

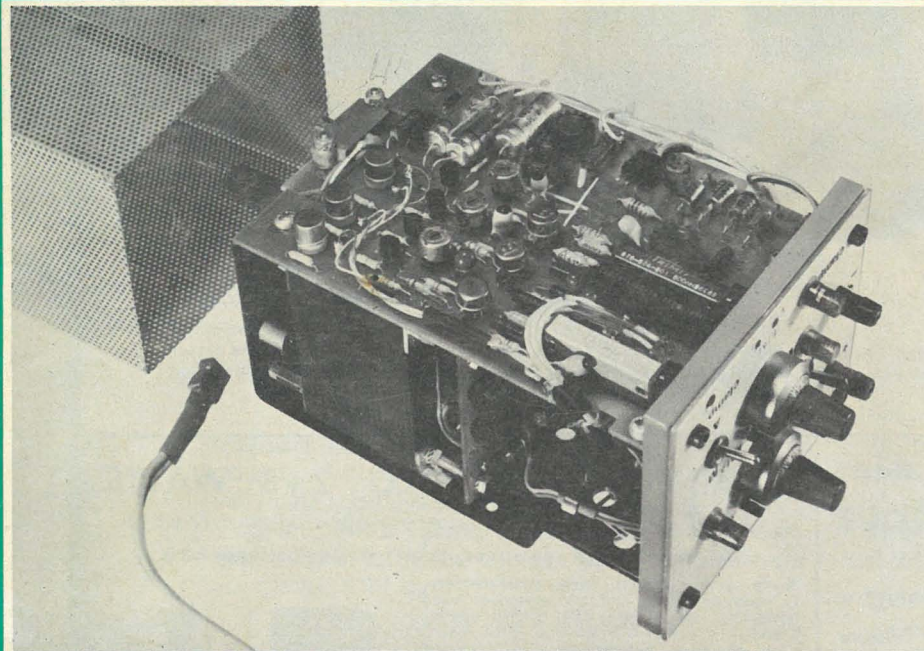
# Radio plans

GRAND CONCOURS  
PERMANENT  
(règlement page 15)

AU SERVICE DE L'AMATEUR  
DE RADIO DE TÉLÉVISION  
ET D'ÉLECTRONIQUE

N° 295 - JUIN 1972

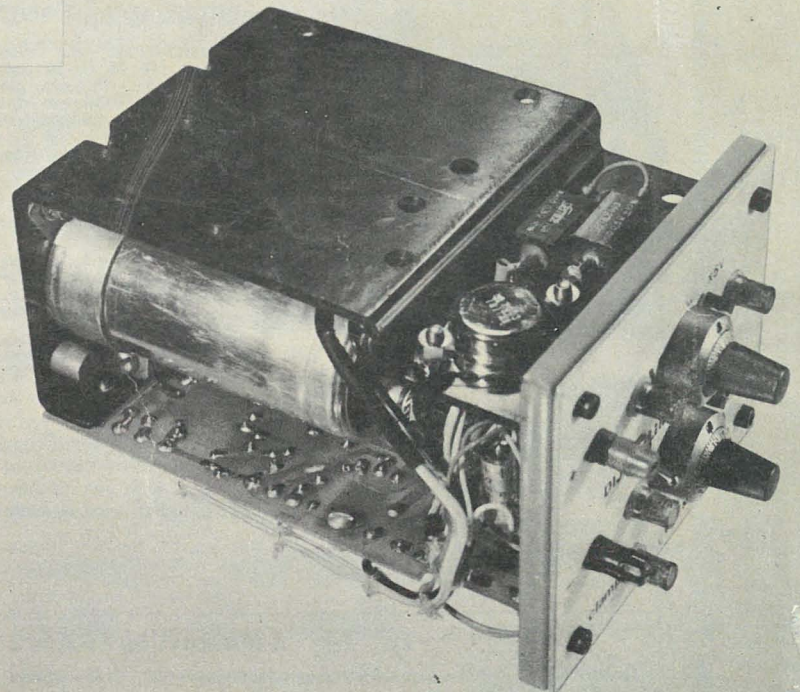
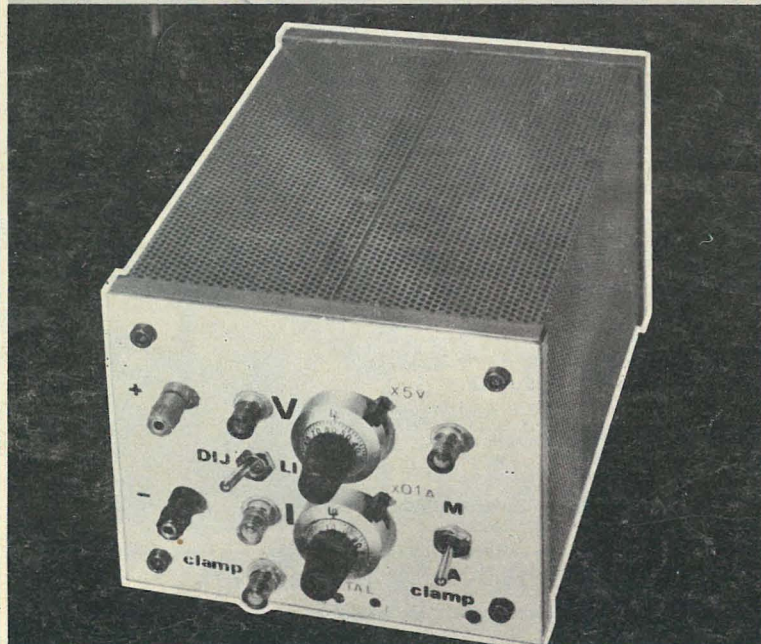
2,50 F



## ALIMENTATION STABILISÉE DE LABORATOIRE

1<sup>er</sup> prix de notre concours d'avril 1972

(description page 16)



# Radio plans

AU SERVICE DE L'AMATEUR  
DE RADIO DE TELEVISION  
ET D'ELECTRONIQUE

Revue mensuelle paraissant le 25

## SOCIÉTÉ PARISIENNE D'ÉDITION

Société anonyme au capital de 30 000 F.

PRÉSIDENT-DIRECTEUR-GÉNÉRAL  
DIRECTEUR DE LA PUBLICATION  
**Jean-Pierre VENTILLARD**

SECRÉTAIRE GÉNÉRAL DE RÉDACTION  
**André EUGÈNE**

SECRÉTAIRE DE RÉDACTION  
**Jacqueline BERNARD-SAVARY**

DIRECTION - RÉDACTION  
ADMINISTRATION

2 à 12, rue de Bellevue - Paris-19<sup>e</sup>  
Tél. : 202.58.30

### ABONNEMENTS

2 à 12, rue de Bellevue - Paris-19<sup>e</sup>

FRANCE : 1 an 26 F - 6 mois 14,00 F  
ETRANGER : 1 an 29 F - 6 mois 15,50 F

Pour tout changement d'adresse,  
envoyez la dernière bande  
accompagnée de 1 F en timbres  
C.C.P. 31.807-57 LA SOURCE

### PUBLICITÉ

J. BONNANGE  
44, rue Taitbout - Tél. : 874.21.11

TIRAGE DU PRÉCÉDENT NUMÉRO  
51.095 exemplaires



# SOMMAIRE

N° 295  
JUIN 1972

## Concours :

- 15 • Règlement et résultats du concours d'avril 1972
- 16 • Premier prix : Alimentation stabilisée de laboratoire
- 21 • Deuxième prix : Chronomètre d'agrandissement
- 27 • Troisième prix de mars : Commutateur électronique
- 28 • Quatrième prix de mars : Minuterie à multiples usages
- 30 • Cinquième prix de mars : Alimentation stabilisée
- 31 • Sixième prix de mars : Sonde électronique
- 32 • Septième prix de mars : Récepteur PO simple
- 32 • Huitième prix de mars : Timer pour projecteur photos

## Études et réalisations des modules Radio-Plans

34 Modules préamplificateurs

## Les bancs d'essai de Radio-Plans :

- 36 L'amplificateur Marantz 1030
- 42 Radio-récepteur à modulation de fréquence
- 46 Impérator 250, préamplificateur-amplificateur HI-FI stéréo
- 51 Petit générateur portatif de courant continu
- 54 Fréquence-mètre
- 56 Modulateur de lumière psychédélique à circuit de silence
- 58 Haut-parleur à contre-réaction magnéto-mécanique
- 59 Astuce pour écouter les émissions BLU
- 60 Récepteur Heathkit « Tiger » GRB 220
- 61 Étude du multimètre numérique centrad 144 K

## Chronique des Ondes Courtes :

- 67 Ondemètre à absorption et dipmètre à transistors
- 71 Instruments électroniques de musique
- 76 Original timbre électronique
- 77 Courrier de Radio-Plans
- 78 Salon international des composants électroniques
- 80 Nouveautés et informations

## NOTRE COUVERTURE :

*Alimentation stabilisée  
de laboratoire :*

*1<sup>er</sup> Prix*

*de notre concours  
d'avril 1972*

*(voir article en page 16)*



# CONCOURS MENSUEL

**N**OTRE concours a bénéficié encore ce mois-ci de l'accueil très favorable de nos lecteurs. Nous tenons à les en remercier. Bien évidemment, cette fois encore, il n'y a pas que des gagnants.

Voici les huit concurrents qui nous ont paru, soit par le sujet choisi, soit par la technique de leur réalisation, les plus valeureux. Nos gagnants recevront leur chèque dans les tous prochains jours.

Nous les félicitons par la voie de la revue, de même que nous encourageons les malchanceux à poursuivre leur effort. Bravo à tous.

Voici les gagnants du concours d'avril 1972 :

- 1<sup>er</sup> prix : **Jean-Paul BOUSSAC**, 38-Grenoble; Alimentation stabilisée de laboratoire
- 2<sup>e</sup> prix : **Jean-Luc DAMNET**, 93-Montreuil; Chronomètre d'agrandissement
- 3<sup>e</sup> prix : **J.-M. DURAND**, 89-Champs-sur-Yonne; Ondemètre à émission et à absorption
- 4<sup>e</sup> prix : **Alain RUDAZ**, 1213 Onex (Gve) Suisse; Sonde de test pour les montages à circuits logiques intégrés
- 5<sup>e</sup> prix : **Jean-Pierre CHARLIER**, 5800-Gembloux (Belgique); Automatisation d'une table de mixage
- 6<sup>e</sup> prix : **Patrick LEGRAY**, 14-Lion-sur-Mer; Disposition de projection en fondu enchaîné
- 7<sup>e</sup> prix : **Jean-Pierre LAVAU**, Marrakech (Maroc); Modification sur l'ampli tuner Philips RH 781
- 8<sup>e</sup> prix : **Julien FOUQUET**, 86-Lussac-les-Châteaux; Contrôleur de transistors HF à quartz

Nos lecteurs trouveront dans les pages suivantes la description des deux premiers prix de ce mois, ainsi que le développement des six derniers prix de notre concours de mars.

Nous serions heureux de connaître le point de vue de nos lecteurs quant à l'intérêt qu'ils ont pu trouver dans ces thèmes. Les critiques seront évidemment bien accueillies... également.

## RÈGLEMENT

1. Tout lecteur ou abonné de Radio-Plans peut participer à ce concours gratuit.
2. Ce concours porte sur la réalisation de montages électroniques facilement reproductibles par un amateur et utilisant du matériel courant. Ces appareils devront être une œuvre personnelle et les concurrents devront les avoir expérimentés.
3. Les participants devront nous adresser le bon de participation qu'ils trouveront ci-dessous ou le recopier, dûment rempli, une description du montage proposé, son fonctionnement et son emploi; le ou les schémas et si possible les plans de câblage. En cas d'utilisation de circuits imprimés joindre le dessin des connexions gravées et l'implantation des composants; une attestation sur l'honneur précisant qu'il s'agit d'un montage personnel n'ayant jamais fait l'objet d'une publication antérieure; des photos de l'appareil réalisé.
4. Les documents, le bon de participation rempli ou recopié et l'attestation doivent être adressés avant le 15 juin 1972, le cachet de la poste faisant foi.
5. La liste des gagnants sera publiée dans notre numéro de juillet.
6. Les réalisations seront jugées par un jury compétent.
7. Les prix, d'un montant total de 1 500 F, seront répartis comme suit :

• 1 <sup>er</sup> prix .....	500 F
• 2 <sup>e</sup> prix .....	300 F
• 3 <sup>e</sup> prix .....	200 F
• 5 prix de 100 F .....	500 F

Toutefois, le jury se réserve le droit de modifier cette répartition des prix dans le cas où il estimerait qu'il lui est impossible, sans faire preuve d'injustice de départager les gagnants selon la distribution prévue.

8. Après une première sélection, il sera demandé aux concurrents de nous envoyer pour essai, leur maquette qui leur sera retournée après vérifications.
9. Les textes, schémas, photographies, même non primés, deviendront propriété de Radio-Plans et ne seront pas retournés. Il ne sera pas accusé réception des envois. Il est donc inutile de joindre un timbre pour la réponse.
10. Le seul fait de participer au concours implique l'acceptation de ce règlement.

### BON DE PARTICIPATION - CONCOURS JUIN 1972

### ATTESTATION

CONCOURS PERMANENT DES MONTAGES AMATEURS

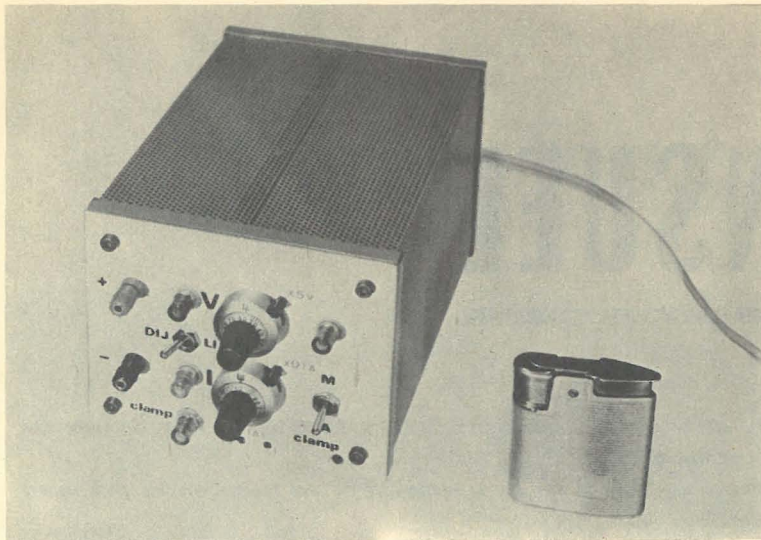
NOM : .....

PROFESSION : .....

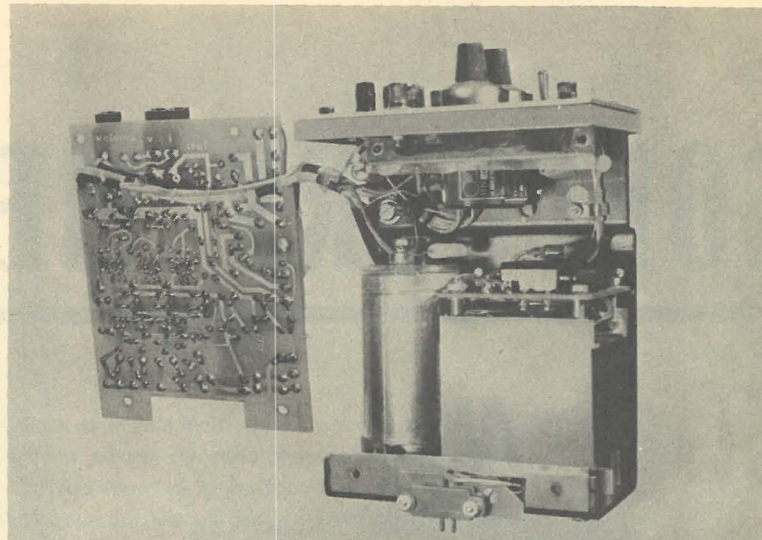
ADRESSE : .....

Je certifie sur l'honneur que l'appareil présenté par moi au concours de Radio-Plans est une étude strictement personnelle.

Signature :



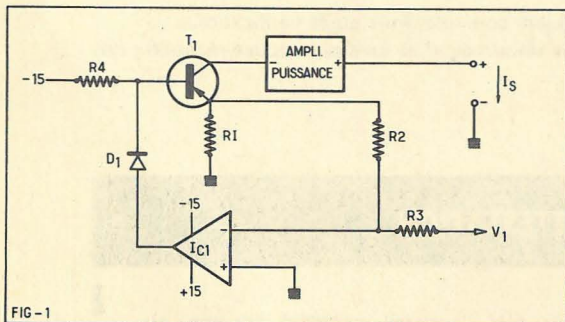
Vue générale de l'appareil.



Vue de dessous. Circuit imprimé enlevé. On distingue le toron de fils entre le circuit et le reste du montage, qui permet d'intervenir sur le CI en fonctionnement. On voit le condensateur de filtrage et le transformateur d'alimentation. Sur celui-ci, la plaquette supportant les fusibles, et les cosses de sortie, du transfo. On remarque la prise SOURIAU modifiée qui reçoit le cordon secteur à l'arrière.

**1<sup>er</sup> PRIX D'AVRIL 1972**

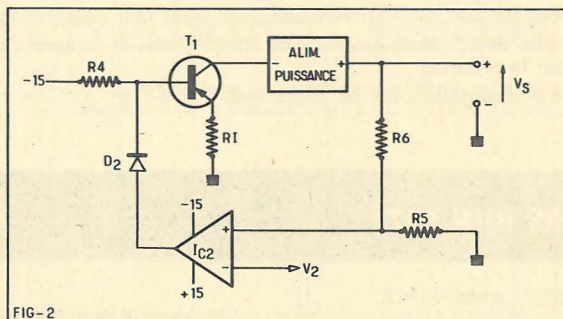
# ALIMENTATION STABILISÉE DE LABORATOIRE A COMMUTATION « TENSION COURANT » AUTOMATIQUE



Principe de la régulation de courant.

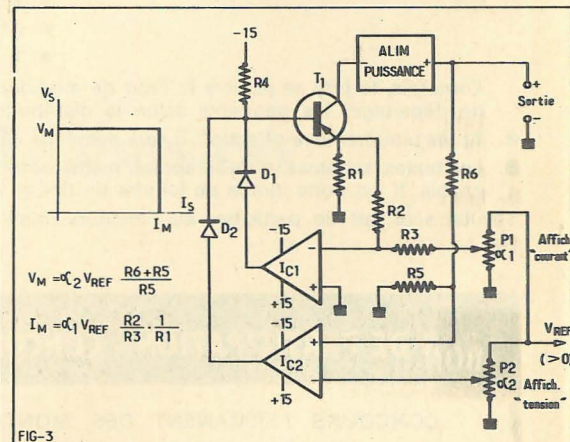
$$I_s = V_1 \cdot \frac{R_2}{R_3} \cdot \frac{I}{R_1} \quad (V_1 > 0)$$

Si  $\beta$  de  $T_1$  très élevé (Darlington).

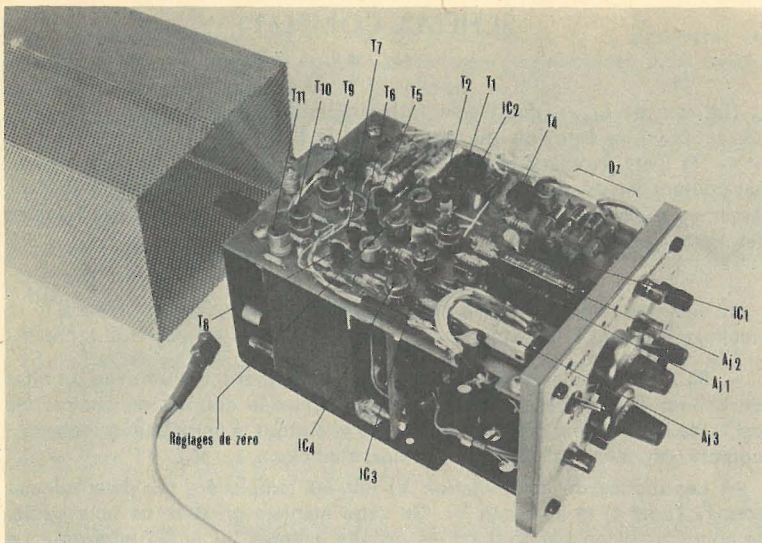


Principe de la régulation de tension.

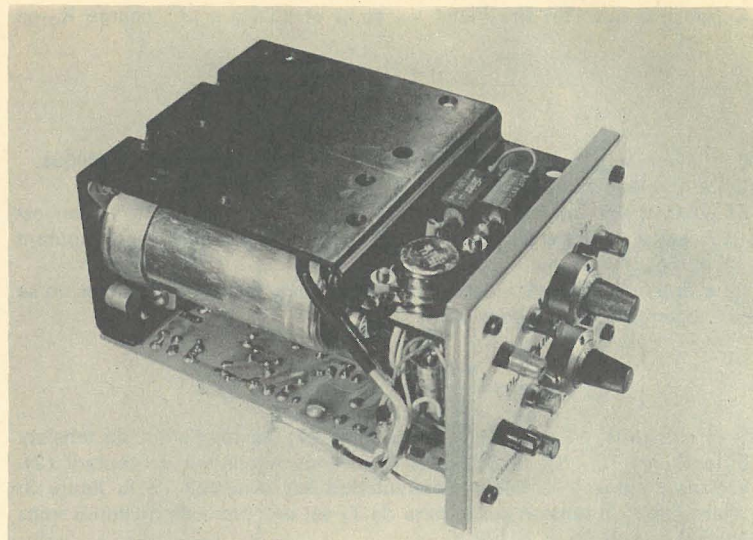
$$V_s = V_2 \cdot \frac{R_6 + R_5}{R_5} \quad (V_2 > 0)$$



Principe de la régulation « tension-courant » automatique.



Appareil vu de dessous :  
Capot enlevé. Vu sur le CI côté élément.



Vue de côté.  
Sur le dessus, le logement du transistor de puissance  $T_3$  et des deux résistances de  $0,5 \Omega$  (RI).  
Le condensateur de  $15 \mu F$ , visible au premier plan, est soudé directement sur les bornes de sortie.

CETTE alimentation offre la particularité de fournir une régulation soit en tension soit en courant suivant la charge connectée, sans commutation manuelle. Un commutateur permet de fonctionner soit en régulation de courant soit en disjoncteur, pour une limite de courant affichée. Dans la réalisation personnelle les tensions et courant sont affichés par potentiomètre et cadran linéaire (ici potentiomètre 10 tours et bouton compte-tours).

La régulation de tension offre des performances intéressantes : 1 A jusqu'à 35 V (0,5 A jusqu'à 40 V) avec 0,6 mVeff d'ondulation en sortie, résistance interne  $10^{-3} \Omega$  environ, régulateur meilleur que  $10^{-3}$ . Des voyants signalent le mode de fonctionnement. L'appareil a été réalisé avec des circuits intégrés opérationnels de grandes performances (LM301 ou SFC 2301) mais peut être réalisé avec des amplificateurs opérationnels moins coûteux (SFC2709 etc.) avec des performances moins bonnes cependant.

Précisons que le matériel spécial, tels que ajustables 25 tours, transformateur, condensateur de filtrage est disponible chez certains casseurs à bas prix (Delzongle par ex.) (ainsi que la plupart des résistances 1/4 W). Le reste (diodes, transistors...) est du matériel courant. Seule difficulté : les potentiomètres 10 tours d'affichage de V ou I. Mais on peut les remplacer par un système de commutateurs ou simplement par un potentiomètre avec un cadran gradué.

## PRINCIPE DE LA REGULATION EN COURANT

(fig. 1)

Le schéma parle de lui-même. Une variation de courant en sortie par ex. I augmente : la tension aux bornes de  $R_1$  devient plus négative, l'entrée inverseuse de  $IC_1$  reçoit une tension négative, sa sortie devient alors positive; la base de  $T_1$  (alimentée par  $R_4$ ) devient plus positive entraînant une diminution du courant. La variation de  $I_s$  est donc compensée, d'autant mieux que  $IC_1$  a un grand gain.

## REGULATION DE TENSION

(fig. 2)

Le principe est le même. La différence est due au fait que l'on prend une fraction de  $V_s$  par  $R_5$  et  $R_6$  que l'on compare avec  $V_2$  dans  $IC_2$ .

## REGULATION TENSION COURANT

(fig. 3)

Dans ce montage les diodes  $D_1$  et  $D_2$  font la commutation V-I. On retrouve les éléments des deux montages précédents.

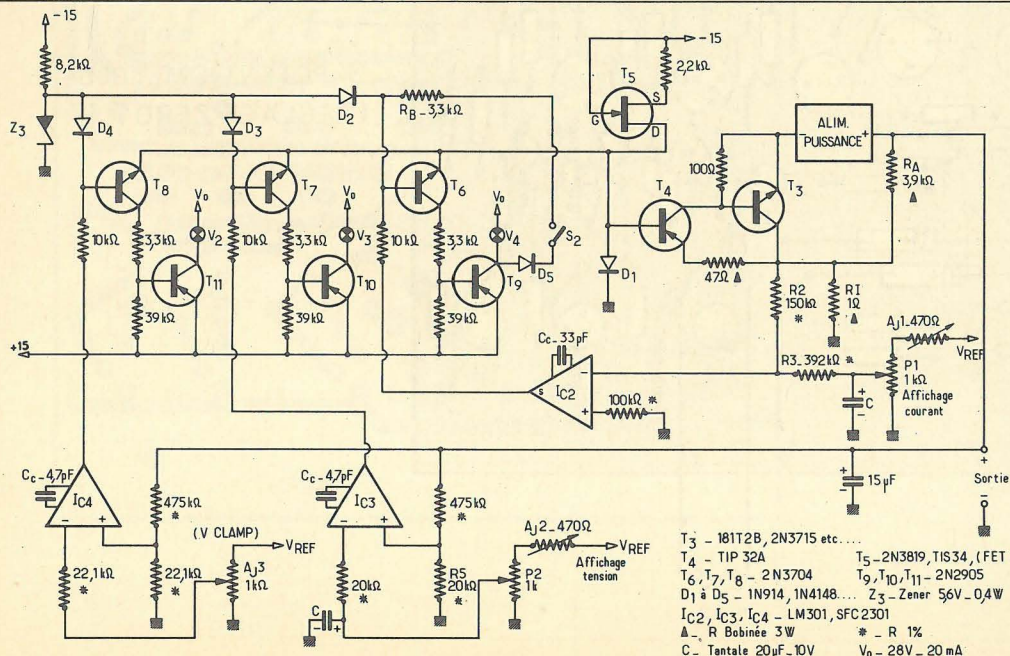


FIG-4

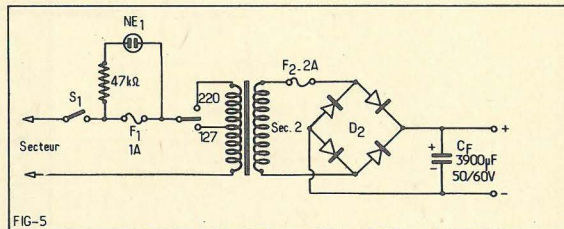


FIG-5

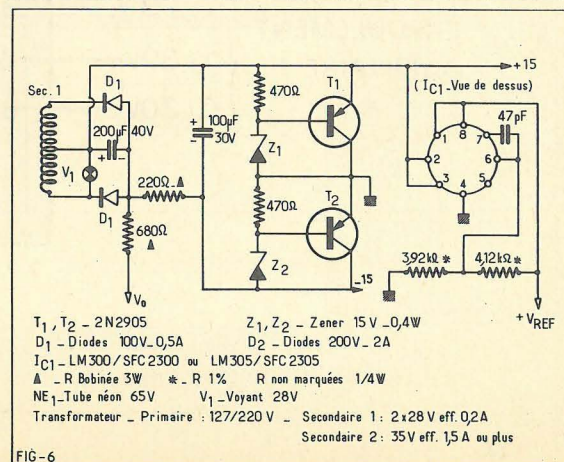


FIG-6

Supposons que l'on ait affiché  $V_M$  et  $I_M$  et qu'il y a une charge  $R_C$  en sortie; si

$$\frac{V_M}{R_C} = I_S$$

est inférieur à  $I_M$  on se trouve sur la partie horizontale du graphique.

On a une régulation de tension à  $V_S = V_M$  si  $I_S$  est inférieur à  $I_M$ .

Si au contraire on a (charge faible)  $R_C I_M = V_S$  inférieur à  $V_M$  on est dans la partie verticale du graphique. On a alors une régulation de courant à  $I_S = I_M$ .

La « droite de charge » dessinée sur les deux graphiques permet de se rendre compte qu'il y a deux zéros :

$$\text{avec } R_M = \frac{V_M}{I_M}$$

Si la charge  $R_S > R_M$  on est dans la zone (1) de régulation de tension.

Si la charge  $R_S < R_M$  on est dans la zone de régulation de courant (2).

Voyons comment se fait la commutation sur le circuit de la figure 3;  $R_1$  étant faible, la tension sur la base de  $T_1$  est de l'ordre de quelques volts (négatifs) : soit  $V_{BE} + I_S R_1$ .

Dans la zone (1)  $V_S = V_M$  mais  $I_S$  est inférieur à  $I_M$  donc la sortie de  $I_{C1}$ , qui tendrait, si  $I_C$  était seul, à faire augmenter le courant dans  $T_1$ , est polarisée à  $-15$  (en effet la ddp entre les entrées de  $I_{C1}$  est élevée). La diode  $D_1$  est donc polarisée en inverse et aucun courant n'y passe, c'est donc  $I_{C2}$  qui régule.

Dans la zone (2) au contraire  $I_S = I_M$  mais  $V_S < V_M$ ;  $I_{C2}$  a donc sa sortie polarisée à  $-15$ .  $D_2$  est alors en inverse et c'est  $I_{C1}$  qui régule.

## SCHEMA COMPLET

(fig. 4)

(Le rôle de  $I_{C4}$  et des éléments s'y rapportant est expliqué plus loin.) On retrouve les éléments du montage de la figure 3.

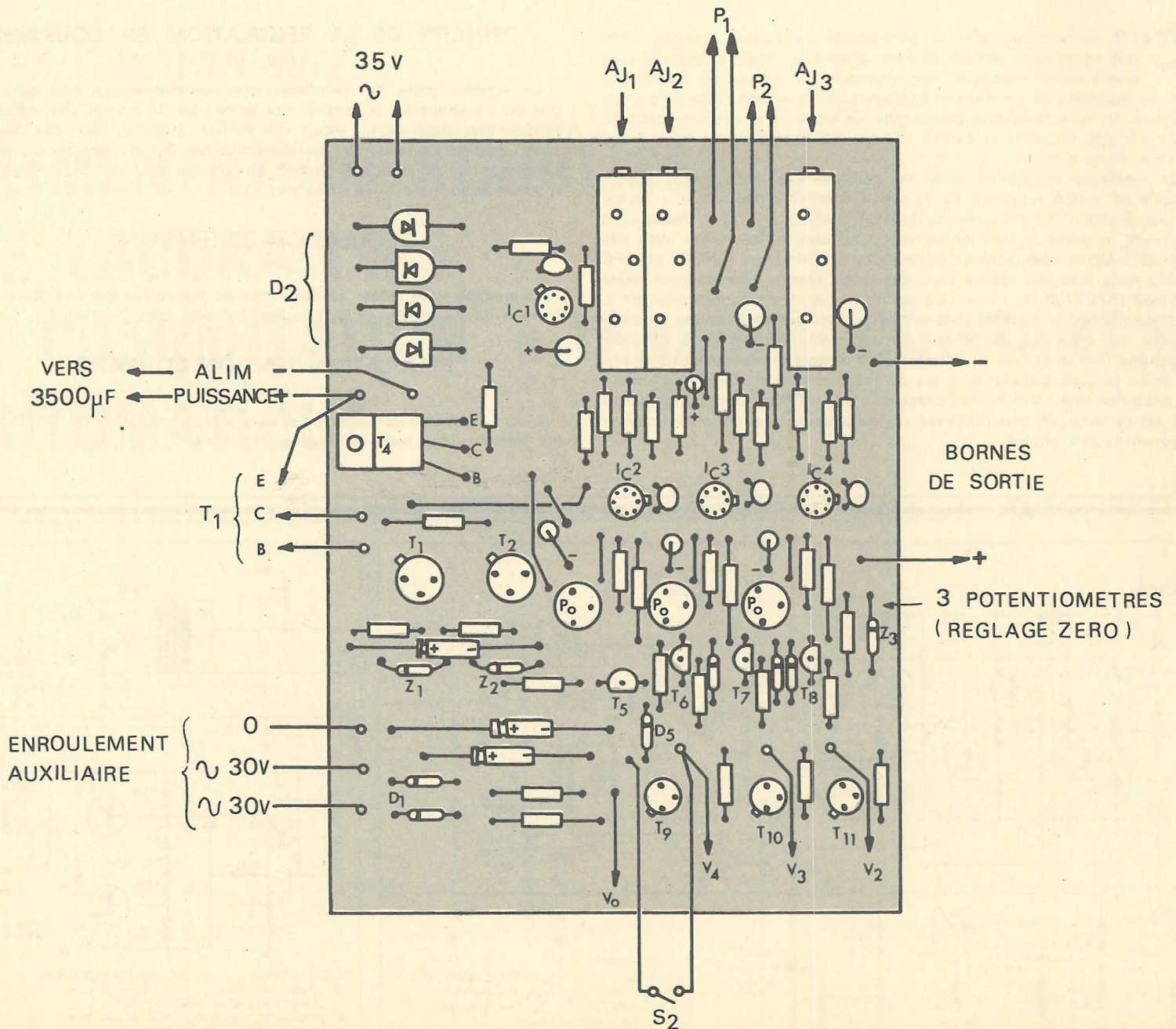
—  $T_1$  a été remplacé par un Darlington  $T_3$  et  $T_4$  pour pouvoir commander un courant important et pour diminuer l'erreur sur le courant : en effet  $R_1$  est traversé par le courant de sortie  $I_S$  et par le courant base de  $T_4$ ; avec les deux transistors l'erreur n'est que

$$\frac{1}{\beta_3 \beta_4} \quad \left( \text{soit environ } \frac{1}{1000} \right)$$

—  $R_4$  a été remplacé par un générateur de courant, réalisé avec un effet de champ  $T_5$ . De cette annexe on isole mieux le courant de commande de  $T_4$  de l'ondulateur restant sur le  $-15$  et surtout la commutation tension-courant est mieux marquée au point d'inflexion  $I_M V_M$ .

— Les diodes de commutation  $V_1$  ont été remplacées par deux transistors  $T_6$  (pour I) et  $T_7$  (pour V). De cette manière on évite de faire passer le courant de commande dans les circuits intégrés  $I_{C2}$  et  $I_{C3}$  et surtout on peut commander deux voyants indiquant l'état de l'alimentation :  $V_4$  pour régulation de courant,  $V_3$  pour régulation de tension, par l'intermédiaire de deux transistors amplificateurs  $T_9$  et  $T_{10}$ .

Les diodes  $D_2$ ,  $D_3$  et la zener  $Z_3$  protègent les transistors  $T_6$   $T_7$  contre les tensions inverses sur les bases; en effet quand une régulation (V ou I) n'est pas connectée, la sortie du circuit intégré correspondant n'est pas connectée au transistor dans le sens passant mais à  $-15$ . Les émetteurs



se trouvant à environ  $-2$  à  $-4$  V, les jonctions de  $T_6$   $T_7$  pourraient être détruites. Ici les diodes  $D_2$  ou  $D_3$  deviennent conductrices et la tension sur les bases est limitée à  $-6$  V environ.

— La disjonction se fait simplement en transformant les transistors  $T_6$  et  $T_9$  en bistable par la diode  $D_5$ . Lorsqu'on atteint  $I_M$ ,  $I_6$  devient conducteur,  $T_9$  aussi et  $R_B$  introduit une réaction positive qui sature  $T_6$  et  $T_9$ .  $T_4$  se trouve alors porté sur la base à un potentiel positif (limité par  $D_1$ ) qui bloque complètement  $T_3$  et  $T_4$  : la tension de sortie s'annule.

Pour réamorcer, il suffit d'ouvrir  $S_2$ , on repasse alors en régulation de courant.

$R_A$  sert à compenser les fuites de  $T_3$   $T_4$ . Comme elle est connectée le courant la traversant ne passe pas à travers  $R_1$  grâce à  $R_A$ , après disjonction (ou en affichant  $V = 0$  ou  $I = 0$ ) on trouve en sortie  $V_S = 2$  mV  $I_S = 1$   $\mu$ A (à froid).

### ROLE DE $I_{C4}$ , $T_6$ , $T_{11}$ ( $V_{clamp}$ )

Précisons que ce circuit n'est pas nécessaire; pour le supprimer il suffit de supprimer tous les éléments se rapportant à ce circuit  $I_{C4}$ ,  $T_6$ ,  $T_{11}$ ,  $D_4$ ,  $AJ_3$ , etc.

