU COURS TÉLÉVISÉ DU 26 MARS 1965

LES PARASITES ET LA QUALITÉ DE RÉCEPTION EN RADIODIFFUSION

(Sonore et Visuelle)
par M. BERTHOD

I) Les 3 conditions nécessaires (et suffisantes).

Une bonne qualité de réception exige:

1) Une installation de réception convenable;

2) Un signal d'intensité suffisante;

3) Un niveau de parasites ou de brouillage aussi faible que possible.

II) L'interdépendance de ces 3 conditions et le 3^e sujet principal d'exposé.

L'installation de réception est un ensemble composé d'un récepteur, d'une antenne et d'une liaison entre l'antenne et le récepteur.

La sensibilité d'une telle installation détermine la valeur minimum du signal utilisable sans parasites, d'où l'on peut discerner la valeur théoriquement acceptable pour les parasites. En fait, on est souvent conduit pour des raisons techniques et économiques à accepter des niveaux de parasites plus élevés.

D'ailleurs, malgré le progrès technique, on ne peut pas toujours supprimer complètement les parasites, mais seulement les réduire.

III) La notion de rapport: signal sur bruit (signal/bruit).

La condition essentielle dans la qualité d'une réception, n'est pas la valeur absolue du niveau des parasites, mais sa valeur relative par rapport au signal utile.

IV) Analyse des signaux parasites

On peut distinguer deux sortes de parasites (figure 1).

1) Les parasites qui sont dus à l'émission d'ondes entretenues occupant un spectre de fréquences d'une faible largeur.

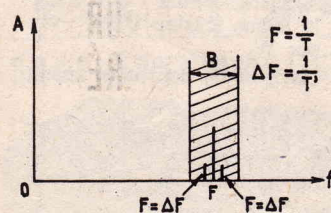
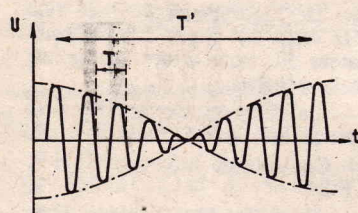


FIG. 1

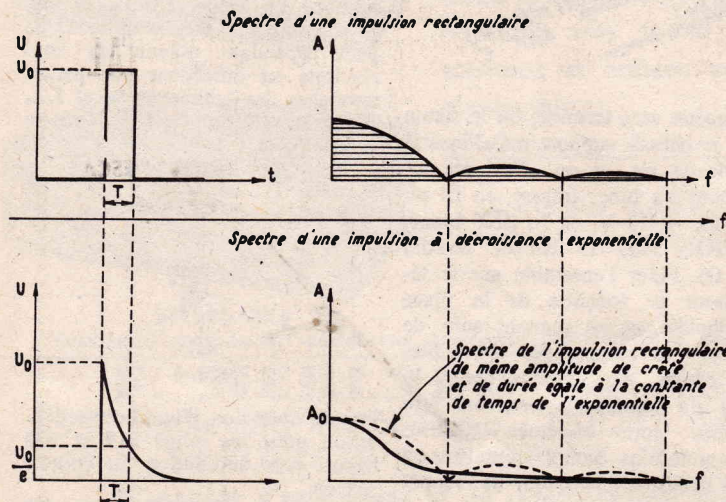
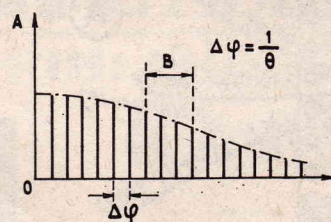


FIG. 2

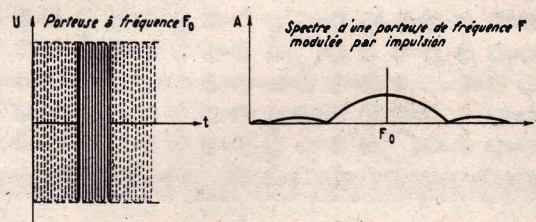


FIG. 3

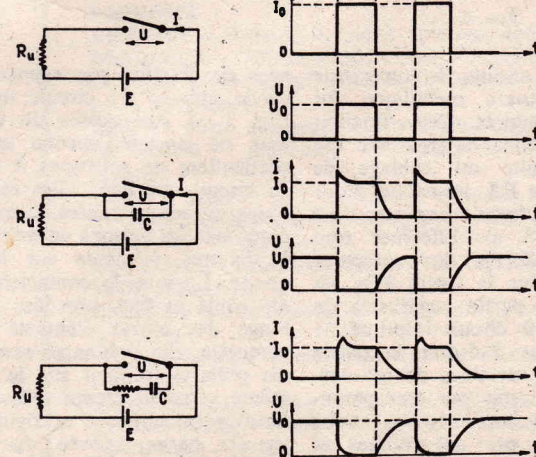


FIG. 4

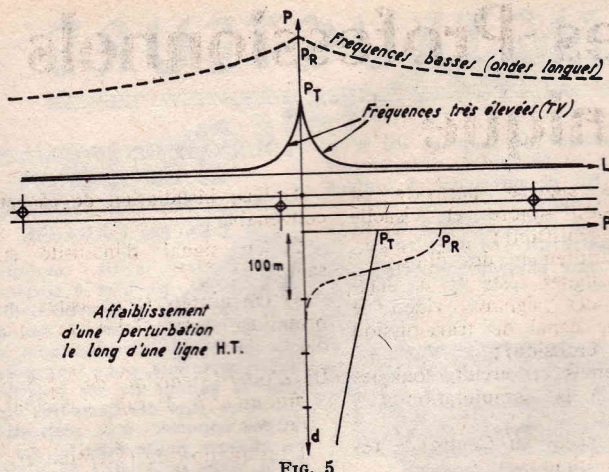


FIG. 5

2) Ceux qu'on appelle « parasites » proprement dits qui occupent un large spectre de fréquences et qui sont produits par des impulsions électriques brèves et longues.

On montre aux figures 2 et 3 les spectres de deux impulsions parasites différentes l'une brève et l'autre longue.

V) Amélioration du rapport S/B.

1) Augmenter le signal utile : Augmentation puissance émetteur ;

Il y a également lieu de prévoir le filtrage des récepteurs alimentés par le réseau électrique.

REMARQUE. — Un filtre ne possède pas une efficacité identique pour toutes les gammes de fréquences du signal utile, c'est pourquoi un filtre satisfaisant la protection des ondes moyennes ne satisfait pas nécessairement celle des ondes de télévision.

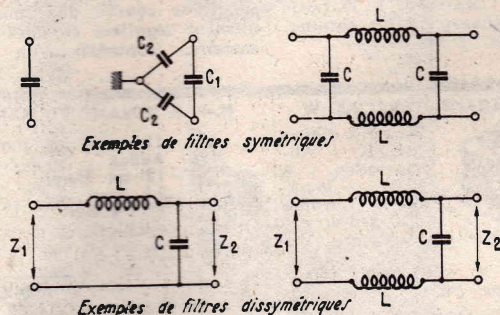


FIG. 6

Constitution des antennes, etc... ; Emplacement de l'antenne à réception.

2) Diminuer le signal brouilleur :

Réduction de la production de parasites : incombe au propriétaire du brouilleur ;

Limitation de la propagation du parasite résiduel.

3) Combiner les deux opérations :

— Pour réduire la production des parasites on utilise divers circuits dont le fonctionnement est représenté (figure n° 4) ;

— La limitation de la propagation nécessite deux actions différentes suivant que l'on a affaire à une propagation par rayonnement dans l'espace (cas des ondes de fréquence élevée ou à des propagations par conduction sur les fils secteurs (propagation prépondérante pour les fréquences basses) (figure n° 5) ;

— La réduction du niveau des parasites s'obtiendra par l'utilisation d'écrans qui limitent la propagation en espace libre, et par l'interposition de filtres dans le circuit de raccordement au réseau, tout ceci au niveau de l'appareil perturbateur ;

La directivité de l'antenne est un facteur d'amélioration du rapport signal/bruit, on envisage différents cas possibles (figure n° 7).

Le progrès technique multiplie à la fois les émetteurs utiles et les émetteurs parasites. C'est pourquoi

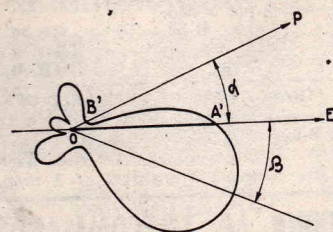
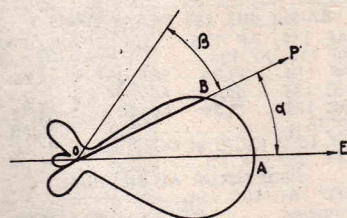


FIG. 7

le problème de la protection des réceptions contre les sources de parasites prenant un caractère de plus en plus aigu, une réglementation spéciale a été établie dont l'ORTF a été chargée de veiller à l'application.

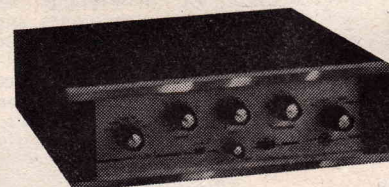
RESUME DU COURS TELEVISE DU 19 MARS 1965

LES MIRES - DESCRIPTION
L'ANALYSE DES DEFAUTS
PAR LEUR OBSERVATION
par M. POUYFERRIE

- A) Mire de définition.
- B) Mires de traînage.
- C) Mires de géométrie et d'échelle de gris.
- D) La mire européenne normalisée (Mire UER).
- E) Présentation d'ensemble des lignes test.
- Avantages et inconvénients.
- Présentation du matériel de mesure utilisant cette technique.
- F) Conclusion.

chut !
écoutez...

VOTRE MUSIQUE PRÉFÉRÉE
DANS SON EXPRESSION
INTÉGRALE GRACE AU
MATÉRIEL HORS CLASSE



HITONE

TOUTE
UNE GAMME
D'AMPLIFICATEURS
MONO OU STÉRÉO
ENCEINTES
ACOUSTIQUES
TUNERS F. M.
DE CLASSE
INTERNATIONALE

DISTRIBUE PAR :

AMIENS	Ets J. METGE	1, Esplanade Branly
BREST	JEAN GUIVARCH	6, rue M.-Leclerc, PLOUESCA
BORDEAUX	TELEDISC	60, cours d'Albret
LYON	CHARLES ANDRE	61, rue Cuvier
LILLE	COUPLEUX ET MILLEVILLE	53, rue Esquermoise
MARSEILLE	COMPTOIR RADIO-TECHNIQUE	14, rue J.-Bernardi
NANTES	Sté J. VACHON	4, place Ladmiraalt
NANCY	GUERINEAU	15, rue d'Amerval
ROUEN	COURTIN	5 et 6, rue Massacre
STRASBOURG	S. WOLF	24, rue des Mésanges
TOULOUSE	DIREM	37, rue Croix-Baragnon
REIMS	DIAPASON	Germaine (Marne)
VANNES	SON-IMAGE	18, rue E.-Burgault
HI-TONE, 1 bis, rue de Pontoise - MONTMORENCY (S.-et-O.)		Tél. : 964-27-70

notre COURRIER TECHNIQUE

RR - 11. 23/F. — M. Jean Meuret, à Villeurbanne (Rhône).

1° Pour l'amateur, il est en effet déconseillé d'utiliser des bandes magnétiques épaisses (genre RTF), car l'enduit des bandes professionnelles est moins lubrifié que les bandes pour magnétophones d'amateurs. Cela peut donc provoquer une usure plus rapide des têtes.

2° La qualité d'enregistrement et de reproduction ne doit pas être améliorée en utilisant simultanément deux pistes (têtes en parallèle) plutôt qu'une seule.

3° Tube LV30 : pentode HF d'émission. Chauffage indirect 12,6 V - 0,55 A; $V_a = 250$ V; $I_a = 72$ mA; $V_{g1} = -6,5$ V; $V_{g2} = 250$ V; $I_{g2} = 9,5$ mA; $S = 15$ mA/V; W_a max. = 12 W; W_{g2}

= 5 W max.; V_a max. = 1000 V; V_{g2} max. = 400 V; I_k max. = 100 mA; F max. = 120 MHz.

RR - 11. 24. — M.P. Hugony, à Marseille (4°).

1° L'usage des talkies-walkies et autres radiotéléphones est réglé-

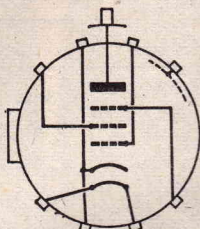


Fig. RR-1123

ment. Les appareils, notamment, doivent satisfaire aux conditions techniques d'homologation.

2° Notre collaborateur Raffin a réalisé un montage de talkie-walkie conforme aux normes en vigueur. Cet appareil, construit entièrement avec du matériel français très cou-

rant et pour lequel toutes les caractéristiques sont données, a été décrit dans notre numéro 1082.

RR - 11. 25. — M. E. Bonhomme, à Montmorency (S.-et-O.).

Nous ne pouvons absolument pas répondre à vos questions sans avoir connaissance du schéma de votre récepteur FM et de son décodeur stéréo. Veuillez nous communiquer ces documents (qui vous seront retournés). A défaut, demandez-les à votre revendeur... Mais nous ne pouvons pas vous renseigner sans pouvoir examiner ces schémas.

RR - 11.26/F. — M. Maurice Divol, à Loriol (Drôme).

1° Normalement, dans la longueur d'un radiateur trombone, on doit tenir compte des deux demi-parties repliées d'extrémités.

Autrement dit, lorsque l'on écrit :

$$L = 0,95 \lambda / 2$$

la longueur L représente théoriquement CD sur la figure RR-1126.



Fig. RR-1126

2° Ce n'est pas en modifiant la longueur des éléments d'une antenne Yagi que vous en diminuez la bande passante et en augmentez le gain. C'est en diminuant l'espacement entre les éléments, notamment entre les directeurs.

Néanmoins, une telle transformation modifie l'impédance centrale présentée par le radiateur trombone; il conviendrait donc ensuite de modifier ce trombone pour trouver l'impédance centrale souhaitée (généralement 75 Ω).

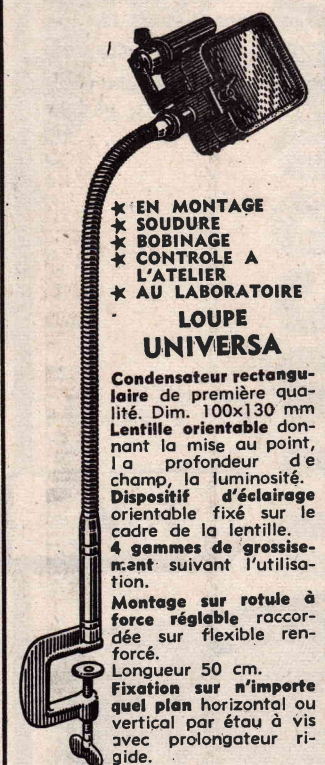
3° Il doit être normal que la bande de votre téléviseur soit plus faible en utilisant un régulateur automatique de tension (par rapport à l'alimentation directe sur le secteur). Ou alors, il faudrait utiliser un régulateur avec filtre d'harmonique donnant une tension de sortie sinusoïdale.

Sans filtre d'harmonique, la tension de sortie stabilisée a une forme rectangulaire. Or, la plupart des redresseurs HT des téléviseurs sont du type « doubleur de tension ».

HEUGEL vous invite à venir écouter la chaîne haute fidélité MENESTREL, qui réunit l'amplificateur SHERWOOD de réputation indiscutée, et les hauts parleurs LANSING les meilleurs au monde. Vous pourrez examiner et comparer de nombreuses autres chaînes sélectionnées par HEUGEL, dont l'activité est entièrement consacrée à la musique depuis 150 ans. Une visite chez HEUGEL est toujours intéressante pour un mélomane.

2 bis, rue Vivienne, PARIS-2°
GUT. 43-53 & 16-06
Documentation HD

POUR TOUS VOS TRAVAUX MINUTIEUX



- * EN MONTAGE
 - * SOUDURE
 - * BOBINAGE
 - * CONTRÔLE A L'ATELIER
 - * AU LABORATOIRE
- LOUPE UNIVERSA**

Condensateur rectangulaire de première qualité. Dim. 100x130 mm. Lentille orientable donnant la mise au point, la profondeur de champ, la luminosité. Dispositif d'éclairage orientable fixé sur le cadre de la lentille. 4 gammes de grossissement suivant l'utilisation.

Montage sur rotule à force réglable raccordée sur flexible renforcé. Longueur 50 cm. Fixation sur n'importe quel plan horizontal ou vertical par étau à vis avec prolongateur rigide.

CONSTRUCTION ROBUSTE

Documentation gratuite sur demande

Ets JOUVEL

OPTIQUE ET LOUPES DE PRECISION

86, rue Cardinet, PARIS (17°)

Téléphone : WAG. 46-69

USINE : 42, av. du Général-Leclerc

BALLANCOURT (Seine-et-Oise)

Téléphone : 142

IMPORTATION ALLEMANDE

Meuble combiné radio-phono, marques

KORTING, STERN, NORDMENDE

Documentation et prix sur demande

Transistors d'importation, à partir de

80,00

MACHINE A COUDRE ELECTRIQUE.

Prix 350,00

Accessoires : ourleurs, boutonsnières, etc., en supplément.

CHAUFFAGE A BAIN D'HUILE, toutes dimensions.

MAGNETOPHONE d'importation 2 vitesses, 2 pistes - Bande normale de 240 m - Enregistrement et reproduction par tête magnétique de haute puissance. Réglage séparé des graves et aigus. Compteur avec remise à zéro. Livré complet, avec housse, micro et bande. 550,00

Même appareil à transit. 320,00

ELECTROPHONES 4 vitesses, ayant changeur Pathé-Marconi, 3 H.-P. Prix 260,00

ELECTROPHONES sans changeur, platine Radiom ou Pathé-Marconi. Bois gainé deux tons. Dimensions : 320 x 250 x 160 mm ... 155,00

ELECTROPHONES stéréo avec changeur automatique Pathé-Marconi. Prix 550,00

Sans changeur automatique 450,00

MACHINE A LAYER semi-automatique à tambour inox, lave 5 kg de linge. Prix 950,00

MACHINE A LAYER JAPONAISE Lave, essore et sèche. Prix 1.100,00

REFRIGERATEURS de grande marque avec - 30 %, cuve plastique, cuve émail, toutes dimensions - 110/220 volts.

CUISINIÈRES de grande marque tous gaz, 5 feux avec porte à hublot et tourne-broche électrique.

Prix étonnant 750,00

TABLE CLIMATIQUE à ventilation air chaud hiver - air froid été. Prix 180,00

TERADEL

12, rue Château-Landon

PARIS-X° - COM. 45-76

59, rue Louis-Blanc

PARIS-X° - NOR. 03-25

C.C.P. 14013-59 R.C. 58 A 292

VENTE PUBLICITAIRE SANS PRÉCÉDENT

MOGOL

Récepteur longue distance, tube cathodique 110°, 59 cm. Réception d'image absolue, antenne incorporée télescopique, colonne sonore. Clavier automatique pour la 1^{re} et 2^e chaîne, 35 fonctions de lampes - Eclairage d'ambiance incorporé. Prix 1.100,00

POSTE RADIO TABLE musicalité Hi-Fi - Réglage sonore - Réglage à clavier PO-GO-OC et FM - 3 H.-P. avec chambre d'expansion du son - Antenne orientable - Réglage des graves et des aigus par 2 comm. indép. - 14 fonctions de lampe 400,00

Le même avec tourne-disques 550,00

Modèle réduit avec GO, PO, FM, sans tourne-disques 250,00

RAPY

sion » (avec condensateurs se chargeant sensiblement à la tension de crête). Et comme en tension rectangulaire, la crête est « rabotée », la valeur finale de la HT résultante est évidemment moindre.

Par ailleurs, il semble cependant que votre régulateur automatique soit en défaut. La différence de tension de sortie constatée en charge et à vide est tout à fait anormale.

RR - 11 . 28. — M. Olivier Brevet, à Villefranche-sur-Saône (Rhône).

Renseignement pris, le bloc « Optalix 333 » n'est plus fabriqué. Il en est d'ailleurs de même en ce qui concerne le bloc « Colonial 63 ». Néanmoins, il existe encore de très nombreux blocs de ce genre en circulation chez les amateurs, et peut-être pourriez-vous vous en procurer un en utilisant les « Petites Annonces ».

COSMOS AN 2000

10 Planètes sans compter les nombreux satellites « aux portes du ciel ».

Un télescope bien conçu et économique vous révélera :

Jupiter et 4 de ses lunes.

Saturne aux anneaux mystérieux.

Mars aux couleurs étonnantes.

Vénus et Mercure.

La Lune et ses cratères figés.

Les étoiles doublées.

Les taches solaires, etc...

DOCUMENTATION

« BELTEGEUSE »

contre 2 Timbres

au CERCLE ASTRONOMIQUE
EUROPEEN

47, rue Richer - PARIS-9°

(Aucune vente n'est faite au siège, tous nos envois s'effectuent par voie postale).



Obj. 42 mm. Grossi 45 fois.

Vous lirez le n° d'immatriculation d'une voiture située à 2 km. Une personne à cette distance vous paraîtra à 40 mètres.

COMPLET en KIT et
franco de port
et d'emballage
86,00 F

Mandat ou chèque à la commande. Expédition contre remboursement, ajouter 3,50 F pour frais supplémentaires.

RR - 11 . 29/F. — M. Charles Faure, à Vichy.

Sur la figure RR - 11.29, nous vous représentons le schéma d'un oscillateur BFO pour télégraphie équipé d'un transistor OC71 (ou tout autre similaire ; peu critique).

Comme bobinage oscillateur, on utilise un transformateur MF (Tr) du même modèle que ceux employés normalement sur le récepteur. La fréquence d'oscillation est réglée aux environs de la valeur MF à l'aide du noyau, afin d'obtenir le battement audible désiré. Le couplage s'effectue à l'aide du fil isolé F enroulé simplement en queue de cochon autour d'un circuit MF. Le BFO est mis en service par fermeture de l'interrupteur Int.