Dans certaines applications il est nécessaire de ne pas dépasser une tension d'alimentation : c'est le cas des circuits intégrés logiques TTL alimentés en  $+5$  V. Or un bouton d'affichage de la tension se tourne très facilement par erreur d'où risque de destruction. Le rôle de ces circuits  $V_{CLAMP}$  est de disposer d'une limitation de tension réglable par  $AJ_3$  indépendante du bouton d'affichage de tension  $P_2$  un voyant  $V_2$  signale qu'on a

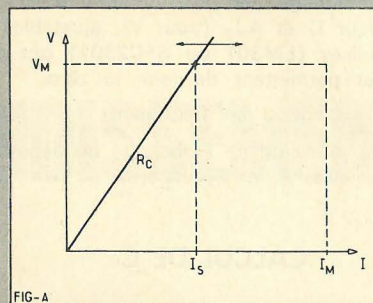
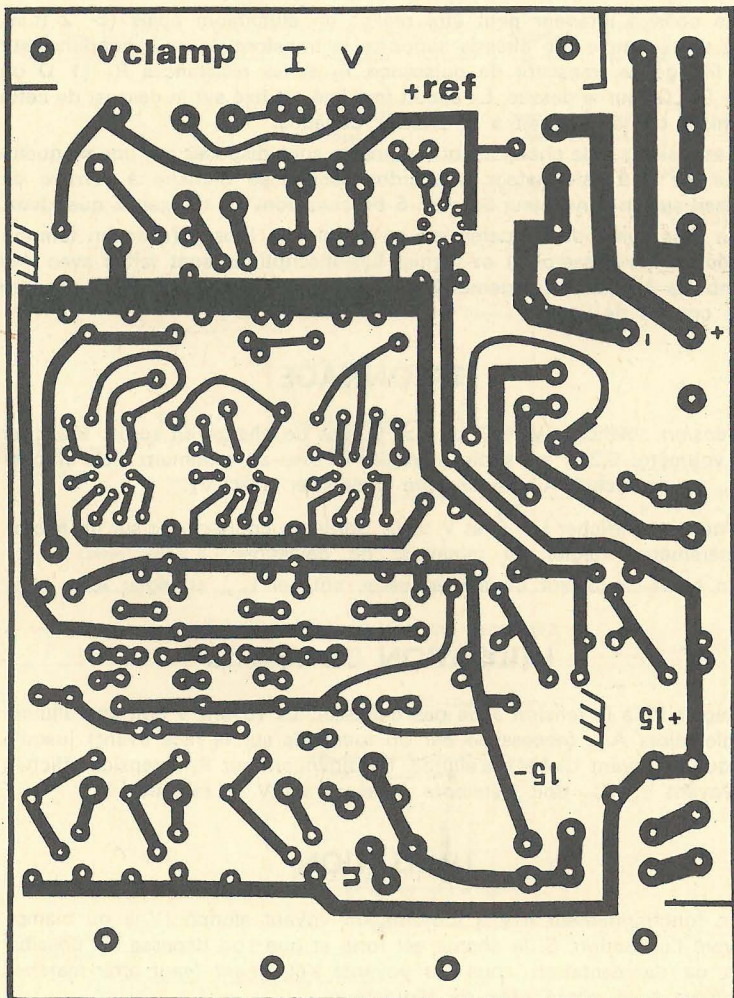


FIG-A

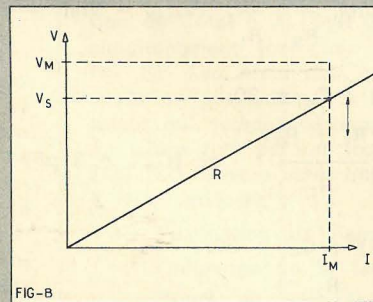


FIG-B

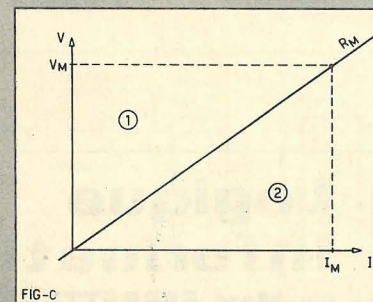


FIG-C

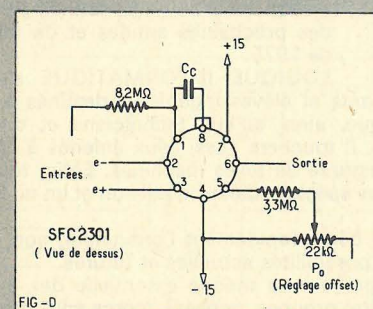


FIG-D

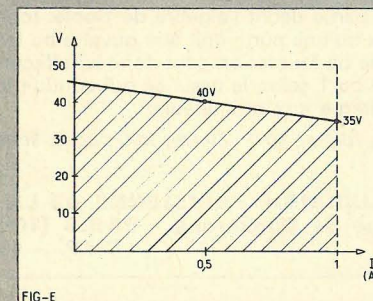


FIG-E

atteint la tension limite : on peut alors continuer à tourner  $P_1$  sans que cette commande ait d'effet.

Pour profiter de l'affichage par potentiomètre il y a deux ajustables d'étalonnage  $AJ_1$  (pour I) et  $AJ_2$  (pour V), ajustables genre 25 tours. Les opérationnels utilisés (LM301 ou SFC2301) ont des entrées pour compensation d'offset permettant de faire le zéro.

$C_c$  : capacité de correction en fréquence.

De cette manière la précision de l'affichage ne dépend plus que de la linéarité des potentiomètres  $P_1$  et  $P_2$  utilisés.

### CALCUL DE $C_c$

Si on veut réaliser d'autres gammes de courant et tension il y a lieu de revoir la valeur de  $C_c$  et  $R_2, R_3, R_6, R_5$  (fig. 1 et 2 et fig. 4).

$$I_{MAX} = V_{ref} \cdot \frac{R_2}{R_3} \cdot \frac{1}{R_1} \quad V_{MAX} = V_{ref} \cdot \frac{R_6 + R_5}{R_5}$$

Pour  $I_{C3}$  (tension) :  $C_c = 30$ .

$$\left(\frac{R_6 + R_5}{R_5}\right)^{-1} \text{ pF } (C_{min} = 3 \text{ pF})$$

Pour  $I_{C2}$  (courant) :  $C_c = 30$ .

$$\left(\frac{R_2}{R_3}\right)^{-1} \text{ pF } (C_{max} : 33 \text{ pF})$$

Ces valeurs sont approximatives et sont à ajuster pour un minimum d'oscillation en sortie (la 15  $\mu\text{F}$  étant alors supprimée pendant cette opération).



## Logique informatique

par Marc FERRETTI

Il y aura, d'après les prévisions françaises 18 000 ordinateurs en 1975 et 42 000 en 1980 : une telle évolution implique la formation de 30 000 personnes par an au cours des prochaines années et de 50 000 à partir de 1975.

LOGIQUE INFORMATIQUE s'adresse donc aux lycéens, étudiants et élèves-ingénieurs destinés à embrasser la carrière informatique, ainsi qu'aux techniciens et cadres recyclés vers l'informatique. Il touchera aussi ceux amenés à approcher l'ordinateur, ou à construire de telles machines. Enfin, tous les curieux d'une mathématique spéciale, dans laquelle un et un ne font pas deux, liront ce livre.

La première partie décrit rapidement l'ordinateur, son « hardware » sa mémoire et ses possibilités actuelles et futures.

Ensuite, seconde partie, une théorie essentielle des mathématiques modernes est décrite; groupes, anneaux, corps sont passés en revue, après quoi, le « nombre » est expliqué. On verra ici que, finalement, notre mode de raisonnement repose sur des notions admises a priori : en changeant d'hypothèses de base, on modifie les résultats escomptés. Par exemple, la congruence permet d'écrire, sans risque d'erreur, que  $5 \times 5 = 4$ .

Enfin, la troisième partie décrit l'algèbre de Boole. Ici est généralisé le principe qui dit « qu'une porte doit être ouverte ou fermée ». Toute proposition est vraie ou fautive; on peut donc lui affecter une variable prenant la valeur 0 ou 1 selon le cas... ce qui conduit logiquement à l'algèbre binaire interne aux ordinateurs.

Un volume broché, format 15 x 21 cm, 160 pages, schémas, dessins et tableaux. Prix ..... 22 F

En vente à la LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO -  
43, rue de Dunkerque - PARIS (10<sup>e</sup>)

Tél. : 878-09-94.

C.C.P. - 4949-29 Paris.

## ALIMENTATION

Les tensions nécessaires au fonctionnement des circuits intégrés, soit + 15 et - 15 sont fournies par le montage fig. 6.

On utilise un enroulement donnant 30 Veff ou  $2 \times 30$  Veff suivant disponibilité, redressés pour obtenir environ 40 V continu.

Un montage à deux transistors ( $T_1$  et  $T_2$ ) et deux zeners ( $Z_1, Z_2$ ) équivalents à 2 zeners dans le montage adopté, mais présentant une très faible impédance interne (l'impédance de  $Z_1$  et  $Z_2$  sont divisées par 10 et plus par  $T_1$  et  $T_2$ ) donne + 15 et - 15.

La tension de référence, environ 3 V, qui doit être très stable, en fonction de la température et des variations secteur et charge, et parfaitement filtrée est obtenue par un circuit intégré régulateur  $I_{C1}$  : LM300, SFC2300 (ou mieux LM305, SFC2305).

On obtient ainsi très facilement une référence parfaite.

— La puissance est fournie par  $S_{CC2}$  (fig. 5) suivant les tensions que l'on veut obtenir en sortie, on choisira  $S_{CC2}$  de manière à ce qu'il fournisse aux bornes du condensateur de filtrage  $V_{SMAX} + 5$  V à  $I_{SMAX}$ .

Soit un enroulement de 1,2.

$$\left(\frac{V_{SMAX} + 5}{1,4}\right)$$

en Veff, pour tenir compte des variations secteur.

(Dans notre cas, nous avons utilisé un transformateur que nous avons sous la main qui donne 35 Veff et 1 A et qui est un peu juste.) La capacité de filtrage se détermine par

$$CF_{min} = 60 \frac{I_{SMAX}}{V_{SMAX}} \cdot 1000 \mu\text{F}$$

H. Scheiber. Montages à transistors au laboratoire et dans l'industrie.

## REALISATION

Cette alimentation a été réalisée dans un coffret de 80 x 100 mm et 140 mm (profondeur) en tôle perforée (que nous possédions).

Le châssis intérieur peut être réalisé en aluminium épais (> 2 mm) plié par exemple. Ce châssis supporte le transformateur, le condensateur de filtrage, le transistor de puissance  $T_3$  et les résistances  $R_1$  (1  $\Omega$  ou  $2 \times 0,5 \Omega$ ) sur le dessus. Le circuit imprimé est fixé sur le dessus; de cette manière on le soustrait à la chaleur dégagée.

Les fusibles et le changement de tension sont disposés sur une plaquette fixée sur le transformateur. Le cordon secteur se branche à l'arrière du châssis sur un connecteur Souriau 5 broches dont on ne garde que deux.

La face avant de l'appareil est en aluminium brossé (avec un tampon à récurer les casseroles) et vernie. Les inscriptions sont faites avec des symboles à décalquer (genre ALFAC ou autres) sur lesquels on repasse une couche de vernis.

## ETALONNAGE

**Tension** : Afficher  $V = 0$  et  $I > 0$ , pas de charge en sortie. Brancher un voltmètre 0,2 V en sortie et régler le zéro au minimum. Puis afficher  $V_{max}$  et retoucher  $AJ_2$  pour faire concorder avec  $V_s$ .

**Courant** : Afficher  $I = 0$  et  $V > 0$ . Sortie en court-circuit sur un micro-ampèremètre. Régler au minimum de déviation.

En court-circuit sur un ampèremètre, afficher  $I_{max}$  et régler  $AJ_1$ .

## UTILISATION DE $V_{clamp}$

Régler  $P_1$  à la tension à ne pas dépasser. Le voyant V doit être allumé. Régler alors  $AJ_3$  (accessible par un tournevis sur la face avant) jusqu'à ce que le voyant CLAMP s'allume. En diminuant sur  $P_1$  la tension affichée le voyant  $V_{CLAMP}$  doit s'éteindre et le voyant V se rallumer.

## UTILISATION

En fonctionnement il y a toujours un voyant allumé (V, I ou clamp) suivant l'utilisation. Si la charge est forte et que l'on dépasse les possibilités de l'alimentation, tous les voyants s'éteignent (sauf arrêt-marche) signalant qu'il n'y a plus de régulation.

Dans notre cas, la caractéristique de sortie est donnée figure 5.

Il y a régulation dans tout l'intérieur du trapèze hachuré.

Jean-Paul BOUSSAC



# CHRONOMÈTRE D'AGRANDISSEMENT

Il s'agit de commander automatiquement l'extinction de la lampe de l'agrandisseur après un temps donné, réglable de seconde en seconde, tout en ménageant les possibilités d'allumer la lampe indéfiniment afin de procéder aux réglages de mise au point et de cadrage, d'opérer en contrôle manuel le système indiquant en permanence le temps écoulé depuis l'allumage, mais laissant à l'opérateur le soin d'éteindre quand bon lui semble.

Il va de soi que le dispositif décrit est susceptible d'avoir un grand nombre d'autres applications (voir chapitre 5, « variantes »).

## 1. — PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

A la figure 1 le chronomètre d'agrandissement est représenté sous la forme de blocs. Le secteur fournit un signal stable de fréquence 50 Hz. Nous divisons ce signal par 50, ce qui nous permet d'obtenir un signal de référence à la fréquence 1 Hz (fig. 2) lequel fait avancer un compteur par 10, qui comptera donc les secondes (fig. 3). Lorsque ce compteur passe de l'état 9 à l'état 10, un décodeur génère une impulsion qui fait avancer le compteur suivant, compteur des dizaines de secondes (fig. 4), lequel, à son tour,

fait avancer le suivant lors de la transition de l'état 5 à l'état 6 et se remet à 0 simultanément (compteur de minutes de la fig. 5). Les états des compteurs sont envoyés en permanence à un circuit comparateur qui, lorsque le temps écoulé est égal au temps fixé par un jeu de commutateurs (fig. 12) envoie une impulsion de remise à 0, provoquant :

- l'extinction de l'agrandisseur,
- l'allumage de la lanterne,
- l'arrêt du comptage et la remise à 0 des compteurs.

La figure 6 représente le circuit de remise à zéro.

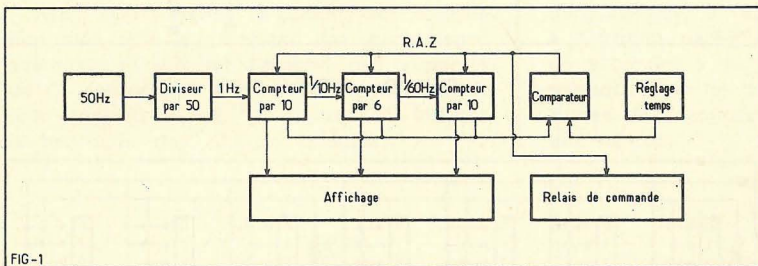


Fig. 1.

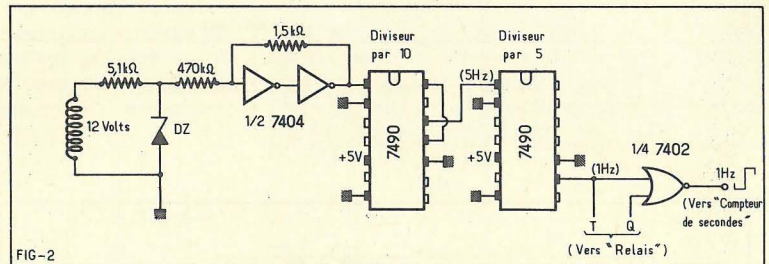


Fig. 2. — Générateur 1 Hz.  
DZ : diode zener 1 watt 2,5 à 4,7 volts (10Z4 SESCO par exemple) Q est à relier au point Q sur la fig. 6.

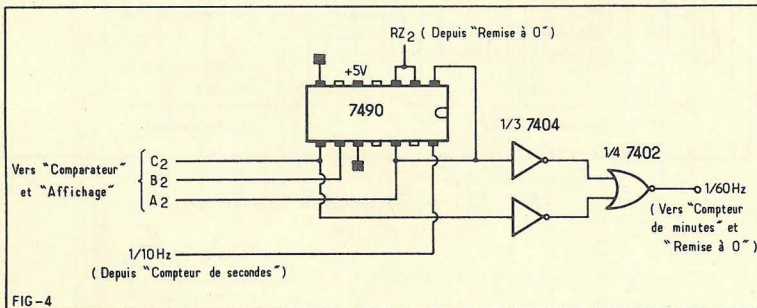


Fig. 3. — Compteur de secondes.

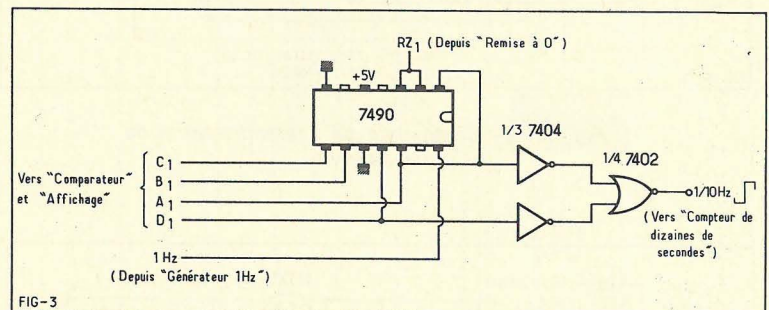


Fig. 4. — Compteur de dizaines de secondes.

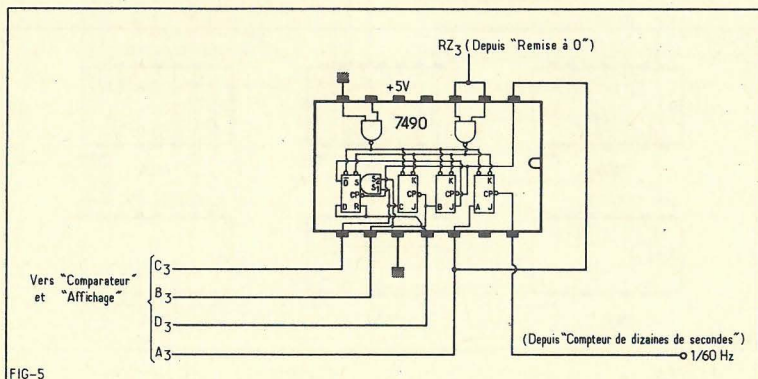


Fig. 5. — Compteur de minutes.

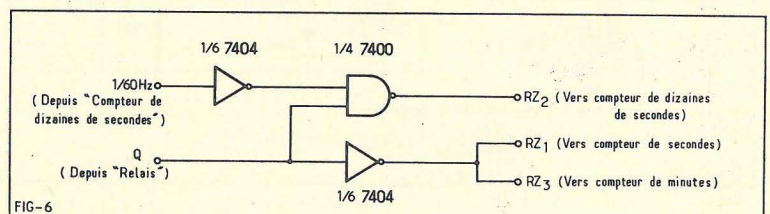


Fig. 6. — Remise à zéro.

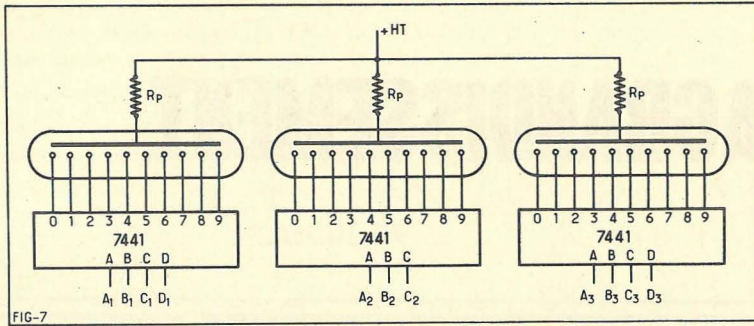


Fig. 7. — Affichage. La valeur des Rp dépend des tubes utilisés, de la HT employée. Par exemple, pour des tubes ZM1020 (RTC), avec le montage d'alimentation représenté, les résistances de protection, sont de 82 kΩ.

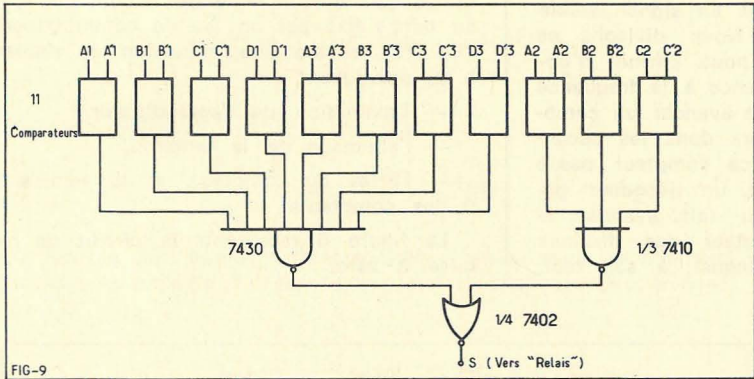


Fig. 9. — Comparateur : 2°) Bloc comparateur.

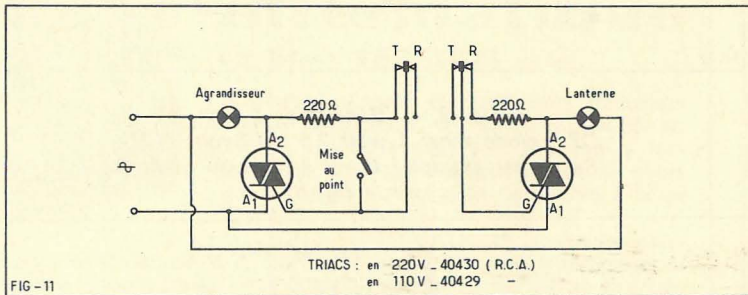


Fig. 11. — Commande de l'agrandisseur et de la lanterne.

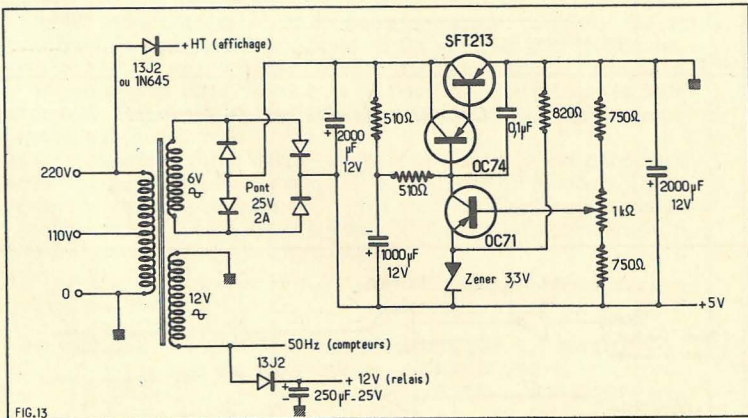


Fig. 13. — Alimentation.

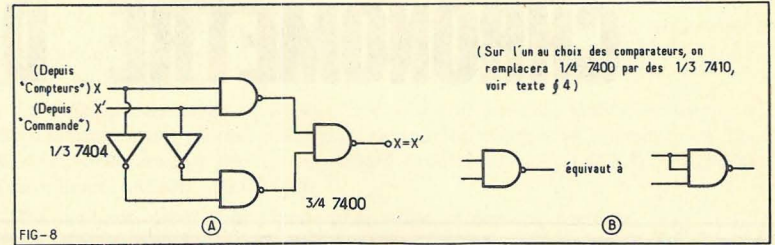


Fig. 8. — Comparateur : 1°) composition d'un comparateur élémentaire.

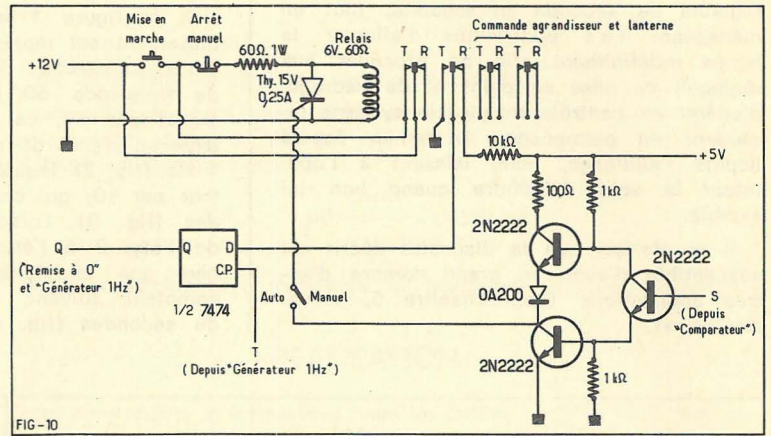


Fig. 10. — Relais.

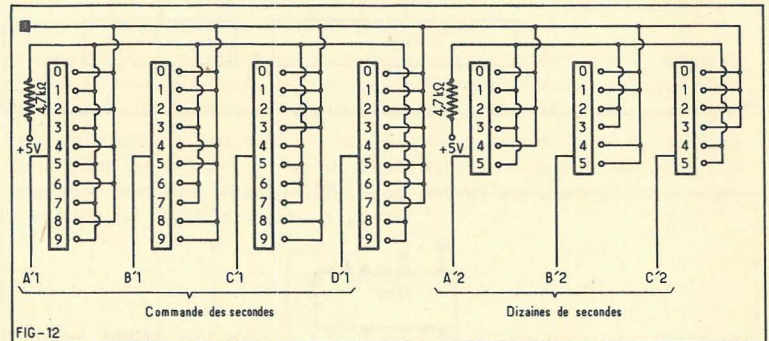


Fig. 12. — Commande des temps.

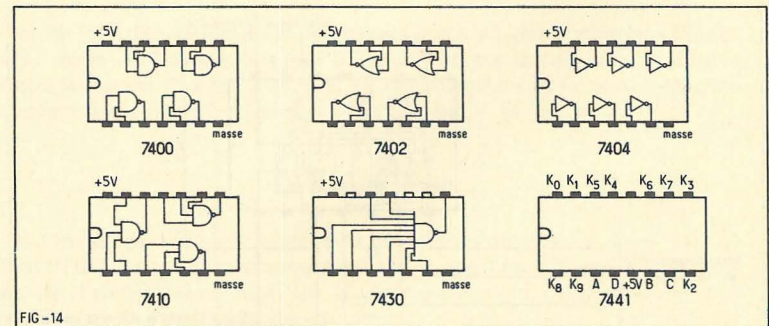


Fig. 14. — Brochage des Circuits intégrés (vue de dessus).

## 2. — AFFICHAGE

La réalisation de l'affichage est facultative. Elle permet cependant le contrôle des temps pour le fonctionnement manuel. Toutefois il est possible d'utiliser d'autres dispositifs. Par exemple, affichage « à 7 segments » avec décodeur 7446, 7447 ou 7448.

Pour l'application envisagée au départ, on aura soin de prendre des tubes « Nixie » recouverts d'un écran filtrant rouge (ZM1020 R.T.C. par exemple).

Le schéma de l'alimentation est représenté à la figure 13.

## 3. — REALISATION

Le montage ne nécessite aucune mise au point. Il convient cependant de ne pas oublier les radiateurs des triacs et de se rappeler que ceux-ci sont soumis au potentiel d'un des pôles du secteur, ainsi que la masse dans le schéma d'alimentation prévue pour les tubes « Nixie ». Pour éviter tout accident dans un laboratoire photo, où l'on travaille toujours en milieu plus ou moins humide, il conviendrait, si possible, d'isoler les radiateurs des triacs et d'utiliser, au lieu du montage autotransfo de la figure 13 un transformateur possédant un enroulement haute tension au secondaire de 220 V.

Nous avons réalisé le câblage sur circuits imprimés, afin de faciliter des dépannages éventuels et d'éviter l'emploi des supports de CI, sources de mauvais contacts et d'un prix souvent élevé. La figure 14 indique le brochage des circuits intégrés.

Pour les schémas, la rotation 1/3 7404 signifie que ne sont utilisés que deux des six inverseurs contenus dans le boîtier 7404, les quatre autres étant employés en un autre point du montage.

En suivant strictement les schémas, on n'utilise pas complètement un boîtier 7400 (2 portes NAND à 2 entrées inutilisées) et le boîtier 7410, qui contient trois portes NAND trois entrées possède également 2 portes inutilisées. Pour réduire le prix de revient, il est possible, comme indiqué sur la figure 8 de remplacer 2 portes NAND à 2 entrées par les deux portes NAND 3 entrées inutilisées, en connectant deux de leurs entrées ensemble. On économise ainsi un boîtier 7400. (Il restera encore une bascule type D du boîtier 7474 inutilisée). La figure 9 montre le schéma de l'ensemble des comparateurs. La figure 10 représente le circuit de commande du relais. La figure 11 montre les circuits de commande de l'agrandisseur et de la lanterne.

Pour notre part, nous avons réalisé ce montage en liaison avec le posemètre d'agrandissement présenté par M. Le Marois dans le *Radio-Plans* n° 283 (juin 71), les commutateurs de sélection des temps étant couplés à ceux du posemètre. Dès l'équilibre obtenu, on peut alors procéder à l'exposition sans autre réglage. Il faut penser, dans ce cas, à réduire la gamme couverte à l'origine par le commutateur « dizaines de secondes » du posemètre, puisque notre temporisateur ne compte que jusqu'à 5 dizaines de secondes, après quoi il enregistre une minute.

## 4. — VARIANTES

Ainsi que nous l'avons signalé, de nombreuses variantes sont possibles, aussi bien dans la réalisation que dans l'utilisation. En voici une liste non exhaustive, à chacun de la compléter suivant ses aspirations :

— on pourrait utiliser comme référence de fréquence un quartz suivi des diviseurs appropriés ;

— en partant du 50 Hz, il serait possible, après division par 5 seulement, de compter les dixièmes de secondes (le circuit 7490 diviseur par 10 de la figure 1 étant alors utilisé en compteur de dixièmes, même montage que la figure 2) ;

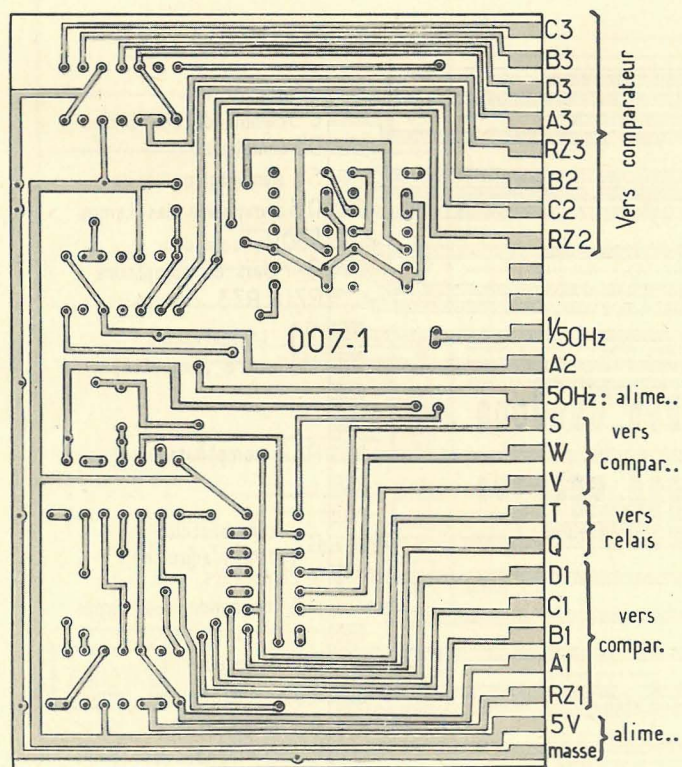
— il serait possible, en ajoutant autant de compteurs que nécessaire, de compter les heures, les dizaines d'heures (voire même avec remise à 0 après 24 heures, ce qui constituerait une horloge originale).

## REALISATION PRATIQUE

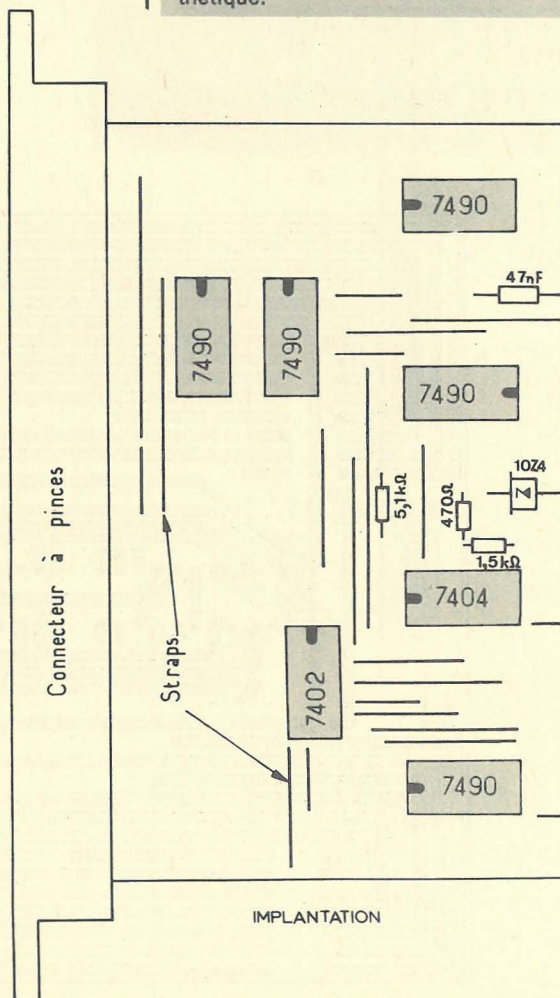
Pour compléter cet article, nous proposons les différents circuits vus « côté culvres » et « côté éléments », les circuits imprimés sont représentés à l'échelle 1 afin de faciliter toute reproduction par les lecteurs.

### Plaquette n° 1

Il s'agit des compteurs, le circuit imprimé est vu des deux faces. Pour s'en tenir au circuit simple face, nous remarquons que les straps sont assez nombreux. Il est évident que les lecteurs familiarisés avec les travaux de photogravure pourront réaliser des plaquettes double face pour plus d'esthétique.



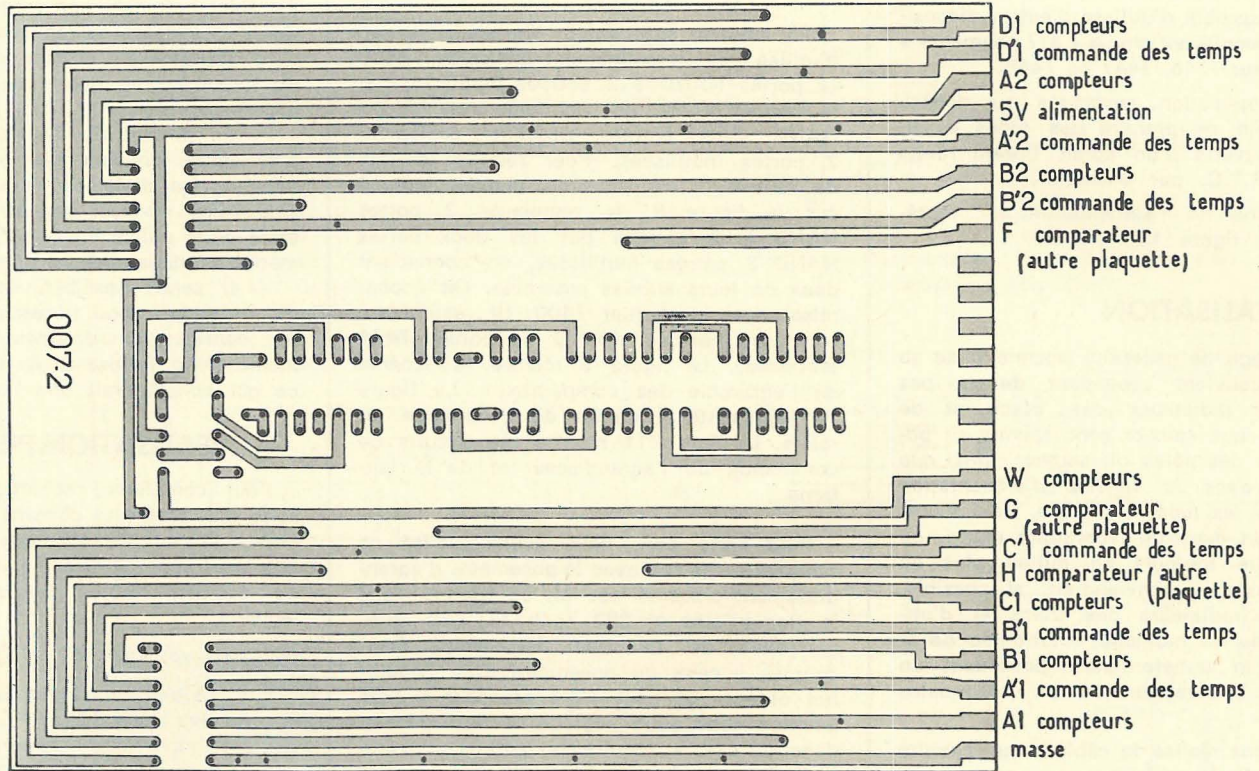
PISTAGE



IMPLANTATION

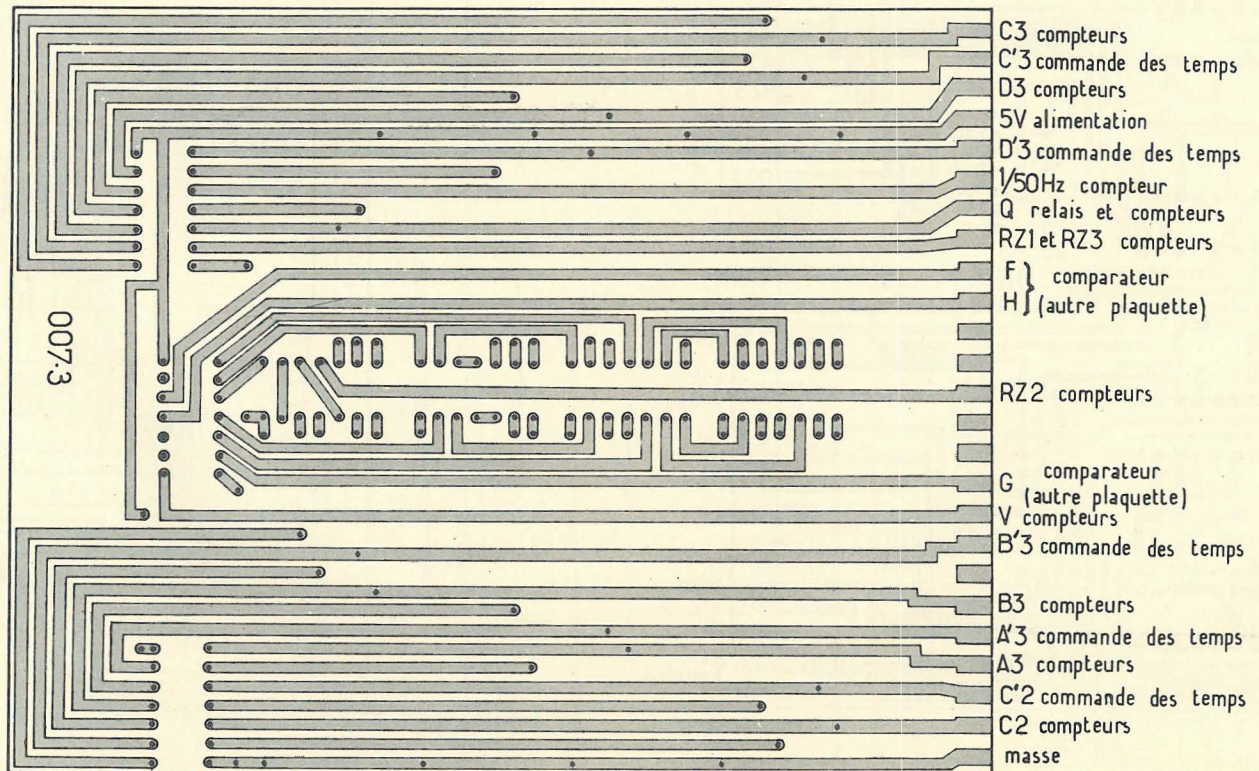
**Plaquette n° 2**

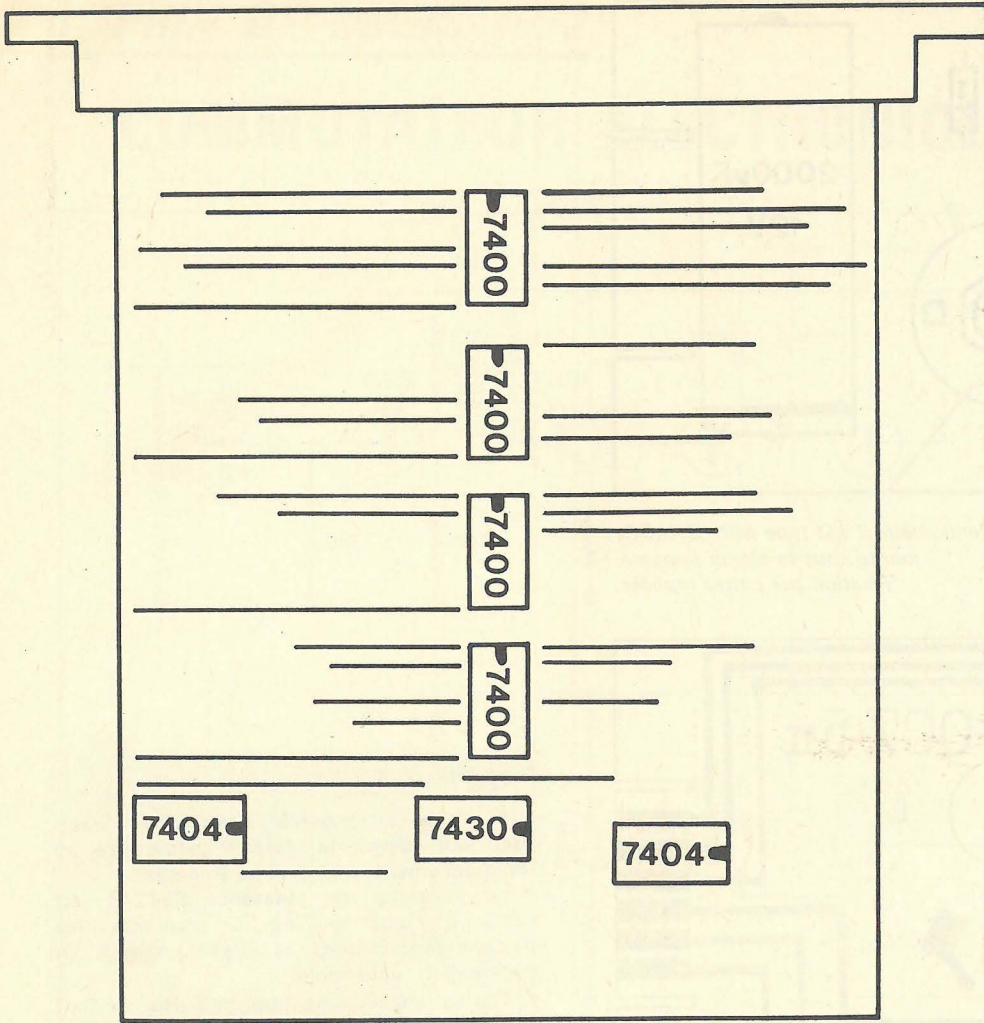
Il s'agit du comparateur 1.  
Ce module est représenté recto et verso.