RR - 11 . 30. — M. Alain Thomas, à Saint-Maurice (Seine).

1° Vous trouverez le schéma de minuterie à transistors dans le numéro 1 083.

2° Il n'est pas conseillé de faire le « mélange » de deux châssis de téléviseurs pour obtenir... un nouveau récepteur. Vous iriez de surprise en surprise, sans parler du risque de destruction de certains organes.

3° Si vous n'avez pas les appa-

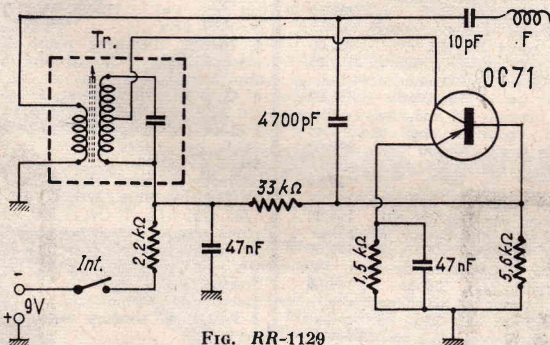


FIG. RR-1129

reils de mesure convenables, il est préférable que vous vous procuriez les inductances BF par l'intermédiaire d'un professionnel. Voyez par exemple, « Audax », 45, avenue Pasteur, à Montreuil (Seine).

RR - 11 . 31. — M. Robert Outet, à La Placardelle (Marne).

1° Les lampes citées dans votre lettre sont classiques et courantes. Vous en trouverez les caractéristiques et les brochages dans n'importe quel lexique de tubes de radio, la présente rubrique ne faisant place qu'aux lampes rares, ou militaires, ou étrangères, ou en général peu connues.

2° Paris TV.

Chaîne 1 : Image = 185,25 MHz ;
Son = 174,1 MHz.

Chaîne 2 : Image = 479,25 MHz ;
Son = 485,75 MHz.

Luxembourg TV.

Image = 189,25 MHz ;
Son = 194,75 MHz.

RR - 11 . 32. — M. Y. Pichon, à Souppes (S.-et-M.).

Le défaut constaté sur votre téléviseur peut provenir d'une capacité insuffisante pour le condensateur de découplage de la tension récupérée (ou HT gonflée).

C'est malheureusement tout ce que nous pouvons vous dire à distance... et sans schéma.

Si, comme nous le supposons, il s'agit d'un montage qui a été publié dans notre revue, vous auriez dû nous en donner le numéro. Nous aurions sans doute pu être plus précis.

RR - 11 . 33. — M. Maurice Gourichon, à Angers.

1° Il n'a jamais été dit nulle part que le fil constituant une antenne extérieure devait être dénudé ; Si l'on emploie du fil nu, c'est parce qu'il n'a pas besoin d'être recouvert d'un isolant ; c'est parce que le fil nu coûte moins cher que le fil isolé ; mais ce n'est pas une obligation.

Vous pouvez très bien faire une antenne en utilisant du fil recouvert d'un isolant quelconque ; cela fonctionnera tout aussi bien. L'isolant n'arrêtera pas les... ondes !

Sur ondes courtes, pour les fréquences élevées, on préconise même l'emploi du fil émaillé, la couche d'émail étant destinée à éviter l'oxydation de la surface du fil, cette dernière pouvant augmenter la résistance du fil aux courants HF (skin-effect).

2° Nous avons publié des quan-

RR - 11 . 34. — A l'intention des lecteurs qui nous demandent où se procurer un châssis ou un coffret métallique pour tel ou tel montage.

Lorsqu'il s'agit d'un prototype ou d'une maquette réalisée par nos services techniques, il n'y a pas commercialisation. Il n'est donc pas question de se procurer le châssis tout prêt, tout percé, ou le coffret, chez un quelconque revendeur. Néanmoins, beaucoup d'amateurs peuvent faire ce travail eux-mêmes ; l'aluminium se façonne très facilement !

En outre, il y a toujours la solution d'avoir recours à un tôlier de la région. Dans toute tôlerie, on peut exécuter des travaux de ce genre.

Enfin, il existe des fabrications toutes prêtes de tôleries de tous genres, châssis, coffrets, racks, etc... pour tous usages, et que l'on peut qualifier de « passe-partout », certaines réalisations étant même transformables. Voir, par exemple, EGEE - Département tôlerie « Universel », 18, rue Clovis-Hugues, à Paris (19°).

RR - 11 . 35. — A l'intention des lecteurs qui nous demandent une réponse dans le prochain numéro.

Cela est absolument impossible. Les demandes de renseignements sont extrêmement nombreuses, c'est un fait ; mais nous respectons l'ordre chronologique de réception.

RR - 11 . 36. — M. Roger Chaulet, à Satonay (Ain).

1° A la base du secondaire du premier transformateur MF 455 kHz, vous appliquez la C.A.V. comme sur les autres étages, c'est-à-dire par l'intermédiaire d'une résistance de 220 kΩ découplée à la masse par un condensateur de 0,05 μF.

2° A l'entrée 1 600 kHz de votre montage, vous pouvez très bien utiliser le bloc convertisseur à transistors TR5AC. Le schéma de ce bloc a d'ailleurs été publié dans notre Numéro Spécial du 30 octobre 1964.

Société UNEF

98, rue de Miromesnil - PARIS (8°)

LABorde 39-21

LES PLUS FORTES REMISES

Service Après-Vente pour toutes Marques

Magnétophones - Machines à dicter

Récepteurs à Transistors et de Table

Meubles musicaux - Baffles Haute Fidélité

Electrophones stéréophoniques

GRUNDIG - TELEFUNKEN - UHER - REVOX - PHILIPS

AKKORD - NORMENDE - SCHAUB-LORENZ - PERPETUUM EBNER

BANDES MAGNETIQUES

AGFA - GEVASONOR - KODAK - SONOCOLOR - BASF

Vente exclusive aux Revendeurs

DOCUMENTATION SUR DEMANDE

RR - 12. 16. — M. Robert Becquet, à Rouen.

Sur votre téléviseur, il est certainement possible de monter une prise PU et une prise pour magnétophone... Mais pour que nous puissions vous indiquer les connexions à effectuer de façon précise, il faudrait nous faire parvenir le schéma de ce téléviseur.

RR - 12. 17. — M. Henri Bertrand, à Dôle (Jura).

Voici l'adresse demandée :
Ets Pierre Michel (Mics-Radio),
20, avenue des Clairions à Auxerre
(Yonne).

RR - 12. 18. — M. Robert Collette, à Trappes (Seine-et-Oise).

Sur le schéma de la mire électronique barres et son publié à la page 31 du numéro 1078, nous vous signalons simplement l'erreur de dessin suivante : En série dans la connexion 7 allant de l'anode pentode ECL80 (2) à la grille de commande du tube EF80, et juste avant le réseau RC de 10 kΩ, 22 pF, il est nécessaire d'intercaler un condensateur de 1 500 pF (condensateur de liaison, cela est évident).

RR - 12. 32. — M. Gilbert Chartier, à L'Arbre (P.-de-C.)

1° Notre lecteur dont l'adresse complète est indiquée ci-dessus, recherche le schéma du téléviseur Desmet type 251, le fabricant n'ayant pu le lui fournir.

2° Dans un téléviseur, les commandes agissant dans le sens vertical sont généralement les suivantes :

- a) hauteur d'image (ou amplitude verticale);
- b) fréquence image (ou stabilité verticale);
- c) linéarité verticale;
- d) cadrage vertical.

Dans votre cas, image trop grande verticalement, c'est uniquement sur le premier réglage qu'il faut agir. Or, d'après vos explications, ainsi que d'après les résultats observés, il semble bien que vous fassiez confusion dans les rôles de ces diverses commandes.

Bien entendu, si comme nous le pensons, ces divers réglages ont été

manœuvrés, il convient également de les remettre en position convenable.

3° Passons maintenant au sens horizontal. Le fait que l'image soit étirée sur la gauche de l'écran au détriment de la droite, est l'indice d'une mauvaise linéarité horizontale. Généralement, cette linéarité s'ajuste par le réglage du noyau d'une bobine, dite précisément bobine de linéarité horizontale, fixée à côté du transformateur de sortie lignes et THT. Réglez convenablement ce noyau durant la transmission de la mire, et éventuellement, procédez ensuite au recadrage horizontal. Néanmoins, tous les téléviseurs ne possèdent pas obligatoirement ce dispositif de linéarité horizontale.

RR - 12. 33. — M. Gérard Gruaud, à Houilles (S.-et-O.).

Nous vous le disons tout net : non, il n'est absolument pas question de faire un bon baffie dans un couvercle de mallette. Veuillez consulter notre article sur les baffles et les enceintes acoustiques publié à partir de la page 69 du numéro spécial BF du 1^{er} avril 1964.

RR - 12. 34. — M. Guiard, à Verin-Condrieu (Rhône).

1° Il est certain qu'un dispositif grossissant 11 fois ne peut pas être aussi précis qu'un appareil professionnel apportant un grossissement de 200 fois pour l'estimation de l'usure des styles de pick-up. Mais avec un grossissement de 11 fois on peut déjà fort bien apprécier cette usure.

2° Il est anormal qu'un style soit usé à la suite d'une trentaine de faces de disques... pour un bras assurant une pression de 6 grammes. Ou, tout au moins, il est anormal de prétendre une telle usure, de la part de votre vendeur (si ce n'est pour vous fournir d'autres styles !).

RR - 12. 35. — M. J. Mouton, à Soissons (Aisne).

1° Théoriquement, le facteur de surtension Q d'un bobinage se calcule par la formule

$$Q = \frac{\omega L}{R}$$

Mais pratiquement, il se mesure à l'aide d'un appareil approprié (par exemple, le pont à impédance 626B de Métrix).

2° :

EF 41	capacité d'entrée :	5,3 pF
EF 42	«	8,5 pF
EF 80	«	7 pF
EF 85	«	6,9 pF
EF183	«	9,5 pF
EF184	«	10 pF

3° EF80, impédance d'entrée : 15 kΩ à 50 MHz

EF85, impédance d'entrée : 9 kΩ à 50 MHz

EF183, impédance d'entrée : 8,5 kΩ à 50 MHz

EF184, impédance d'entrée : 6,5 kΩ à 50 MHz.

RR - 12. 36. — M. J.-C. Lecerf, à Saint-Pierre-sur-Dives (Calvados).

1° Il ne saurait être question de stabilité — quoi que vous fassiez — avec un montage aussi simple qui n'est qu'un auto-oscillateur (montage dit expérimental, mais en vérité non admis par les P.T.T.).

La stabilité ne peut être obtenue qu'à l'aide d'un étage pilote à quartz, par exemple, lequel entraîne d'ailleurs d'autre part la refonte totale du reste du montage.

2° Les microphones HF professionnels ne sont en réalité pas autre chose que des véritables petits émetteurs portatifs, pilotés (donc stables) comportant après le pilote, un ou plusieurs étages d'amplification HF.

RR - 12. 37. — M. Hubert Boeltz, à Colombes (Seine).