**Plaquette n° 3**

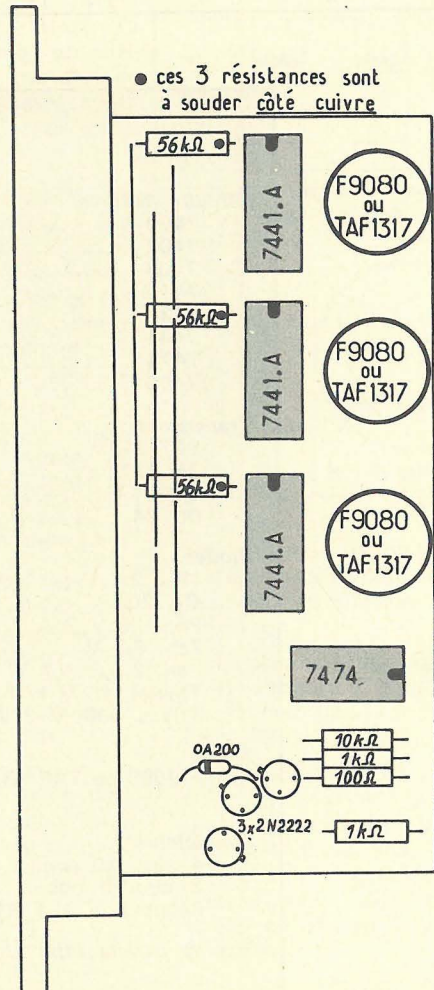
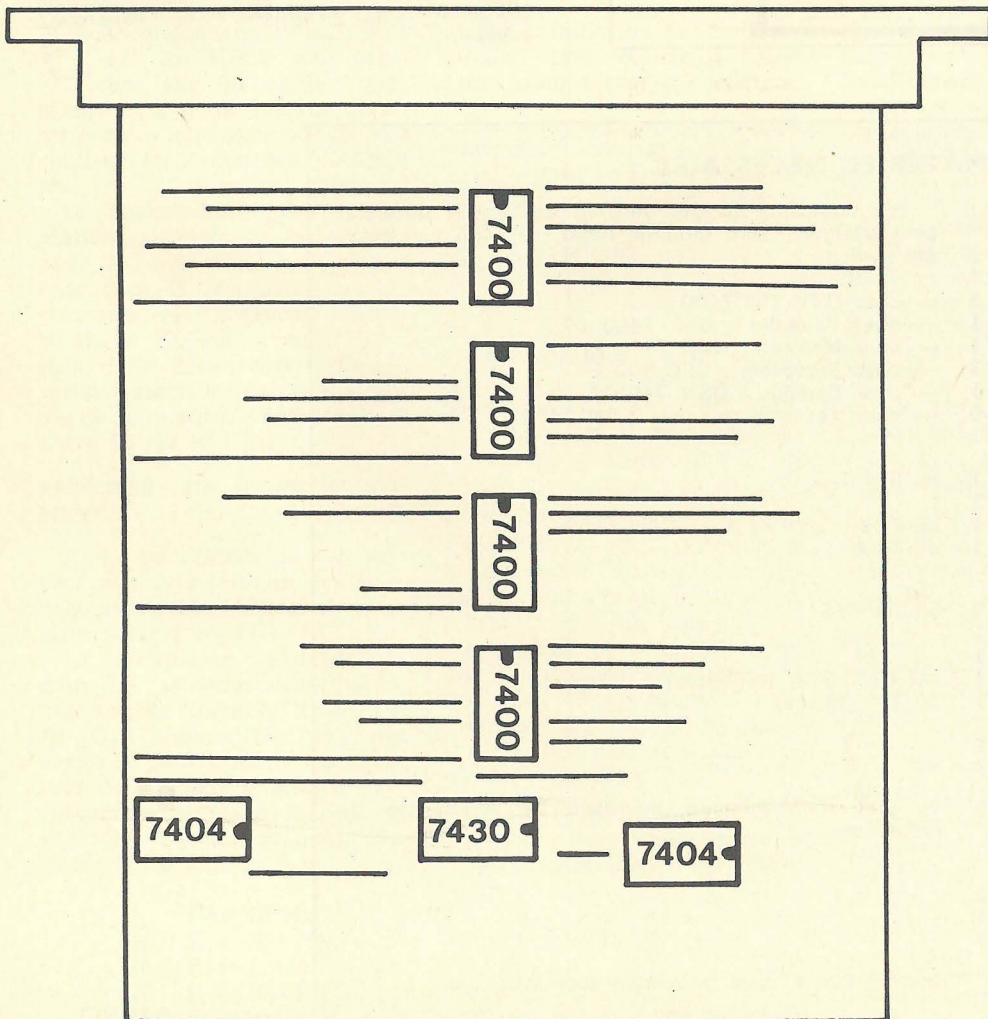
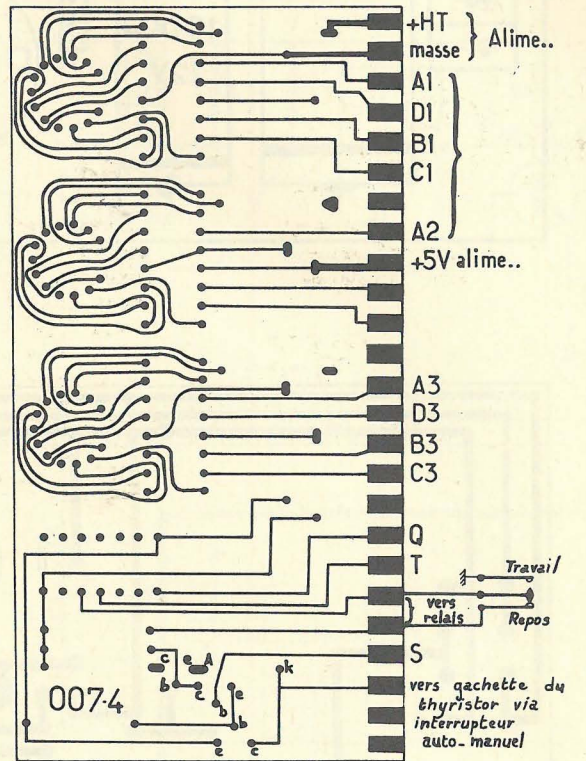
Circuit du comparateur 2 vu recto et verso.

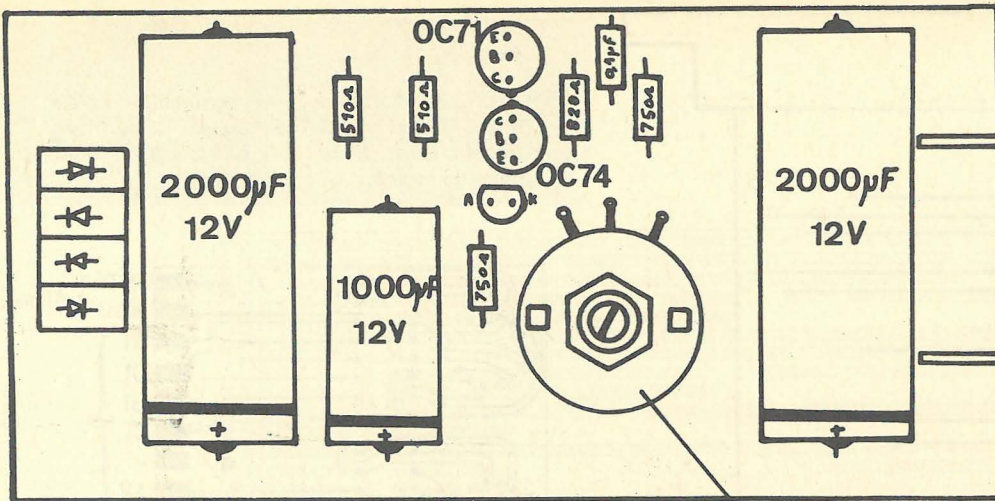




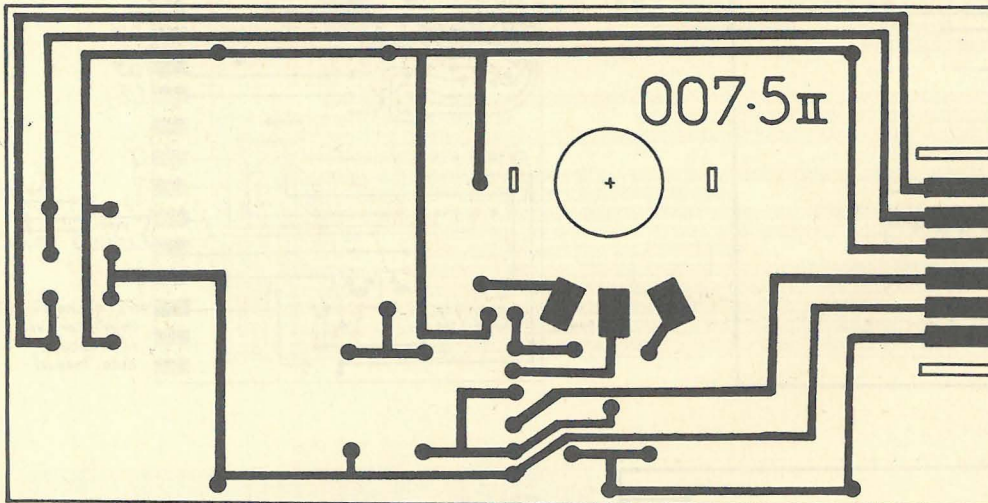
Plaque n° 4

Circuit d'affichage et commande relais.  
 Les liaisons cuivrées de ce circuit sont très fines et demandent beaucoup de soins pour le tracé.





Potentiomètre 1 kΩ type MP (OHMIC)  
monté sous le circuit imprimé.  
Fixation par pattes repliées.



#### Plaque n° 5

Il s'agit du module *alimentation stabilisée* qui fournit le + 5 V nécessaire au fonctionnement des circuits intégrés.

Le transistor de puissance SFT213 est câblé à l'extérieur de la plaque, les liaisons avec celle-ci se faisant grâce à un connecteur encartable.

Toutes les liaisons inter-modules se font sur connecteurs encartables. Chaque sortie est repérée et il suffit de réaliser un câblage classique en filerie pour terminer la réalisation de ce *chronomètre d'agrandissement*.

### MATÉRIEL NÉCESSAIRE

Circuits intégrés		Les fabricants de C.I. utilisent des codes différents pour désigner leurs circuits. Ainsi, le 7400 par exemple devient :	
7400	8	— chez ITT : ITT 7400	
7402	1	— chez Fairchild : U6A 7400 59	
7404	5	— chez Motorola : MC 7400 P	
7410	1	— chez Sescosem : SFC 400 E	
7430	1	— chez Sprague : USN 7400 A	
7441 A	3	— chez Texas Instruments : SN 7400 N	
7474	1		
7490	5		
Transistors			
SFT 213	1	ou SFT 212	
2N 2222	3		
OC 71	1	ou 71 A	
OC 74	1	ou 74 A	
Diodes			
13 J 2	2	ou 1N 645	
OA 200	1		
Pont 25 V 2 A	1		
Zen. 3,3 V	1	MZ 92 3,3 A (Motorola)	
Zen. 2,5 à 4,7 V	1	10 Z 4 (Sesco)	
Thyrist. 15 V 1/4 A	1		
Triacs 400 V 3 A	2		
Tubes			
F 9080 ou TAF 1317	3	ou tout autre tube en modifiant les résistances de protection.	
Contacteurs			
4 circ. 10 pos.	2		
3 circ. 6 pos.	1		
Relais 6 V à 4 RT	1		
Prix de revient total :		environ 300 F dans la version avec affichage.	

# COMMUTATEUR ÉLECTRONIQUE D'OSCILLOSCOPE

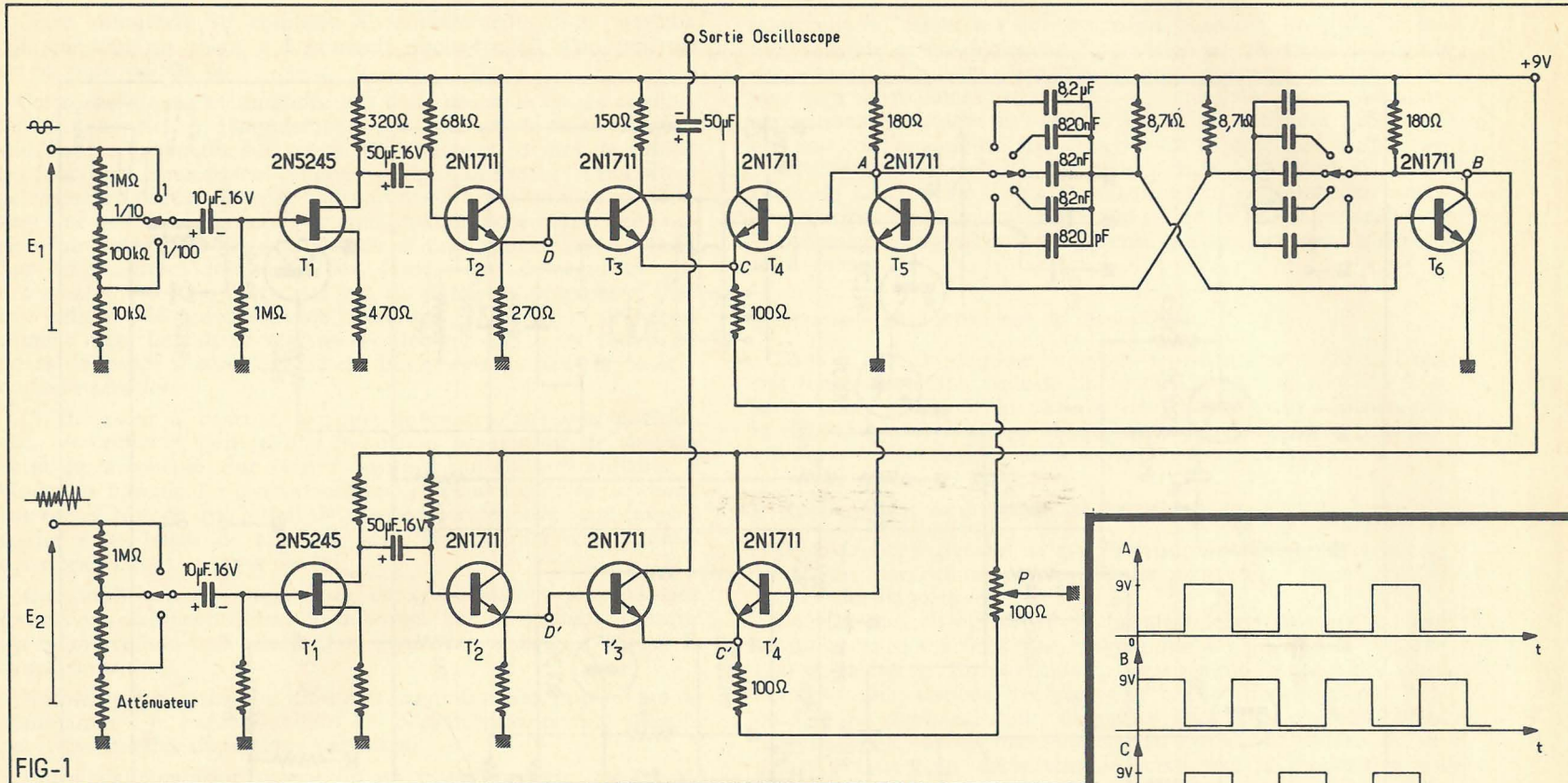


FIG-1

**C**E commutateur électronique est utilisé pour afficher sur un oscilloscope à une voie deux informations différentes que l'on pourra visualiser en 2 courbes distinctes.

La commutation des informations s'effectuera par découpage à l'aide d'un multivibrateur dont la fréquence de récurrence est comprise entre 50 Hz et 100 kHz ; nous sommes donc en mesure d'observer des signaux dans une gamme de fréquences s'échelonnant entre 50 Hz et 1 MHz.

## PRINCIPES DE FONCTIONNEMENT :

A) Le générateur de signaux rectangulaires est un multivibrateur astable utilisant 2 transistors NPN 2N1711.

La fréquence d'oscillation d'un tel système étant donnée par la formule  $T = 1,4 Rb.C$  il nous suffira de faire varier C pour obtenir les gammes de fréquences désirées.

Dans ce montage nous couvrons les fréquences allant de 10 Hz à 100 kHz en 5 gammes.

F = 10 Hz	→ T = 0,1 s	⇒ C = 8,2 µF
F = 100 Hz	→ T = 0,01 s	⇒ C = 820 nF
F = 1 kHz	→ T = 1 ms	⇒ C = 82 nF
F = 10 kHz	→ T = 0,1 ms	⇒ C = 8,2 nF
F = 100 kHz	→ T = 0,01 ms	⇒ C = 820 pF

La commutation des condensateurs étant réalisée à l'aide d'un commutateur à 2 galettes.

B) Supposons qu'un signal quelconque soit appliqué sur la voie 1 du commutateur. Un atténuateur à décades permet de doser l'amplitude de l'information appliquée, via un condensateur de 10 µF, sur la porte d'un transistor à effet de champ ; ce signal amplifié est prélevé sur le drain du F.E.T. 2N5245 qui est employé ici comme adaptateur d'impédances. Au point D nous retrouvons donc l'information à visualiser.

1. — Si à cet instant le transistor 2N1711 (T5) est bloqué, le transistor T4 sera saturé une tension d'environ 9 V étant appliquée sur sa base.

Au point C nous obtenons une d.d.p. d'environ 9 V et le transistor T3 est bloqué.

Les signaux issus du point D ne seront pas transmis vers la sortie oscilloscope.

2. — Lorsque le transistor T5 entre en saturation, le point A a un potentiel très faible

(0,4 V) et le transistor T4 est maintenant bloqué. Ainsi T3 fonctionnera comme amplificateur et sera en mesure de transmettre les signaux appliqués en E1 vers la sortie oscil.

C) Le même raisonnement est applicable pour la voie 2. Néanmoins il faut noter que les signaux aux points A et B sont en opposition de phase et que lorsque le transistor T3 amplifié T3 est bloqué et que lorsque le transistor T3 amplifie T3 est bloqué.

Nous obtenons ainsi sur la sortie oscillo du montage des signaux alternativement issus de E1 et E2 (puisque T3 et T3 ont une charge commune).

D) afin de décaler les 2 informations à visualiser sur l'oscilloscope, les gains en tension des 2 transistors T3 et T3 seront différents ; pour cela nous placerons le potentiomètre P dans les émetteurs des 2 transistors précédents.

Ce potentiomètre agira donc comme contre-réaction d'intensité à taux variables pour T3 et T3 (voir diagramme des temps).

E) Maintenant il nous faut visualiser simultanément E1 et E2 ; ceci sera obtenu en syn-

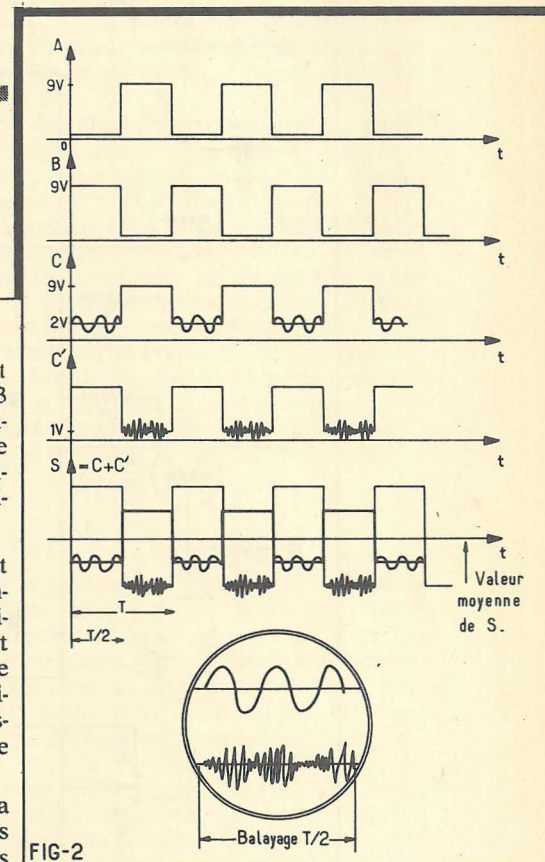


FIG-2

chronisant le balayage horizontal de l'oscilloscope sur la 1/2 période d'oscillation du multivibrateur.

Un premier balayage du spot nous donnera E1 par exemple, un second balayage nous donnera E2.

Le câblage de ce montage a été réalisé sur une plaquette à cosses pour le besoin du concours. Néanmoins l'amateur intéressé par cette réalisation pourra sans difficulté construire un circuit imprimé.

Yannick BONET

4<sup>e</sup> PRIX DE MARS 1972

# MINUTERIE A MULTIPLES USAGES

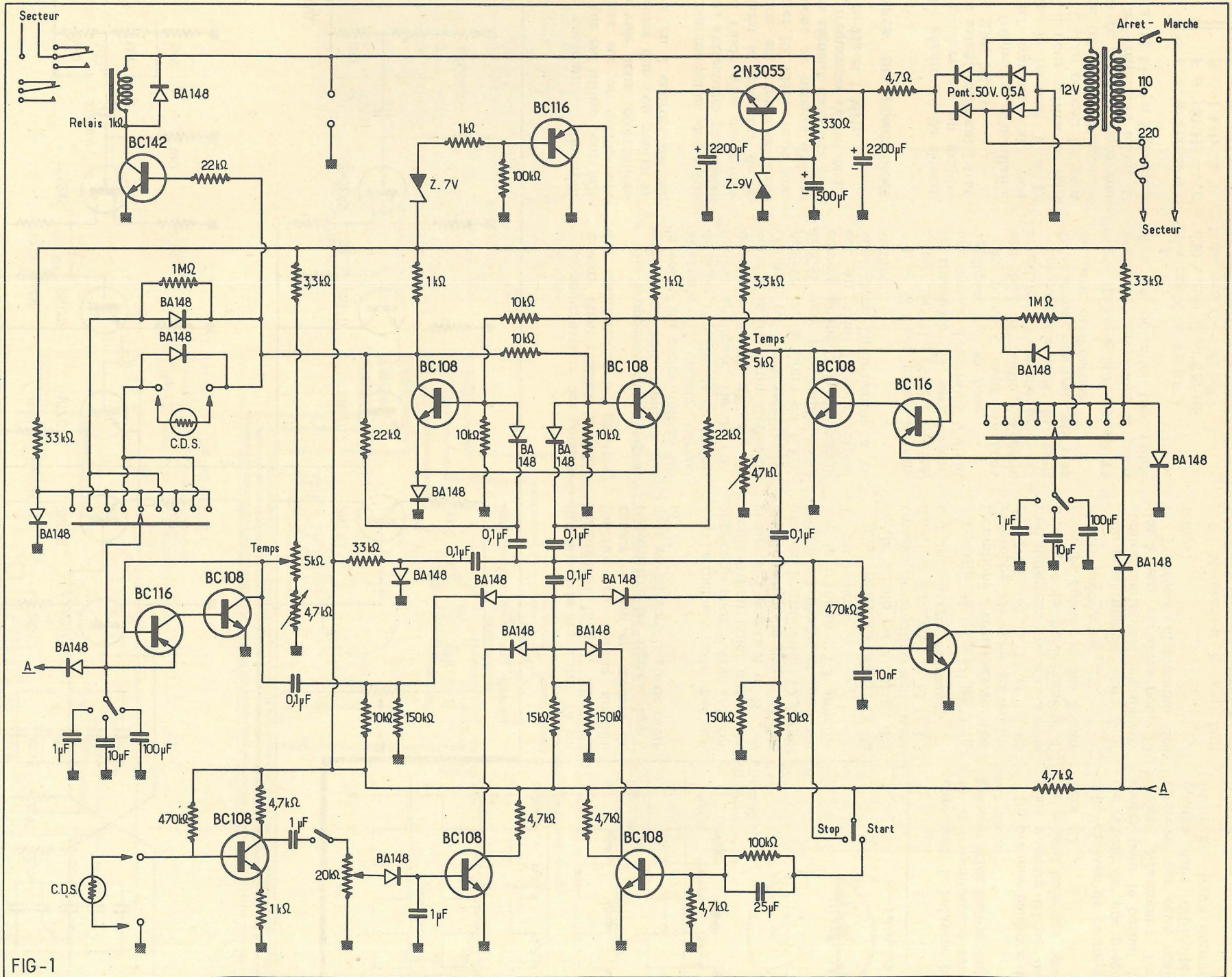


FIG-1



L s'agit en fait d'une minuterie simple et cyclique pouvant être asservie et synchronisée et utilisable par exemple en :

- posemètre d'agrandissement
- minuterie pour projecteur automatique de diapositives
- synchroniseur pour projecteur de diapositives.

## I. — DESCRIPTION TECHNIQUE :

Cette minuterie se compose essentiellement d'une bascule commandant un relais à 2 contacts repos-travail d'un pouvoir de coupure de 500 W.

Cette bascule est commandée par deux bases de temps commutables, génératrices d'impulsions, l'une amenant le relais sur travail, l'autre l'amenant sur repos. Un sélecteur permet de choisir les fonctions, deux potentiomètres et deux inverseurs permettent de régler les durées. Le sélecteur comporte 5 positions arrêt séparant une position minuterie Mr, une position posemètre, une position minuterie cyclique sans cellule et une position avec cellule. Sur les positions minuterie, les durées sont déterminées par des résistances fixes alors que sur les positions posemètre, c'est une cellule CdS qui détermine ces durées en fonction de l'éclairement reçu. Le fait de mettre le sélecteur sur arrêt remet les bases de temps à zéro à l'aide de diodes et maintient la bascule dans sa position.

Un inverseur à bascule, à repos au centre, sur une position non verrouillable, délivre une impulsion permettant de changer l'état de la bascule. Sur l'autre position, qui est verrouillable, il bloque la bascule. Le fonctionnement reprend lorsqu'on le remet sur repos. Notons que le fait de manœuvrer cet inverseur ramène toujours les bases de temps à zéro. Ces circuits comprennent deux transistors et trois diodes.

Un amplificateur composé de deux transistors amplifie les impulsions de synchronisation délivrées par un système optique (la même cellule CdS peut servir pour le posemètre ou pour la synchronisation).

Notons que des seuils à diodes transmettent les impulsions de commande à la bascule évitant les déclenchements intempestifs par d'éventuelles impulsions parasites.

Enfin, l'alimentation comprend un transformateur 110-220 V/12 V, un redresseur en pont, un filtrage par condensateurs et un stabilisateur de tension.

## II. — UTILISATION :

Voyons d'abord les diverses commandes accessibles : nous trouvons l'interrupteur arrêt-marche, le commutateur stop-start, le réglage de sensibilité de la synchronisation, le sélecteur de fonctions et situés symétriquement, les réglages de temporisation des bases de temps repos et travail. Le rôle de ces diverses commandes est évident sauf peut-être, celui du commutateur start-stop. Il s'agit d'un commutateur à bascule à position repos au centre, verrouillable sur la position stop et non verrouillable sur start. Sur la position stop, il bloque l'appareil sur le cycle où il est lors de la manœuvre. Le fonctionnement reprend dès qu'on le ramène sur sa position centrale. Lorsqu'on amène le commutateur sur start, il produit une impulsion commandant le changement d'état de la bascule. Ce commutateur est opérationnel quelle que soit l'utilisation de l'appareil. Notons aussi que l'appareil se commute automatiquement sur repos à la mise en marche.

Voyons maintenant quelques utilisations possibles de cet appareil :

### 1° Minuterie simple :

Après avoir mis l'appareil sous tension et connecté le système à commander, on met le sélecteur sur minuterie, on règle le temps désiré et on fait démarrer à l'aide du commutateur « start ». L'appareil va se mettre au repos automatiquement au bout du temps pré-réglé.

### 2° Minuterie cyclique :

Dans ce cas, on met en marche les deux minuterias, chacune étant réglée sur une durée déterminée. L'appareil passera alors d'un cycle travail à un cycle repos puis de nouveau à un cycle travail et ainsi de suite, les durées de chaque cycle étant déterminées par les bases de temps et totalement indépendantes l'une de l'autre.

### 3° Posemètre d'agrandissement :

Dans ce cas, l'agrandisseur est connecté à l'appareil ainsi que la cellule qui mesure la lumière envoyée sur le papier sensible. L'appareil étant sous tension et le sélecteur sur pose-mètre, on règle la minuterie en fonction de la sensibilité du papier (doux, normal ou dur), on allume la lampe de l'agrandisseur en agissant sur le poussoir « start » et on bloque dans cette position en ramenant le poussoir sur « stop » pour faire les réglages optiques puis on éteint à l'aide du même poussoir, on place le papier sensible et on déclenche l'exposition en amenant le bouton sur « start » ; celle-ci s'arrêtera automatiquement lorsque le papier sera normalement exposé. Ce système évite les sur ou sous-expositions en réglant le temps d'exposition optimum que le cliché soit très opaque ou très transparent et quel que soit le rapport d'agrandissement. Ce système corrige également les variations du secteur en cours d'exposition. Le commutateur start-stop permet de stopper l'exposition en cours ou au contraire de la prolonger lorsque l'on veut obtenir une sous ou une sur-exposition volontaire.

### 4° Minuterie pour projecteur de diapositives :

Dans ce cas, on emploie l'appareil en minuterie cyclique. L'une des bases de temps règle la durée de l'impulsion travail nécessaire pour actionner le passage des diapositives, l'autre règle la durée de projection de chaque vue. Cette impulsion peut servir aussi à commander un système de fondu-enchaîné.

### 5° Synchroniseur de projecteur de diapositives :

Cette fonction permet de synchroniser un commentaire mono, stéréo ou quadraphonique sur bande magnétique avec une projection de diapositives.

Dans ce cas, on utilise la synchronisation optique qui est préférable à la synchronisation magnétique à cause de la préparation de la bande. En particulier, il est simple de faire des rectifications sans risquer d'effacer une bande sonore unique. Pour obtenir les tops, on colle de petits morceaux d'adhésif blanc (spécial pour bandes magnétiques) au dos de la bande, aux endroits prévus pour déclencher le passage à la diapositive suivante. Les impulsions sont alors produites par une cellule photosensible posée convenablement sur le magnétophone.

Dans cette fonction, le sélecteur est positionné sur minuterie. L'impulsion engendrée par la bande magnétique déclenche le fonctionnement du mécanisme de passage à la diapositive suivante, avec ou sans fondu-enchaîné. La base de temps de la minuterie ramène l'appareil au repos lorsque le temps nécessaire à cette opération s'est écoulé.

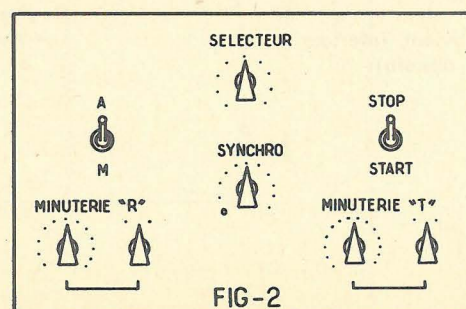
## III. — MONTAGE :

Les composants sont câblés conventionnellement sur une plaque de bakélite cuivrée. Cette plaque est fixée dans une boîte parallélépipédique en aluminium ainsi que le relais et le transformateur. Toutes les commandes sont accessibles sur le dessus de la boîte et les prises sur un côté (voir dessin). La cellule est montée sur un petit socle permettant de la positionner sur l'agrandisseur ou le magnétophone suivant la fonction désirée.

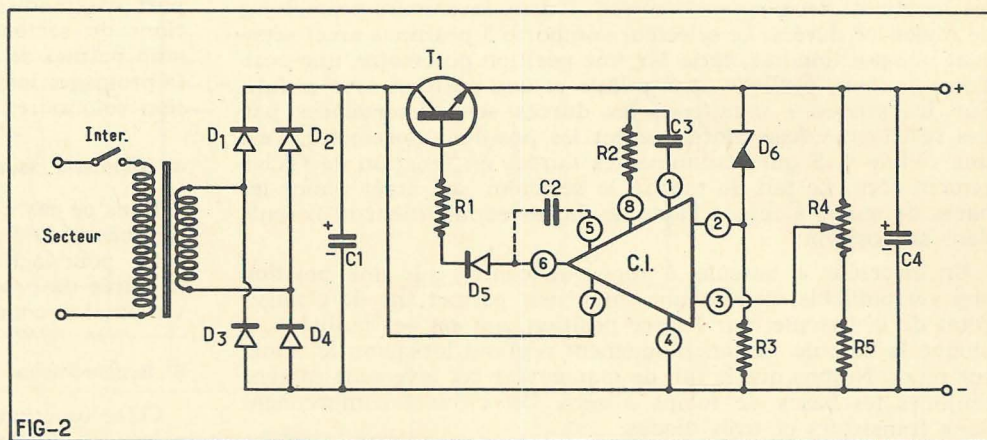
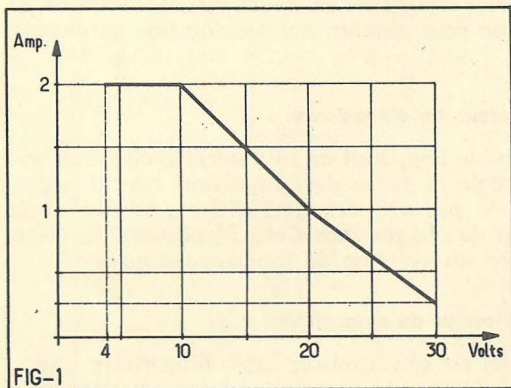
Quant au prix de revient, il est faible. Ce que est le plus onéreux est en fait la boîte et les contacteurs car la partie électronique ne comporte que des transistors à 1,00 F pièce environ, le transformateur est de petite taille car la consommation est très faible et le relais est un modèle de surplus.

Le câblage ne présente pas de difficulté et la mise au point est pratiquement inexistante car la plupart des transistors travaillent en commutation. La seule chose à faire est d'ajuster les bases de temps.

Patrick LEGRAY



# ALIMENTATION STABILISÉE AJUSTABLE DE 4 A 30 V

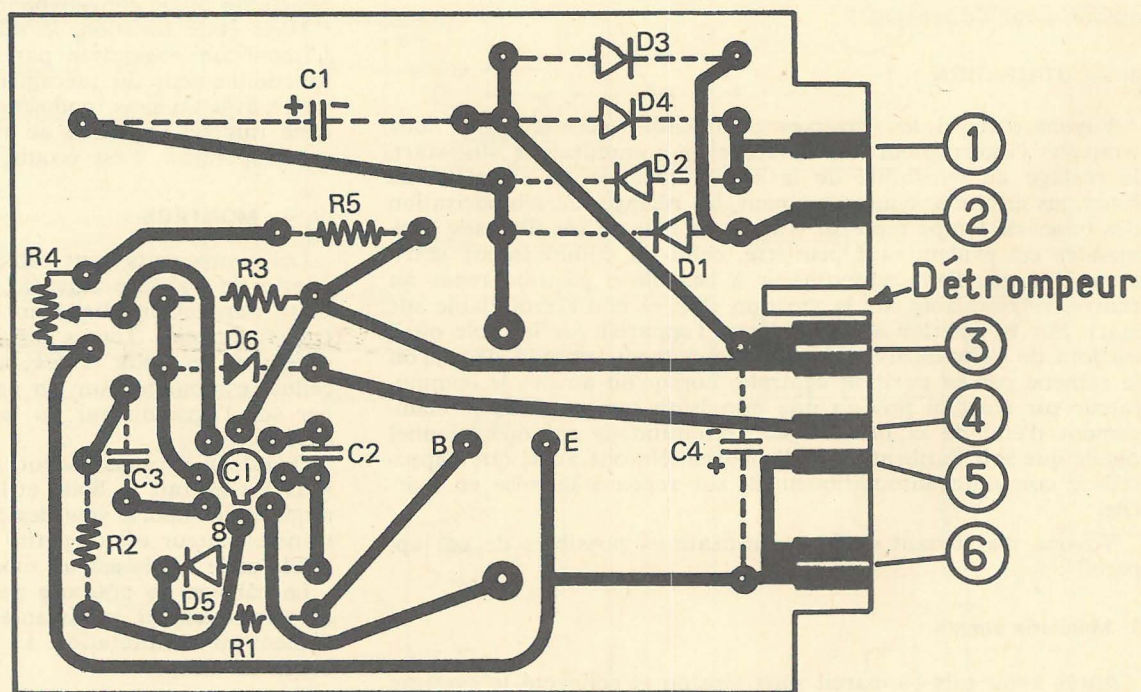


**C**ETTE alimentation, réalisée sur circuit imprimé enfichable, est destinée à être incorporée dans un ensemble complet : ampli stéréo...

Elle peut également être utilisée comme alimentation de laboratoire, mais son principal inconvénient dans ce cas est de ne pas descendre à zéro.

Voici quelles sont ses caractéristiques principales :

- Ajustable de 4 à 30 V.
- Intensité maximale : 250 mA à 2 A suivant la tension de sortie (fig. 1).
- Résistance interne  $\leq 0,02 \Omega$ .
- Protégée contre les courts-circuits par limitation du courant de sortie : environ 3 A (variable suivant le gain du ballast).
- Tension de ronflement  $< 50$  mV en charge.
- Prix de revient inférieur à 50 F (sans le transfo).



Circuit vu côté cuivre (Echelle 1)

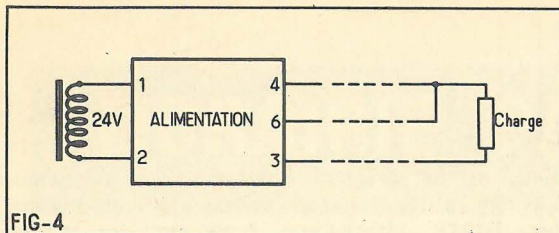


FIG-4

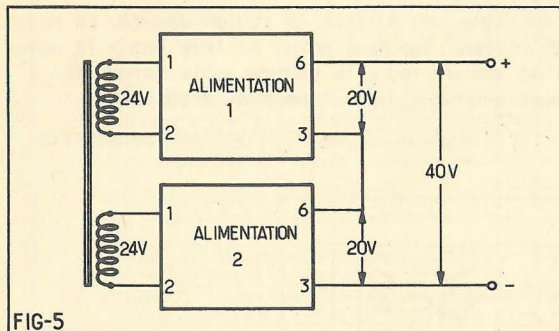


FIG-5

**CIRCUIT IMPRIME :**

- Peut être réalisé suivant l'une des méthodes habituelles :
- encre spéciale
- Rubans et pastilles autocollants
- Circuit imprimé photosensibilisé.
- Si la charge est à proximité du circuit, relier directement les broches 4 et 5.
- Si la charge est à une certaine distance du circuit, la

chute de tension ohmique dans les fils est ainsi compensée, ce qui assure une meilleure régulation.

Si la tension de sortie désirée est supérieure à 30 V, il est possible de mettre 2 ou plusieurs circuits simples en série. Exemple : tension de 40 V ou de  $\pm 20$  V avec point milieu.

Avec 2 alimentations en série on peut donc obtenir toute tension entre 8 et 60 V, avec point milieu.

**NOMENCLATURE DES ELEMENTS**

Transformateur 220 V/24 V  
— 1 A ou 2 A (suivant l'intensité maximale désirée).

T<sub>1</sub> : 2N3055 sur radiateur :  
R<sub>th</sub> < 10 °C/W.

Par exemple : modèle 6,5 /  
W : 45 × 45 × 25 mm (Radio-Prim).

C<sub>1</sub> : 72709 L Texas instruments.

SFC 2709 C Sescosem.  
(Boîtier TO99).

D<sub>1</sub> à D<sub>4</sub> : 1N4002 ou BY126.

D<sub>5</sub> : Toute diode silicium  
200 mA : BY183.

D<sub>6</sub> : Zener 4,7 V - 0,4 W :  
BZX55 ou 83 - C4 V7.

C<sub>1</sub> : 1 000 µF - 40 V.

C<sub>2</sub> : Anti-oscillation (facultatif) : 47 pF.

C<sub>4</sub> : 22 µF - 40 V.

C<sub>3</sub> : 33 nF.

R<sub>1</sub> : 150 Ω.  
R<sub>2</sub> : 6,8 kΩ } 1/2 W - 5 %  
R<sub>3</sub> : 6,8 kΩ } à couche  
R<sub>5</sub> : 1 kΩ } de carbone

R<sub>4</sub> : pot. ajustable 47 kΩ.  
Plaquette : circuit imprimé  
XXXP simple face :  
112 × 90 mm.

Alain de CARNE

**6° PRIX DE MARS 1972**

**SONDE ÉLECTRONIQUE**

**L** E montage proposé est une sonde électronique pouvant être utilisée comme contrôle de niveau en se référant à la résistance de la matière.

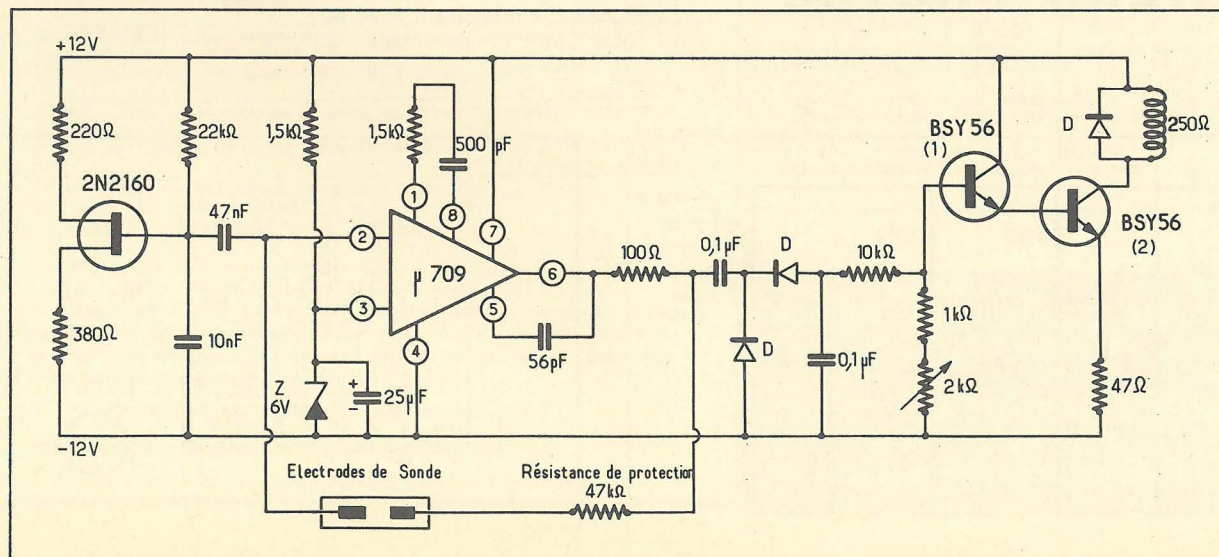
Cette sonde est capable de déclencher avec une résistance 0 à une résistance avoisinant 20 mΩ.

Le principe consiste à saturer un circuit intégré avec les électrodes découvertes, et ensuite avec la matière ces électrodes provoquent une contre-réaction sur l'ampli, celui-ci se débloque et le relais colle.

Donc la résistance de la matière provoque une contre-réaction entre entrée et sortie et l'ampli fonctionne normalement.

Ce principe de sonde paraît meilleur que les sondes actuelles qui sont capacitives, et sensibles à l'effet de main.

L'alimentation se fait sous 12 V stabilisés avec Zener et transistor, montage classique.



Jacques MORAND

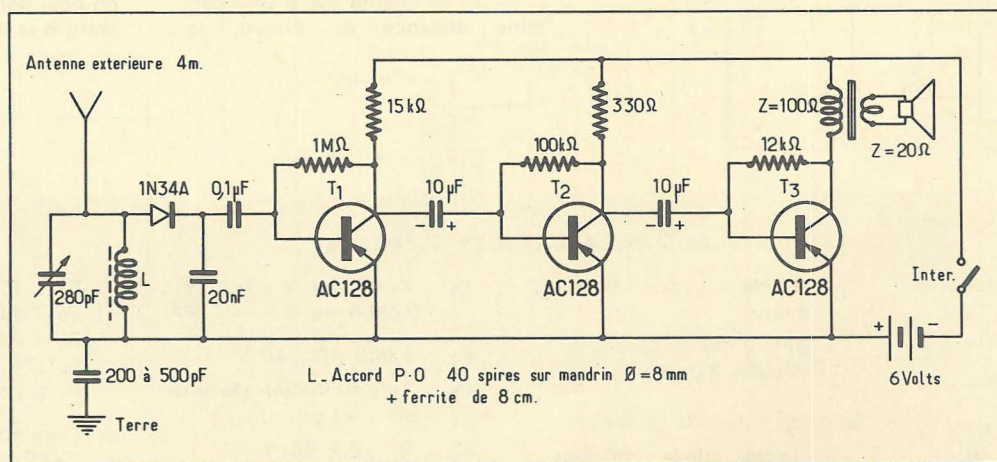
# RÉCEPTEUR PO SIMPLE

**L** E montage réalisé est un récepteur PO simple dans l'ensemble et peu coûteux. On arrive à capter pendant la nuit des stations assez lointaines (ORTF, Monte-Carlo, Tunis etc.) les stations algériennes sont captées nuit et jour :

Le condensateur variable sert à régler la station désirée. Le noyau étant aussi un autre moyen ; on peut retirer ou faire entrer le noyau de ferrite et ainsi on couvre toute la gamme onde moyenne.

L'antenne extérieure augmente la puissance du récepteur.

Ahmed MEFTAH



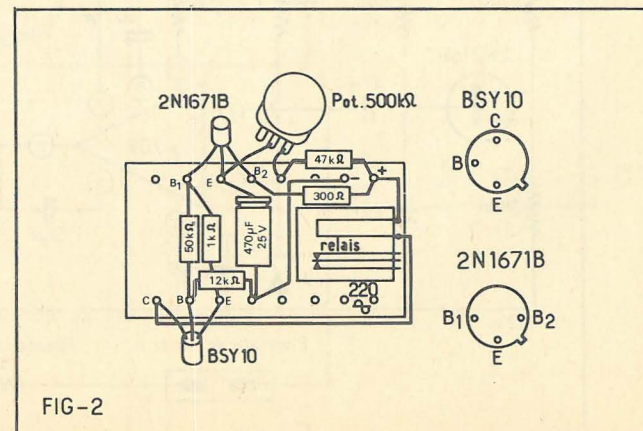
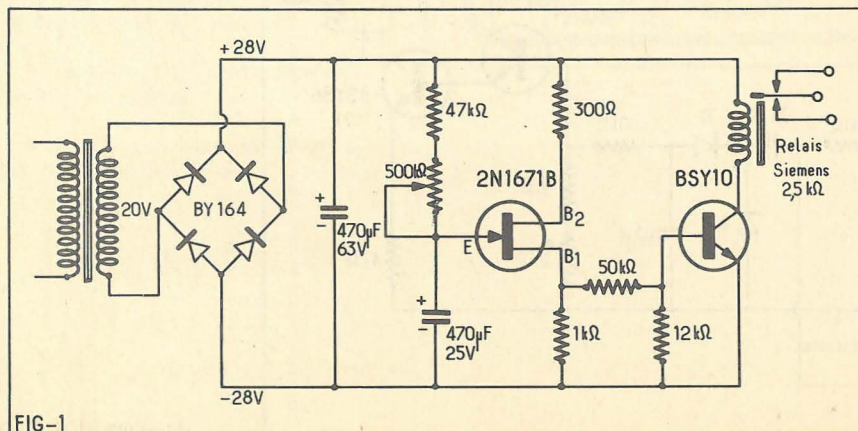
# « TIMER » POUR PROJECTEUR PHOTOS

**V** OICI un « timer » pour projecteur photos réglable de 7" à 1' environ réalisé avec du matériel de récupération des fonds de tiroirs. Les valeurs ne sont pas critiques et très courantes. Le transformateur est réalisé sur une carcasse de 13 × 13 mm soit 1,7 cm<sup>2</sup>, primaire : 5000 T. de fil 5/100 ; secondaire : 500 T. de fil 25/100. Nous pensons qu'il serait plus facile de prendre un petit transfo de sonnerie et de modifier le secondaire en le reboinant avec du fil plus petit et davantage de

tours pour obtenir 20 V. Le relais est un Siemens miniature très courant également.

Le montage est réalisé sur une plaquette à 2 × 8 cosses espacées de 50 mm sur laquelle est fixé, d'un côté : le transfo, le redresseur, et le condensateur de filtrage. De l'autre : le relais, les transistors, les résistances et le condensateur de 470 µF. Le potentiomètre, branché sur 2 cosses, pouvant être éloigné de la plaquette.

André BRIAU



# ÉTUDES ET RÉALISATIONS PRATIQUES DES MODULES



**A**PRÈS avoir proposé aux lecteurs les études de modules amplificateurs et de modules d'alimentation, il est logique de poursuivre la réalisation de notre amplificateur HI-FI par la présentation de modules préamplificateurs.

Le premier que nous proposons est de conception tout à fait classique puisqu'il est équipé de transistors silicium du type BC109. Ces transistors ont été spécialement mis au point pour les besoins de la basse-fréquence (BF) et possèdent des paramètres intéressants notamment en ce qui concerne le  $h_{FE}$  (encore appelé  $\beta$ ) qui atteint 250, ainsi que le très faible bruit de souffle gênant pour des amplifications de signaux faibles : PU magnétique, magnétophone...

Ce préamplificateur possède six entrées et permet de raccorder toutes les sources bas ou haut niveau des différents maillons d'une chaîne HI-FI.

Une sortie monitoring permet d'enregistrer tout signal modulé transmis à l'une des six entrées et de contrôler la qualité de l'enregistrement.

## MODULES PRÉAMPLIFICATEURS

### ÉTUDE DU SCHÉMA DE PRINCIPE

Le schéma de ce préamplificateur « universel » est indiqué figure 1. Dès l'entrée, une galette S1a du commutateur de fonction permet de sélectionner l'une des six entrées.

Sur la prise PU piézo, un circuit résistif composé d'une résistance ajustable RV1, d'une résistance fixe R1 et d'un potentiomètre P1 permet d'une part d'adapter l'impédance d'entrée du module à la cellule utilisée et d'autre part grâce à P1 de réduire l'amplitude du signal à une valeur correcte évitant de saturer le premier étage.

Le point commun de S1a est relié au condensateur C1 qui sert de liaison au premier transistor Q1/BC109. Ce transistor est monté en émetteur commun (donc rappelons-le en amplificateur de tension). La base est polarisée par les résistances R2 et R4 et le collecteur chargé par R3. Le gain en tension est déterminé par le rapport de R3/R5.

Le signal amplifié est disponible sur le collecteur de Q1/BC109. Un réseau RC parallèle transmet ce signal à la base de Q2/BC109.

La base de ce transistor Q2 est polarisée par R7 côté masse, et par R6 qui fixe le potentiel à partir de la tension collecteur de Q1. Comme pour le premier transistor, ce montage est en émetteur commun. Le collecteur est chargé par R9 et il est en liaison continue avec le troisième étage Q3/BC109, l'émetteur quant à lui est relié directement à la masse. Le troisième étage est un adaptateur d'impédance, c'est-à-dire un montage en collecteur commun permettant de prélever un signal sur l'émetteur de Q3 en basse impédance. Rappelons que le gain en tension d'un tel étage est inférieur à l'unité ( $G < 1$ ).

C'est sur l'émetteur de ce transistor Q3 que nous trouvons la boucle de contre-réaction sélective qui réinjecte une fraction du signal sur l'émetteur de Q1 (le signal est en phase avec celui de l'émetteur de Q1).

La galette S11b du commutateur permet de sélectionner la contre-réaction en fonction de la source connectée à l'entrée et déterminée par S1a.

Pour les entrées Micro, Auxiliaire et Turner, nous avons une contre-réaction linéaire composée de R13.

Pour les entrées PU magnétique et piézo la contre-réaction est dite RIAA.

— PU magnétique : réseau sélectif R15 - C8 - R16 - C9.

— PU piézo : réseau sélectif R17 - R18 - C22.

Le condensateur C11 sert de liaison entre l'émetteur de Q3 et un pont résistif composé de R21 et R22. Le signal disponible aux bornes de R22 est appliqué à la galette S1c du commutateur de fonctions sur quatre de ses six positions, les deux autres recevant directement les modulations « Turner » et « Auxiliaire ».

Le point commun de S1c est appliqué à l'extrémité du potentiomètre de volume. C'est également à ce niveau qu'est prévue

la prise monitoring qui permet d'enregistrer toute source sélectionnée à l'entrée.

Un condensateur C13 applique une fraction du signal à la base du transistor Q4/BC109. Le transistor, tout comme Q3, est monté en émetteur follower et permet ainsi d'attaquer le correcteur de tonalité du type baxandall en basse impédance, évitant ainsi les risques d'accrochages.

Un condensateur C14 en série avec une résistance R25 transmettent la modulation à l'entrée du correcteur. Le signal de sortie récupéré sur le curseur des potentiomètres P3 (Aigus) et P4 (Graves) est appliqué à la base du transistor Q5/BC109 monté en amplificateur de tension. Le montage en émetteur commun est indispensable pour réamplifier le signal fortement atténué par le réseau correcteur.

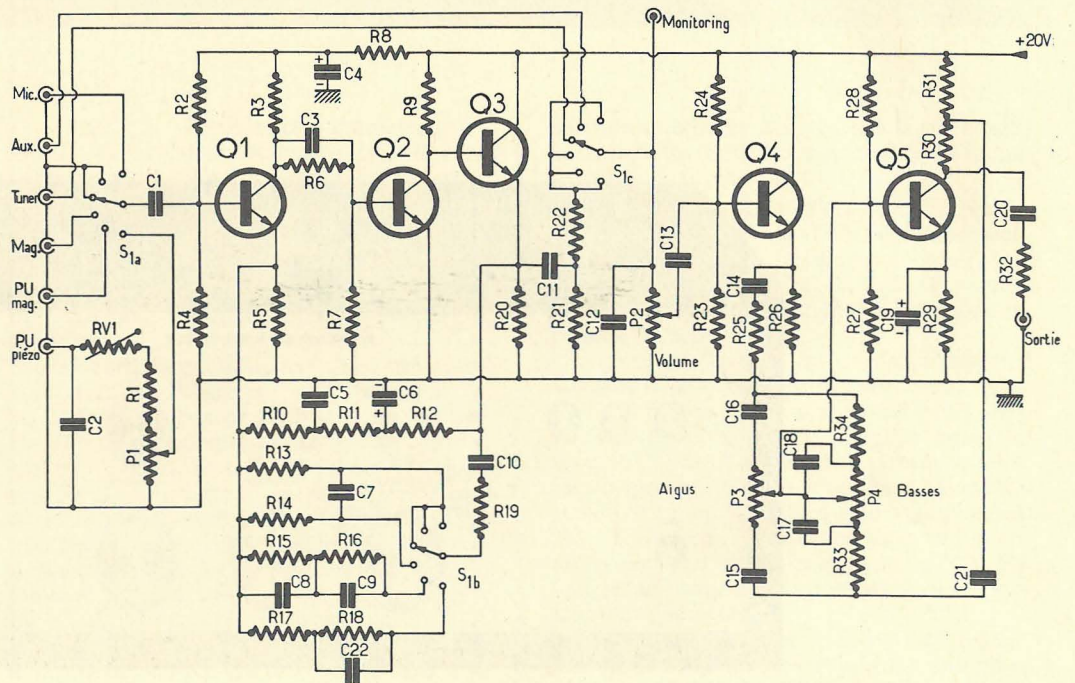
Un condensateur C20 recueille la modulation et la transmet à la sortie à travers la résistance R32.

L'alimentation de ce module est de + 20 V, excepté pour le premier étage où nous trouvons une résistance chutrice R8 découplée par un chimique C4.

Comme nous pouvons le constater, ce préamplificateur est des plus classiques. S'il se compose de cinq transistors BC109, trois seulement sont dits actifs, c'est-à-dire montés en amplificateur de tension.

(A suivre)

N'ayant pu nous procurer certains composants pour la réalisation de ce module, nous nous voyons contraints de reporter la parution du préamplificateur au prochain numéro.



### CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

- **Signal de sortie : 500 mV efficace**
- **Distorsion harmonique : 0,02 % pour tout niveau de sortie**
- **Niveau de bruit :**  
— 60 dB pour toutes les entrées  
— 80 dB pour les entrées « Tuner » et « Aux »
- **Sensibilités :**  
Tuner : 250 mV  
Aux : 250 mV  
PU Magnétique : 3 mV  
PU Piézo : 20 mV  
Magnétophone : 4 mV  
Micro : 10 mV
- **Impédances d'entrées :**  
Tuner - Aux 60 - 100 kΩ  
PU magnétique - 47 kΩ  
PU piézo (Ajustable)  
Magnétophone - Micro - 47 kΩ
- **Egalisation RIAA : ± 1 dB**
- **Contrôle de tonalité :**  
Basses ± 20 dB  
Aigus ± 16 dB
- **Consommation : 7 mA**

### NOMENCLATURE DES ELEMENTS

#### ● Résistances à couche (métallique si possible) ± 5 % - 1/2 W

R1-10 kΩ	R9-47 kΩ	R17-120 kΩ	R25-1 kΩ
R2-1 MΩ	R10-3,3 kΩ	R18-1 MΩ	R26-4,7 kΩ
R3-47 kΩ	R11-3,3 kΩ	R19-4,7 kΩ	R27-47 kΩ
R4-82 kΩ	R12-15 kΩ	R20-4,7 kΩ	R28-470 kΩ
R5-1,5 kΩ	R13-39 kΩ	R21-1 MΩ	R29-680 Ω
R6-2,2 MΩ	R14-1 MΩ	R22-6,8 kΩ	R30-2,7 kΩ
R7-470 kΩ	R15-82 kΩ	R23-470 kΩ	R31-2,2 kΩ
R8-10 kΩ	R16-1 MΩ	R24-470 kΩ	R32-6,8 kΩ

#### ● Condensateurs (WIMA MKS) au plastique métallisé

C1-470 nF	C8-1 nF	C13-220 nF	C18-47 nF
C2-3,3 nF	C9-3 nF	C15-10 nF	C20-1 μF
C3-470 nF	C10-1 μF	C16-10 nF	C21-1 μF
C5-1 μF	C11-470 nF	C16-10 μF	C22-3 nF
C7-2 nF	C12-100 pF	C17-47 nF	

#### ● Condensateurs chimiques

C4 - 50 μF/25 V	C19 - 50 μF/25 V
C6 - 20 μF/25 V	

#### ● Potentiomètres

RV1 - 50 kΩ lin (boîtier T05)	P3 - 20 kΩ lin
P1 - 10 kΩ log (boîtier T05)	P4 - 100 kΩ lin
P2 - 100 kΩ log	

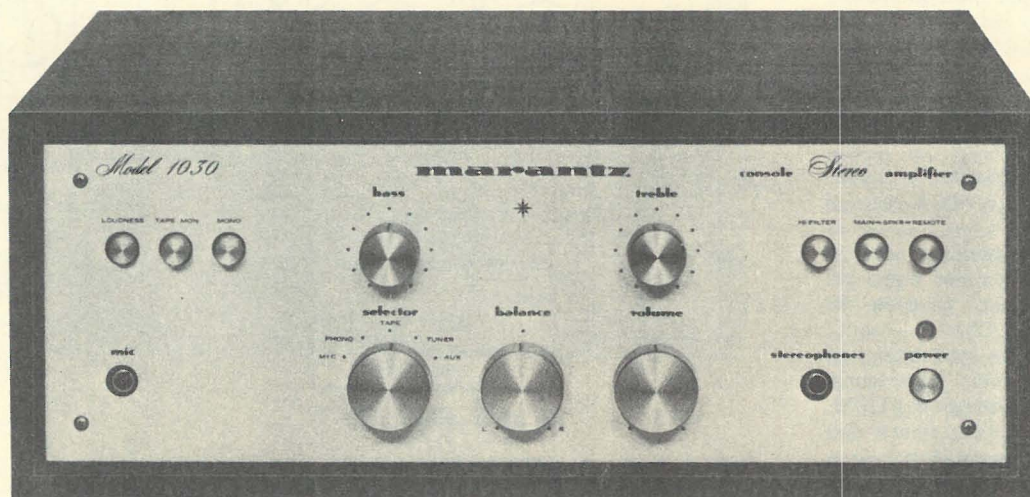
#### ● Transistors

Q1 à Q5 - BC109

Nota. Les condensateurs W. ma font partie du catalogue Tranchant Électronique, 19-21, r. M<sup>m</sup>-de-Sanzillon, 92-Clichy.

**Les bancs  
d'essai de  
Radio-Plans**

# L'AMPLIFICATEUR MARANTZ 1030



## PRESENTATION

L'allure générale de l'amplificateur Marantz est dans le style américain le plus pur, avec une haute ligne, en contradiction avec la production européenne actuelle. La face avant regroupe toutes les commandes permettant à l'utilisateur une écoute personnalisée. Cette face avant est en aluminium anodisé brossé, légèrement dorée.

A la partie supérieure gauche, une série de 3 touches.

1° Commande de Loudness, destinée à renforcer, à bas volume, les fréquences basses et aiguës. Cette fonction est également appelée correction physiologique.

2° Monitoring pour les possesseurs de magnétophones à trois têtes. Le processus de fonctionnement est le suivant :

Prenons l'écoute en PU magnétique. Le signal issu de la cellule est d'abord amplifié par le préamplificateur de l'ampli (correction RIAA) puis est dirigé vers l'amplificateur d'enregistrement du magnétophone. Ce préampli d'enregistrement module la tête et imprime donc la bande. Le ruban ainsi impressionné passe alors devant la tête de lecture qui excite la partie préamplificatrice de lecture du magnétophone. Cette modulation est en fait le « retour ligne ». Ce retour attaque alors les étages qui suivent le préamplificateur RIAA sur l'amplificateur.

3° Une touche permet la commutation mono/stéréo.

4° Une entrée « Micro » évitant le retournement de l'appareil lors du branchement de cette source.

5° Le sélecteur d'entrées : Microphone, phono magnétique, magnétophone, Tuner, Auxiliaire.

6° Le réglage des fréquences basses à plots.

7° Le réglage des fréquences aiguës à plots.

8° La commande de balance efficace à 100 %. Lorsque celle-ci est éloignée de sa position centrale, elle atténue le niveau du canal considéré tout en maintenant constant le niveau de l'autre voie.

9° La commande de volume constituée d'un potentiomètre double à un seul axe. Le déséquilibre des 2 canaux à cause de cette commande est inférieur à 3 %. Signalons que la sortie magnétophone n'est pas influencée par ces différents réglages mis à la disposition de l'utilisateur.

10° Une prise pour casque stéréophonique d'impédances de 4 à 16 Ω. Toutefois des essais avec un casque de 600 Ω habituellement utilisé avec un magnétophone Revox-77 ont donné des résultats très satisfaisants.

11° La touche de mise en service.

12° Le voyant lumineux de couleur bleue, indicateur de la mise sous tension.

A la partie supérieure droite de la plaque frontale, une série de 3 touches :

— Filtre passe-bas (HI-FILTER), diminuant parasites, sifflements de la bande, grésillements de disques, sans amoindrir la qualité musicale.

— Groupe 1 de 2 enceintes principales (MAIN).

— Groupe 2 de 2 enceintes supplémentaires (REMOTE).

Ces 2 groupes d'enceintes acoustiques peuvent fonctionner séparément ou simultanément. La prise de casque n'est pas affectée par ces commutations.

A l'arrière de l'appareil se trouvent :

— Toutes les entrées à l'exception de l'entrée microphone judicieusement placée sur le panneau avant. Signalons que l'entrée « micro » est du type jack standard 6,35.

— Les prises d'entrées sont du type RCA/CINCH. Toutefois un connecteur DIN à 5 broches permet la liaison enregistrement-lecture avec un magnétophone aux normes européennes.

— La partie préamplificatrice peut être séparée de la partie amplification de puissance grâce à 2 connecteurs RCA, marqués PRE-OUT et MAIN-IN.

**D**ANS un numéro récent de *Radio-Plans* (n° 292/Mars 72) nous avons procédé à l'analyse technique et au banc d'essai du tuner-ampli MARANTZ 2215. Comme nous nous en doutions un peu, cet appareil s'est révélé avoir des performances dépassant très nettement les chiffres annoncés par le constructeur, aussi bien sur la partie tuner que sur la partie amplificateur. C'est pourquoi nous avons décidé d'effectuer des mesures sur l'amplificateur MARANTZ 1030.

— Les 4 sorties par enceintes acoustiques sont du type pince à ressort sans avoir recours à des prises particulières. Pour la mise en phase de ces enceintes des repères + et — sont marqués près de ces bornes.

— Deux sorties secteurs (aux normes américaines c'est-à-dire à broches plates), l'une commutée, l'autre ne l'étant pas permettant le branchement de la platine tourne-disque, d'un tuner ou d'un magnétophone.

— Une borne à vis permet le raccordement à la terre du châssis de l'appareil ou encore l'établissement d'une liaison entre le châssis et le bâti de la platine tourne-disque. Ceci nous est arrivé avec une Thorens TD125 dotée d'un bras SME3009.

## ETUDE DU SCHEMA DE PRINCIPE (Fig. 1)

Pour faciliter l'étude du schéma de principe, nous avons décomposé celui-ci en 3 parties principales :

- 1 — Le préamplificateur d'entrée.
- 2 — Le préamplificateur-correcteur de tonalité.
- 3 — Le bloc amplificateur de puissance.

### 1. — LE PREAMPLIFICATEUR D'ENTREE

Les transistors employés à ce niveau sont à structure planar et sont caractérisés par un gain élevé et un facteur de bruit très faible. Ces transistors sont référencés 25C1000/2SC458.

L'étage d'entrée est équipé de ces 2 transistors H901 et H903 montés avec une contre-réaction sélective en PU magnétique et linéaire en position microphone. La correction RIAA est obtenue par 2 réseaux RC [(22 k $\Omega$  — 3,3 nF) et (330 k $\Omega$  — 10 nF)]. La contre-réaction linéaire sur la position microphone est assurée par une résistance de 33 k $\Omega$  shuntée par un condensateur de limitation de bande de 250 pF. La faible valeur permet d'obtenir une sensibilité correcte avec la plupart des microphones dynamiques de bonne qualité. Nous avons essayé pour notre compte personnel les micros suivants : AKG190, BST UD130 et UD140, UHER M534/M136.

Le transistor d'entrée H901 a son point de fonctionnement établi de façon à bénéficier du rapport signal sur bruit le plus favorable. Les transistors H901 et H903 sont polarisés de la façon suivante :

— H901 : Résistance d'émetteur : 390  $\Omega$  ; Polarisation de base : 120 k $\Omega$  vers l'émetteur de H905 ; Résistance de charge de collecteur 220 k $\Omega$ .

— H905 : Résistance d'émetteur : 1,2 k $\Omega$  et 330  $\Omega$  en série découplée par 100  $\mu$ F ; Polarisation de base : d.d.p. aux bornes des 220 k $\Omega$ . Résistance de collecteur : 8,2 k $\Omega$ .

Une contre-réaction en alternative est établie de façon fixe par une résistance de 3,3 M $\Omega$ . Le transistor H905 est neutrodyné en HF par un condensateur de 50 pF placé entre collecteur et base. Il faut remarquer que la liaison directe entre les 2 transistors tout en simplifiant les problèmes de polarisation améliore la réponse aux fréquences basses. La liaison vers le module suivant est assurée par un condensateur de 1  $\mu$ F. La sensibilité en entrée PU magnétique, est de l'ordre de 2 mV pour 1 V à la borne « PRE-OUT », c'est-à-dire à la sortie du préamplificateur. La correction RIAA très fidèle a  $\pm$  0,5 dB entre 20 Hz et 20 kHz s'explique par la qualité des circuits employés à ce niveau.

Entre le commutateur des entrées et le contacteur à touche mono/stéréo est interposée la touche « TAPE MONITOR » dont nous avons expliqué le rôle ci-dessus. Il est évident que cette touche n'a d'utilité qu'avec les magnétophones à 3 têtes.

Les modulations BF, une fois sélectionnées, sont dirigées sur les potentiomètres de balance et de volume avant d'être injectées à l'entrée du préamplificateur-correcteur de tonalité.

Le circuit LOUDNESS est mis en œuvre à partir d'une prise sur le potentiomètre de volume. Deux circuits RC (10 k $\Omega$  - 33 nF) (100 pF - 100 k $\Omega$ ) relèvent les fréquences graves et aiguës à très basse puissance.

Les 2 potentiomètres de balance et de volume ont pour valeur 250 k $\Omega$  (R<sub>007</sub> et R<sub>008</sub>).

### 2. — LE PREAMPLIFICATEUR CORRECTEUR DE TONALITE

Les modulations BF issues des entrées Tuner, auxiliaire, magnétophone sont, par le jeu des commutations, reliées à l'entrée du module préamplificateur-correcteur de tonalité.

Le transistor H501 est monté en collecteur commun de façon à attaquer les réseaux de correction de tonalité sous une très faible impédance. Cette disposition permet d'obtenir des relevés substantiels tout en diminuant le taux de distorsion

harmonique facile à engendrer à cet étage. Le transistor H501 est polarisé de la façon suivante :

— H501 : résistance d'émetteur : 5,6 k $\Omega$  ; pont de base : 820 k $\Omega$  - 270 k $\Omega$  ; collecteur relié directement à la ligne positive.

Un condensateur C<sub>501</sub> de 0,22  $\mu$ F et une résistance de 1 k $\Omega$  amènent les modulations à la base de H<sub>501</sub>.

Comme au niveau du préamplificateur d'entrée les transistors sont du type 2 SC458 à très faible niveau de bruit. Les circuits correcteurs de tonalité sont du type R.C. passifs avec des relevés et des affaiblissements pratiquement symétriques. L'examen du tableau de basculement des courbes montre que celles-ci ont pour point de rotation la fréquence de 1000 Hz valeur adoptée par la majorité des constructeurs sérieux.

Les potentiomètres à plots de réglage des fréquences basses et aiguës ont pour valeur : 50 k $\Omega$ . Les éléments R et C autour de ces potentiomètres sont fixés sur un circuit imprimé séparé, solidaire des potentiomètres.

À la sortie du réseau correcteur de tonalité, nous trouvons 2 transistors H<sub>503</sub> et H<sub>505</sub> montés, en liaison directe et formant un préamplificateur linéaire à gain élevé compensant l'atténuation due au correcteur. Ces 2 transistors sont polarisés de la façon suivante :

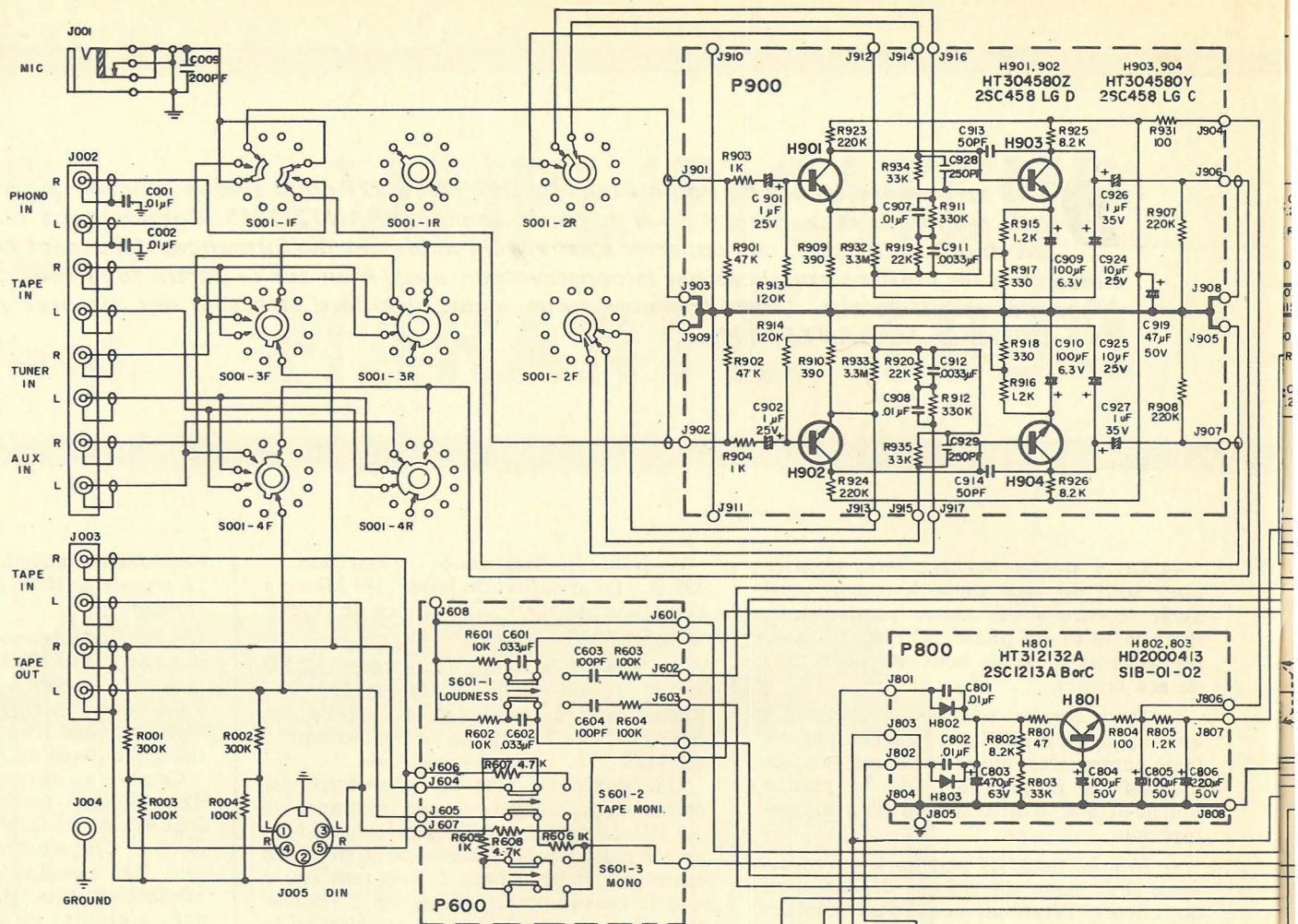
— H<sub>503</sub> : résistance d'émetteur de 330  $\Omega$  ; polarisation de base prise sur l'émetteur de H<sub>505</sub> ; résistance de collecteur de 220 k $\Omega$ .

— H<sub>505</sub> : résistance d'émetteur de 820  $\Omega$  ; polarisation de base : d.d.p. aux bornes des 220 k $\Omega$  ; résistance de collecteur de 15 k $\Omega$ . La résistance d'émetteur est découplée par 100  $\mu$ F.

Une résistance de 15 k $\Omega$  (en série avec 10  $\mu$ F) forme la ligne de contre-réaction linéaire en fréquence. Un condensateur de 30 pF limite la bande passante ( $\geq$  100 kHz) pour éviter toute auto-oscillation parasite.

Un condensateur de 3,3  $\mu$ F dirige les modulations BF amplifiées sur le contacteur du filtre passe-bas (HI-FILTER). Sur la position filtre hors service, les signaux atteignent le connecteur RCA « PRE-OUT MAIN-IN » de façon directe. La touche HI-FILTER étant enfoncée nous avons une résistance série de 4,7 k $\Omega$  puis un condensateur dérivé à la masse de 6,8 nF. En position normale, la résistance de 4,7 k $\Omega$  est en court-circuit, et une résistance de 2,2 M $\Omega$  est placée en série avec 6,8 nF, ce dernier étant sans action.