1° Compte tenu de la puissance alternative 50 Hz exigée (soit 100 VA), la meilleure solution, la plus rationnelle, la plus économique et la plus robuste aussi, consiste à employer un convertisseur rotatif.

2° Très approximativement et compte tenu des pertes, il faut calculer avec une intensité primaire de 20 ampères. Comme il est peu recommandé pour une batterie d'accumulateurs de lui demander en permanence une intensité supérieure au dixième de sa capacité, il vous faudrait donc une batterie d'au moins 200 ampères-heure.

3° Nous voyons mal ce que viendrait faire un circuit imprimé dans cette « galère »... avec les intensités et les puissances dont nous venons de vous parler !

4° Pour les ambulances et autres véhicules de ce genre, il existe des klaxons « deux tons » munis de leur commutateur automatique rotatif. C'est robuste et beaucoup plus simple que le système que vous envisagez.

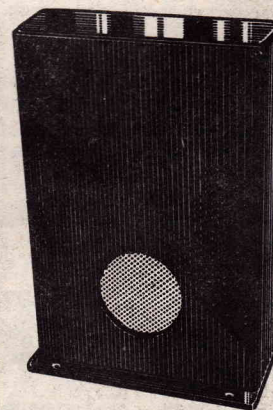
RR - 12. 38. — M. Daniel Burdin, à Dijon.

1° Il faut une autorisation spéciale pour faire de la radiocommande (Administration des Postes et Télécommunications).

2° Pour un émetteur de radiocommande, une puissance de l'ordre du watt (et même moins)

ENFIN!!!

le problème de l'enceinte acoustique résolu.



SE PLACE
DANS LE BAFFLE

300 x 200 x 65

RESONAC BARTHEL

Résonateur sensibilisé en matière neutre
(BREVET 995 885)

- Agrandit en amplifiant la réponse du haut-parleur ;
- Egalise la courbe de réponse ;
- Aide à restituer des graves et aigus précis et ronds ;
- S'oppose aux ondes stationnaires ;
- Permet de supprimer tout ou partie du calfeutrage (laine de verre, isorel, etc.) ainsi que l'ouverture de l'évent de l'enceinte acoustique et les chicanes.

Tout en simplifiant à l'extrême la construction de l'enceinte acoustique, « RESONAC » crée une nouvelle écoute plus vraie, émotionnante et infiniment musicale.

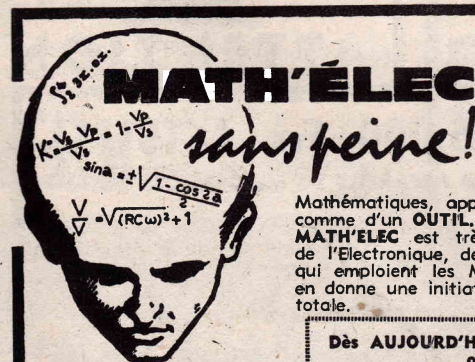
DISTRIBUTEUR EXCLUSIF

GROS DETAIL

CENTRAL RADIO

35, rue de Rome - PARIS 8^e
522-12-00 - 12-01

RAPY



ECOLE DES TECHNIQUES
NOUVELLES
20, RUE DE L'ESPERANCE
PARIS XIII^e

Utilitaire avant tout,
MATH'ELEC méthode
nouvelle, rend faciles
les Mathématiques ap-
pliquées à l'électronique.
Repensant le problème,
Fred KLINGER, spécia-
liste connu, à la fois
pratiquant de l'électro-
nique et professeur de
mathématiques, apprend à se servir de celles-ci
comme d'un OUTIL.

MATH'ELEC est très appréciée des spécialistes
de l'Electronique, de l'Electricité, de l'Acoustique
qui emploient les Maths dans leur travail. Elle
en donne une initiation complète et une maîtrise
totale.

Dès AUJOURD'HUI, envoyez-nous ce coupon
ou recopiez-le

Veillez m'envoyer sans frais et sans
engagement pour moi votre notice expli-
cative n° 701 concernant « Math'elec ».

Nom Ville

Rue N° Dpt

Z
COUPON

suffit largement, vu les portées relativement faibles qui sont nécessaires (disons quelques centaines de mètres au maximum, puisqu'au-delà on ne verrait plus le modèle réduit).

3° L'émission sur GO ou PO est interdite aux amateurs.

4° Nous n'avons aucun des schémas de montages que vous nous demandez.

5° La « salade » que vous constatez dans la gamme GO s'appelle « l'effet Luxembourg ». Voir le numéro 1071 à la page 86 au paragraphe « Eliminations » dans lequel il est question de ce phénomène. Tout a été dit, préconisé et essayé... A la vérité, il n'y a aucun remède !

6° Des tubes genre EF80 ou EF183 ne conviennent pas pour les étages MF des récepteurs de radio ; leur impédance d'entrée notamment est beaucoup trop faible.

7° Lampes types 24 et 47, la première pentode à pente fixe, la seconde pentode BF finale. Chauffage 2,5 V. Epoque 1930 environ... Présentement sans intérêt.

RR - 12. 22. — M. Michel V..., à Creil (Oise).

1° Le schéma d'émetteur que vous nous soumettez est correct.

2° L'inductance SF est une bobine à fer, genre bobine de filtrage de 120 mA. Mais dans votre schéma modifié, cet organe disparaît, évidemment.

3° L'intensité anodique dépend de la charge apportée par l'antenne, charge que l'on ajuste par les réglages des condensateurs variables du circuit Jones.

4° Le transformateur de modulation est évidemment déterminé par rapport à la puissance BF, mais aussi en tenant compte de la composante continue qui la traverse (courant d'alimentation de l'étage PA - HF).

RR - 12. 23. — M. F. Bettinger, à Mulhouse.

Pour répondre utilement à vos questions, il faudrait que nous réalisions et expérimentions le montage dont vous nous soumettez le

projet, besogne à laquelle nous ne pouvons malheureusement pas nous livrer !

Il serait plus logique que vous fassiez vos essais en nous faisant part ensuite de vos résultats.

De toutes façons, nous serions assez surpris qu'un tel montage soit sensible à $\pm 2^\circ \text{C}$.

RR - 12. 24. — M. J. S..., à Alger.

Lorsque des antennes de télévision VHF et UHF ne comportent qu'une seule descente, qu'un seul câble coaxial, il convient d'utiliser un boîtier séparateur à l'arrivée qui s'intercale avant les entrées coaxiales du téléviseur.

RR - 12. 27. — Un lecteur de Moret (nom illisible).

1° Pour la construction d'un émetteur même simple, l'amateur doit respecter certaines conditions impératives.

Veillez vous reporter à l'ouvrage « L'Emission et la Réception d'Amateur » 5^e édition, par Roger A. Raffin (Librairie de la Radio) ouvrage dans lequel vous trouverez tous renseignements à ce sujet, ainsi que de très nombreux schémas, du simple au complexe.

RR - 12. 28. — M. G. Michalon Le Cannet (Alpes-Maritimes).

Parmi tous les transistors cités dans votre lettre, nous n'avons trouvé les correspondances que pour le type 2N1188. Les voici : 2N1188 : 2N322, SFT351, OC70.

Nous le répétons une fois encore dans cette rubrique. Chaque semaine, il sort des dizaines de « nouveaux » types de transistors, chaque fabricant les immatriculant à sa manière... Tant qu'il en sera ainsi, aucune documentation ne pourra être tenue à jour correctement. Nous sommes les premiers à le regretter.

JH - 503 - F. — Michaël Planes à Palaiseau (S.-et-O.) nous demande le schéma d'un convertisseur pour alimentation d'un magnétophone d'une puissance de 60 W.

Nous avons reçu plusieurs demandes de nos lecteurs désirant pouvoir alimenter leur magnétophone à partir d'un convertisseur continu-alternatif. Aussi pensons-nous leur être agréable en leur

des tensions de réaction est réglable par les deux potentiomètres R_4 et R_5 . Il est nécessaire d'appliquer une réaction assez faible. Ces deux potentiomètres permettent également d'égaliser les tensions d'attaque des deux transistors de sortie. Les deux potentiomètres doivent être du type bobiné. Toutes les autres résistances, sauf R_4 , sont d'une puissance de 1 W. R_4 est une

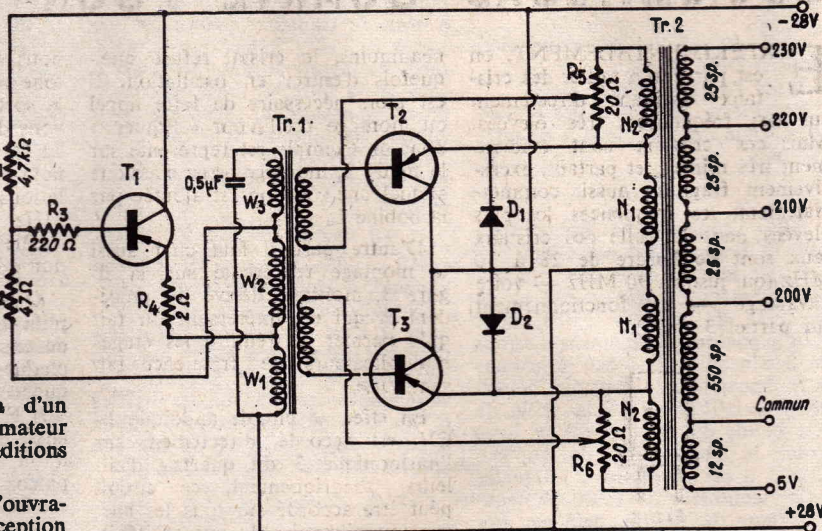


Fig. JH-503

donnant le schéma d'un convertisseur pouvant délivrer une puissance 100 W. Celui-ci est donné à la fig. JH 503. Comme on le voit l'alimentation s'effectue à partir d'une batterie de 28 V, mais en alimentant sous 14 V la variation de fréquence n'est que de 1 c/s.

Les mesures de pleurage d'un magnétophone alimenté avec ce convertisseur ont montré que le pleurage était exactement le même qu'en alimentant l'appareil sur le secteur.

L'oscillateur pilote est constitué par le transistor T_1 dont la fréquence est de 50 c/s. Les transistors de sortie T_2 et T_3 alimentent le primaire à prise médiane du transformateur Tr_2 , chaque demi-pleurage comprenant N 1 spires. Deux enroulements supplémentaires, ayant chacun N 2 spires, assurent une réaction positive transmise aux bases de T_2 et T_3 . L'amplitude

résistance bobinée de 5 W. Les diodes D_1 et D_2 ne sont nécessaires que dans le cas où la charge est inductive. Du type silicium, elles sont prévues pour un courant max. de 5 A. et une tension inverse de 100 V.

Tr_1 : Noyau double C, 6,45 cm² de section. Tous les enroulements sont réalisés en fil émaillé W 1 : 160 spires de fil 7/10 ; W 2 : 70 spires de fil 56/100 ; W 3 : 4330 spires de fil 23/100 ; W 4 : 15 spires de fil 12/10, enroulement bifilaire ; W 5 : 15 spires de fil 12/10 (enroulement bifilaire).

Tr_2 : Noyau double C, section 14,51 cm². Enroulement en fil émaillé : N 1 : 56+56 spires, fil 20/10, enroulement bifilaire ; N 2 : 8+8 spires, fil 16/10 enroulement bifilaire. Enroulements secondaires à réaliser avec du fil 7/10.

T_1 , T_2 , T_3 : OC28, OC29, 2N 457 2N 458.

POUR FETER LE 20^e ANNIVERSAIRE DE NOTRE MAISON

ATTENTION JEU-REFERENDUM ATTENTION

DOTÉ D'UN DEMI-MILLION D'ANCIENS FRANCS (5.000 Frs ACTUELS)

DE PRIX EN ESPECES, EN MATERIEL (AMPLIFICATEURS • MAGNETOPHONES GRUNDIG • APPAREILS DE MESURES CENTRAD)

IL SUFFIT SANS OBLIGATION D'ACHAT :

d'adresser une enveloppe à la SOCIETE RECTA, 37, AVENUE LEDRU-ROLLIN, PARIS XII^e (en bas à gauche de l'enveloppe, veuillez préciser : Référendum). Dans cette enveloppe, vous mettrez une autre enveloppe, timbrée, avec vos nom et adresse (écrits lisiblement) et, en plus, une carte ou fiche dont les dimensions exactes seront : 9 cm x 14 cm. Sur cette carte tenue verticalement devant vous, vous inscrirez ligne par ligne : le numéro de votre département - au-dessous le nom de la rue - au-dessous le numéro de la rue - au-dessous la ville - au-dessous votre nom - au-dessous votre prénom - et tout en bas, sur la dernière ligne, votre date de naissance en chiffres et le total de ces chiffres (ex. : 7-5-1936 = 31).

OBLIGATOIRE : TOUT LE TEXTE DOIT ETRE ECRIT EN MAJUSCULES, ET LA CARTE OU FICHE NE DOIT PAS ETRE PLIEE. C'EST TOUT !

Plus tard vous recevrez d'autres indications... Patience !

IL EST DEJA COMMENCE, VOTRE JEU DU DEMI-MILLION - RECTA VOUS SOUHAITE BONNE REUSSITE

LES LECTEURS QUI ONT DEJA ENVOYE LEUR ENVELOPPE, DOIVENT CONSERVER NOS ANNONCES EN COULEURS DE CE N^o (PAGES 124 ET 125) CAR ELLES SERONT INDISPENSABLES POUR LE « JEU-REFERENDUM »

RECTA, 37, AVENUE LEDRU-ROLLIN, PARIS (XII^e), TEL. : DIDerot 84-14

OSCILLATEURS QUARTZ POUR MONTAGES VHF OU UHF

EXPERIMENTALEMENT, on est parvenu à tailler des cristaux oscillant directement sur des fréquences très élevées. Mais ces cristaux sont évidemment très minces, et partant, excessivement fragiles; aussi, commercialement, les fréquences les plus élevées dans la taille des cristaux sont de l'ordre de 28 à 30 MHz (ou, jusqu'à 90 MHz — voire davantage — en fonctionnement sur partiel 3 ou 5).



FIG. 1

A ce propos, nous mettons en garde nos lecteurs sur certaines indications de fréquences en Mc/s portées sur des boîtiers de quartz: La fréquence indiquée est bien souvent celle de l'onde porteuse de l'émetteur, et non celle du quartz; cette pratique est courante en aviation, notamment. En fait, entre le cristal et l'étage de sortie, il y a des étages intermédiaires apportant une multiplication de fréquence parfois importante.

Les quartz modernes de fréquences élevées se présentent sous les deux formes normalisées représentées sur la figure 1: A gauche, série miniature, boîtier HC - 6U 19 x 19 x 8 mm; broches de 1,27 mm, longueur 6 mm, écartement de 12,35 mm. A droite, série subminiature, boîtier encore plus petit et sorties par fils.

Il s'agit toujours d'un quartz métallisé, sous atmosphère neutre, dans des boîtiers métalliques étanches. Ces cristaux, selon les modèles, oscillent soit en fondamentale, soit en overtone 3, soit en overtone 5, d'une part, et d'autre part, soit en résonance série, soit en résonance parallèle; nous y reviendrons plus loin.

Puisque nous pouvons disposer de quartz à fréquences déjà élevées pour piloter un émetteur VHF ou UHF, il est une solution qui vient immédiatement à l'esprit: elle consiste à prendre un tel quartz et à amener sa fréquence sur la bande VHF ou UHF choisie par multiplications successives. Exemple: Bande de 144 MHz; quartz 24 MHz; première multiplication 2 (48 MHz); seconde multiplication 3, soit 144 MHz.

Avec les cristaux modernes de fréquences élevées, tous les montages oscillateurs ne conviennent pas. Souvent, le classique oscillateur « Pierce » donne satisfaction;

néanmoins, le cristal refuse quelquefois d'entrer en oscillation. Il est alors nécessaire de faire appel au montage oscillateur « Squier » dont un exemple est représenté sur la figure 2, montage assez classique auquel une réaction est ajoutée par la bobine L_2 .

D'autre part, il faut citer aussi le montage représenté sur la figure 3, montage dérivé du précédent et qui est intéressant du fait qu'il permet de réduire les étages multiplicateurs de fréquence faisant suite.

En effet, le circuit anodique L_1 CV_1 est accordé directement sur l'harmonique 3 du quartz; d'ailleurs, théoriquement, ce circuit peut être accordé sur tous les harmoniques impairs du quartz. Mais, pratiquement, on se limite et n'utilise que l'harmonique 3. C'est le montage oscillateur overtone. Notons que le schéma de la figure 2 peut être accordé sur tous les harmoniques impairs du quartz. Mais, pratiquement, on se limite et n'utilise que l'harmonique 3. C'est le montage oscillateur overtone.

Un quartz overtone est un quartz de taille spéciale, taille harmonique utilisée pratiquement pour des fréquences supérieures à 12 MHz environ où la taille ordinaire rendrait le cristal trop mince et

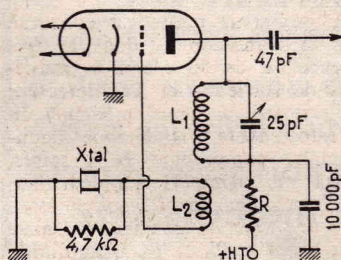


FIG. 2

trop fragile. Ainsi, pour un quartz overtone, la fréquence gravée sur le boîtier est en fait un harmonique impair (généralement, l'harmonique 3 ou 5) de la fréquence fondamentale théorique correspondant à l'épaisseur du cristal.

Cependant, signalons qu'il est très souvent possible de faire osciller « en overtone 3 » un quartz ordinaire, non spécialement taillé pour cela, notamment avec le montage de la figure 3.

Il importe de signaler qu'avec un oscillateur overtone, il est impossible de décélérer dans le circuit de sortie, la présence d'une fréquence inférieure à l'oscillation overtone. Expliquons-nous: Soit un quartz ordinaire de 8 MHz que

nous faisons fonctionner en overtone sur 24 MHz (overtone 3); à la sortie de l'oscillateur, nous pouvons décélérer les oscillations 24, 48, 72 MHz, etc...; mais en aucun cas, nous ne pouvons trouver des oscillations sur 8, 16, 32, 40, 56 MHz, etc... Le quartz de 8 MHz oscille donc bien sur 24 MHz, et non sur 8.

On voit immédiatement la simplification technique apportée par de tels oscillateurs quartz dans les chaînes multiplicatrices de fréquence nécessaires aux émetteurs VHF notamment. Disparaissent aussi certains risques d'erreurs dus à la multiplicité des oscillations parfois disponibles à la sortie d'un oscillateur ordinaire.

Pour le montage de la figure 3, on obtient un fonctionnement correct lorsque la bobine L_2 comporte le nombre de tours de l'enroulement L_1 divisé par 2,5. Voici d'ailleurs les caractéristiques de ces bobinages pour un quartz de 8 MHz; oscillation disponible: 24 MHz.

L_1 = 10 spires réparties sur une longueur de 20 mm;

L_2 = 4 spires réparties également sur 20 mm.

Ces bobinages sont exécutés bout à bout sur un unique mandrin de stéatite de 12 mm de diamètre; enroulement dans le même sens; fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm.

Enfin, un montage oscillateur très répandu est celui représenté sur la figure 4. Il convient pour tous les cristaux modernes, soit sur fondamentale, soit sur overtone par taille spéciale. La réaction nécessaire s'effectue par la capacité interne plaque-grille du tube V qui est obligatoirement une triode (12AT7, 12AV7, 6J6, etc...); sur la figure, les valeurs sont données pour un élément triode de 6J6. Il n'est pas possible d'opérer une multiplication de fréquence dans le circuit anodique: Le circuit L_1 C_1 doit être accordé sur la fréquence d'oscillation du cristal, et... il doit être accordé pour que le cristal entre en oscillation.

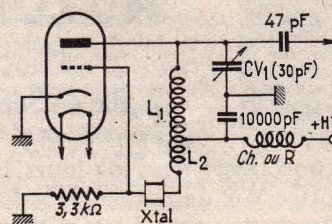


FIG. 3

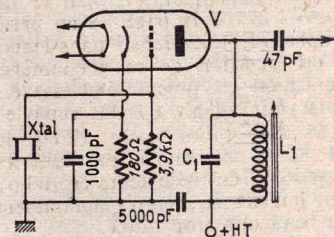


FIG. 4

A titre de documentation technologique, nous indiquons dans le tableau ci-dessous les spécifications normalisées de fabrication en vigueur pour les quartz métallisés sous atmosphère neutre (types de la figure 1): spécifications militaires USA - MIL - C - 3098B et normes C.C.T.U.

Sans "maths" vous pouvez apprendre (et comprendre) l'électricité en 30 jours...

Par la méthode d'instruction semi-programmée Common-Core, vous apprendrez l'électricité sans effort et sans aucune formation mathématique. Facile et amusant comme un jeu. Cette forme d'enseignement semi-programmée a été mise au point aux Etats-Unis pour la formation rapide et efficace des techniciens de la Marine américaine. Méthode révolutionnaire d'instruction, elle est appliquée par les plus grandes firmes mondiales et par les armées de plusieurs nations.

Améliorez votre situation (de beaucoup) en comprenant l'électricité

Quel que soit votre niveau, le cours semi-programmé Common-Core vous passionnera. Débutant, il sera pour vous un enseignement plaisant, sans rien de rébarbatif: cela se lit comme une bande dessinée (et se retient). Pas de devoir à faire ni de copies à rendre. Voici l'occasion pour vous d'acquérir une fois pour toutes des données qui n'étaient jusqu'alors présentées que par des formules abstraites, hermétiques et rebutantes. Le cours d'électricité Common-Core (formule originale inédite en France) vous apporte le plaisir de savoir davantage, de gagner plus, de vivre mieux.

(1) Une très intéressante documentation gratuite, vous expliquant la méthode Common-Core, vous sera adressée sur simple demande à: Editions Gamma (Service AD), 1, rue Garancière, Paris-6^e. (Joindre 2 timbres à 0,30 pour frais d'envoi.)