ALL SWITCHES VIEWED FROM FRONT AND SHOWN IN EXTREME CLOCKWISE POSITION MIC

TAPE  
PHONO  
MIC  
TUNER  
AUX

S001-1~4

### 3. — L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

L'examen du schéma montre qu'à partir de la base de H<sub>703</sub>, les liaisons sont directes ayant pour résultat une excellente réponse aux très basses fréquences. Une double stabilisation est prévue : stabilisation thermique par deux diodes H<sub>005</sub> et stabilisation du potentiel moyen de sortie indépendamment de la contre-réaction en alternatif.

Les résistances de 0,5 Ω disposées dans les émetteurs des transistors de sortie H<sub>001</sub> et H<sub>002</sub> écartent le risque d'emballement thermique et améliorent la réponse du push-pull en linéarisant les paramètres des transistors de puissance. Le montage DARLINGTON formé des transistors H<sub>709</sub> et H<sub>001</sub>, est équivalent à un transistor NPN et l'ensemble H<sub>710</sub> et H<sub>002</sub> forme un transistor de puissance PNP. Le gain des 2 ensembles est égal à  $\beta_1 \times \beta_2$ . Par conséquent ces 4 transistors sont deux super-transistors à gain en courant très élevé et de polarité inverse.

L'étage d'attaque H<sub>703</sub> a pour rôle de commander les bases des transistors H<sub>709</sub> et H<sub>710</sub> par deux tensions en phase d'égales amplitudes et légèrement supérieures à celle obtenue aux bornes de la charge. En outre, elle doivent présenter l'une par rapport à l'autre, une différence constante assurant la polarisation des bases des transistors drivers.

Cette différence de potentiel entre les bases de H<sub>709</sub> et H<sub>710</sub> est assurée par les diodes H<sub>713</sub> et H<sub>005</sub> qui ont pour effet d'ob-

tenir une tension de 0,6 V chacune à leurs bornes. Une résistance R<sub>729</sub>/470 Ω ajuste la polarisation à sa valeur requise. Détail pratique ; les diodes H<sub>005</sub> sont couplées thermiquement au radiateur de refroidissement des transistors de puissance.

Le courant de repos est réglé de telle façon :

- qu'il n'engendre pas la production de distorsion harmonique par raccordement incorrect des 2 alternances.

- qu'il n'entraîne pas une baisse du rendement par échauffement exagéré au repos des transistors de puissance. La polarisation par les diodes et la résistance ajustable de 470 Ω est suffisante pour éviter tout désagrément de ce genre.

Une double contre-réaction en alternatif est appliquée entre la ligne médiane et :

- d'une part l'émetteur de H<sub>701</sub> (2,2 kΩ-47 μF)

- d'autre part la base de H<sub>703</sub> (100 kΩ fixe et 100 kΩ ajustable).

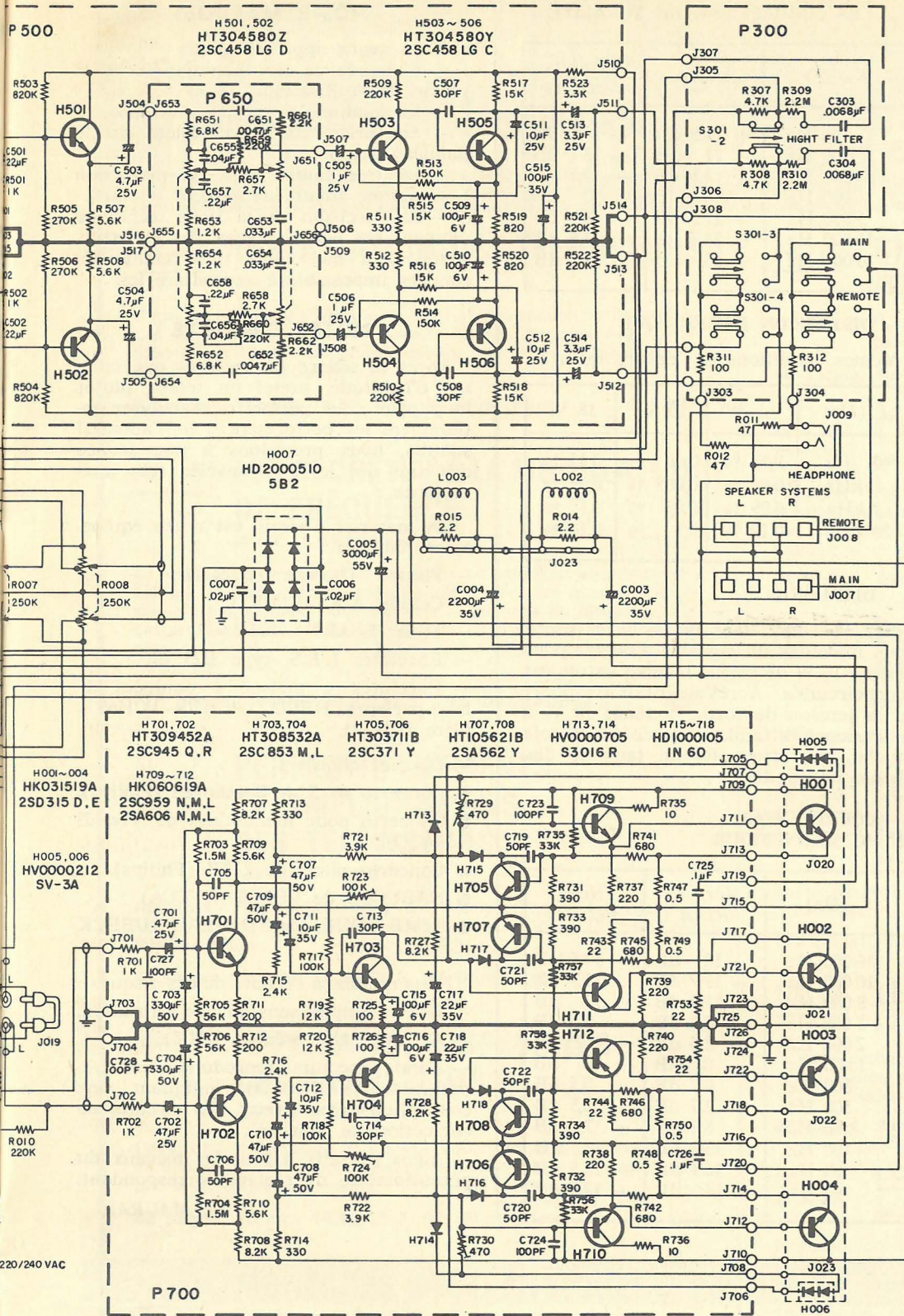
D'un taux très élevé, cette ligne de contre-réaction réduit considérablement le taux de distorsion harmonique et élargit la bande passante. Le facteur d'amortis-

sement se trouve élevé par réduction de l'impédance de sortie.

Un condensateur de 50 pF entre le collecteur et la base de H<sub>703</sub> améliore la stabilité du montage en réduisant la bande passante ( $\geq 100$  kHz). Un condensateur de 50 pF entre base et collecteur de H<sub>701</sub> est là pour le même but.

Un condensateur de 2200 μF assure la liaison vers l'enceinte acoustique ou le casque. Un circuit LR (L<sub>004</sub>-R<sub>014</sub>) en série avec ce condensateur évite l'introduction de composantes HF dans la ligne de contre-réaction.

En position casque, nous trouvons un diviseur de tension constitué d'une résis-



Avant d'en terminer avec l'étude technique de la partie amplificatrice de puissance, signalons que les 4 transistors de sortie sont montés sur des radiateurs à ailettes en aluminium extrudé et noirci largement dimensionnés. Lors des essais en puissance la température de ces radiateurs n'a jamais atteint une cote d'alerte.

### ALIMENTATION

L'alimentation paraît largement calculée ; toutefois elle n'est pas régulée pour l'alimentation des étages de puissance. Ceci est dans la tradition américaine et il est vraisemblable que ce sont eux qui sont dans le « vrai ». Seule l'alimentation par un enroulement et un circuit de redressement séparés par les étages préamplificateurs est soigneusement régulée et filtrée électroniquement (H802 - H806).

Le transformateur peut être commuté au primaire sur les tensions suivantes : 100 V - 120 V - 200 V - 220 V - 240 V.

### PERFORMANCES ANNONCÉES PAR MARANTZ

- Puissance de sortie : 15 W à 4 - 8 Ω  
10 Watts sur 16 Ω
- Puissance musicale totale : 45 W à 8 Ω
- Courbe de réponse à ± 1 dB : 20 Hz - 20 kHz
- Distorsion harmonique : < 0,5 % à toute puissance dans une bande de fréquence comprise entre 40 Hz et 20 kHz.
- Distorsion intermodulation : < 0,5 % dans les mêmes conditions indiquées ci-dessus.
- Impédance d'entrée :
  - PU magnétique : 47 kΩ
  - Microphone : 47 kΩ
  - Haut niveau (auxiliaire) : 100 kΩ
- Sensibilité d'entrée :
  - PU magnétique : 2,1 mV pour 1 V à la sortie du préampli (PRE OUT)
  - Autres entrées : 180 mV.
- Rapport signal sur bruit : 77 dB
- Facteur d'amortissement : ≥ 45
- Séparation des 2 voies : ≥ 40 dB à 1000 Hz
- Consommation à vide : 29 W
- Consommation à pleine puissance : 110 W
- Dimensions du Marantz 1030 : 36,5 × 12 × 31 cm
- Particularités :
  - sortie par casque stéréo
  - sélection de 2 groupes d'enceintes
  - préampli et ampli dissociables
  - prise micro sur le panneau avant
  - filtre passe-bas commutable
- Impédances d'utilisation : 4 - 8 - 16 Ω
- Ecart de niveau du potentiomètre de volume : < 3 dB.

tance série de 100 Ω et d'une résistance côté masse de 47 Ω. Un circuit RC série (10 Ω - 0,1 μF) placé en parallèle sur le haut-parleur permet l'adaptation correcte quelle que soit la montée en impédance du haut-parleur aux fréquences aiguës.

Cet amplificateur traité selon la formule LIN a ses transistors de puissance H<sub>001</sub> et H<sub>002</sub> protégés contre les surcharges d'intensité comme de tension par 2 transistors H<sub>707</sub> et H<sub>705</sub>, limitant la capacité d'attaque de l'étage driver. Si la charge est réduite ou mise en court-circuit, le courant dans l'étage de puissance augmente considérablement ; le courant produit une chute de tension aux bornes des

résistances de 0,5 Ω R<sub>747-749</sub>. Cette chute de tension est appliquée aux bases des transistors de protection H<sub>705</sub>-H<sub>707</sub> au moyen des résistances R<sub>741</sub> et R<sub>745</sub> de 680 Ω. Le courant de base augmente, ce qui élève le courant de collecteur et shunte la ligne de modulation aboutissant aux 2 transistors H<sub>709</sub> et H<sub>710</sub>. Le courant de base des transistors de puissance H<sub>001</sub> et H<sub>002</sub> est réduit à une valeur ne mettant pas en danger ces 2 transistors.

De façon à bâtir l'action de ce limiteur, une polarisation permanente de la base des transistors H<sub>705</sub> et H<sub>707</sub> est appliquée par les résistances

R<sub>731</sub> - R<sub>755</sub> et R<sub>733</sub> - R<sub>757</sub>.

## NOS MESURES

Après la description détaillée que nous venons de terminer et ne doutons pas des performances annoncées par MARANTZ, nous ne pouvons que présager des mesures s'écartant fort peu du cahier des charges des constructeurs.

### A - BANDE PASSANTE

Conditions de la mesure :

- Graves et aiguës sur zéro.
- Balance au milieu.
- Filtre hors service.
- Fréquence de travail : 20 Hz à 20 kHz.
- Entrée Tuner.
- Position stéréo.
- Puissance de sortie : 1 W.

F (Hz)	Nos mesures	
20 Hz	- 0,5 dB	COURBE MARANTZ  20 Hz-20 kHz ± 1 dB
100 Hz	0 dB	
200 Hz	0 dB	
500 Hz	0 dB	
1 000 Hz	0 dB	
2 000 Hz	0 dB	
5 000 Hz	0 dB	
10 000 Hz	0 dB	
20 000 Hz	0 dB	

### B - PUISSANCE DE SORTIE

Mêmes conditions de mesure qu'en A. La puissance de sortie est mesurée juste avant l'écrétage symétrique de la sinusoïde visible sur l'oscilloscope.

Impédance de charge : 8 Ω.	
40 Hz	21,5 W efficaces
1 000 Hz	22 W efficaces
10 000 Hz	22 W efficaces
20 000 Hz	21 W efficaces

Puissance annoncée par MARANTZ : 15 W sur 8 Ω.

### C - EFFICACITE DU FILTRE PASSE-BAS (HI-FILTER)

F (Hz)	Nos mesures
1 000 Hz	- 0,5 dB
5 000 Hz	- 4 dB
7 000 Hz	- 6,5 dB
10 000 Hz	- 8,5 dB
20 000 Hz	- 12 dB

**stéréo hi-fi CLUB GIBOT**

12, rue de REUILLY, PARIS-XII<sup>e</sup>  
Téléphone : 345-65-10

DISTRIBUE LE MATÉRIEL "MARANTZ"



**AMPLI/PRÉAMPLI STÉRÉO 2 x 20 watts "1030"**

Entrées : Micro-PU  
Magnéto tuner et auxil.  
MONITORING. Sortie casque stéréo.

Distorsion < à 0,3 % - Réponse : 1 W : ± 2 dB de 20 Hz à 40 kHz - Bande passante : 15 Hz à 40 kHz.  
Dimensions : 360 x 305 x 120 mm

**PRIX ..... 1 485,00**

## D - LES CORRECTIONS DE TONALITE

F (Hz)	Relevés	Affaiblissements
40 Hz	+ 12,5 dB	- 14,5 dB
100 Hz	+ 11 dB	- 13 dB
500 Hz	+ 2,5 dB	- 2,5 dB
1 000 Hz	0 dB	0 dB
5 000 Hz	+ 11,5 dB	- 8 dB
10 000 Hz	+ 14,5 dB	- 13,5 dB
20 000 Hz	+ 15 dB	- 15 dB

## E - DISTORSION HARMONIQUE

Mêmes conditions de mesure qu'en A.

F (Hz)	0,1 W	10 W	18 W
40 Hz	0,1 %	0,06 %	0,12 %
1 kHz	0,08 %	0,065 %	0,08 %
3 kHz	0,09 %	0,08 %	0,1 %
20 kHz	0,12 %	0,1 %	0,14 %

## F - DIAPHONIE

Sur l'entrée Tuner de la voie droite, nous injectons un signal à 1000 Hz pour obtenir 10 W de sortie. L'autre entrée est court-circuitée. Après avoir fait le rapport de la tension de sortie donnant 10 W à la tension très faible mesurée sur la voie gauche, nous trouvons un taux de diaphonie de 58 dB.

## G - COURBE RIAA EN PU MAGNETIQUE

F (Hz)	Normes RIAA	Nos mesures
16 000 Hz	- 18 dB	- 17,5 dB
10 000 Hz	- 13,7 dB	- 13,5 dB
8 000 Hz	- 11,9 dB	- 12 dB
5 000 Hz	- 8,2 dB	- 8,5 dB
2 000 Hz	- 2,6 dB	- 2,25 dB
1 000 Hz	0 dB	0 dB
800 Hz	+ 0,7 dB	+ 0,5 dB
500 Hz	+ 2,7 dB	+ 2,5 dB
200 Hz	+ 8,2 dB	+ 7,5 dB
100 Hz	+ 13,1 dB	+ 12,5 dB
60 Hz	+ 16,1 dB	+ 16,5 dB
40 Hz	+ 18 dB	+ 17,5 dB

## NOS REMARQUES

- Nous avons apprécié :
- L'abondance des commandes à la partie de l'utilisation.
  - La qualité des composants R.C.
  - Les prises casque, et micro sur le panneau avant.
  - Le très faible taux de distorsion harmonique (malheureusement anglais).
  - La précision de la fiche technique donnant les performances des constructeurs ainsi que toute une famille de courbes impossible à reproduire ici.

## NOTES D'ECOUTE

Après la séance de mesures qui, comme d'habitude, prend un temps plutôt long pour nous permettre d'analyser entièrement les performances de l'appareil soumis, nous procédons à une séance d'écoute qui ici s'est révélée très intéressante :

Le matériel d'essais est notre équipement habituel :

- Platine Thorens TD124/II.
- Cellule ADC10E/MKIV.
- Tuner ESART « S25C ».
- Enceintes L.E.S. type B25 ou
- Enceintes « maison » équipées de haut-parleurs HECO (PCH204-PCH65 - filtre HN412).

— Disques choisis :

- Concerto n° 5 de Beethoven (Philips).
- Concerto pour mandolines de Vivaldi (ERATO).
- Concerto piano de LITZ (Philips).
- NABUCCO de VERDI (DECCA).
- TIME OUT de DAVE BRUBECK (CBS).

Nous notons, à l'écoute de ces disques :

- Graves amples sans aucune saturation.
- Attaque très précise (LITZ).
- Bande médium reproduite sans empiètement (NABUCCO), indiquant une conception sans erreur des circuits de correction de tonalité.
- Aigus parfaits à tous les niveaux du potentiomètre de réglage correspondant.

B. de MAURIS

**VENTE EXCEPTIONNELLE**

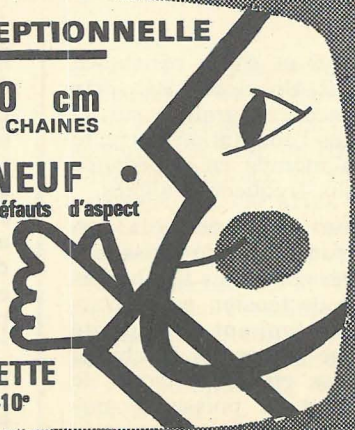
**TÉLÉVISEURS 60 cm**  
GRANDES MARQUES - 2 CHAINES

● **MATÉRIEL NEUF** ●  
vendu en raison de légers défauts d'aspect

à partir de : **450 F**

● **A SAISIR DE SUITE** ●  
VENTE UNIQUEMENT SUR PLACE  
Ouv. tous les jours de 9 h à 19 h 30

**COMPTOIR LAFAYETTE**  
159, rue La Fayette, Paris-10<sup>e</sup>



# COLLECTION

# les sélections de radio-plans

## N° 3 **INSTALLATION DES TÉLÉVISEURS** par G. BLAISE

Choix du téléviseur - Mesure du champ - Installation de l'antenne - Les échos - Les parasites - Caractéristiques des antennes - Atténuateurs - Distributeur pour antennes collectives - Tubes cathodiques et leur remplacement.

52 pages, format 16,5 x 21,5, 30 illustrations ..... 3,50

## N° 5 **LES SECRETS DE LA MODULATION DE FRÉQUENCE** par L. CHRÉTIEN

La modulation en général, la modulation d'amplitude en particulier - Les principes de la modulation de fréquence et de phase - L'émission - La propagation des ondes - Le principe du récepteur - Le circuit d'entrée du récepteur - Amplification de fréquence intermédiaire en circuit limiteur - La démodulation - L'amplification de basse fréquence.

116 pages, format 16,5 x 21,5, 143 illustrations .... 6,00

## N° 6 **PERFECTIONNEMENTS ET AMÉLIORATIONS DES TÉLÉVISEURS** par G. BLAISE

Antennes - Préamplificateurs et amplificateurs VHF - Amplificateurs MF, VF, BF - Bases de temps - Tubes cathodiques 110° et 114°. Synchronisation.

84 pages, format 16,5 x 21,5, 92 illustrations ..... 6,00

## N° 7 **APPLICATIONS SPÉCIALES DES TRANSISTORS** par M. LÉONARD

Circuits haute fréquence, moyenne fréquence - Circuit à modulation de fréquence - Télévision - Basse fréquence à haute fidélité mono-phonique et stéréophonique - Montages électroniques.

68 pages, format 16,5 x 21,5, 60 illustrations ..... 4,50

## N° 8 **MONTAGES DE TECHNIQUES ÉTRANGÈRES** par R.-L. BOREL

Montages BF mono et stéréophonique - Récepteurs et éléments de récepteurs - Appareils de mesures.

100 pages, format 16,5 x 21,5, 98 illustrations ..... 6,50

## N° 9 **LES DIFFÉRENTES CLASSES D'AMPLIFICATION** par L. CHRÉTIEN

44 pages, format 16,5 x 21,5, 56 illustrations ..... 3,00

## N° 10 **CHRONIQUE DE LA HAUTE FIDÉLITÉ A LA RECHERCHE DU DÉPHASEUR IDÉAL** par L. CHRÉTIEN

44 pages, format 16,5 x 21,5, 55 illustrations ..... 3,00

## N° 11 **L'ABC DE L'OSCILLOGRAPHE** par L. CHRÉTIEN

Principes - Rayons cathodiques - La mesure des tensions - Particularités de la déviation - A propos des amplificateurs - Principes des amplificateurs - Tracé des diagrammes - Bases de temps avec tubes à vide - Alimentation, disposition des éléments.

84 pages, format 16,5 x 21,5, 120 illustrations ..... 6,00

## N° 12 **PETITE INTRODUCTION AUX CALCULATEURS ÉLECTRONIQUES** par F. KLINGER

84 pages, format 16,5 x 21,5, 150 illustrations ..... 7,50

## N° 13 **LES MONTAGES DE TÉLÉVISION A TRANSISTORS** par H.-D. NELSON

Étude générale des récepteurs réalisés. Étude des circuits constitutifs.

116 pages, format 16,5 x 21,5, 95 illustrations ..... 7,50

## N° 14 **LES BASES DU TÉLÉVISEUR** par E. LAFFET

Le tube cathodique et ses commandes - Champs magnétiques - Haute tension gonflée - Relaxation et T.H.T. - Séparation des tops - Synchronisations - Changement de fréquence - Vidéo.

68 pages, format 16,5 x 21,5, 140 illustrations ..... 6,50

## N° 15 **LES BASES DE L'OSCILLOGRAPHIE** par F. KLINGER

Interprétation des traces - Défauts intérieurs et leur dépannage - Alignement TV - Alignement AM et FM - Contrôle des contacts - Signaux triangulaires, carrés, rectangulaires - Diverses fréquences...

100 pages, format 16,5 x 21,5, 186 illustrations .... 8,00

## N° 16 **LA TV EN COULEURS SELON LE DERNIER SYSTÈME SECAM** par Michel LÉONARD

92 pages, format 16,5 x 21,5, 57 illustrations ..... 8,00

## N° 17 **CE QU'IL FAUT SAVOIR DES TRANSISTORS** par F. KLINGER

164 pages, format 16,5 x 21,5, 267 illustrations ..... 12,00

En vente dans toutes les librairies. Vous pouvez les commander à votre marchand de journaux habituel qui vous les procurera, ou à RADIO-PLANS, 2 à 12, rue de Bellevue, PARIS-19<sup>e</sup>, par versement au C.C.P. 31.807-57 La Source - Envoi franco.

# RADIO-RÉCEPTEUR A MODULATION D'AMPLITUDE

## INTRODUCTION

UN radio-récepteur à modulation d'amplitude peut être réalisé d'une infinité de manières. Il peut être assez simple en ne prévoyant que les étages fondamentaux strictement nécessaires dont le premier est évidemment le détecteur. Cet étage à lui seul peut constituer un radio-récepteur toutes fréquences mais cet appareil ne serait ni sensible ni puissant.

Avec des étages HF avant le détecteur et des étages BF après celui-ci on réalisera un radio-récepteur à amplification directe mais il sera peu sélectif et difficile à adapter à la réception de gammes multiples, notamment celles à fréquences élevées.

On est conduit à réaliser un récepteur à changement de fréquence en montant, devant le récepteur à amplification directe, un étage changeur de fréquence.

Si l'on veut faire encore mieux, on fera précéder cet étage d'un ou plusieurs étages amplificateurs HF et on aura réalisé ainsi un appareil qui, bien conçu, sera sensible, sélectif, puissant et recevant sur de nombreuses gammes, depuis les OC jusqu'aux grandes ondes.

Les fonctions fondamentales étant prévues, cet appareil encore assez simple, peut être considérablement amélioré.

On lui adjoindra, en tout premier lieu, un dispositif de commande automatique de gain, montage indispensable pour obtenir un fonctionnement régulier, sans entrée en oscillation et à puissance à peu près égale quelle que soit celle des émetteurs, ceci dans une certaine mesure.

Il faudra aussi prévoir une CAG retardée pour l'amplificateur HF s'il y en a.

Un récepteur encore plus perfectionné sera muni d'un indicateur d'accord. Actuellement, on utilise le plus souvent un galvanomètre et plus précisément un milli-ampèremètre dont le maximum ou le minimum de déviation de l'index correspond à l'accord exact sur la station désirée. Cet indicateur sera commandé par un petit montage électronique amplificateur de courant, souvent en pont.

On pourra aussi prévoir des dispositifs antiparasites, des dispositifs de régulation et, bien entendu, des réglages de tonalité simples ou plus efficaces comme ceux des chaînes HI-FI.

Le projet d'un appareil de ce genre est évidemment très ambitieux. Si l'appareil doit être réalisé par l'utilisateur, celui-ci sera obligé de l'étudier préalablement d'une manière très minutieuse et il devra savoir prédéterminer tous les circuits qui le composent.

Une telle étude préalable, les essais des circuits et la mise au point, seront longs,

fastidieux. Ils nécessitent un travail d'importance disproportionnée avec le résultat recherché qui est de réaliser un seul radio-récepteur.

L'utilisateur peut aussi acheter l'appareil de ses rêves mais un tel appareil coûtera très cher...

Il y a aussi la solution intermédiaire qui consiste à construire soi-même l'appareil mais avec des parties importantes préfabriquées ou pré-montées sur des platines, généralement imprimées.

Les parties préfabriquées sont, évidemment, les circuits intégrés. Dans un seul CI on peut trouver actuellement 130 transistors, autant de résistances, presque toutes les connexions, ce qui économise à la fois du temps, du travail, les études et les projets, la mise au point et, ce qui ne gêne rien, l'emploi d'un CI est en général économique.

Dans le cas du radiorécepteur AM évoqué plus haut comme idéal, un circuit intégré très récent de la RCA, le CA3088E, permettra de monter très rapidement un appareil réunissant la plupart des possibilités désirées en lui adjoignant des éléments extérieurs, en nombre relativement réduit.

## LE CA3088-E, RCA

Nous donnons à la figure 1 le montage du CA 3088-E inscrit dans le rectangle pointillé, sous forme de schéma fonctionnel, connecté aux éléments extérieurs, le tout constituant un radio-récepteur à modulation d'amplitude presque complet.

En effet, à cet ensemble il ne manque que l'étage BF final qui peut être choisi à volonté, avantage intéressant.

Voici d'abord la composition du CI. Le convertisseur permet le changement de fréquence par oscillateur et mélangeur. Le signal HF doit être appliqué au point de terminaison 2 du CI tandis que le point 3 est à connecter au bobinage oscillateur.

L'amplificateur MF 1 reçoit le signal au point 4 et fournit le signal MF amplifié au point 6. Le deuxième amplificateur MF reçoit le signal au point 7. Le signal BF est obtenu du détecteur inclus dans la partie MF + D, au point 9.

De la même partie AMPL.MF + D, on peut prélever un signal MF qui sera transmis aux circuits de CAG.

La partie CAG.MF fournit la tension de réglage de CAG à la partie MF1 (point 4 du

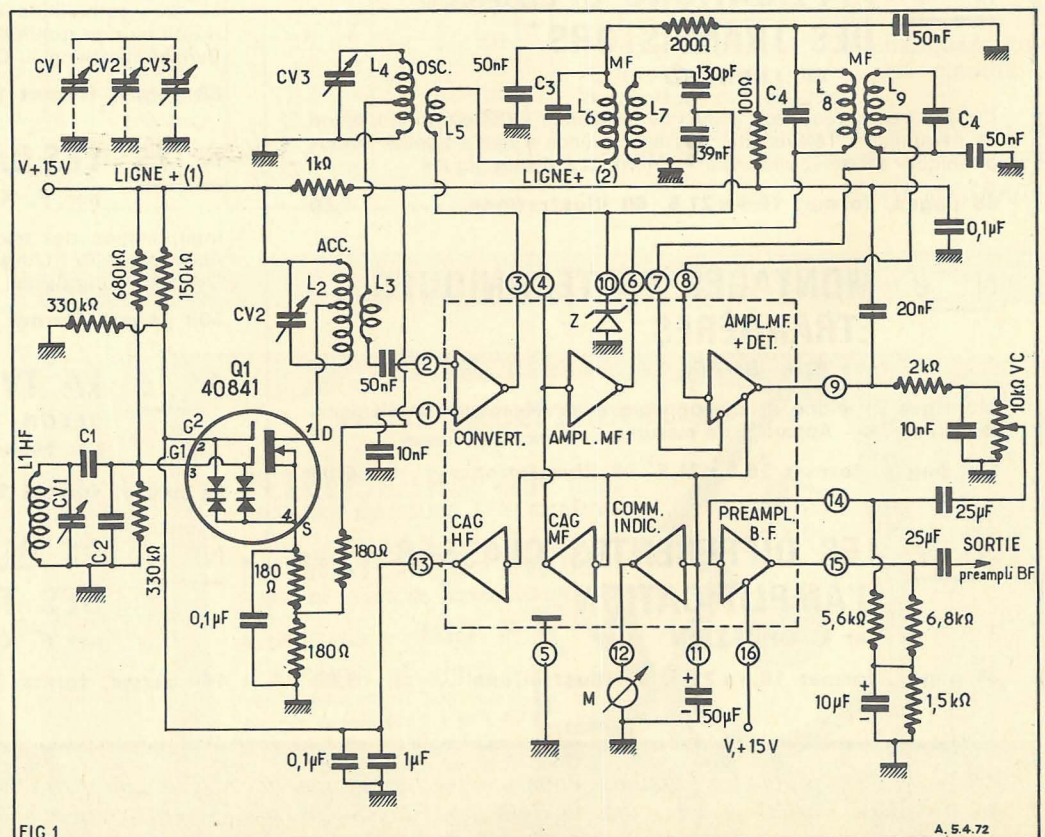


FIG.1

A. 5.4.72

CI) tandis que la partie CAG.HF fournit la tension de CAG à la grille G du transistor HF, fil 2, par le point 13 du CI.

Le signal MF amplifié de la section AMPL MF + DET est également appliqué à la section « COMM . INDIC » qui l'amplifie et la redresse fournissant au point 12 le courant de déviation du milliampèremètre M.

Revenons à la partie du CI destinée à la BF. Le point de sortie du signal BF du détecteur est au point 9. Après réglage par le VC, le signal BF est réintroduit dans la section préamplificatrice BF par le point 14 et le signal BF amplifié est disponible au point 15.

On a ainsi, des connaissances suffisantes sur la composition interne du CI type CA 3088-E, permettant de passer à la pratique.

## PARTIES EXTERIEURES AU CI ETAGE HF

Partons de l'entrée du signal HF capté par l'antenne du récepteur. Ce signal est transmis à la bobine d'accord HF, L<sub>1</sub> par une prise effectuée sur cette bobine, à moins que L<sub>1</sub> ne soit un cadre ferrite captant lui-même le signal.

La bobine L<sub>1</sub> est accordée par CV<sub>1</sub> et C<sub>2</sub>, le condensateur C<sub>1</sub> servant de liaison.

On remarquera la résistance de 330 kΩ servant de résistance de fuite pour la « grille » G<sub>1</sub> (fil 3 du transistor Q<sub>1</sub>). Cette forte valeur de la résistance n'amortit que d'une manière négligeable la bobine d'accord.

Indiquons que le bobinage d'entrée, absolument analogue à ceux utilisés dans les radiorécepteurs à lampes, peut aussi comporter un primaire pour l'adaptation de l'antenne ou même, un circuit présélecteur avec deux bobines comme L<sub>1</sub> et deux condensateurs variables, CV<sub>0</sub> et CV<sub>1</sub>.

Le transistor à effet de champ Q<sub>1</sub> type 40841 possède quatre fils, 3 : grille 1 ; 2 : grille 2 ; 1 : drain, 4 : source.

Il comporte quatre diodes intérieures limitieuses, de protection contre les surtensions.

La grille 2 (fil 2) est à polarisation variable. En effet on peut voir qu'elle est connectée, d'une part à un diviseur de tension monté entre la ligne positive et la masse (150 kΩ - 330 kΩ) tandis qu'une liaison au point 13 du CI permet la transmission, à cette grille, de la tension de polarisation obtenue par la section CAG-HF.

Cette polarisation est du type différé et n'agit par conséquent que pour les signaux puissants.

Remarquons que la grille 1 (fil 3) est polarisée, étant reliée au + par 680 kΩ. En réalité, la résistance de fuite d'entrée est la résultante des deux résistances de 330 kΩ et 680 kΩ ce qui donne 225 kΩ environ, valeur encore relativement élevée.

La source est polarisée par une résistance de 180 Ω reliée à un diviseur de tension 180 + 180 Ω monté entre la masse et la ligne positive + (2) du montage. La source est donc positive par rapport à la masse.

Le drain, enfin (fil 1), est l'électrode de sortie sur laquelle on obtient le signal HF amplifié. Le signal HF est transmis au primaire L<sub>2</sub> par la prise d'adaptation. Ce primaire est accordé par CV<sub>2</sub> identique à CV<sub>1</sub> et conjugué avec celui-ci et aussi avec le condensateur variable d'oscillateur, CV<sub>3</sub> de même valeur que les deux autres.

Le signal HF est transmis du primaire L<sub>2</sub> au secondaire L<sub>3</sub> et par le condensateur de 50 nF, au point 2 du convertisseur inclus dans le CI. La section CONVERTISSEUR, a un point 1 découplé vers la masse par un condensateur de 10 nF. Cette valeur pour-

rait être portée à 50 nF ou même 0,1 μF si le récepteur était prévu pour les grandes ondes.

L'oscillateur, intérieur à la section « convertisseur », est associé aux bobines extérieures L<sub>4</sub> et L<sub>5</sub>.

Remarquons que la bobine accordée L<sub>4</sub> de l'oscillateur est reliée à partir de sa prise, au point 2 par le condensateur de 50 nF mais aussi par l'intermédiaire de la bobine d'accord L<sub>3</sub>.

De même, l'autre bobine, L<sub>5</sub>, est couplée à L<sub>4</sub> mais transmet également le signal MF engendré par le convertisseur. On peut donc penser que le convertisseur doit être très simple ne comportant qu'un seul transistor.

Il en est bien ainsi, la base de ce transistor NPN étant au point 2, l'émetteur au point 1 et le collecteur au point 3.

Ce montage simplifié, de changeur de fréquence, est bien connu et a été utilisé également pour des lampes triodes.

L'analyse du montage des parties HF et changement de fréquence est ainsi terminée.

## CIRCUITS MOYENNE FREQUENCE

Les sections intérieures du CI sont au nombre de deux, l'une à l'entrée au point 4 et la sortie au point 6, la deuxième à l'entrée au point 8 et la sortie détectrice au point 9.

La bobine MF, L<sub>6</sub> est accordée par C<sub>3</sub> et couplée à L<sub>7</sub> accordée par 130 pF et 39 000 pF en série. Comme 39 000 pF est une capacité très grande devant 130 pF, la résultante est de capacité à peu près égale à 130 pF.

Par contre, la prise au point commun de ces deux résistances réalise une adaptation abaissée d'impédance et de tension et par conséquent élévatrice de courant MF.

L'entrée du point 4 correspond, en effet, à une base de transistor monté en émetteur commun. Le rapport des impédances est égal au rapport 39 000/C ou C, la résultante des deux capacités, étant sensiblement égale à 130 pF. On a :

$$C = \frac{130 \cdot 39\,000}{130 + 39\,000} \approx 130 \text{ pF}$$

Le rapport des impédances est 39 000/130 = 300. Celui des tensions est alors la racine carrée de 300 qui est égale à 17,3 environ et, de ce fait la tension au point 4 sera 17,3 fois plus faible que celle sur la totalité de la bobine L<sub>7</sub>, le courant étant 17,3 fois plus élevé.

Remarquons sur L<sub>6</sub>, le condensateur de découplage de 50 nF et la résistance de chute de tension de 200 Ω reliée par une résistance de 100 Ω à la ligne positive (2). Cette tension polarise la base accessible par le point 4.

La sortie, au point 6 de MF1, est branchée au primaire du transformateur MF, L<sub>8</sub> accordé par C<sub>4</sub>. Le point 6 correspond à un collecteur du transistor MF1 mentionné plus haut. Le secondaire, L<sub>9</sub> est connecté, par sa prise, au point d'entrée de MF2, le point 8 du CI.

Ce point est la base d'un transistor monté en émetteur commun donc à impédance d'entrée plus élevée que celle du transistor MF1. De ce fait la prise réduira moins la tension MF que celle capacitive sur L<sub>7</sub>. La bobine L<sub>9</sub> est accordée par C<sub>4</sub>. Une extrémité de L<sub>9</sub> est connectée au point 7 et découplée par 50 nF vers la masse.

On peut voir également que le primaire L<sub>8</sub> est connecté par la résistance de 100 Ω à la ligne + (2) avec découplage par 50 nF.

## LA BASSE FREQUENCE

Le signal BF étant obtenu au point 9, sortie détectrice, il est transmis par une résistance de 2 kΩ, au VC de 10 kΩ shunté par 10 nF. Cette valeur de la capacité évite la pénétration du signal MF dans la partie BF mais limite aussi le gain aux fréquences élevées.

L'influence de cette capacité C de 10 nF aux bornes de la résistance R de 10 kΩ peut être précisée, par la formule :

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

qui, avec les valeurs indiquées donne la fréquence f = 1600 Hz environ. C'est la fréquence à laquelle le gain a diminué de 30 % par rapport au gain maximum. Il serait donc utile de rechercher une diminution de la capacité pour augmenter f, ou, encore prévoir un dispositif de correction remontant le gain aux fréquences élevées de la bande 0 — 10 000 Hz. Avec C = 1 nF, f monte jusqu'à 16 000 Hz.

Le signal réduit par le VC est transmis par 25 μF, donc sans aucune altération, au point 14, entrée du préamplificateur BF. Ce point correspond à une base de transistor ce qui explique la valeur élevée du condensateur de liaison. La polarisation de cette base est assurée par le circuit extérieur monté entre les points 14, 15 et la masse.

Le point 15 est la sortie du préamplificateur BF. Cette sortie correspond à un émetteur de transistor monté en collecteur commun, et de ce fait, cet émetteur et le point 15 sont positifs par rapport à la masse, polarisant ainsi positivement la base du point 14 à une valeur moindre que celle du point 15.

La capacité de 10 μF de découplage empêche toute rétroaction de l'émetteur du point 15 vers la base du point 14.

Grâce à cette sortie sur émetteur, l'impédance de sortie de ce montage est faible, inférieure à 6,8 kΩ. De plus elle est isolée, en continu, du CI grâce au condensateur de liaison de 25 μF ce qui enlève toute difficulté pour choisir l'étage final BF à réaliser selon la puissance désirée.