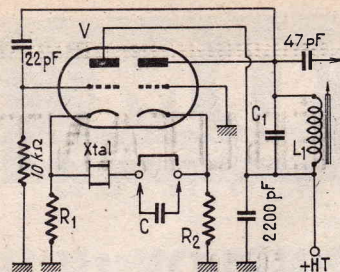


Fig. 5

Ces quartz sont mis au point et étalonnés sur oscillateur « Butler » dont le schéma est représenté sur la figure 5. Pour des cristaux jusqu'à 30 MHz, le tube V est du type 12AT7, avec HT de 180 V et $R_1 = R_2 = 91 \Omega$; pour des cristaux de fréquences supérieures à 30 MHz, il y a intérêt à choisir un tube du type 12AV7, avec HT de 150 V et $R_1 = R_2 = 56 \Omega$.

Cet oscillateur-quartz fonctionne en résonance série lorsque le cristal est connecté directement entre les deux cathodes; il fonctionne

en résonance parallèle (ou antirésonance) par l'intercalation d'un condensateur C en série avec le quartz. La valeur de cette capacité C qui peut aller de 15 pF à 60 pF, modifie légèrement la fréquence d'oscillation du quartz. Comme cela a été indiqué dans le tableau, le quartz est normalement étalonné avec un condensateur de 32 pF. Il est donc possible d'agir sur cette capacité si l'on veut ajuster la fréquence du quartz avec une grande précision, pour tel ou tel cas particulier, sachant que l'on augmente la fréquence en diminuant la capacité, et inversement.

Lorsqu'une très grande précision de fréquence et exigée, il est toujours recommandé d'utiliser le même montage oscillateur que celui qu'emploie le fabricant pour l'étalonnage de ses quartz, c'est-à-dire généralement l'oscillateur « Butler » (test-set) de la figure 5. Si cela n'est pas possible, et en cas d'autres étages oscillateurs, il convient d'en indiquer le schéma au fabricant du quartz, afin qu'il fasse l'étalonnage en conséquence. Ceci,

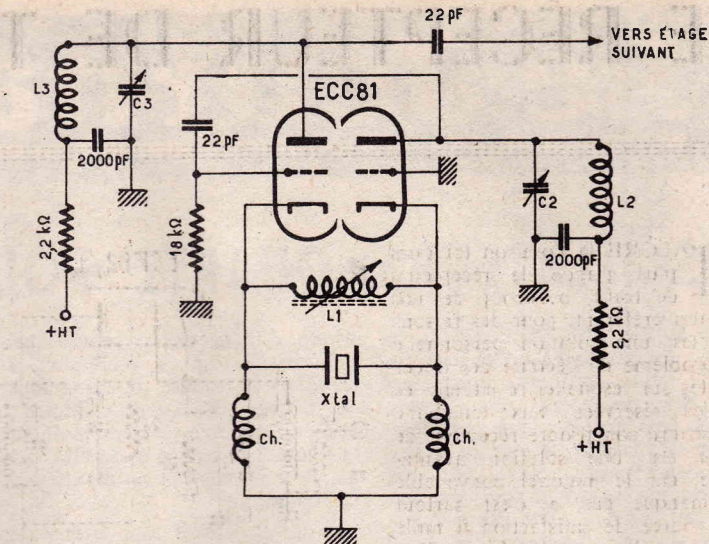


Fig. 6

nous le répétons, lorsqu'une très grande précision de l'oscillation est requise.

La figure 6 nous montre une variante extrêmement intéressante de type d'oscillateur que nous venons d'examiner. Ce montage utilise un double triode ECC81 (12AT7). Nous allons de la multiplication de fréquence importante que l'on peut obtenir : Si F est la fréquence d'oscillation du quartz, le circuit L₂ C₂ peut être accordé sur 9 F et le circuit L₃ C₃ sur 27 F ! Pratiquement, il est inutile d'atteindre dès le « départ » une telle multiplication de fréquence. Néanmoins, ce montage demeure intéressant car il permet de sélectionner aisément tous les harmoniques de rang impair du quartz utilisé. Les circuits L₁, L₂ C₂ et L₃ C₃ doivent être réalisés et accordés en conséquence, il va sans dire.

Roger A. RAFFIN.

Références	Fréquences MHz	Tolérance %	Résonance	Capacité de charge	Mode d'oscillation
CR - 18/U	1 à 20	± 0,005	Parallèle	32 pF	Fondamentale
CR - 19/U	1 à 20	± 0,005	Série	néant	Fondamentale
CR - 23/U	10 à 75	± 0,005	Série	néant	Overtone 3
CR - 27/U	1 à 20	± 0,002	Parallèle	32 pF	Fondamentale
CR - 28/U	1 à 20	± 0,002	Série	néant	Fondamentale
CR - 32/U	10 à 75	± 0,002	Série	néant	Overtone 5
CR - 52/U	10 à 61	± 0,005	Série	néant	Overtone 3
CR - 54/U	50 à 87	± 0,005	Série	néant	Overtone 5

AVIS IMPORTANT PROFESSIONNELS - REVENDEURS !

La qualité renommée des vieilles fabrications allemandes désormais aux prix du Marché commun

PODDIG

Antennes de voiture

HECO

Haut-parleurs Voiture

Enceintes acoustiques HI-FI

INDUMA

Matériels d'antiparasitage Auto

BOELKOW

Amplificateurs

PERMATON

Bandes magnétiques



Magasin d'exposition et de vente ouvert tous les jours, sauf le samedi et le dimanche
Documentation et offre sur demande pour Paris et la province.
Nos Inspecteurs de vente à votre disposition.

Grâce à notre nouveau service français qui vous offre les avantages de l'importation directe sans ses inconvénients



Ce service des usines allemandes groupées, installé à PARIS vous fait profiter de la marge bénéficiaire usuelle de l'importateur

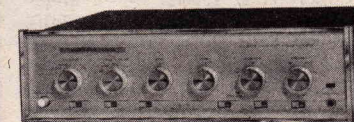
AUTOREX - FRANCE

S.A.R.L. au capital de F. 40.000

2, rue de Suez - PARIS-18^e - MON. 34-67

Transistors chez

Sherwood



Publmatch

Deux nouveaux amplificateurs stéréophoniques SHERWOOD sont entièrement équipés de transistors :
le 9000 150 W
le 9500 50 W

Les amateurs retrouveront dans ces appareils, le sérieux, la robustesse et la finitude caractéristiques du matériel SHERWOOD

Documentation H D

HEUGEI

2 bis, r. Vivienne, Paris-2
tél. : GUT. 43-53 & 16-0

LE RÉCEPTEUR DE TRAFIC

DU DÉBUTANT

MALGRE la floraison toujours plus grande de récepteurs de trafic, beaucoup de nos lecteurs préfèrent, pour des raisons diverses, une solution personnelle au problème de l'écoute des ondes courtes sur lesquelles se situent les bandes réservées aux amateurs. Construire son propre récepteur de début est une solution avantageuse, car le matériel convenable ne manque pas, et c'est surtout une source de satisfaction à nulle autre pareille que de réunir, d'assembler les pièces nécessaires puis de procéder aux réglages et mises au point qui mènent au résultat cherché. C'est à l'intention de ceux qui ont cette optique que nous avons réalisé et décrit le récepteur de début qui, nous l'espérons, suscitera de nombreuses vocations. Tout de suite, disons que notre première idée fut de « transistoriser » dès le départ, mais à y bien réfléchir, il y a encore tant de matériel, type « lampes », dans les réserves de chacun et, au cœur de beaucoup, une certaine routine, que nous avons préféré faire appel aux « fonds de tiroirs » ou à des surplus vraiment standard.

Et puis, nous avons voulu faire simple aussi, ce qui nous amène à l'emploi de trois lampes en tout et pour tout, mais « accommodées » de la bonne façon, d'une dizaine de résistances et variables, très courants, un transformateur MF (un seul), deux potentiomètres et trois condensateurs de filtrage. C'est tout. Evidemment, en plus, alimentation et haut-parleur. Mais tout cela ne va pas très loin.

LE SCHEMA

L'œil avisé du lecteur y reconnaîtra une superhétérodyne presque classique dans lequel le changement de fréquence est produit dans la lampe d'entrée, une ECF82. La partie triode est montée en oscillatrice et la pentode du même tube assure le rôle de mélangeur : la tension HF recueillie par l'antenne est appliquée à la grille de commande et l'oscillation locale est injectée dans la cathode, ce qui a pour avantage de réduire au minimum la réaction (pulling) de l'accord sur la fréquence de l'oscillateur. Les signaux MF résultants

apparaissent dans la charge d'anode de l'étage mélangeur qui est un transformateur moyenne fréquence 1 600 kHz classique — que nous aurons d'ailleurs à modifier légèrement. L'étage suivant est un détecteur à réaction dont on sait la grande sensibilité lorsqu'il est bien monté. Il est équipé d'un tube de la même série (EF80). L'amplification à basse fréquence finale est confiée à une triode-pentode ECL80, la partie triode assurant l'amplification en tension et l'élément pentode constituant l'amplificatrice de puissance. Un transformateur de petites dimensions, associé à une diode au silicium et à une cellule de filtrage élémentaire, fournit la tension d'alimentation qui peut être comprise entre 100 et 200 V. Quant à la réalisation, nous avons trouvé simple de partir d'un châssis du commerce (Radio-Prim) 290x145x65 en métal

cadmié, sur lequel souder est un plaisir. La disposition matérielle est celle de la figure 2.

REALISATION PRATIQUE

1. *Changement de fréquence.* — Tous les éléments sont groupés autour du tube de manière à câbler très court. Les bobines L_1/L_2 et L_3/L_4 étant interchangeable sont réalisées sur des mandrins fixés sur des culots noval que l'on trouve couramment dans le commerce et apparaissent sur le dessus du châssis. L_1/L_2 est complètement enfermée dans une enceinte métallique boulonnée au châssis et munie d'un couvercle amovible. CV_1 est fixé sous le châssis par une équerre rigide au pied de la bobine. Il en est de même pour L_3-L_4 pour lequel CV_2 est également sous le châssis, tandis que CV_3 est sur le châssis au ras du blindage. La

liaison CV_3-L_4 se fait par une connexion rigide à travers un passe-fil en caoutchouc. Les fils qui relient tous les éléments sont ainsi extrêmement courts, ce qui est le résultat cherché. R_1 , C_3 , R_{11} et la cathode de l'élément triode, ainsi que le tube central du canon du support, la base de L_1-L_2 et L_4 sont ramenés directement à la masse et soudés au châssis. Il en est de même dans chaque étage pour une des cosse filaments. Pour aérer le câblage, nous conseillons de percer un trou dans le châssis au ras de l'autre cosse de chaque tube et de faire passer la ligne filaments sur le dessus du châssis en utilisant, évidemment, un fil isolé de section convenable.