## CIRCUITS DE CAG

On a vu qu'à l'intérieur du CI il y a deux sections de CAG. Celle destinée à la MF est branchée intérieurement et il n'y a pas lieu de s'en préoccuper.

Celle pour la HF a une sortie au point 13 connectée directement à la grille 2 (fil 2 de Q<sub>1</sub>) avec découplage par 1 μF et 0,1 μF en parallèle.

A noter que si l'on ne désire pas d'étage HF, le point 13 restera non branché. Il correspond à un collecteur de transistor.

## CIRCUIT INDICATEUR VISUEL D'ACCORD

Depuis le remplacement des lampes par les semi-conducteurs alimentés sur basse tension, l'indicateur cathodique dit aussi *œil magique* ou *trèfle cathodique* etc, a disparu des montages malgré son utilité et son effet décoratif.

On l'a parfois remplacé par une lampe de très faible puissance, de l'ordre de 6 V 0,1 A mais cette petite consommation de courant est souvent grande comparativement à celle de tout le reste de l'appareil.

Une excellente solution est l'emploi d'un milliampèremètre qui ne consomme pratiquement rien et donne une indication très précise du meilleur point d'accord.

Dans le cas présent ce milliampèremètre se branche entre le point 12 et la masse.

La section de commande de l'indicateur, reçoit le même signal MF que les sections de CAG. La sortie au point 12 correspond à un émetteur et l'instrument mesure le courant de cette électrode.

Pour terminer cette analyse, indiquons encore que l'on peut disposer un réglage de tonalité entre le point 9 et la masse. La diode zener Z assure une tension régulée pour les divers points reliés au point 10 du CI.

La tension au point 10 est stabilisée à + 5,6 V.

Pour le moment nous n'avons pas les indications sur les valeurs des éléments suivants : condensateurs C<sub>1</sub> à C<sub>4</sub>, prises sur L<sub>1</sub>, L<sub>4</sub>, L<sub>9</sub>. La connaissance des capacités d'accord permettra de déterminer les valeurs approximatives des bobines. Nous donnerons ces renseignements dès qu'ils nous parviendront et nous conseillons à nos lecteurs d'attendre ces renseignements s'ils désirent réaliser ce récepteur AM.

## VERIFICATION DU CI

Pour vérifier ce CI il est pratique de disposer d'un support qui permettra de réaliser le montage de mesures de la figure 2, sans avoir à souder les branches de terminaison du CI.

Remarquons que le repère se trouve entre les points 1 et 16 et que sur le CI CA 3080 E, le repère est plus près du point 1 que du point 16. Aucune incertitude ne subsiste.

Pour les mesures statiques on utilisera le montage de la figure 2 dans lequel V<sub>+</sub> est égal à 12 V.

On mesurera, alors, les tensions aux points indiqués plus loin. La notation V<sub>n</sub> signifie qu'il s'agit de la tension entre le point n et la masse, par exemple V<sub>4</sub> est la tension du point 4 par rapport à la masse.

On devra trouver : V<sub>1</sub> = V<sub>4</sub> = V<sub>9</sub> = V<sub>11</sub> = 0,7 V ; V<sub>2</sub> = V<sub>7</sub> = V<sub>8</sub> = 1,4 V ; V<sub>10</sub> = 5,6 V comme nous l'avons indiqué précédemment à propos de la régulation par la diode zener ; V<sub>12</sub> = 0 V, V<sub>15</sub> = 3,5 V.

Les courants sont désignés par I<sub>n</sub>, par exemple I<sub>3</sub> est le courant continu passant par le point 3.

On devra trouver : I<sub>3</sub> = 0,35 mA, I<sub>6</sub> = 1 mA, I<sub>10</sub> = 20 mA, I<sub>13</sub> = 0 mA, I<sub>16</sub> = 1,2 mA.

Les conditions dans lesquelles ces mesures devront être effectuées sont : T<sub>A</sub> = 25 °C = température ambiante ; V<sub>+</sub> = 12 V, avec le montage de la figure 2. Pour les mesures dynamiques on utilisera le montage de la figure 1, autrement dit, le montage d'applications proposés par le fabricant du circuit intégré et du transistor à effet de champ O<sub>1</sub> = 40841 du type MOS-FET. Les mesures dynamiques nécessitent des appareils de mesure précis qui ne se trouvent pas en général chez l'amateur mais il n'est pas défendu à ce dernier de savoir comment on effectue les mesures en laboratoire ou chez un constructeur sérieux.

Signal de sortie du détecteur : 75 mV efficaces. Signal d'entrée du CI modulé par une tension sinusoïdale à 1000 Hz au taux de 30 %.

Ce signal sera obtenu en appliquant à l'entrée du CI, par exemple aux bornes de la

bobine L<sub>1</sub>, un signal HF modulé à 30 % par un signal de 1000 Hz. On accordera le récepteur sur la fréquence choisie par exemple, en PO, la fréquence de 300 kHz.

Ce signal sera fourni par un générateur HF modulé dont on réglera l'amplitude de sortie jusqu'à obtention de 75 mV efficaces à la sortie détectrice point 9.

Gain de l'amplificateur BF : c'est le rapport entre la tension d'entrée (point 14) et celle de sortie (point 15 ou la sortie après le condensateur de 25 µF).

Le gain de tension sera V<sub>s</sub>/V<sub>e</sub> et s'exprime en V/V = volts sur volts. Le gain de puissance est exprimé par P<sub>s</sub>/P<sub>e</sub> comme rapport ou par 10 log (P<sub>s</sub>/P<sub>e</sub>) en décibels. On devra trouver 30 dB. Remarquons que si les impédances d'entrée et de sortie ne sont pas égales, on ne pourra pas calculer le gain de puissance en prenant 20 fois le logarithme décimal de V<sub>s</sub>/V<sub>e</sub>. En effet, si R<sub>e</sub> = R<sub>s</sub> on a :

$$\frac{P_s}{P_e} = \frac{V_s^2}{V_e^2} \cdot \frac{R_e}{R_s}$$

donc 10 log (P<sub>s</sub>/P<sub>e</sub>) = 20 log (V<sub>s</sub>/V<sub>e</sub>) seulement si R<sub>e</sub> = R<sub>s</sub>.

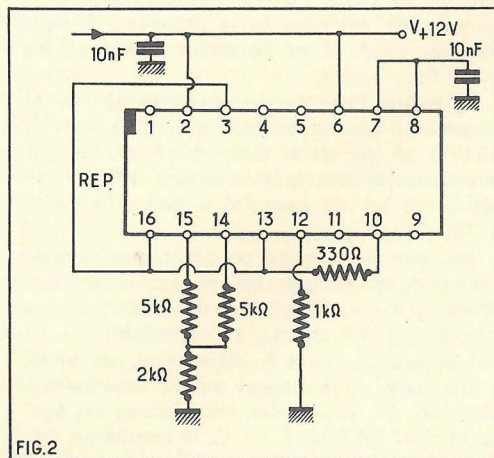


FIG.2

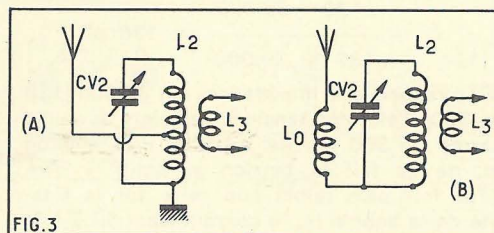


FIG.3

Cette mesure pourra s'effectuer de deux manières :

1° avec la tension de sortie détectrice obtenue précédemment de 75 mV efficaces à la fréquence de 1000 Hz. Mesurer alors la tension BF au point 14 : V<sub>e</sub> et celle au point 15 : V<sub>s</sub>.

2° en appliquant une tension BF de 75 mV au point 9 et en procédant comme dans la première manière.

Distorsion : on appliquera à l'entrée du préamplificateur BF, point 14, une tension BF à 1000 Hz ayant une distorsion très faible par rapport à la distorsion de 0,2 % ce qui n'est pas facile. Régler cette tension à une amplitude telle que la tension de sortie soit de 100 mV. Avec un distorsiomètre on devra trouver une distorsion harmonique totale ne dépassant pas 0,2 %.

Voici quelques valeurs de résistances et capacités d'entrée et de sortie :

Résistance d'entrée sur la base du transistor d'entrée (point 2) : R<sub>a</sub> = 3500 Ω ; sur la base du transistor MF1, R<sub>b</sub> = 2000 Ω. Capacités correspondantes : C<sub>a</sub> = 17 pF, C<sub>b</sub> = 12 pF, l'accord étant, à l'entrée HF de 1 MHz (1000 kHz ou 300 mètres). Dans ces mesures il n'y a pas de CAG en service.

Il va de soi que pour un récepteur radio AM du type grand public, la moyenne fréquence sera de l'ordre de 455 kHz mais si l'appareil est uniquement OC, la MF pourrait être plus élevée.

## VARIANTES DE RECEPTEURS

De nombreuses variantes sont possibles en utilisant le CI type CA 3088-E.

En premier lieu on voit immédiatement que les modifications peuvent porter sur les circuits d'entrée et ceux de sortie.

Il est ainsi, possible de supprimer l'étage HF à transistor à effet de champ.

Dans ce cas, la bobine-cadre sera L<sub>2</sub>, la prise ne sera plus nécessaire. On pourra toutefois prévoir quand même une prise pour le branchement d'une antenne ou une autre bobine L<sub>0</sub> couplée très fortement à L<sub>2</sub>.

La figure 3 montre ces variantes en (A) et (B). L'extrémité de L<sub>2</sub> sera alors débranchée de la ligne + 15 V et mise à la masse.

On pourra aussi, contrairement à la variante ci-dessus, prévoir deux étages HF au lieu d'un seul mais ce montage est délicat et nécessiterait une mise au point longue pour obtenir une bonne stabilité.

Les récepteurs à deux étages HF avant changement de fréquence sont généralement du type professionnel ou semi-professionnel. Ces appareils ne sont intéressants que s'ils disposent d'excellentes antennes dont certaines pourront être spéciales pour chaque gamme de fréquence et même parfois pour des émetteurs déterminés. Les ambassades possèdent des appareils de ce genre. En raison de la très grande simplicité de réalisation des radiorécepteurs AM utilisant le CI considéré (ou d'autres analogues) on pourra envisager pour des applications spéciales, comme le recommande le fabricant un réseau de récepteurs spécialisés, la spécialisation portant sur des gammes ou sur des stations individuelles. Dans ce dernier cas l'accord sera fixe.

A noter encore les possibilités suivantes : tension d'alimentation comprise entre 6 V et 16 V, celle du montage proposé étant de 15 V. Les tensions recommandées sont 9, 12 et 15 V. Voici d'ailleurs les valeurs limites maxima à ne pas dépasser :

Tension d'alimentation : 16 V.

Courant continu : I<sub>3</sub>, I<sub>6</sub>, I<sub>13</sub>, I<sub>16</sub> : 10 mA.

Courant continu : I<sub>10</sub> : 30 mA.

Dissipation du CI : à 50 °C ..... 760 mW.

Au-dessus de 50 °C : dérive de 7,6 mW/°C.

Température ambiante : — 40 à + 81 °C.

Température de stockage : — 66 à + 150 °C.

Température des broches pendant le sondage : + 265 °C effectuée à une distance de 0,79 mm du boîtier pendant 10 secondes maximum.

## AMPLIFICATEURS BF

En raison de la faible impédance de sortie de cet appareil (au point 15) le choix de tout amplificateur BF d'impédance égale ou supérieure à 10 kΩ à l'entrée peut convenir en général.

Le choix de l'amplificateur BF dépend du genre de récepteur que, l'on désire réaliser. Si c'est un récepteur portable, l'amplificateur sera de puissance modérée, ne dépassant pas 500 mW car l'alimentation se fera sur pile.

Si l'alimentation est faite à partir du secteur, de plus grandes puissances sont admissibles mais dans ce cas on tiendra compte de la présentation de l'appareil, en particulier des dimensions de son coffret si le, ou les, haut-parleurs, sont incorporés.

Une très grande puissance exige aussi de l'aération, non seulement à cause des transistors de puissance BF mais aussi pour le reste de l'appareil qui ne devra pas être soumis à une élévation excessive de température.

## CIRCUITS DE TONALITE ET STEREPHONIE DEUX CANAUX

Dans le cas d'un récepteur Radio-Phono, même uniquement à modulation d'amplitude, il est actuellement presque obligatoire que la partie « phono » soit stéréophonique. D'autre part, le récepteur lui-même peut être AM-FM.

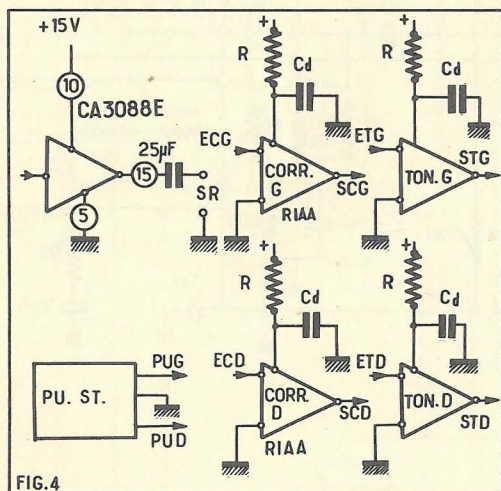


FIG.4

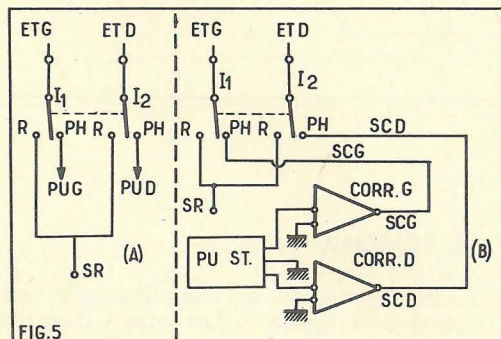


FIG.5

Nous considérons dans ce qui suit, le cas d'un récepteur AM uniquement suivi d'un ensemble phonographique stéréophonique. Le schéma d'ensemble est alors celui de la figure 4. On a représenté le récepteur sous forme symbolique avec quatre points de terminaison : entrée du signal HF amplifié ou non, points d'alimentation + 15 V et masse, sortie du signal BF, de l'ordre du volt efficace, désignée par SR, avec condensateur isolateur et de liaison, de 25 µF.

Sur la figure 4 on a également représenté : le pick-up stéréophonique magnétique ou piézoélectrique avec les deux sorties PUG et PUD (et fil ou fils de masse), les deux préamplificateurs correcteurs CORR. G et CORR. D, nécessaires si le PU est

magnétique mais à supprimer si le PU est piézoélectrique, et, enfin, les deux préamplificateurs de tonalité TON. G et TON. D, chacun possédant des réglages de tonalité B. (basses) et A (aiguës) indépendants selon les schémas bien connus.

Les entrées des circuits de tonalité sont ET.G et ET.D et leurs sorties, à connecter aux amplificateurs de puissance, ST.G et ST.D. Les entrées et les sorties des circuits connecteurs pour PU magnétique sont EC.G, EC.D, SC.G et SC.D.

Remarquons que ces quatre préamplificateurs pourront être limités sous une tension égale ou inférieure à celle adoptée pour le récepteur, par exemple 15 V ou moins. Des résistances R associées à des condensateurs de découplage  $C_d$  de l'ordre de plusieurs dizaines de microfarads, seront nécessaires pour réduire la tension et aussi pour séparer les diverses parties de cet ensemble.

## COMMUTATIONS

Deux cas sont à considérer selon que le PU est piézoélectrique ou magnétique.

Commençons par le cas le plus simple, celui du PU piézoélectrique. Dans le montage de la figure 4, les deux préamplificateurs correcteurs disparaissent. D'autre part, les deux signaux fournis par PU.G et PU.D sont du même ordre de grandeur que celui de sortie du radiorécepteur ce qui éliminera des atténuateurs fixes.

Le montage de commutation est alors donné par la figure 5 (A).

Ce montage très simple met les deux entrées ET.G et ET.D des préamplificateurs de tonalité en parallèle en position radio et les sépare en position phono.

Remarquons que le PU étant stéréo, lorsqu'il « lit » un disque monophonique, il fournit le même signal BF aux deux préamplificateurs de tonalité, il est donc inutile de prévoir une position monophonique de PU.

Lorsque le PU est magnétique les choses se compliquent en raison des corrections RIAA et du faible niveau des tensions fournies par chaque sortie de pick-up (50 mV environ) alors que celle fournie par le radiorécepteur est de l'ordre du volt.

En position radio les correcteurs RIAA devront être éliminés du montage. On pourra alors réaliser un montage de commutation comme celui de la figure 5 (B). Il est facile de voir qu'il suffira d'utiliser, comme précédemment, un commutateur bipolaire  $I_1$ - $I_2$  à deux positions. En position R (radio) les deux entrées des préamplificateurs de tonalité seront connectées ensemble à la sortie SR du récepteur. En position PH (phono, mono ou stéréo) chaque entrée ET.G ou ET.D sera connectée à la sortie correspondante SC.G et SC.D des préamplificateurs correcteurs.

Les fils du PU stéréo, PU.G et PU.D, seront connectés en permanence aux préamplificateurs correspondants.

Comme dispositif pratique de préamplification nous recommandons le CI RCA type CA 3052 ou CA 3048, de schémas identiques. Leur emploi a été décrit dans le numéro d'avril 1970 de Radio-Plans, ou dans notre ouvrage : Amplificateurs et préamplificateurs BF HI-FI stéréo à CIRCUITS INTEGRES, en vente à la Librairie parisienne de la Radio.

F. JUSTER

## Orgues électroniques

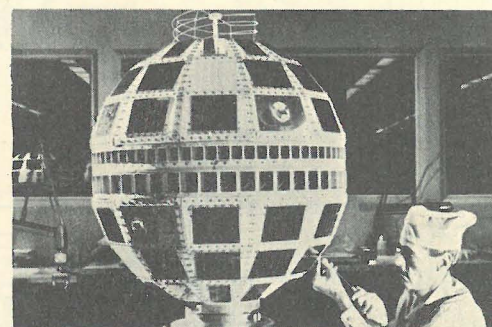
du modèle portatif au grand orgue à 3 claviers

Unités de montage préfabriquées, faciles à assembler. Demandez notre catalogue gratuit.

Dr. Böhm - France

7, Orée de Marly

Studio de démonstration ouvert le samedi matin et sur rendez-vous tel. 460 84 76 78 Noisy-le-Roi



## quel électronicien serez-vous ?

Fabrication Tubes et Semi-Conducteurs - Fabrication Composants Electroniques - Fabrication Circuits Intégrés - Construction Matériel Grand Public - Construction Matériel Professionnel - Construction Matériel Industriel - Radioréception - Radiodiffusion - Télévision Diffusée - Amplification et Sonorisation (Radio, T.V., Cinéma) - Enregistrement des Sons (Radio, T.V., Cinéma) - Enregistrement des Images - Télécommunications Terrestres - Télécommunications Maritimes - Télécommunications Aériennes - Télécommunications Spatiales - Signalisation - Radio-Phares - Tours de Contrôle - Radio-Guidage - Radio-Navigation - Radiogoniométrie - Câbles Hertzien - Faisceaux Hertzien - Hyperfréquences - Radar - Radio-Télécommande - Téléphotographie - Piézo-Électricité - Photo-Électricité - Thermo-couples - Electroluminescence - Applications des Ultra-Sons - Chauffage à Haute Fréquence - Optique Electronique - Métrologie - Télévision Industrielle, Régulation, Servo-Mécanismes, Robots Electroniques, Automatisation - Electronique quantique (Lasers) - Electronique quantique (Lasers) - Micro-miniaturisation - Techniques Analogiques - Techniques Digitales - Cybernétique - Traitement de l'Information (Calculatrices et Ordinateurs) - Physique électronique Nucléaire - Chimie - Géophysique - Cosmobiologie et Electronique Médicale - Radio Météorologie - Radio Astronautique - Electronique et Défense Nationale - Electronique et Energie Atomique - Electronique et Conquête de l'Espace - Dessin Industriel ou Electronique et Electronique et Administration : O.R.T.F. - E.D.F. - S.N.C.F. - P. et T. - C.N.E.T. - C.N.E.S. - C.N.R.S. - O.N.E.R.A. - C.E.A. - Météorologie Nationale - Euratom - Etc.

Vous ne pouvez le savoir à l'avance : le marché de l'emploi décidera. La seule chose certaine, c'est qu'il vous faut une large formation professionnelle afin de pouvoir accéder à n'importe laquelle des innombrables spécialisations de l'Electronique. Une formation INFRA qui ne vous laissera jamais au dépourvu : INFRA...

## cours progressifs par correspondance RADIO - TV - ÉLECTRONIQUE

COURS POUR TOUS NIVEAUX D'INSTRUCTION ÉLÉMENTAIRE - MOYEN - SUPÉRIEUR	PROGRAMMES
Formation, Perfectionnement, Spécialisation. Préparation théorique aux diplômes d'Etat : CAP - BP - BTS, etc. Orientation Professionnelle - Placement.	<b>TECHNICIEN</b> Radio Electronicien et T.V. Monteur, Chef-Monteur dépanneur-aligneur, metteur au point. Préparation théorique au C.A.P.
<b>TRAVAUX PRATIQUES (facultatifs)</b> Sur matériel d'études professionnel ultra-moderne à transistors. <b>METHODE PEDAGOGIQUE INÉDITE</b> « Radio TV Service » Technique soudure - Technique montage - câblage - construction - Technique vérification - essai - dépannage - alignement - mise au point. Nombreux montages à construire. Circuits imprimés. Plans de montage et schémas très détaillés. Stages <b>FOURNITURE</b> : Tous composants, outillage et appareils de mesure, trousse de base du Radio-Electronicien sur demande.	<b>TECHNICIEN SUPÉRIEUR</b> Radio Electronicien et T.V. Agent Technique Principal et Sous-Ingénieur. Préparation théorique au B.P. et au B.T.S. <b>INGENIEUR</b> Radio Electronicien et T.V. Accès aux échelons les plus élevés de la hiérarchie professionnelle.
	<b>COURS SUIVIS PAR CADRES E.D.F.</b>

**infra**  
INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE  
24 RUE JEAN-MERMOZ - PARIS 8<sup>e</sup> - Tel. 225 74 65  
Métro : Saint-Philippe du Roule et F. O. Roosevelt - Champs-Élysées

**BON** (à découper ou à recopier) Veuillez m'adresser sans engagement la documentation gratuite. (ci-joint 4 timbres pour frais d'envoi). R.P. 136  
Degré choisi : .....  
NOM : .....  
ADRESSE : .....

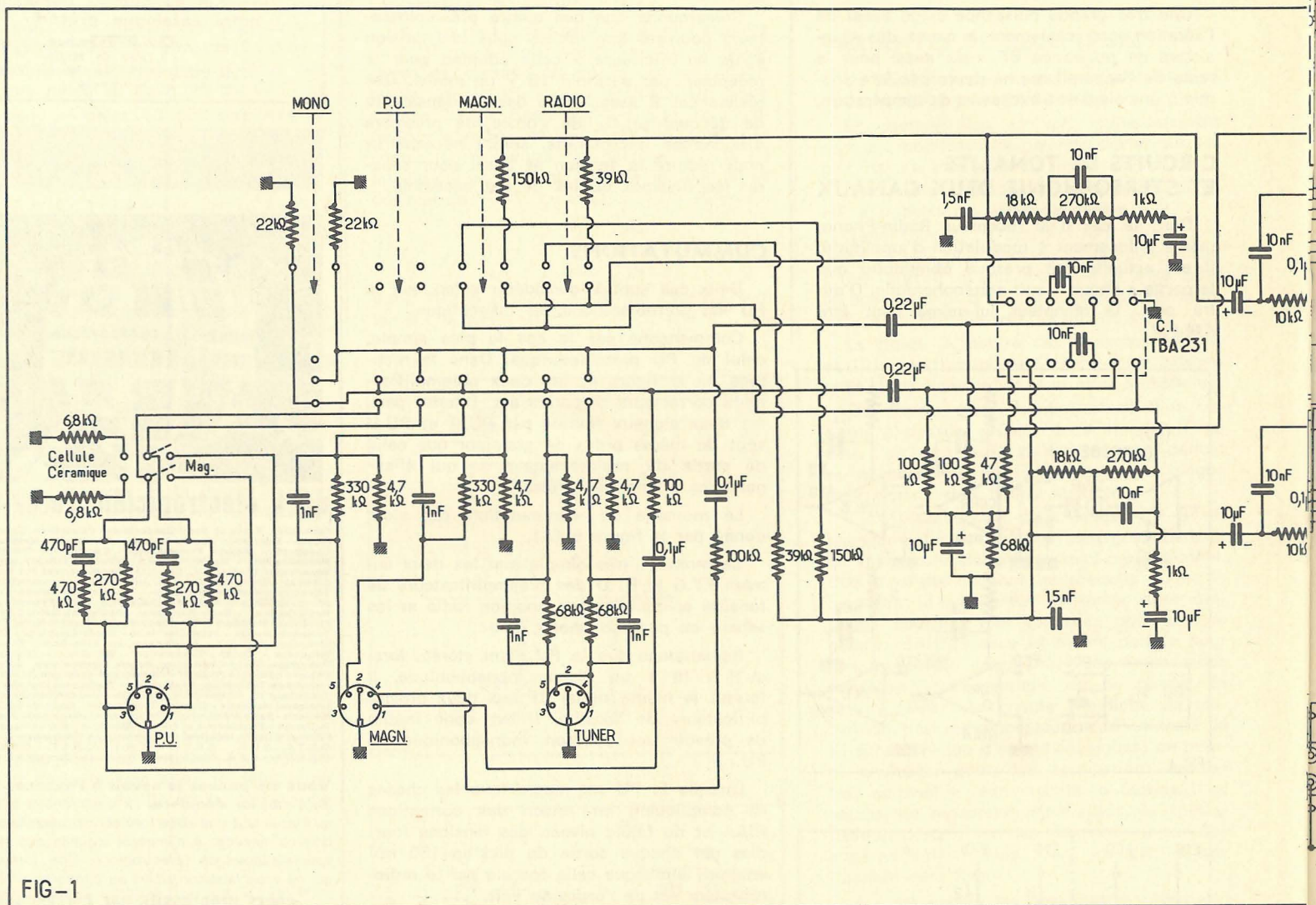


AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT : Dessin Industriel, Aviation, Automobile Enseignement privé à distance.



# IMPÉRATEUR 250

## PRÉAMPLIFICATEUR-AMPLIFICATEUR



L'IMPÉRATEUR 250 que nous allons décrire est un appareil que ses circuits et ses performances permettent de classer dans la catégorie haute fidélité. Du point de vue construction, il ne présente aucune difficulté, la plupart des circuits étant réalisés sur un circuit imprimé ce qui évite l'exécution de nombreuses connexions, une mise au point délicate qui était souvent le lot des amplificateurs à câblage classique.

L'esthétique a aussi son importance et a été particulièrement soignée. Il s'agit d'un ensemble à forme plate très en faveur actuellement. La face avant est une plaque décor en aluminium brossé, devant laquelle apparaissent les boutons des organes de commande. Ces boutons en métal contribuent à donner à l'ensemble un aspect d'une élégance certaine. L'habillage est un coffret noyer dont la face supérieure est dotée de fentes d'aération.

### PRINCIPALES CARACTERISTIQUES

**Puissance efficace :**  
 $2 \times 15 \text{ W}$  sur impédance de sortie de  $5 \Omega$

**Distorsion à 15 W — 1000 Hz = 0,1 %**

**Rapport signal/bruit = 60 dB**

**Bande passante = 20 Hz à 250 000 à  $\pm 1,5 \text{ dB}$**

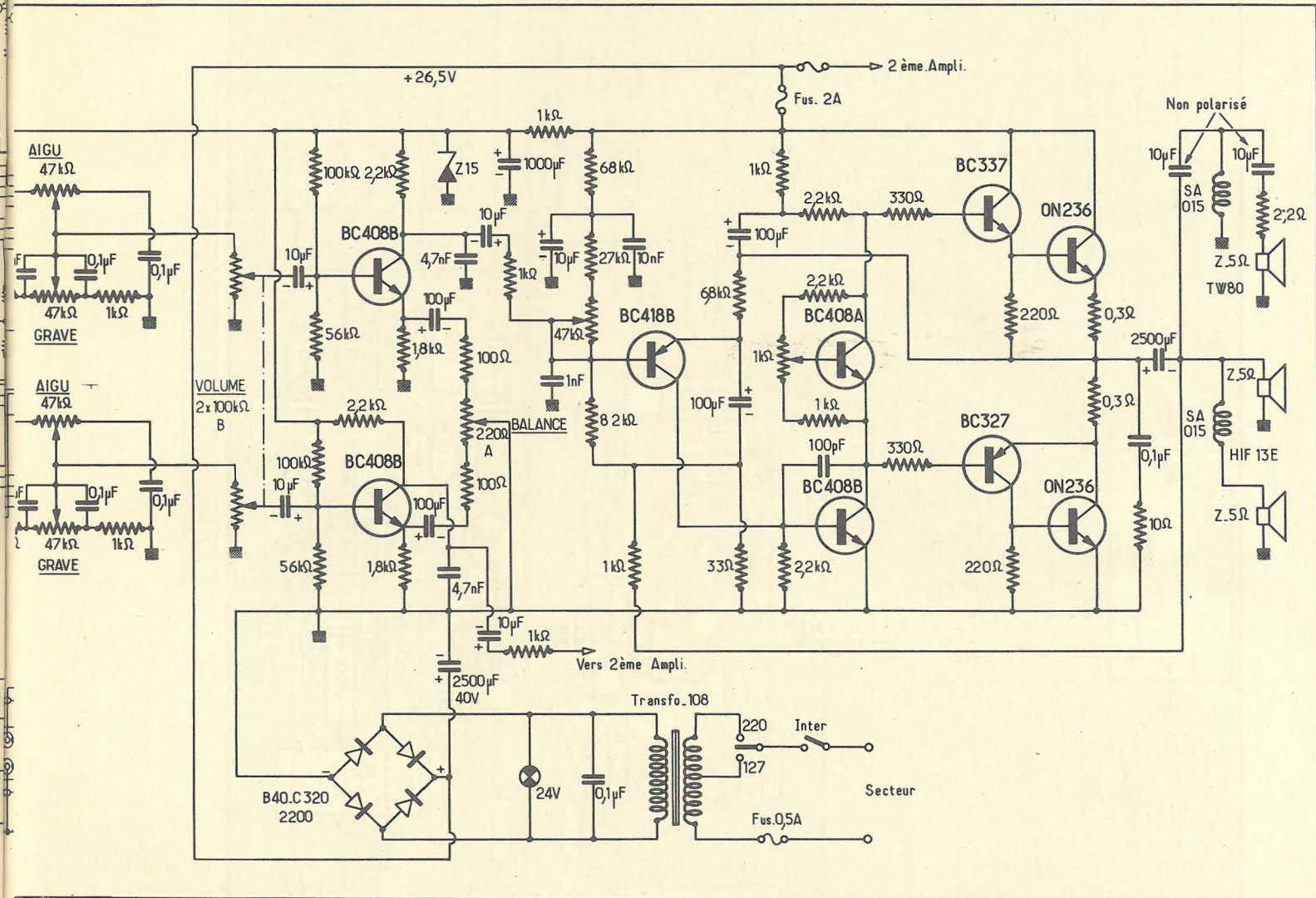
**Sensibilités d'entrées :**  
 PU céramique = 250 mV  
 PU magnétique = 6 mV  
 Magnétophone = 300 mV  
 Tuner = 200 mV

**Efficacité des correcteurs**  
 Graves + 15 dB à - 12 dB à 50 Hz  
 Aiguës + 14 dB à - 18 dB à 15 000 Hz

### LE SCHEMA

Le schéma de cet amplificateur est donné à la figure 1. Les prises d'entrée normalisées DIN du type à 5 broches sont au nombre de 3. Une sert de raccordement avec une cellule de PU, une seconde au raccordement avec un magnétophone et la troisième au raccordement avec un tuner AM-FM ou uniquement AM ou FM. La cellule PU peut être du type céramique ou magnétique. Les broches 3 et 5 de la prise sont réservées à la tête céramique et les broches 1 et 4 à la tête magnétique. Le passage de l'une à l'autre se fait par un commutateur deux sections deux positions. Une cellule phonocaptrice piézoélectrique céramique ou à cristal délivre un signal important, de l'ordre du volt. Pour éviter la saturation de l'amplificateur, on a été amené ici à prévoir un diviseur de tension composé d'une  $6800 \Omega$  côté masse

# HI-FI STÉRÉOPHONIQUE 2x15 WATTS



et d'une 270.000  $\Omega$  qui réduit l'amplitude du signal d'attaque. De plus la 270.000  $\Omega$  est shuntée par un réseau correcteur composé d'une autre 470.000  $\Omega$  en série avec un 470 pF. Une cellule magnétique procure une tension BF moins grande : c'est la raison pour laquelle le diviseur est, dans ce cas, mis hors service. On peut en effet vérifier que la 6.800  $\Omega$  est déconnectée et la 270.000  $\Omega$  shuntée par le réseau de correction, court-circuité.

Les broches 3 et 5 de la prise « Magnétophone » servent à raccorder la sortie enregistrement d'un magnétophone stéréophonique à l'entrée de l'amplificateur. Là encore, pour ajuster le niveau d'entrée, on fait usage d'un diviseur composé d'une 4.700  $\Omega$  côté masse et d'une 330.000  $\Omega$ . Cette dernière est shuntée par un condensateur de 1 nF qui corrige le gain pour les fréquences « aiguës ». Les broches 1 et 4 permettent de relier les prises PU et Tuner à l'entrée du magné-

tophone en vue de l'enregistrement des signaux BF appliqués à ces prises.

Sur la prise Tuner les broches 3 et 5 sont utilisées. Le signal de sortie d'un tuner, qu'il soit AM ou FM, est à niveau élevé ce qui nécessite la mise en œuvre d'un diviseur composé ici d'une 4.700  $\Omega$  côté masse et d'une 68.000  $\Omega$  pour l'autre branche. Cette dernière est shuntée par une capacité de 1 nF qui introduit une correction pour les fréquences élevées.

Un commutateur de fonctions à pousser permet d'établir les liaisons avec les entrées que nous venons d'examiner. Ce commutateur possède une touche « Mono » qui permet de réunir les entrées des deux voies dans le cas d'une reproduction monophonique.

Le préamplificateur est constitué par un circuit intégré TBA231 qui contient les deux voies. Les prises d'entrée sont reliées à son entrée par un condensateur

de 220 nF et une résistance de fuite de 100.000  $\Omega$ . Un circuit de contre-réaction dont une branche est formée d'une 270.000  $\Omega$  est shunté par un 10 nF et en série avec une 18.000  $\Omega$  et l'autre branche d'une 1.000  $\Omega$  en série avec un 10  $\mu$ F, est prévue entre la sortie et l'entrée de chaque voie. Côté sortie, un condensateur de 1,5 nF allant à la masse complète ce réseau. En raison de la présence des condensateurs, la contre-réaction est sélective et relève le niveau des graves et des aiguës. En position « Magn » une 150.000  $\Omega$  est placée aux bornes du réseau de contre-réaction. En position Tuner, cette résistance est remplacée par une 39.000  $\Omega$ . L'alimentation du CI est faite par un diviseur de tension composé d'une 47.000  $\Omega$  et d'une 68.000  $\Omega$  et découpé par un 10  $\mu$ F.