2. *L'étage moyenne fréquence - détection.* L'anode de la changeuse est reliée au primaire du transformateur moyenne fréquence T_1 (provenance Cirque-Radio). Le secondaire lui est couplé et chaque enroulement comporte un moyen d'accord (noyau ou ajustable selon la marque). Il se peut que la sortie grille du secondaire se fasse par un fil à la partie supérieure du boîtier. Cette connexion est évidemment à supprimer puisque les tubes noval ont leur grille à la base. On découpera dans le châssis une ouverture aussi grande que possible, un relais à deux cosse isolées à fixer juste au

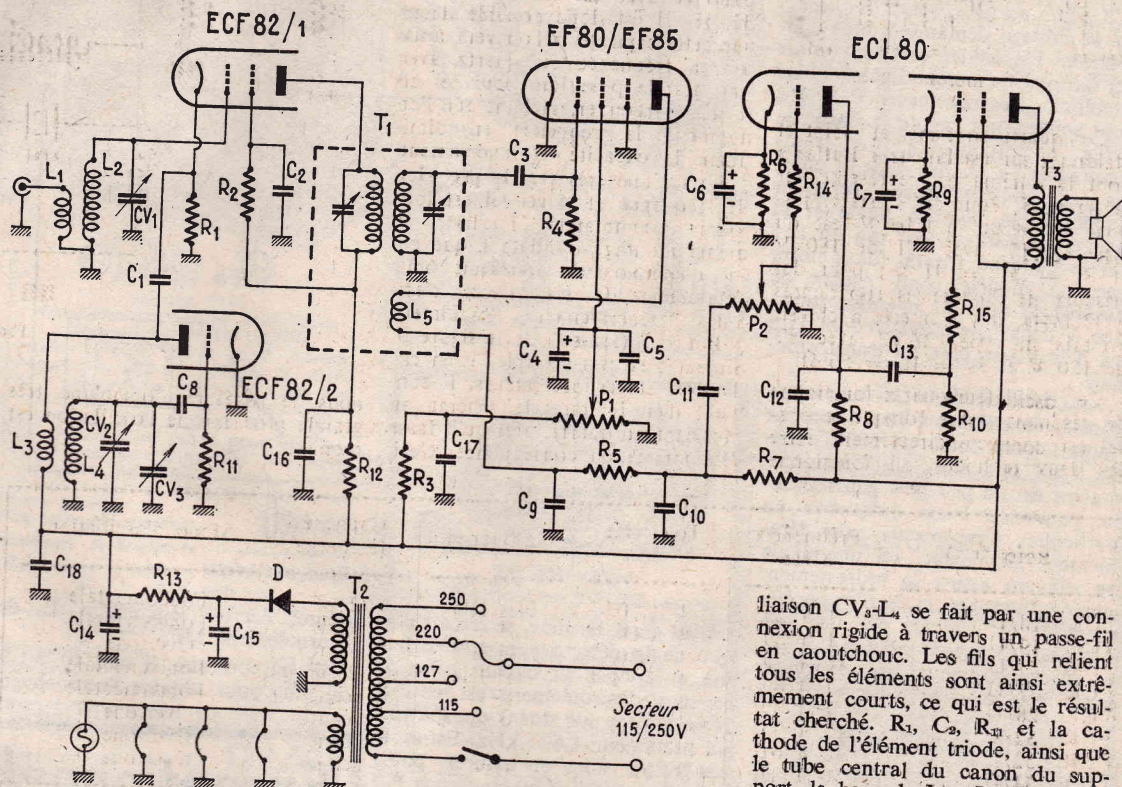


Fig. 1

COGEREL
CENTRE DE LA PIÈCE DÉTACHÉE
Département "Ventes par Correspondance"
COGEREL-DIJON (cette adresse suffit)
Magasins - pilotes :
3, RUE LA BOÉTIE - PARIS 8^e
9, BD ST-GERMAIN - PARIS 5^e

**POUR VOS ACHATS
DE COMPOSANTS,
ÊTES-VOUS AU COURANT
DE NOS NOUVELLES CONDITIONS?**

N.B. Le nouveau catalogue HP 9-102 vous sera
envoyé contre 4 timbres pour frais.

PAR COMMANDE

de 100 à 200 F
de 200 à 300 F
de 300 à 400 F
de 400 à 500 F
de 500 à 1 000 F
au-dessus de 1 000 F

VOUS AVEZ DROIT A

Port gratuit
escompte 2 %
escompte 3 %
escompte 4 %
escompte 5 %
escompte 10 %

pied du boîtier sous le châssis et on veillera à ce que C_6 et C_7 soient au ras, respectivement, de la base de L_2 et de la cosse d'écran de la EF80 et ramenés l'un et l'autre à la masse près du tube et par les voies les plus directes. Mêmes remarques pour R_4 , pour K et G_2 de la lampe.

3. *La partie basse fréquence.* Ici le câblage demande moins d'attention. L'essentiel est de réaliser les liaisons au potentiomètre P_2 en fil blindé. Les résistances R_{14} - R_{15} sont soudées au ras de la cosse de grille correspondante. Le transformateur T_2 est fixé sous le châssis non loin des cosses écran et anode de la pentode finale et la liaison au haut-parleur qui est fixé sur le panneau frontal (dans notre cas, un modèle rond Audax de 16 cm) se fait par une tige torsadée à deux conducteurs dont l'un est à la masse près du transformateur.

4. *L'alimentation.* Les tubes préconisés fonctionnent bien, avec une haute tension totale de 100 V, l'essai a été fait, mais notre transformateur est un peu plus généreux et la puissance basse fréquence en particulier s'en trouve considérablement augmentée. Ici une diode au silicium assure le redressement mono alternance et le filtrage élémentaire est effectué par une cellule en π composée de R_{13} , C_{14} , C_{15} , ce qui donne une tension de ronflement résiduelle insignifiante.

MISE AU POINT

Elle commencera... par la fin en vérifiant que la haute tension commune est normale (100 à 200 V max, suivant le transformateur utilisé. En touchant le point de liai-

son C_{11} - P_2 avec un objet métallique ou simplement avec le doigt, on entendra un ronflement caractéristique dans le haut-parleur, dont le niveau peut être ajusté par la manœuvre de P_2 . Cet essai nous suffira. Nous passerons alors à l'étage précédent et confectionnerons la bobine L_2 avec 8 tours de fil fin sous soie, autour du tube sur lequel est bobiné l'enroulement secondaire 1 600 kHz (fig. 3). Ce

drons un « toc » qui indique l'entrée en oscillation que nous cherchons et qui s'accompagne d'une disparition totale du bruit de fond audible. Ici une petite mesure s'impose. Avec un voltmètre de résistance interne correcte (minimum 5 k Ω /V mesurer la tension d'écran. L'entrée en oscillation doit se produire pour une tension de 25 à 30 V max. Si le phénomène se produit pour une tension infé-

on couplera plus serré ou on ajoutera quelques spires à L_2 . Et ce n'est que lorsque le résultat cherché sera obtenu qu'on fixera l'enroulement de réaction par une double application de vernis ou de cire. Nous aurons ainsi un enroulement indéformable dans le temps, garantie de sensibilité. C'est alors que nous pouvons mettre en place L_1/L_2 - L_3/L_4 et la lampe ECF82.

Est-ce-à-dire que les ondes du monde entier vont se bousculer pour notre plus grande joie ? Patience et expliquons-nous sur les réglages ultimes et qu'il est bon de bien comprendre avant d'aller plus loin. Mettons en place le jeu de bobines de la bande 7 MHz qui couvre d'ailleurs de 5,5 à 13 MHz, approximativement. Pour L_1/L_2 , pas de question mais L_3/L_4 n'est peut-être pas correcte. En effet, il s'agit encore d'un oscillateur et il y a une chance sur deux pour que l'oscillation ne se produise pas. En effet, le sens du bobinage L_2 peut ne pas être correct. Il y a un moyen très simple de s'en assurer. Avec le voltmètre utilisé précédemment, sur faible sensibilité, mesurer la tension grille à la jonction C_4 - R_{11} . Peu importe la valeur lue, l'important c'est qu'on trouve en ce point une légère tension négative, ce qui indique que l'oscillateur fonctionne. S'il n'en était pas ainsi, on bobinerait L_2 (et L_3 seule) en sens inverse, ce qui remettrait tout en ordre. Alors, et alors seulement, antenne branchée, nous

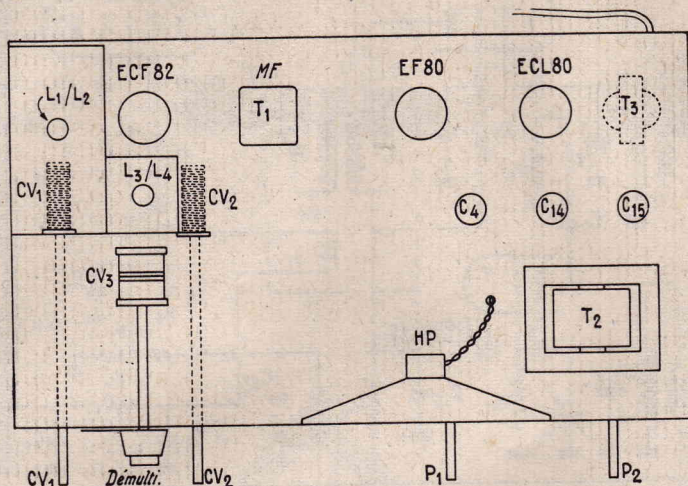


FIG. 2. — Disposition matérielle

travail étant terminé, le circuit plaque de la détectrice se trouve fermé et couplé au circuit grille. Si le sens d'enroulement est correct (une chance sur deux) nous avons un oscillateur 1 600 kHz. Est-ce le cas ? Pour nous en assurer, poussons P_2 à fond et manœuvrons P_1 : au minimum, le bruit de fond est normal si tout va bien en avançant doucement le curseur, nous enten-

dre, écarter légèrement L_2 de l'enroulement MF.

Si, au contraire, il faut 40, 50 V ou plus pour obtenir l'accrochage,

micro-atomiseurs

KONTAKT

une révolution
dans le
nettoyage
et
l'entretien
des contacts
électriques !



KONTAKT 60

Un produit d'entretien et de nettoyage qui se vaporise sur les contacts de toute nature. Kontakt 60 dissout les couches d'oxydes et de sulfure, élimine la poussière, l'huile, les résines et réduit les résistances de passage de valeurs trop élevées.

KONTAKT 61

Un produit universel d'entretien, de lubrification et de protection pour tous les contacts neufs et les appareils de mécanique de précision.

documentation n° C sur demande

distributeur
exclusif

SOLOLA

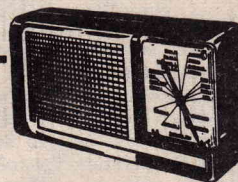
FORBACH (MOSELLE) B. P. 41

Exceptionnel !... le
NOUVEAU POSTE A TRANSISTORS
« Sabaki-Luxe »
3 TRANSISTORS
3 DIODES
VOLUME CONTROLE AUTOMATIQUE (V. C. A.)

que tout le monde, petits ou grands, peut monter, sans aucune connaissance spéciale dans ce magnifique coffret en matière plastique avec décor et cadran 2 couleurs sur fond OR.

Ensemble, comprenant : le coffret complet avec condensateur variable, contacteur PO - GO, châssis, schémas, plans, notice de montage et catalogue des pièces « Sabaki » pour toutes les combinaisons de montage.