La sortie du circuit intégré attaque à travers un 10  $\mu$ F le dispositif de dosage des graves et des aiguës. Le réglage du

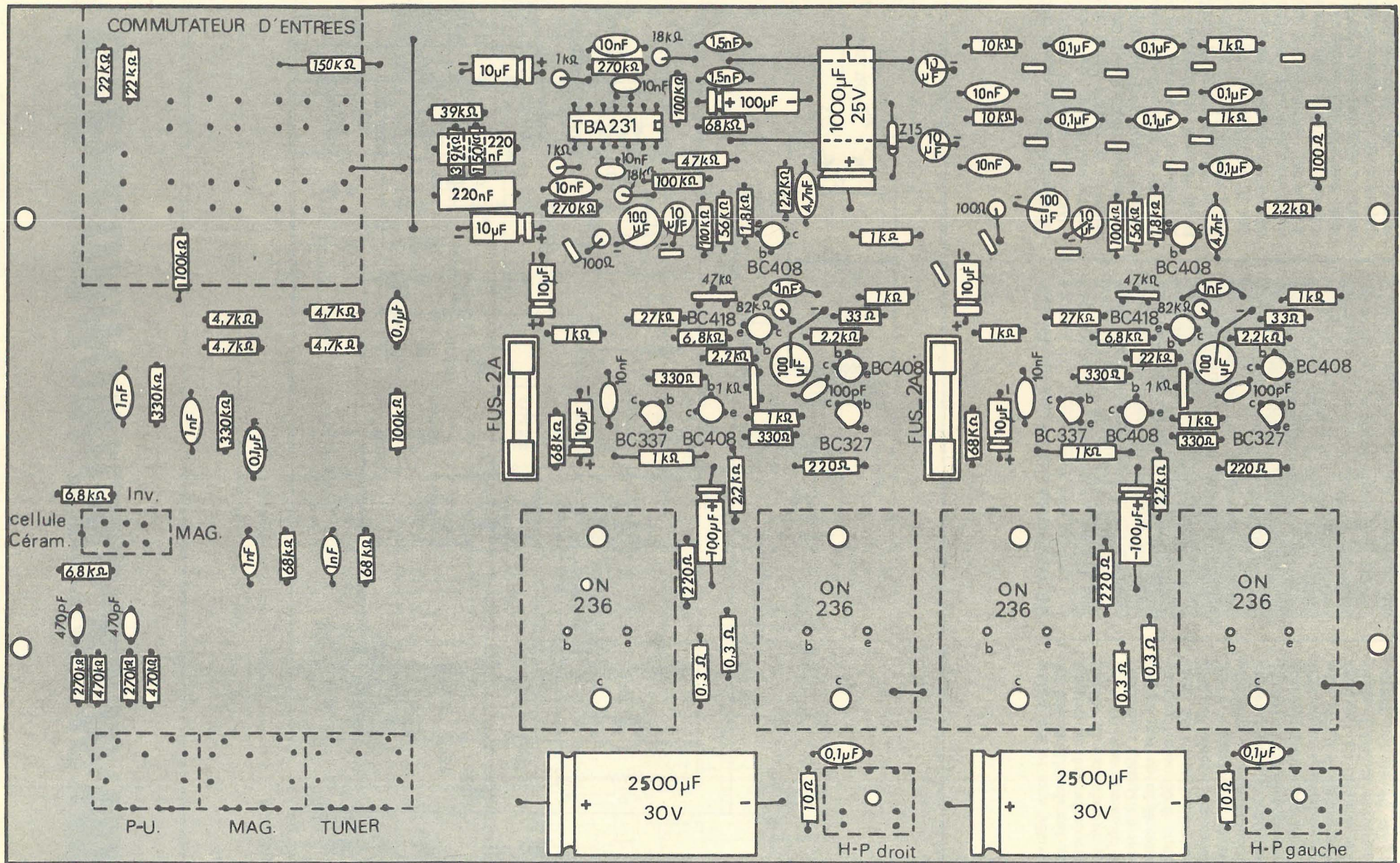


FIG. 2

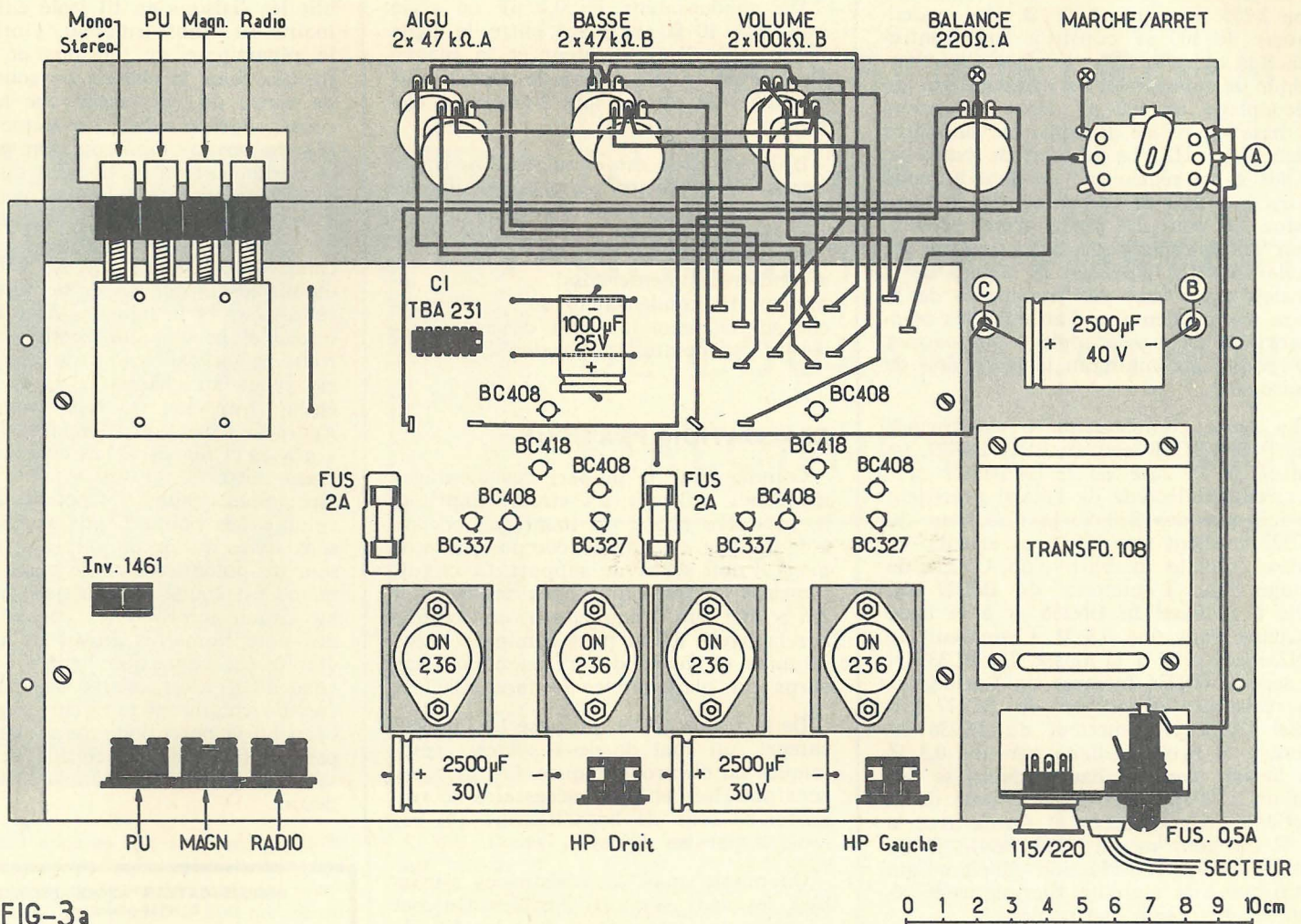


FIG-3a

niveau. des aiguës s'effectue par un potentiomètre de  $47.000 \Omega$  dont le point chaud est réuni à la sortie d'un  $10 \mu\text{F}$  de liaison par un  $10 \text{ nF}$  et le point froid à la masse par un  $100 \text{ nF}$ . Pour les graves, le potentiomètre de dosage est aussi un  $47.000 \Omega$ . Des capacités de  $100 \text{ nF}$  sont disposées entre le curseur et chaque extrémité. Le point chaud est relié au  $10 \mu\text{F}$  de liaison par une  $10.000 \Omega$  et le point froid est réuni à la masse par une  $1 \text{ k}\Omega$ . Il s'agit donc d'un circuit des plus classiques.

Les curseurs des deux potentiomètres de tonalité attaquent le potentiomètre de volume de  $100.000 \Omega$ . Le curseur attaque à travers un  $10 \mu\text{F}$  la base d'un BC408 B qui équipe l'étage d'entrée de l'amplificateur. Un pont comprenant une  $100.000 \Omega$  et une  $56.000 \Omega$  procure la polarisation de la base. Le collecteur est chargé par une  $2.200 \Omega$  et une résistance de  $1.800 \Omega$  destinée à stabiliser le régime thermique de cet étage est placée dans le circuit émetteur. Entre l'émetteur de ce transistor et celui de son homologue de la 2<sup>e</sup> voie, on a placé le dispositif de réglage de balance qui est constitué par un potentiomètre de  $220 \Omega$  à variation linéaire. Ce potentiomètre est encadré par des résistances de  $100 \Omega$  en série avec des  $100 \mu\text{F}$  destinés à arrêter la composante continue du courant émetteur. Le

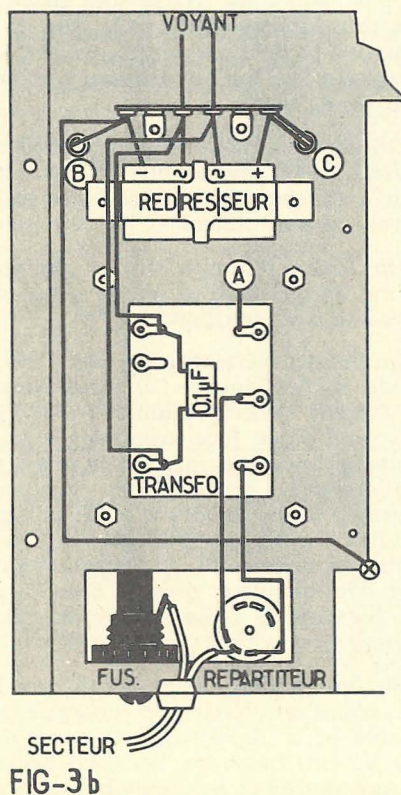


FIG-3b

curseur du potentiomètre est relié à la masse. La tension d'alimentation de toute la partie que nous venons d'examiner est régulée à  $15 \text{ V}$  par une diode Zener Z15 alimentée par une  $1.000 \Omega$  et découplée par une  $1.000 \mu\text{F}$ .

Le collecteur du transistor d'entrée attaque la base d'un BC418 B qui équipe l'étage amplificateur suivant. La liaison s'opère par un  $10 \text{ nF}$  en série avec une  $1.000 \Omega$ . Le pont de base du transistor comprend une  $27.000 \Omega$ , un potentiomètre de  $47.000 \Omega$  monté en résistance variable, une  $82.000 \Omega$  et une  $33 \Omega$ . Une cellule de découplage est placée entre la ligne  $+ 26,5 \text{ V}$  et la  $27.000 \Omega$  du diviseur de tension. Elle est formée d'une  $68.000 \Omega$ , d'un  $10 \mu\text{F}$  et un  $10 \text{ nF}$ . Ce dernier est prévu pour éliminer les composantes HF qui pourraient être introduites dans la chaîne d'amplification notamment lors de l'utilisation avec un tuner. Il faut noter que le découplage HF est particulièrement soigné sur cet amplificateur ( $4,7 \text{ nF}$  entre collecteur du BC408 B et masse,  $1 \text{ nF}$  entre la base du BC418 B et masse). La résistance variable de  $47.000 \Omega$  en réglant la polarisation du BC418 B permet d'équilibrer la tension au point milieu de l'ampli de puissance. Une résistance de  $6.800 \Omega$  est prévue entre l'émetteur et la ligne médiane de l'amplificateur de puissance. Le collecteur est

chargé par une 2.200  $\Omega$  et attaque en liaison directe la base d'un BC408 B dont l'émetteur est relié directement à la masse. Le circuit collecteur contient les jonctions émetteur et collecteur d'un BC408 A, une 2.200  $\Omega$  et une 1.000  $\Omega$ . Un condensateur de 100  $\mu$ F constitue une contre-réaction qui contribue à la stabilité thermique de l'ensemble. Un condensateur de découplage de 100 pF entre collecteur et base du BC408 B constitue un autre découplage HF. La tension de base du BC408 A est réglée par un pont branché entre émetteur et collecteur de ce transistor. Ce pont est formé d'une 1.000  $\Omega$ , d'un potentiomètre de même valeur et d'une 2.200  $\Omega$ . Il permet le réglage de la tension entre base des transistors de la paire complémentaire d'attaque des transistors de puissance, réglage qui permet de réduire au minimum la distorsion de croisement.

La paire complémentaire est formée d'un NPN, BC337 et d'un PNP, BC327. La liaison de la base de ce transistor avec le circuit collecteur de l'étage précédent se fait par des 330  $\Omega$ . Le collecteur du BC327 contient une 220  $\Omega$  et attaque en liaison directe la base d'un ON236 de l'étage final. L'émetteur du BC327 est relié à la base du ON236 et à la ligne médiane pour une 0,3  $\Omega$ . L'émetteur du ON236 est relié à la masse. Le BC337 et le second ON236 forment un Darlington. La résistance d'émetteur du BC337 fait aussi 220  $\Omega$  et l'émetteur du ON236 est réuni à la ligne médiane par une 0,3  $\Omega$ . La liaison avec les haut-parleurs se fait par un 2.500  $\mu$ F. Une 1.000  $\Omega$  part de la sortie du condensateur et forme avec la 33  $\Omega$  du pont de base du BC418 B un circuit de contre-réaction linéaire qui contribue à la stabilité thermique et réduit la distorsion harmonique.

Chaque voie est prévue pour être équipée de 3 haut-parleurs : un pour les graves, un pour le médium et un pour les aiguës. Le HP médium est attaqué directement par la sortie de l'amplificateur. Celui pour les graves à travers une

self SAO15 et celui des aiguës (TW80) à travers un filtre passe-haut en T composé de deux 10  $\mu$ F non polarisés d'une résistance de 2,2  $\Omega$  et d'une self SAO15.

Un condensateur de 0,1  $\mu$ F en série avec une 10  $\Omega$  est placé entre la ligne médiane de l'amplificateur et la masse. Le rôle de ce circuit est de rendre plus constante la charge aux fréquences élevées.

L'alimentation est classique. Un transformateur bi-tension au primaire délivre une tension secondaire de 24 V qui est rectifiée par un pont redresseur B40C320/2000 et filtrée par un 2.500  $\mu$ F/40 V. Le secondaire alimente aussi un voyant lumineux. Un condensateur de 0,1  $\mu$ F branché sur ce secondaire est destiné à absorber les pointes de tension.

### REALISATION PRATIQUE

Comme pour la plupart des montages modernes utilisant un circuit imprimé, la première phase du montage consiste à équiper le circuit des composants auxquels il doit servir de support. Ce circuit imprimé a les dimensions suivantes : 265 x 160 mm. L'équipement est indiqué sur la figure 2. On peut commencer par la mise en place des résistances. Leur corps est placé contre la face bakélite.

De la même façon, on pose les condensateurs qui sont de deux sortes : céramiques ou électrochimiques. Ces derniers sont polarisés et il est nécessaire de respecter le sens de branchement qui est indiqué par les signes + et -.

On monte aussi les résistances ajustables, les deux supports fusibles. On met en place les transistors dont les fils de sortie sont repérés par les lettres E, B, C. En même temps que les transistors, on soude le circuit intégré ; le boîtier de ce circuit est doté d'une encoche appelée « détrompeur » qui doit être disposée comme sur le plan. Les 4 transistors de puissance NO236 sont placés sur des refroidisseurs pliés en U. Sur les boulons, on prévoit un écrou qui sert d'entretoise entre les refroidisseurs et la plaque de bakélite.

On met en place le commutateur PU céramique-PU magnétique et le commutateur à touches qui est tenu par les soudures de ses picots.

On soude toujours sur le circuit imprimé les prises d'entrée et celles destinées aux haut-parleurs.

Un châssis métallique de 340 x 190 mm et de faible hauteur (20 mm) constitue le support général figures 3 a et 3 b. Il est muni d'une face avant de 60 mm de hauteur. Sur cette face, on monte les potentiomètres doubles des correcteurs « graves » et « aiguës » et de puissance. On fixe encore sur cette face le potentiomètre de balance et le commutateur qui sert d'interrupteur général. Sous le châssis, on place le redresseur et un relais à cosses.

Sur une petite plaque métallique située à l'arrière du châssis, on monte le porte-fusible et le répartiteur de tension 110-220 V. On boulonne le transformateur d'alimentation et le circuit imprimé muni

de ses composants et de ses picots de raccordement.

On peut commencer le câblage par le circuit d'alimentation. Pour cela, on établit les liaisons en fil isolé entre le primaire du transformateur, l'interrupteur, le répartiteur de tensions et le porte-fusible. Sous le châssis on soude les fils de sortie du redresseur sur le relais à cosses. Sur ce relais, on soude aussi les fils du voyant lumineux. On effectue le raccordement du secondaire du transformateur avec le relais. Sur cet enroulement, on soude un condensateur de 0,1  $\mu$ F. On raccorde aussi, au relais, le condensateur de filtrage de 2.500  $\mu$ F. On établit la liaison entre la sortie + du redresseur et la ligne + Alim du circuit imprimé. La seconde section de l'interrupteur général à une de ces pilettes est reliée au châssis et le commun au circuit imprimé. On relie entre eux les « curseur » des potentiomètres de contrôle « graves et aiguës ». Les curseurs des potentiomètres « graves » sont connectés aux points chauds des potentiomètres de volume. Les points froids de ces derniers sont reliés au circuit imprimé et au curseur du potentiomètre de balance qui lui-même est soudé au châssis. On connecte au circuit imprimé les cosses extrêmes des potentiomètres graves et aiguës. On établit les connexions entre les points chauds, et les curseurs des potentiomètres de volume et le circuit imprimé. On branche le potentiomètre de balance. On peut alors souder le cordon secteur. On termine par la fixation de la plaque décor.

A. BARAT

**EXCEPTIONNEL!**

**BATTERIES SOLDÉES**

pour défaut d'aspect

**VENDUES AU TIERS DE LEUR VALEUR**

Exemples :

2 CV - Type 6V1 .....	44,15
4 L - Type 6V2 .....	51,60
Simca - Type 12V8 .....	69,95
R 8 - R 10 - R 12 - R 16 - 204	
304 - Type 12V9 .....	70,60
403 - 404 - 504 - Type 12V10...	78,80

**TOUS AUTRES MODÈLES DISPONIBLES**

**ET A PRENDRE SUR PLACE UNIQUEMENT A**


**ACCUMULATEURS ET EQUIPEMENTS**

2, rue de Fontarabie - PARIS (20<sup>e</sup>)  
Téléphone : 797-40-92

Une occasion **UNIQUE** de vous équiper à bon marché

**AMPLIFICATEUR STÉRÉOPHONIQUE**  
2 x 10 watts

**"HI-FI 250"**



Coffret bois. Noyer d'Amérique.  
Dimensions : 385 x 220 x 90 mm

Entièrement transistorisé à préamplificateur incorporé

Commutateur d'Entrée pour : PU magnétique ou cristal - Tuner et Magnétophone.

Réglages séparés pour volume - graves-aiguës-

Préampli pour circuit intégré double, 16 transistors au SILICIUM.

- \* Puissance de sortie : 2-10 watts s/5  $\Omega$
- \* Gamme de fréquence : 20 Hz à 250 kHz à  $\pm$  1,5 dB
- \* Réglage de tonalité :  
Graves : + 15 dB - 12 dB à 50 Hz  
Aiguës : + 14 dB - 18 dB à 15 KHz
- \* Rapport Signal/Bruit :  $\geq$  à 60 dB

**ENTRÉES et sensibilités :**

- Radio : 200 mV
- Magnétophone : 300 mV
- PU cristal : 250 mV
- PU Magnétique : 6 mV

Alimentation : 127 à 240 volts. Consommation : 50 VA

**EN « KIT » COMPLET 365,00**

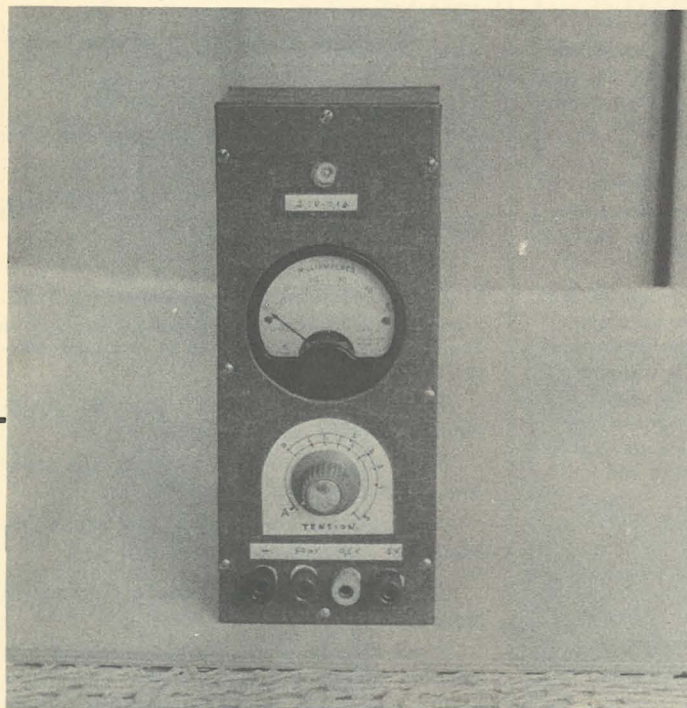
● EN ORDRE DE MARCHE ..... 380,00

**Comptoirs CHAMPIONNET** 14, rue CHAMPIONNET PARIS-18<sup>e</sup>

Téléphone : 076-52-08  
C.C.P. 12.358.30 - PARIS

**VOIR NOTRE PUBLICITÉ PAGE 9**

# ÉTUDE, RÉALISATION ET MISE AU POINT D'UN PETIT GÉNÉRATEUR PORTATIF DE COURANT CONTINU ÉTALONNÉ EN TENSION



Ce petit appareil est extrêmement utile et très facile à construire. Il peut servir d'étalon de tension dans les gammes de 0 à 50 mV ; de 0 à 500 mV et de 0 à 5 V. Il débite dans chaque gamme un courant maximum de 30 mA. Son alimentation est assurée par 3 piles plates de 4,5 V. Il permet de réaliser de nombreuses vérifications et mises au point.

Voici à titre d'exemple, la façon de connaître rapidement la résistance interne d'un milliampèremètre 0-10 mA acheté d'occasion. Il suffit pour cela de brancher le milliampèremètre aux bornes du générateur et de tourner le bouton de celui-ci jusqu'à ce que le milliampèremètre indique 10 mA. En lisant, sur le générateur, la tension appliquée (par exemple 0,15 V), on obtient directement la résistance interne de l'appareil de mesure  $0,15/0,010 = 15 \Omega$ .

La pièce principale de ce montage est le milliampèremètre M qui doit répondre aux caractéristiques suivantes :

- 1) dévier à fond pour 50 mA.
- 2) avoir une résistance interne de 1  $\Omega$ .
- 3) avoir un cadran parfaitement lisible.
- 4) être de dimensions réduites.

Ne voulant pas citer de marque, ajoutons que tout milliampèremètre 0-50 mA (dont la résistance interne est inférieure à un ohm) peut aussi convenir, moyennant une mise au point que nous expliquerons en fin d'article.

Supposons donc que M réponde aux conditions imposées. M est alors voltmètre déviant à fond pour 50 mV.

Montons M en série avec 2 résistances fixes (fig. 1), l'une  $R_1$  de 9  $\Omega$  et l'autre  $R_2$  de 90  $\Omega$ . En faisant passer un courant I dans le circuit, on obtient en A (entre O et A) une tension  $V_A = I \times 1$ , en B (entre O et B) une tension  $V_B = I \times 10$  et en C une tension  $V_C = I$

$\times 100$ . Comme  $I_{m \text{ max.}}$  vaut 50 mA,  $V_A \text{ max} = 0,05 \times 1 = 50 \text{ mV}$ ,  $V_B \text{ max} \times 0,05 \times 10 = 0,5 \text{ V}$ , et  $V_C \text{ max} 0,05 \times 100 = 5 \text{ V}$ . Si nous prélevons en A un courant  $I_A$  de 30 mA sous 50 mV, I vaudra  $I_m + I_A = 80 \text{ mA}$  et E devra pouvoir monter à  $0,05 + (0,080 \times 99) = 7,97 \text{ V}$

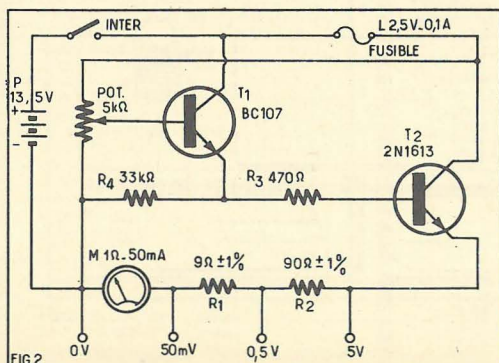
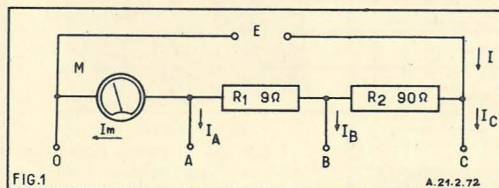
Si nous prélevons en B un courant  $I_B$  de 30 mA, I vaudra toujours 80 mA et E devra pouvoir monter à  $0,5 + (0,080 \times 90) = 7,7 \text{ V}$ .

E devra donc être une source de courant capable de débiter 80 mA sous 8 V. Elle doit être munie d'un limiteur d'intensité, car un court-circuit entre O et C provoquerait un court-circuit de la source E ce qui pourrait être dangereux, non seulement pour la

source, mais aussi pour un composant de faible résistance ayant provoqué ce court-circuit.

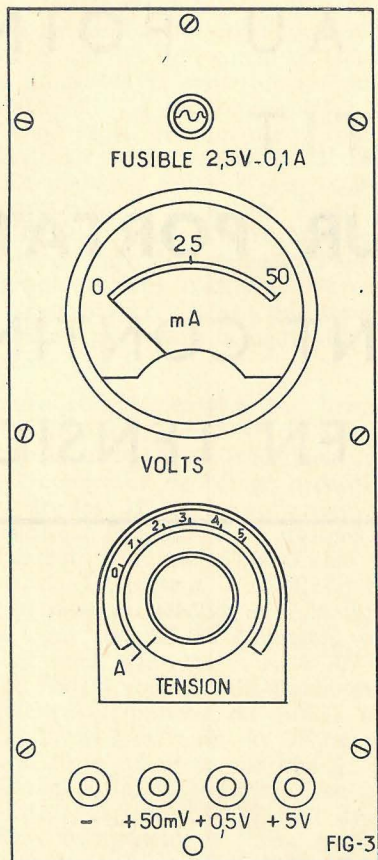
Avant d'aborder la description de cette source de courant, voyons comment réaliser les résistances  $R_1$  de 9  $\Omega$  et  $R_2$  de 90  $\Omega$ . Deux possibilités : La première chère et facile, la seconde très bon marché, mais demandant de la patience. Première solution : monter en parallèle pour obtenir  $R_1$  deux résistances de précision ( $\pm 1 \%$ ), l'une de 10  $\Omega$  et l'autre de 100  $\Omega$ . Ce qui donne avec certitude une résistance comprise entre 9 et 9,2. La tension lue est exacte à 2 %. Pour  $R_2$  on mettra en parallèle 2 résistances ( $\pm 1 \%$ ) l'une de 100  $\Omega$  et l'autre de 1000  $\Omega$ . La résistance résultante sera comprise entre 90 et 92  $\Omega$ , et la lecture sera encore exacte à 2 %.

La seconde solution consiste à combiner entre elles de trois à cinq résistances ordinaires. Nous expliquerons en fin d'article comment procéder à ce petit bricolage.



## LA SOURCE DE TENSION

Examinons le montage représenté fig. 2. Trois piles plates (P) de 4,5 V montées en série délivrant 13,5 V. Cette tension est appliquée par L (une ampoule de 2,5 V-0,1 A) au collecteur du transistor  $T_2$  (un 2N1613 ou équivalent). Dans le circuit émetteur de  $T_2$  est intercalé le diviseur de tension que nous venons de calculer ( $R_1$ ,  $R_2$  et M). La base de  $T_2$  est reliée par  $R_3$  (470  $\Omega$ ) à l'émetteur du transistor  $T_1$  (un BC107), formant ainsi un montage « Darlington ». La résistance  $R_4$  (33 k $\Omega$ , 1/4 W) élimine le courant de fuite éventuel de  $T_1$  (qui sans cela serait amplifié par  $T_2$ ) ainsi que le courant résiduel de base



de  $T_2$ . Le collecteur de  $T_1$  est directement relié au + 13,5 V. La base de  $T_1$  est reliée au curseur du potentiomètre Pot. (5 K linéaire au graphite) branché entre le « — général » et le « collecteur de  $T_2$  ».

La tension du collecteur de  $T_2$  varie normalement de 13,5 à 11 V environ. La tension sur la base de  $T_1$  peut donc être réglée en tournant le potentiomètre, entre 0 et 11 V.

Cette tension de 11 V est suffisante, en tenant compte de la chute de tension provoquée par  $R_3$ , pour amener l'émetteur de  $T_2$  à 8 V sous un débit de 80 mA.

Supposons que par accident, la sortie 5 V soit court-circuitée, alors que le potentiomètre est au maximum. Dans ce cas, le courant de collecteur de  $T_2$  augmente brusquement, la tension sur la base de  $T_1$  et donc sur l'émetteur de  $T_2$  baisse, car l'ampoule L présente sous 50 mA, une résistance de l'ordre d'une dizaine d'ohms. Il y a donc réduction simultanée et instantanée de la tension et de l'intensité au collecteur de  $T_2$ , suivie de la destruction du filament de l'ampoule L jouant le rôle de fusible. Dès ce moment, plus aucun courant ne parcourt  $T_2$ . Il suffit de remplacer L et tout rentre en ordre.

### REALISATION PRATIQUE

Les plans et croquis (fig. 3 à 5) montrent un exemple de réalisation. Chaque réalisateur devra, bien entendu, construire le coffret en fonction des éléments dont il dispose, ce qui n'est pas bien difficile.

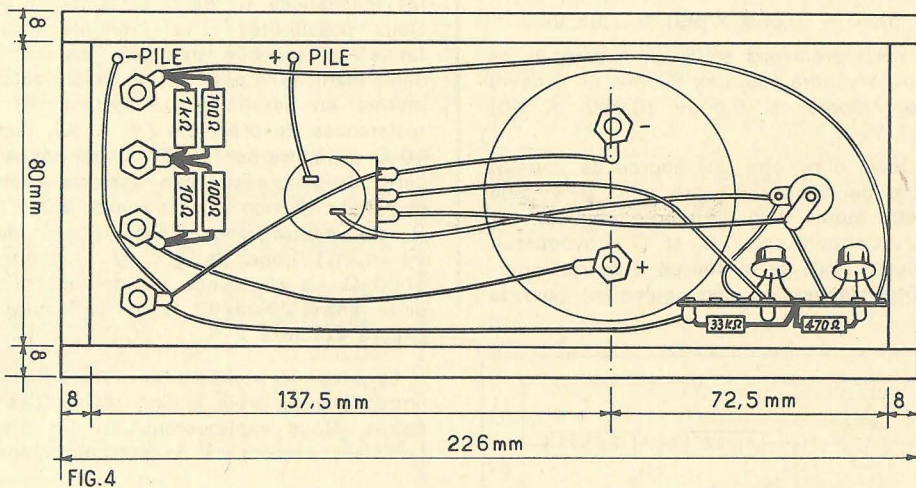


FIG. 4

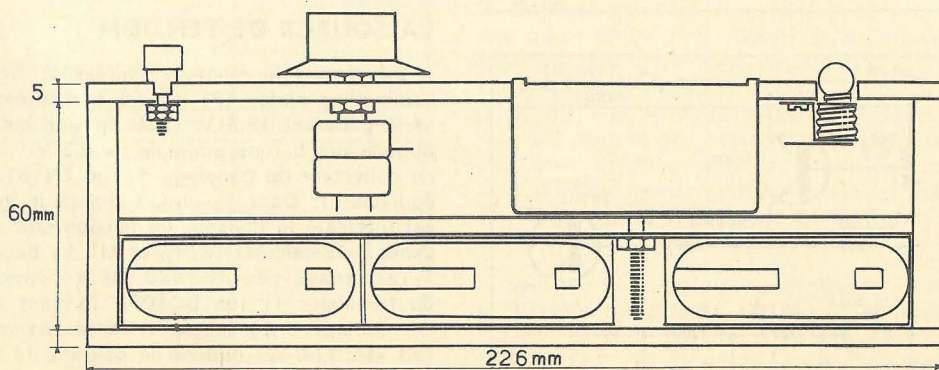


FIG. 5

### AJUSTAGE DES RESISTANCES

Si le milliampèremètre 0-50 mA que vous désirez utiliser présente une résistance interne :

- 1° supérieure à un ohm, il ne peut convenir,
- 2° égale à un ohm, il est parfait,
- 3° inférieure à un ohm, il peut convenir après ajustement.

Il faut, pour procéder à cet ajustement, réunir le matériel suivant :

- 1° deux piles de 4,5 V.
- 2° deux résistances de précision ( $\pm 1\%$ ), l'une de 1000  $\Omega$  et l'autre de 10  $\Omega$ . (Celles que vous allez utiliser dans le montage définitif, par exemple.)
- 3° une résistance de 47  $\Omega$  et un potentiomètre bobiné de 100  $\Omega$ .
- 4° du fil résistant (par exemple une résistance de réchaud électrique).
- 5° un microampèremètre (votre multimètre placé sur l'échelle 0-50 ou 0-100  $\mu$ A).

On monte ce matériel comme l'indique la figure 6 et :

1° on note la tension exacte E de la pile pendant qu'elle débite dans les deux résistances. On a aux bornes de la résistance de 10  $\Omega$  une tension  $V = 0,01 E - 1$  mV.

(Si  $E = 4,4$  V,  $V = 0,044 - 0,001 = 0,043$  V.)

2° On ajuste le potentiomètre de 100  $\Omega$  de façon à lire exactement, en mA, le nombre de millivolts V. (Dans l'exemple 43 mA.)

3° On réunit l'un des cordons du microampèremètre au point A et on touche le fil résistant avec l'extrémité de l'autre cordon. On cherche le point B pour lequel le microampèremètre ne dévie pas.

4° Au point B, il faut faire une petite boucle avec le fil résistant et le serrer convenablement entre 2 rondelles, une cosse à souder et des écrous.

5° Il est alors utile de vérifier, mais en touchant cette fois la cosse à souder, que le microampèremètre reste bien à zéro.

6° L'ajustage est terminé. On coupe la partie inutile du fil et on conserve le milliampèremètre muni de sa petite résistance : (voir fig. 7).

La précision ainsi obtenue dépend principalement de la résistance interne du microampèremètre utilisé pour la recherche du zéro mais elle peut facilement atteindre 5 %.

### REALISATION DES RESISTANCES DE 9 ET DE 90 $\Omega$

Si on n'utilise pas des résistances de précision, il faut procéder comme suit. Terminer l'appareil (sans les résistances de précision) et réaliser le petit montage représenté fig. 8. Brancher la résistance de 10  $\Omega$  et ajuster le bouton de tension de l'appareil de façon à lire exactement 50 mA. Le voltmètre de contrôle indiquera une tension comprise entre 0,5 et 0,55 V. Ajouter ensuite, en parallèle, des résistances de plus

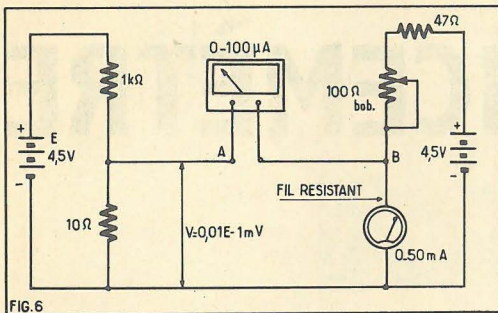


FIG. 6

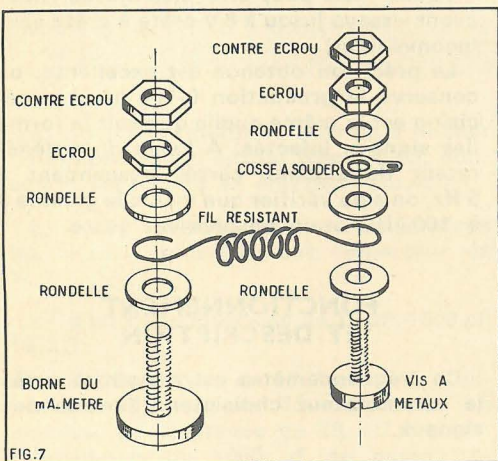


FIG. 7

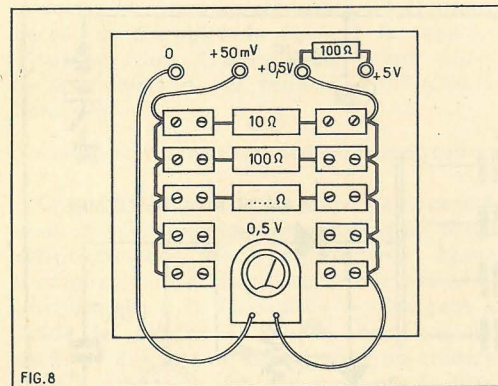


FIG. 8

en plus élevées jusqu'à obtenir exactement 0,5 V pour 50 mA. Ces résistances soudées en parallèle forment la résistance de 9 Ω à placer dans l'appareil. On procède de même pour la résistance de 90 Ω (en les branchant entre 0,5 et 5 V) et en commençant par une résistance de 100 Ω.

L'idéal, lorsque tout est terminé, c'est de pouvoir comparer les indications du générateur avec celles d'un appareil de laboratoire et de noter, une fois pour toutes, l'erreur en % sur chaque gamme. Mais cela est rarement possible. Nous pouvons néanmoins vous assurer qu'avec un peu de patience vous obtiendrez des résultats très valables et que vous disposerez d'un petit appareil extrêmement utile.

P. FRANÇOIS

## Lisez tous les mois SYSTEME D, la revue du bricoleur

**CADEAU**

**L'homme le plus redoutable du monde**

Vous recevrez, numérotée à votre nom et gratuitement, cette carte officielle des Combattants du Dragon Noir, si vous répondez aujourd'hui même à cette offre vraiment spéciale.

Maintenant ...  
... vous pourrez vous défendre dans les cas les plus dangereux.  
**Le Grand Maître Suprême des Combattants du Dragon Noir vous livre les secrets du :**

# DIM MAK

Les « Combattants du Dragon Noir »  
On compte parmi ses membres les maîtres internationaux des arts pugilistiques orientaux. Ceux-ci s'entraînent dans toutes les disciplines, chinoises telles que le Gung Fu, le Tai Chi, le Kempo, le Pakua et le Dim Mak. Tout se sait, tout s'apprend (même les secrets atomiques et spatiaux !). Soyez parmi les premiers à connaître et à pratiquer ces astuces étonnantes d'efficacité.

Une honnêteté garantie  
Nous ne vous promettons pas n'importe quoi ! Ainsi, rien ne dit que vous deviendrez un Maître-Combattant : cela dépend surtout de vous et non du livre. Mais le principal, ce n'est pas d'être ce « Maître » (que vous pouvez évidemment devenir) ; le principal, c'est que vous en sachiez assez pour vous en tirer sans mal, si l'on vous attaque dans 3 jours ou dans 5 ans. Cela, nous vous le promettons formellement. Nous garantissons aussi que les techniques du Dim Mak et de la Main Empoisonnée sont authentiques et qu'elles comptent parmi les plus foudroyantes du monde. C'est tellement certain que nous vous laissons 17 jours pour examiner ce livre ; s'il vous déçoit, retournez-le et vous serez remboursé sans aucune discussion.

Le Main Empoisonnée  
On dit de cette tactique qu'elle est diabolique et cruelle. Mais il est nécessaire que vous la connaissiez pour faire face aux situations les plus dangereuses. Vous devez savoir comment riposter à un voyou qui utilise les coups défendus pour sa sale besogne. Apprenez.

**Les plus terribles secrets de combat du monde**

**Ce livre peut vous sauver la vie !**  
Comme n'importe qui, vous risquez chaque jour d'être attaqué par surprise. Pour réduire les risques d'agression dont sont trop souvent victimes les honnêtes gens, le Comte Dante vous révèle les secrets tabous des Combattants du Dragon Noir. Jamais jusqu'ici, ces terribles méthodes n'avaient été dévoilées aux personnes étrangères à l'association. En quelques jours, vous pratiquerez, vous-aussi, les disciplines de combat les plus efficaces et les plus impitoyables du monde. Il n'y a RIEN de comparable il n'y a RIEN de mieux. Si vous connaissez les techniques du Dim Mak vous vaincrez facilement, à vous seul, plusieurs as du Judo, du Karaté, de l'Aikido et du Gung Fu. Pour chacune des tactiques exposées dans ce livre sensationnel, vous aurez comme entraîneur, le Comte Dante lui-même, l'homme désigné comme étant le plus redoutable du monde !

**BON CADEAU SPECIAL**

Renvoyez-le aujourd'hui même au Mail Center, B.P. 195-10, Paris (10°) Expédiez-moi immédiatement « Les plus terribles secrets de combat du monde » au prix spécial de 39,50 F français. Si je suis déçu, je vous renverrai ce livre dans les 17 jours de sa réception et vous me rembourserez.

(Mettez ci-dessous une X dans l'une des deux cases)

Puisque j'économise les frais de port en joignant mon paiement, je vous envoie aujourd'hui même, 39,50 F en billets de banque ou timbres-poste français non annulés, en chèque ou mandat à votre C.C.P. La Source 30.999-46 (au nom du Mail Center, Paris)

Bien que cela me coûte plus cher, je préfère payer à la livraison du paquet, avec un supplément de 9,50 F.