Vendu au prix
incroyable de :



18,00
+ 3 F pour l'expédition

Le catalogue de pièces détachées contient des bons de réduction pour l'achat du matériel nécessaire à la réalisation de 17 montages différents.
Ex. : Montage N° 10 (3 transistors + 1 diode, bobinages, résistances, condensateurs, écrous, vis, circuit perforé) valeur 15 F ; avec bons : 9 F, qui s'ajoutent au prix du coffret.

Vous pouvez payer par mandat, chèque ou virement à notre C.C.P. TECHNIQUE-SERVICE 5643-45 - PARIS.

Bon spécial N° HP 3 à découper ou à recopier et à joindre à la commande. Ecrire très lisiblement - (offre valable 2 mois).

Veillez m'envoyer : coffret « Sabaki-Luxe »

Nom :

Adresse :

Je vous envoie ce jour, par : la somme de F pour cette commande. (Pas d'expédition contre-remboursement).
TECHNIQUE-SERVICE, 17, passage GUSTAVE-LEPEU, PARIS-XI°.

pouvons espérer entendre, nous allons à coup sûr entendre quelque chose. Laissons de côté CV₂ pour l'instant, manœuvrons CV₁. Nous allons trouver quelque part une station, peu importe laquelle, et nous y arrêter. Manœuvrons CV₁. En un point précis, on constatera une augmentation considérable du signal. Avançons doucement P₁. Le signal augmente d'une façon spectaculaire jusqu'au moment où la détectrice « accroche ». Revenir en arrière très légèrement : nous serons réglé de façon optimum lorsque le secondaire de T₁ sera accordé sur la même fréquence que son primaire. Tournons CV₂, voici des dizaines de stations qui défilent. N'oublions pas de réajuster CV₁ au maximum à chaque fois.

Pour repérer dans cette foule les bandes-amateurs, ce sera assez difficile et assez long si on s'impose d'écouter l'une après l'autre toutes

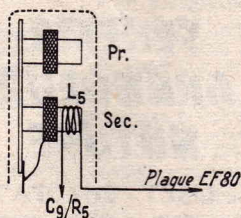


Fig. 3. — Modification du transformateur MF (T₁)

les stations, mais un générateur simple ou mieux un calibrateur à quartz (7 MHz) dont on utilise soit la fondamentale, soit les harmoniques, et éventuellement incorporé au récepteur, conduira au résultat immédiatement (fig. 5). CV₂ étant engagé à fond, chercher avec CV₂ la fréquence 7 000 kHz du marqueur. Faire l'accord avec CV₁. On remarquera alors que la manœuvre de CV₂ fait défiler toutes les stations de la bande 40 mètres et dieu sait s'il y en a ! On identifiera aisément en haut et chass-bande, l'émission puissante de Radio-Monte-Carlo. Cela, de jour, car à partir de l'après-midi, le nombre des

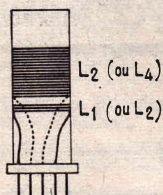


Fig. 4. — Réalisation pratique des bobinages

stations commerciales et leur puissance sont tels qu'aucune écoute n'est plus possible avec n'importe quel récepteur. Heureusement, il y a d'autres bandes.

Passons de la même manière aux autres jeux de bobinages en procédant comme pour la précédente. Grâce au marqueur ce sera vite fait. On aura, bien entendu, remarqué au bout de quelques minutes que lorsque la détectrice est à la limite de l'oscillation, la sensibilité est étonnante et la sélectivité tout à fait surprenante et que, lorsque l'on dépasse ce point, les signaux télégraphiques en ondes entretenues pures (A₁) et les émissions en SSB (Bande latérale unique) sont reçus très confortablement.

Pour simplifier on notera que le dernier jeu de bobines couvre les bandes 21 et 28 MHz. Pour la première, CV₁ et CV₂ se trouvent à mi-course tandis que pour la seconde, les lames en sont très peu engagées. Lorsque le bas de bande est trouvé ou repéré, le réglage en CV₂ en assure l'étalement. Lorsqu'on sera familiarisé avec ce petit récepteur, on remarquera que, l'oscillateur étant calé sur une fréquence, on trouve avec CV₁ deux points d'accord, l'un, le bon, qui se trouve sur une fréquence supérieure de 1 600 kHz à celle de l'oscillateur, l'autre 1 600 kHz plus bas. La bande 80 m échappe à cette règle. En raison de la fréquence basse, l'oscillateur travaille ici sur la fréquence supérieure, soit 5,1 MHz. On repérera facilement les limites de la bande avec un générateur étalonné ou mieux avec notre marqueur partant cette fois d'un cristal 3 500 kHz, valeur d'ailleurs beaucoup moins courante dans les surplus que les fréquences supérieures : 5, 6, 7, 8 MHz par exemple. CV₁ permettra l'accord sur 5,1 MHz — 1,6 MHz = 3,5 MHz et aussi sur 5,1 MHz + 6,7 MHz sur le battement supérieur. CV₁ et CV₂ étant munis de boutons-flèches, il sera facile de faire pour chacun un repère pour chaque bande, mais le marqueur incorporé sera très utile pour en trouver à coup sûr et d'une façon précise la limite inférieure.

CONCLUSION

Nous pensons, avec cette description détaillée, avoir satisfait les désirs de nombreux débutants qui

désirent construire eux-mêmes le récepteur de leurs premiers pas. Qu'on ne s'y trompe pas : il ne s'agit là, ni d'un retour en arrière... ni d'un bricolage plus ou moins fanfrelu. Nous avons comparé les performances avec des récepteurs de trafic réputés et nous avons été surpris de constater que lorsque l'on sait utiliser le condensateur d'accord et le potentiomètre de réaction, les stations sont reçues aussi bien avec l'un qu'avec l'autre. La sélectivité, sans être parfaite, est très honnête et la réjection des images un peu faible sur 28 MHz, est satisfaisante, voire excellente sur les autres bandes. Enfin, on notera que le matériel utilisé est facile à trouver, lorsqu'on ne le possède pas déjà. (Pour notre part, nous avons trouvé l'essentiel des

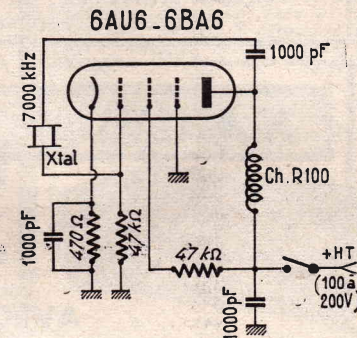


Fig. 5. — Marqueur à quartz

pièces : CV₁ - CV₂ - CV₃ - T₁ - T₂ - Xtal - Ch ainsi que les tubes chez Cirque-Radio.)

Bon courage à ceux qui le réaliseront et bons DX.

TABEAU DES BOBINAGES

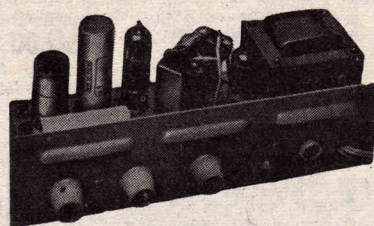
Bandes MHz	L ₁	L ₂	L ₃	L ₄	Bande couverte par CV ₁ /L ₂ MHz
3,5	10	40	8	28	3-7
7	7	18	5	19	5,5-13
14	4	9	3	9	11-24
21	2 1/2	6	3	»	15-34
28	»	»	»	6	15-34

Mandrins Métox (14 mm) sans noyau.

Fil émaillé 20 à 30/100 mm. - Bobinages à spires jointives.

HAUTE FIDELITE

AVR 4,5 W



Pour électrophone 3 lampes : 1 x 12AU7 - 1 x EL84 - 1 x EZ80
3 potentiomètres : 1 grave, 1 aigu, 1 puissance - Matériel et lampes sélectionnés - Montage Baxandall à correction établie - Relief sonore physiologique compensé.
En pièces détachées. NET 78,00
Câblé, en ordre de marche 128,00

★ Autres modèles d'amplis et Tuners FM

★ Enceintes acoustiques

R^o VOLTAIRE

155, avenue Ledru-Rollin, PARIS-XI^e
ROQ. 98-64 C.C.P. 5608-71 - PARIS

PARKING ASSURÉ

RAPY

VALEUR DES ELEMENTS DU SCHEMA DE LA FIGURE 1

- R₁ = 1 kΩ ;
- R₂ = 1 kΩ ;
- R₃ = 150 kΩ ;
- R₄ = 1 MΩ ;
- R₅ = 10 MΩ ;
- R₆ = 1 kΩ ;
- R₇ = 100 kΩ ;
- R₈ = 100 kΩ ;
- R₉ = 330 Ω ;
- R₁₀ = 1 MΩ ;
- R₁₁ = 100 kΩ ;
- R₁₂ = 1 kΩ ;
- R₁₃ = 1 kΩ - bo. 5 W ;
- R₁₄ - R₁₅ = 1 kΩ.
- Pot₁ = 50 kΩ - bob. ;
- Pot₂ = 1 MΩ - inter ;
- CV₁ = 135 pF ;
- CV₂ = 135 pF ;
- CV₃ = 15 pF ;
- D = SFR 156

OA211 ou 214
BY100.

- C₁ = 1 000 pF ;
- C₂ = 10 000 pF ;
- C₃ = 100 pF ;
- C₄ = 16 μF - 350 V ;
- C₅ = 10 000 pF ;
- C₆ = 25 μF - 25 V ;
- C₇ = 25 μF - 25 V ;
- C₈ = 100 pF ;
- C₉ = 2 000 pF ;
- C₁₀ = 1 000 pF ;
- C₁₁ = 10 000 pF ;
- C₁₂ = 500 pF ;
- C₁₃ = 10 000 pF ;
- C₁₄ = 32 μF - 350 V ;
- C₁₅ = 32 μF - 350 V ;
- C₁₆ = 10 000 pF ;
- C₁₇ = 10 000 pF ;
- C₁₈ = 1 000 pF.

T₁ = transformateur MF

1 600 kHz ;

T₂ = transformateur d'alimentation 150 V - 60 mA - 6,3 V - 1,5 A ;

T₃ = transformateur BF ;

PR = 10 kΩ. Sec : en rapport avec le HP utilisé.

L'EMETTEUR DE LA STATION F3AV RECTIFICATIVES NUMERO 1 083

Figure 1 et texte : Il faut lire Sécurité-clamp ou Protection-clamp (et non champ).

Figure 2 :

a) Le condensateur connecté entre grille de commande et cathode du tube 6AU6 a une capacité de 510 pF, c'est-à-dire égale à celle du condensateur branché entre cathode et masse (et non pas 50 pF comme indiqué).

b) Le condensateur à air de 22 pF du circuit II est du type ajustable.

Figure 5 :

Les deux condensateurs au mica connectés entre écrans et cathodes (masse) des tubes 6146 présentent une capacité de 1 000 pF (et non 100).

NUMERO 1 084

Figure 6 :

Le retour du filament du tube EL34 supérieur doit être connecté à la masse.

Figure 7 :

Vers le transformateur Tr.3, la connexion qui relie la partie supérieure du condensateur de 50 μF à la partie inférieure du redresseur doit être supprimée.