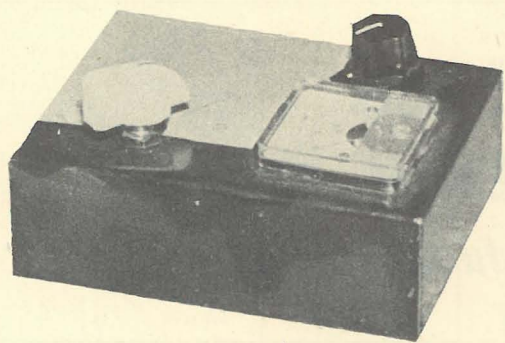
Mon nom ..... Prénom .....

Rue ..... N° .....

Ville ..... Dépt .....  
(ou Pays)

**CADEAU : Si vous êtes parmi les 200 premiers inscrits, vous recevrez en plus, gratuitement, votre carte personnelle d'identification des Combattants du Dragon Noir. Vos amis envieront ce luxueux document imprimé en argent sur fond noir. Faites vite, ne laissez pas passer votre chance !**





# FRÉQUENCEMÈTRE

**L'OBJECTIF** de l'appareil qui va être décrit ici est de pouvoir mesurer les fréquences de phénomènes périodiques :

- a) A l'aide de la photodiode OAP12, mesurer les impulsions lumineuses issues :
- d'une lampe alimentée en courant alternatif, par exemple d'un stroboscope
  - d'un disque tournant percé de trous, éclairé par une ampoule sur courant continu
  - d'un arbre sur lequel on a tracé des traits blancs et noirs réfléchissant sur la photodiode la lumière d'une ampoule sur courant continu.
- b) Par injection sur les bornes d'entrée d'une tension alternative sinusoïdale, carrée, triangulaire.

## CARACTÉRISTIQUES

Gammes de mesures 0-100 Hz  
0-1000 Hz  
0-10 kHz  
0-100 kHz

Ces mesures peuvent être faites par injection du signal sur les bornes d'entrée. Il n'a pas été possible de déterminer la fréquence limite du fréquencemètre lors de la réception d'impulsions lumineuses par la photodiode (la fréquence cutt off de la OAP12 étant de 50 kHz, nous pensons que le fréquencemètre ira aussi haut).

La tension d'alimentation doit être impérativement de 6 V.

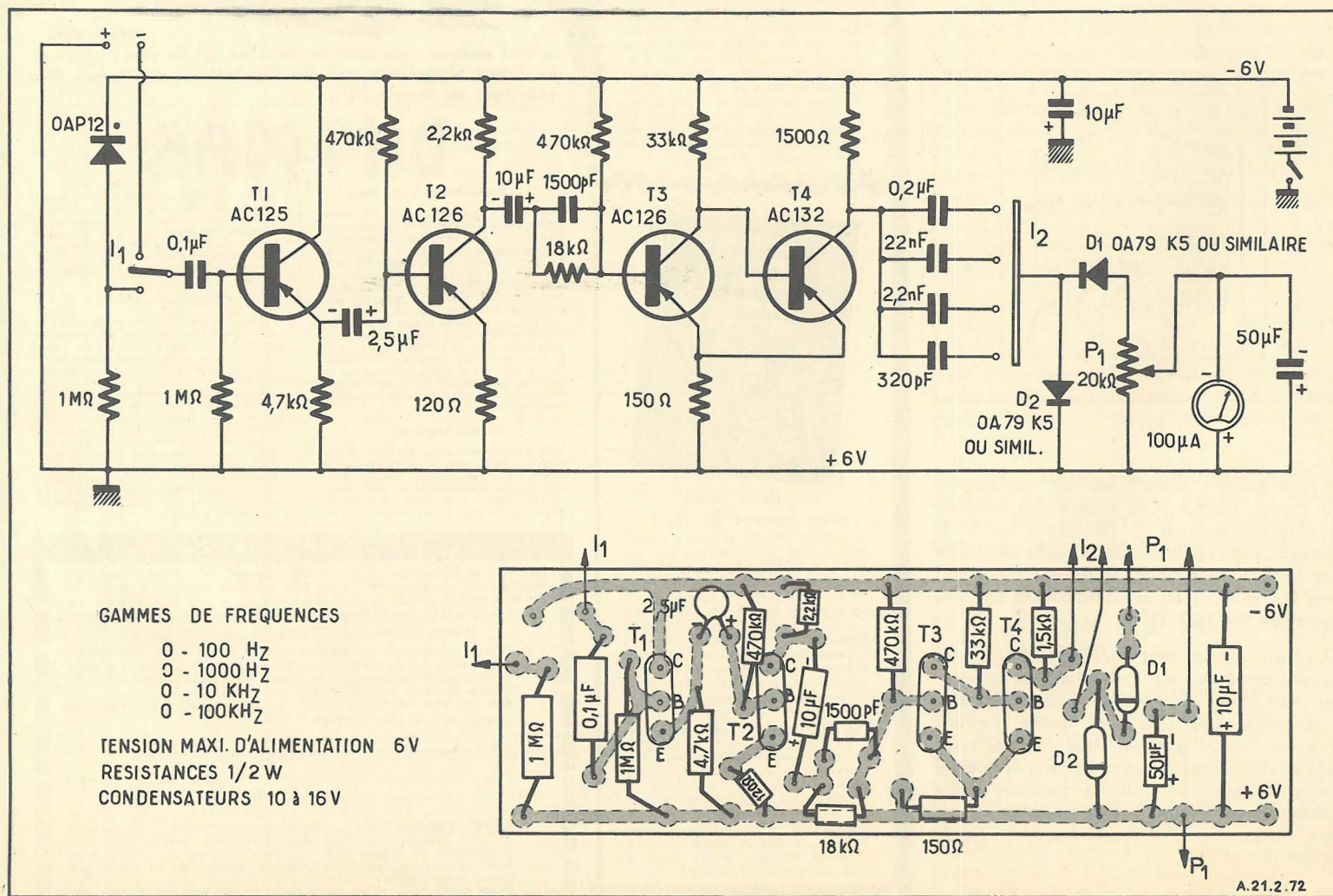
La tension minimum à l'entrée pour un bon fonctionnement est de l'ordre de 0,1 V

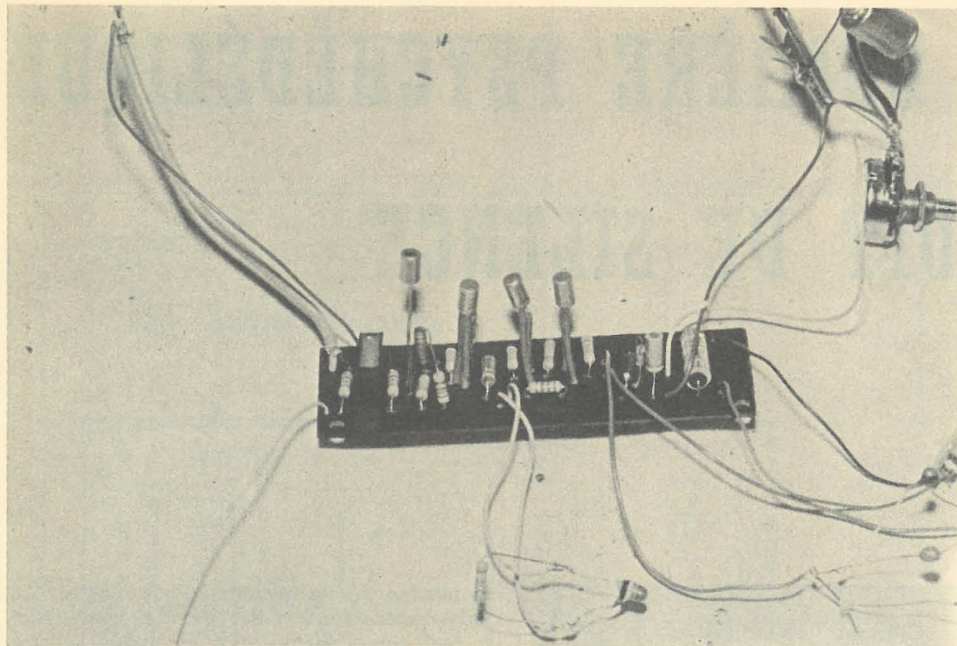
efficace mais peut être plus élevée (nous avons essayé jusqu'à 8 V crête à crête sans inconvénient).

La précision obtenue est excellente, on conserve la graduation 0-100  $\mu$ A. La précision est la même quelle que soit la forme des signaux injectés. A l'aide d'un générateur de signaux carrés descendant à 5 Hz, on a pu vérifier que même la gamme 0 à 100 Hz était absolument juste.

## FONCTIONNEMENT ET DESCRIPTION

Ce fréquencemètre est constitué après le commutateur choisissant l'entrée des signaux.





a) du 1<sup>er</sup> transistor T1 destiné à donner une impédance d'entrée très élevée, pour cela il est monté en émetteur suiveur,

b) de T2 qui amplifie jusqu'à l'écrêtage les signaux recueillis, sur l'émetteur de T1,

c) d'un filtre composé de 10  $\mu$ F, 1500 pF 18 k $\Omega$ .

Le condensateur de 1500 pF avec l'impédance d'entrée de T3 différentie les signaux, la résistance de 18 k $\Omega$  limitant l'impédance du 1500 pF en basse fréquence.

d) d'un trigger de Schmitt composé de T3-T4 qui transforme les tops recueillis à la sortie du filtre en signaux parfaitement carrés et d'amplitude égale à la tension d'alimentation (l'amplitude étant alors indépendante de la tension appliquée à l'entrée).

e) du commutateur des condensateurs.

Chacun de ces condensateurs, associé avec le microampèremètre forme un filtre différentiateur, les tops obtenus — étant d'amplitude constante mais de durée proportionnelle à la fréquence — chargent à l'aide des diodes D1 D2, le condensateur de 50  $\mu$ F aux bornes du microampèremètre dont l'indication est proportionnelle à la tension.

### RÉALISATION

L'aspect extérieur est défini par la photo jointe. La réalisation ne pose aucun problème.

Signalons toutefois, que l'entrée étant à très haute impédance et vu la sensibilité du montage, l'appareil aurait intérêt à être disposé dans un boîtier métallique.

### ÉTALONNAGE

Pour les amateurs disposant d'un générateur BF, il suffira après avoir réglé le potentiomètre aux bornes du microampèremètre pour une lecture valable, d'ajuster les condensateurs du commutateur de gammes en prenant un conden-

sateur trop faible et en ajoutant des petites capacités en parallèle. Pour ceux qui ne disposent pas de générateur, ils pourront injecter le secteur 50 Hz (0,1 à 2 V efficace) et ensuite le fréquencemètre étant disposé à moins de 3 mètres d'une lampe sur le secteur 50 Hz, la photodiode détectera cette fois la fréquence 100 Hz.

### UTILISATION ET REMARQUES DIVERSES

Pour se servir de cet instrument, en compte-tours automobile, les aménagements suivants sont à faire :

a) La tension d'alimentation ne peut guère dépasser 6 V, une batterie chargée pouvant aller jusqu'à 7,5 V, l'alimentation du compte-tours devra se faire à travers une résistance de 200  $\Omega$  1/2 W, une zéner BZY88C6V2 étant disposée aux bornes (+) et (-) du fréquencemètre.

Pour une batterie 12 V, résistance de 1 200  $\Omega$  et zéner identique.

b) L'entrée haute impédance n'est plus nécessaire et T1 est supprimé. L'entrée se fera sur T2 à travers un potentiomètre de 100 k $\Omega$  et un condensateur de 0,1  $\mu$ F.

c) Les gammes n'étant plus pratiques, il faudra en créer une autre en effet pour 4 temps, 4 cylindres, 1 500 t/mn = 50 Hz.

Pour 6 000 t/mn, il faut une gamme 200 Hz que l'on obtiendra facilement en plaçant un condensateur de 0,1  $\mu$ F + 10 nF en parallèle à l'endroit du commutateur de gammes.

Pour 8 000 t/mn, on pourra diminuer la déviation à l'aide du potentiomètre aux bornes du microampèremètre.

Georges ETIENNE

*Le circuit imprimé terminé, les 4 transistors sont soudés long provisoirement. Dans le bas à droite on voit les condensateurs du commutateur de gammes, au milieu on voit la résistance de 18 k $\Omega$  et la capacité de 1500 pF (filtre entre T<sub>1</sub> - T<sub>2</sub> et T<sub>3</sub> - T<sub>4</sub>).*

Si vous n'avez pas encore reçu

NOTRE NOUVEAU CATALOGUE "JAUNE"

Pièces détachées • Ensembles • Appareils de mesure • Émission - Réception

Matériel « NEUF » et matériel de « SURPLUS »

réclamez-le sans tarder en joignant 2 F en timbres.

**BERIC**

43, rue Victor-Hugo

92 - MALAKOFF

Tél. : (ALE) 253-23-51

Métro : Porte de Vanves

Magasin fermé dimanche et lundi

# MODULATEUR DE LUMIÈRE PSYCHÉDÉLIQUE

## A CIRCUIT DE SILENCE

**E**N raison des nombreux appareils de ce genre que nous avons déjà décrits nos lecteurs savent ce qu'est un modulateur psychédélique. Rappelons pour ceux qui ne seraient pas au courant, qu'il s'agit d'un dispositif provoquant l'allumage ou l'extinction d'un éclairage au rythme de la musique. Ces modulateurs sont largement employés dans les salles de spectacles modernes et les dancings où ils permettent de créer une ambiance très particulière.

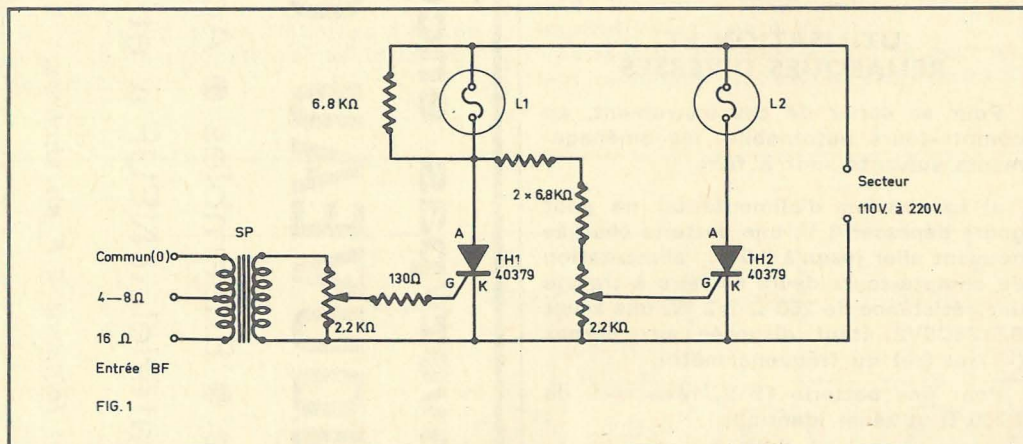
### CARACTERISTIQUES

Intensité par canal = 7 A

Puissance d'entrée nécessaire au déclenchement = 2 W efficaces

Tension d'utilisation = 110 ou 220 V

Impédance d'entrée = 4 à 16  $\Omega$



De nombreuses variantes sont possibles. C'est ainsi que la modulation peut être produite par l'ensemble des sons. On peut aussi prévoir un éclairage tricolore et faire commander les lampes d'une couleur par les sons graves, les lampes d'une autre couleur par les sons du médium et les lampes de la troisième couleur par les sons aigus. En supprimant une série de lampes on peut agir sur un éclairage bicolore. Dans ce dernier cas on peut prévoir le dispositif de façon que lorsqu'une série de lampes est allumée l'autre série est éteinte. C'est le cas de l'appareil que nous allons décrire. Cette particularité sera très appréciée des amateurs de Pop Music car l'effet produit est très spectaculaire. La lampe ou la série de lampes  $L_1$  est commandée par la musique tandis que la lampe ou la série de lampes  $L_2$  est commandée par les « silences » entre les notes.

Cet appareil peut être utilisé avec un gradateur de lumière à trois voies (Grave, médium, aiguë) ou seul, car son déclenchement se produit sur toute l'étendue de la gamme des fréquences musicales.

### ETUDE DU SCHEMA

Le schéma est donné à la figure 1. Les principaux composants de ce dispositif sont deux thyristors RCA du type 40379 dont les caractéristiques sont les suivantes :

- Tension d'utilisation = 400 V.
- Courant utilisation constante = 7 A.
- Courant de surcharge = 80 - 90 A.
- Fréquence optimum d'utilisation = 50 - 60 Hz.
- Température d'utilisation = 40 à 100°.

On sait qu'un thyristor fonctionne de la manière suivante : lorsqu'on applique à son anode une tension négative par rapport à la cathode, pratiquement, il ne circule aucun courant dans le circuit. Si la tension d'anode est positive, la gâchette étant à un potentiel nul le thyristor reste toujours bloqué. Mais si l'anode étant toujours positive par rapport à la cathode et si on applique une tension positive à la gâchette, le thyristor devient conducteur et le reste même si on supprime

la tension sur la gâchette. Pour ramener ce semi-conducteur à l'état de non conduction il faut supprimer ou tout au moins réduire à une valeur inférieure à un certain seuil la tension d'anode.

Sur le présent montage, l'espace anode-cathode du thyristor 40379 est alimenté par la tension alternative du secteur 110 ou 220 V. La lampe ou les lampes figurées par  $L_1$  sont placées dans le circuit anodique. La modulation prise sur la sortie de l'amplificateur, qui est associé à cet appareil, est appliquée grâce à un transformateur, à la gâchette du thyristor. La liaison est effectuée par un potentiomètre de 2200  $\Omega$  dont le curseur est raccordé à la gâchette par une résistance de garde de 130  $\Omega$ .

La totalité du primaire du transformateur permet l'adaptation à un amplificateur de 16  $\Omega$  d'impédance de sortie et la prise intermédiaire à la sortie d'un amplificateur de 4 à 8  $\Omega$ . Il est bien évident que le potentiomètre de 2200  $\Omega$  permet de doser l'amplitude de la modulation appliquée à la gâchette.

Un second 40379 est lui aussi alimenté par le secteur. Son circuit anodique contient une ou plusieurs lampes représentées par  $L_2$ . La tension de commande de sa gâchette est prise sur l'anode du 40379 (1) et transmise par un potentiomètre de 2200  $\Omega$  en série avec deux résistances de 6800  $\Omega$ .

En l'absence de signal d'entrée, TH1 est bloqué et  $L_1$  éteinte. Dans ce cas la tension du secteur se retrouve presque entièrement entre anode et cathode de ce thyristor. Cette tension est appliquée à la gâchette de TH2 qui s'amorce.  $L_2$  s'allume donc pour chaque alternance positive du courant secteur. Grâce à l'inertie du filament et de la rétine de l'observateur,  $L_2$  paraît allumée tandis que  $L_1$  est éteinte.

Si on applique un signal alternatif à la gâchette de TH1 celui-ci deviendra conducteur pour toutes les alternances positives de ce signal coïncidant avec une alternance positive du courant secteur.

Lorsque TH1 conduit la tension entre anode et cathode s'annule presque. Pour l'alternance négative du courant secteur, TH1 et TH2 se désamorcent,  $L_1$  et  $L_2$  s'éteignent simultanément.

Pour l'alternance positive suivante du courant secteur deux cas peuvent se produire :

1° La modulation applique une tension positive à la gâchette de TH1 qui s'amorce et allume  $L_1$ . A ce moment la tension entre anode et cathode de TH1 est presque nulle.

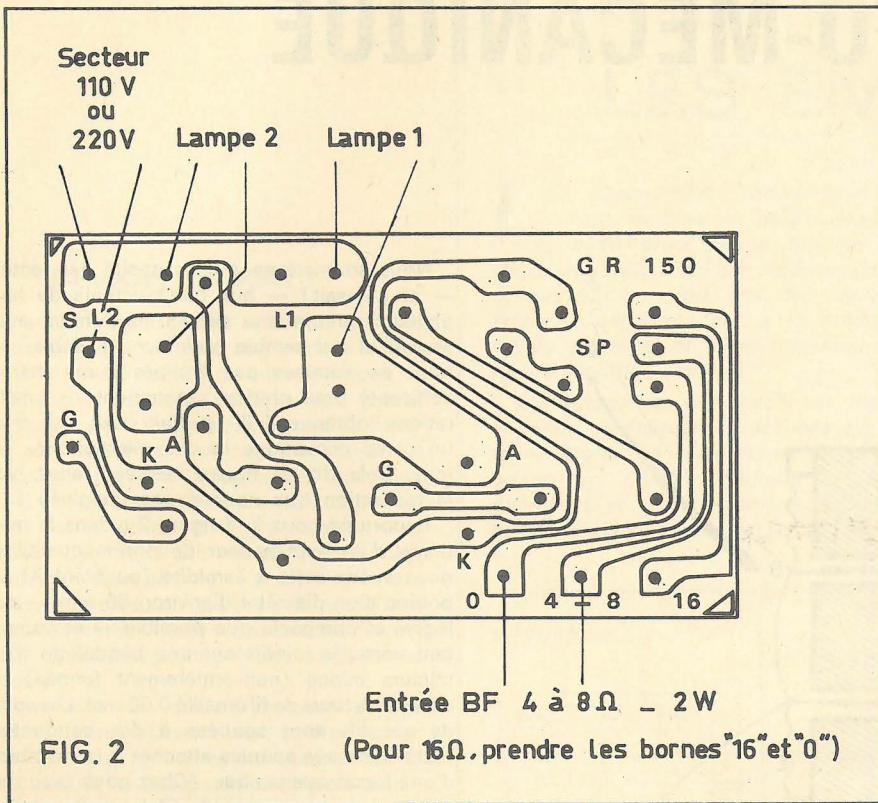


FIG. 2

(Pour 16Ω. prendre les bornes "16" et "0")

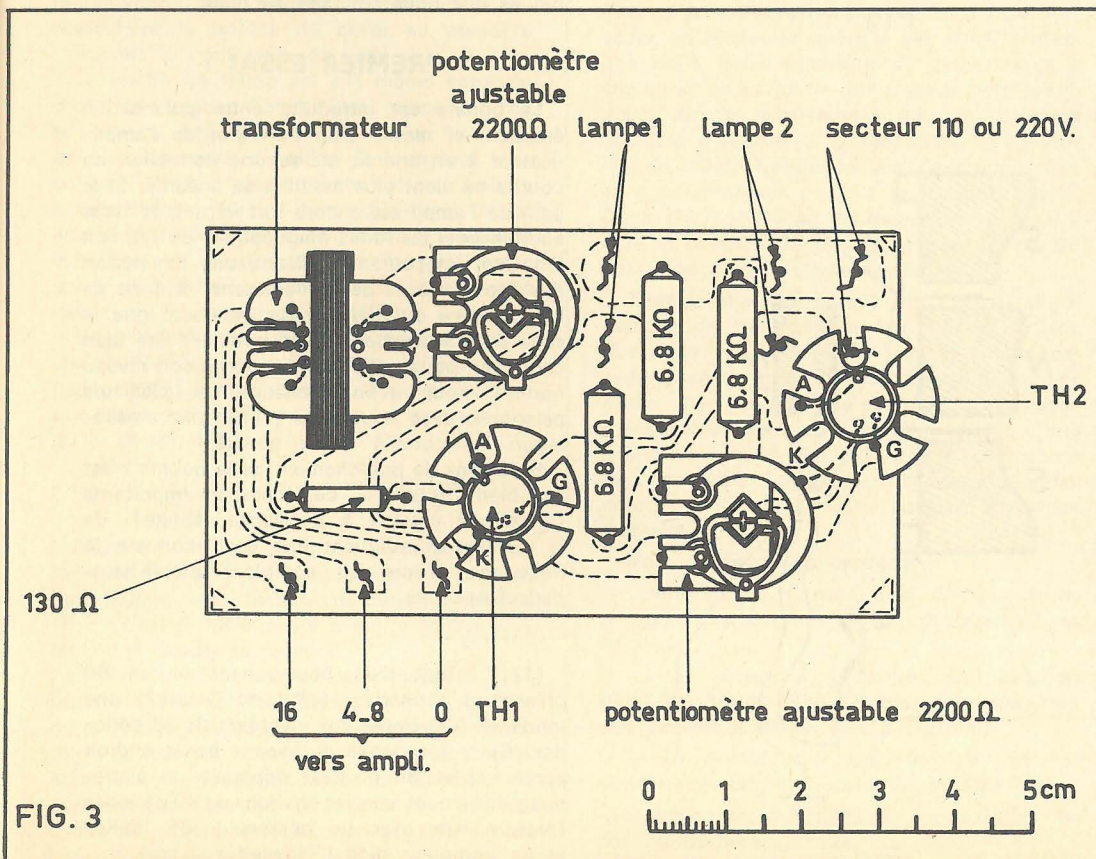


FIG. 3

La tension sur la gâchette de TH2 étant insuffisante ce thyristor ne s'amorce pas et L<sub>2</sub> ne s'allume pas.

2° La modulation applique une tension nulle ou négative à la gâchette de TH1 qui ne s'amorce pas. L<sub>1</sub> ne s'allume pas. La tension positive qui se développe entre anode et cathode de TH1 et qui est appliquée à la gâchette de TH2 amorce ce dernier et allume L<sub>2</sub>.

Cette succession d'événements se produit un grand nombre de fois tous les 50° de seconde ce qui donne un caractère continu à la luminosité alternée des lampes.

### REALISATION PRATIQUE

Comme le montrent les plans des figures 2 et 3 ce dispositif est réalisé sur un circuit imprimé de 90 × 50 mm. Toutes les pièces sont disposées côté bakélite. On commence par mettre en place et souder 8 picots de raccordement. On soude ensuite les résistances dont le corps est plaqué contre la carte. On met en place les deux potentiomètres ajustables de 2200 Ω. On soude le transformateur qui est bobiné spécialement. On termine par la pose des thyristors en tenant compte du brochage. Chaque thyristor doit être muni d'un radiateur thermique à ailettes. Comme le collecteur est en contact avec le boîtier on le raccorde à l'aide d'un fil coincé entre le corps du semi-conducteur et le radiateur.

La seule mise au point à effectuer consiste dans le réglage du seuil de déclenchement par le potentiomètre attaquant la gâchette du thyristor TH1 et le réglage du seuil d'extinction par le potentiomètre attaquant la gâchette du thyristor TH2.

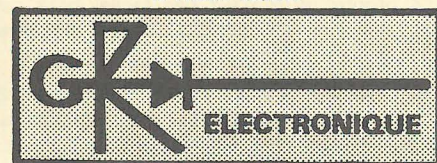
A. BARAT

## PSYCHÉDELIQUE COMPLÉMENTAIRE

Platine  
en kit complet..... 95 F

Pièces au détail  
transfo spécial..... 8,40 F  
circuit ..... 6,00 F

Pour une ou toutes les pièces. Port : 2,50 F  
Expédition ultra-rapide à lettre lue, tous les jours dans  
la France entière.



**G. R. ÉLECTRONIQUE**  
17, rue Pierre-Semard, PARIS (9<sup>e</sup>)  
C. C. P. PARIS 7.643-48

Ouverture de notre magasin : de 10 h à 18 h 30  
du 1<sup>er</sup> au 8 et du 17 au 24 de chaque mois.  
Fermé :  
du 9 au 16 et du 25 au 31. Dimanches et jours fériés.  
Ces dispositions seront valables à partir  
du 1<sup>er</sup> Septembre.

# HAUT-PARLEUR A CONTRE-RÉACTION MAGNÉTO-MÉCANIQUE

**L**E haut-parleur moderne, tout excellent qu'il soit actuellement, n'est pas parfait, loin de là.

On s'accommode de ses défauts, on finit par aimer ce que l'on appelle son « brillant », son expansion vers les basses, sa petite résonance agréable à l'oreille. Mais tout cela n'a rien à voir ni avec la haute fidélité, ni avec la restitution aussi exacte que possible du son original.

L'équipement moteur et la membrane d'un haut-parleur sont sujets à des déficiences nombreuses et complexes qu'il n'est pas aisé de chiffrer physiquement. Nous n'en nommerons que quelques-unes en nous référant à la figure 1 :

- 1. Le champ magnétique dans l'entrefer de l'aimant permanent n'est pas constant; le nombre de gauss est plus important au centre des masses polaires que sur les bords.
- 2. Le poids — et donc l'inertie — de la bobine mobile n'est pas négligeable et augmente rapidement avec l'augmentation du nombre de watts qu'on lui demande de transformer en énergie acoustique. Le rendement des fréquences élevées s'en ressent fortement.
- 3. La rigidité mécanique de la bobine mobile et de la membrane n'est pas absolue, un déplacement provoqué magnétiquement de la partie AB s'amortit progressivement entre B et C, et ce d'autant plus que la fréquence s'élève, et l'on peut dire qu'à partir de quelques milliers de cycles ce déplacement n'atteint plus le point C.
- 4. Le poids de la membrane s'ajoute au poids de la bobine mobile, et cela bien sûr n'arrange pas les choses, tant s'en faut.
- 5. Pour guider efficacement le déplacement du système mobile, deux suspensions au moins sont nécessaires : une suspension au point E et une au point F. L'élasticité de ces suspensions n'est pas parfaite : les grands déplacements sont amortis à leurs extrémités et écrêtent donc les fréquences relativement basses tout en amortissant les « forte ».
- 6. Enfin, son équipement a plusieurs résonances propres qu'il n'est pas facile, pour ne pas dire impossible, de reléguer hors du spectre des fréquences audibles.

Evidemment, et nous devons en savoir gré aux constructeurs, des solutions très originales bien que partielles ont été trouvées à ces défauts, mais nous pensons que, mécaniquement une amélioration notable n'est plus possible au stade actuel des choses. La qualité des disques et des bandes s'améliore d'année en année; les performances des amplis s'améliorent également, mais le poids et l'inertie des transducteurs acoustiques existeront toujours, les résonances propres ne disparaîtront jamais tout à fait. Une solution de rechange doit être trouvée.

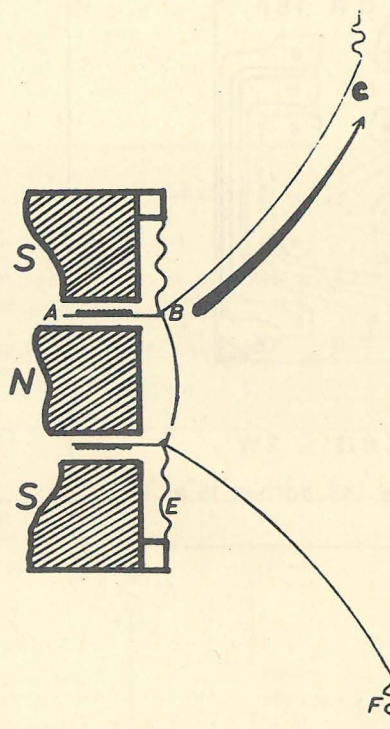


Fig 1

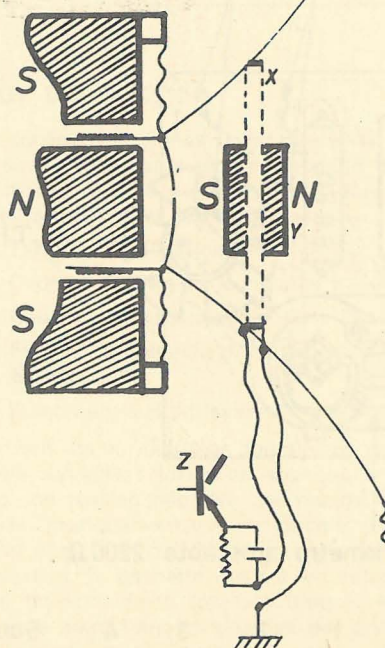


Fig 2

Nous soumettons à la sagacité des lecteurs — et qui sait? — aux constructeurs de haut-parleurs, le système suivant que nous avons essayé et qui semble parfaitement viable, mais nous ne sommes pas équipés d'une manière suffisante pour chiffrer exactement les améliorations obtenues; il faudrait tout au moins un canal acoustique et des microphones étalons. Cela dit, et toutes réserves faites, voici la réalisation que nous avons imaginée :

Reportons-nous à la figure 2 : dans la membrane d'un haut-parleur de bonne qualité (1) nous avons collé à l'araldite (au point X) une bobine d'un diamètre d'environ 80 mm — aussi légère et compacte que possible — et comportant enroulés jointifs sur une bandelette d'aluminium mince (non-entièrement fermée) une dizaine de tours de fil émaillé 0,08 mm. Les sorties de ces fils sont soudées à des conducteurs multi-brins très souples attachés à la membrane d'une façon quelconque. (Chez nous avec deux points de couture avec du fil à coudre et de la colle.) Cette bobine se présente donc à peu près comme une seconde bobine mobile. Celle-ci va nous servir d'élément de rétrocouplage magnéto-mécanique : placée à l'endroit choisi, elle va être le siège de courants induits qui seront à l'image des différents défauts que nous avons nommés. Elle travaillera sensiblement de la même façon que les rétrocouplages électroniques que nous connaissons bien.

## PREMIER ESSAI :

La bobine est introduite entre polarisation émetteur et masse d'un transistor de l'amplificateur à un endroit où aucune correction de courbe ne vient plus modifier sa linéarité. Si le gain de l'ampli est encore fort important à cet endroit, et si les fuites magnétiques de l'aimant induisent un courant suffisant, une diminution des déplacements de la membrane, et donc de la puissance du haut-parleur indiquent que le sens de branchement de la bobine a été bien choisi; en poussant l'amplification à son niveau normal, nous avons constaté, et plusieurs personnes avec nous, qu'il y avait une amélioration indiscutable de la qualité.

Si le sens de branchement de la bobine n'est pas bien choisi, des déplacements importants (attention! essayer à puissance réduite!) de la membrane indiquent une oscillation sur la fréquence propre du complexe ampli-haut-parleur-enceinte.

(1) Il s'agit d'un haut-parleur Axiom 80 présentant cependant (effet de l'usure?) une tendance à résonner aux alentours de 35 périodes. Cette résonance a disparu à cet endroit après l'opération et s'est déplacée en s'atténuant fortement, vers les environs de 30 périodes (mesure faite avec un générateur BF Philips et un compteur digital Hewlett-Packard).

# ASTUCE TRÈS SIMPLE POUR ÉCOUTER LES ÉMISSIONS BLU

## DEUXIÈME ESSAI :

Nous avons introduit dans la bobine un petit aimant rectiligne « Y » pour augmenter l'induction. L'effet a été tellement important que la membrane est devenue pratiquement inerte, dure comme du béton, et le rendement du haut-parleur est tombé au voisinage de zéro ! Le rétrocouplage ne doit évidemment pas aller jusque-là : un système potentiométrique permet de doser l'effet désiré, et il est possible alors d'introduire dans le circuit des corrections supplémentaires. Mais comme il a été dit, il faut des moyens de mesure (que nous ne possédons pas) pour travailler à coup sûr. L'idée est lancée ; peut-être quelqu'un aura-t-il des suggestions à proposer ?

Pour les amateurs qui s'intéressent à cette réalisation, nous croyons leur rendre service en leur donnant quelques indications sur la construction de la bobine de contre-réaction : nous avons employé comme mandrin la joue d'une bobine en bakélite ayant contenu du fil émaillé. Celle-ci avait un diamètre de 75 mm. On y enroule d'abord à spires jointives du fil émaillé d'environ 0,20 mm et l'on entoure le tout d'une bandelette mince de téflon. (Voir rayon de robinetterie.) Cette bandelette fait un tour complet, mais ses extrémités se touchent exactement sans se superposer. Le fil et le téflon ne serviront qu'à faciliter le démoulage ; ils empêchent la bobine de coller au mandrin.

Voyons la confection de celle-ci :

La bande de téflon est elle-même entourée d'une bandelette d'aluminium mince qui ne se referme pas entièrement. On y met une couche très mince d'araldite (à la rigueur, une colle cellulosique peut convenir) et on y bobine soigneusement une dizaine de tours de fil émaillé de 0,08 mm. Après séchage, le fil de 0,20 mm est retiré prudemment spire après spire, et ensuite on procède à l'enlèvement délicat de la bandelette de téflon.

Nous serions très heureux de connaître l'appréciation des lecteurs sur l'écoute de leur haut-parleur après y avoir apporté la transformation que nous avons décrite. Nous ne croyons pas qu'ils seront déçus.

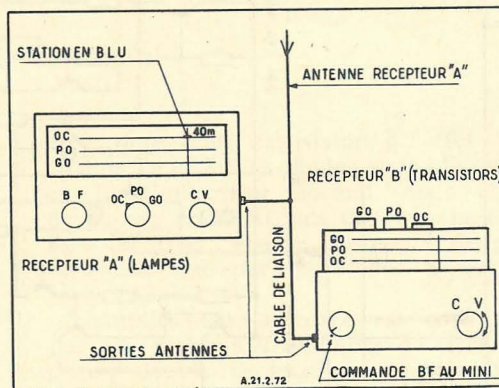
E. TIRMARCHE

*N.D.L.R.* — Nous sommes parfaitement de l'avis de M. Tirmarche lorsqu'il fait le procès du haut-parleur. Il est certain que dans une chaîne HI-FI, c'est le maillon qui a été le moins perfectionné depuis sa création.

Ce lecteur après ses critiques justifiées propose une solution qui semble valable et que nous publions volontiers. Il serait intéressant que nos lecteurs fassent des essais, au besoin apportent des perfectionnements et nous en communiquent les résultats. C'est là un travail d'amateur éclairé qui ne peut que plaire aux lecteurs de Radio-Plans.

**L**ES transmissions radiotéléphoniques se font de plus en plus suivant le procédé dit « bande latérale unique » (BLU en abrégé). Ce procédé consiste à supprimer à l'émission une des deux bandes latérales correspondant à la modulation et à ne transmettre que la bande latérale restante.

L'avantage de ce moyen est manifeste : la bande de fréquences occupée est extrêmement étroite, ce qui n'est pas négligeable en raison du nombre toujours croissant des émetteurs et de l'encombrement de l'éther qui en résulte.



Beaucoup d'amateurs émetteurs utilisent la BLU et pour pouvoir les entendre il faut posséder un récepteur prévu à cet effet. Il n'est pas dans notre intention de nous livrer à une étude approfondie des moyens employés ; nous dirons simplement que le principe consiste à recréer à la réception un courant HF de même fréquence que l'onde porteuse et à la combiner avec le signal BLU capté. Dans ces conditions, la détection nécessaire à la mise en évidence de la modulation BF peut s'accomplir normalement.

Tout le monde ne peut pas s'offrir un récepteur de trafic équipé en BLU et le truc que nous allons indiquer permet si on possède 2 récepteurs de radiodiffusion équipés d'une gamme OC, d'écouter ces sortes d'émissions. Bien qu'il s'agisse plutôt d'une expérience, nous pensons qu'elle intéressera tous les SWL (amateurs récepteurs d'ondes courtes) friands de DX (liaisons à longue distance).

Voici la façon de procéder.

Comme nous l'avons déjà dit plus haut, il faut disposer de deux récepteurs, par exemple :

— Un récepteur à lampes (A) qui, en plus des PO et GO, possède une bande ondes courtes s'étalant de 13 à 50 m.

— Un récepteur à transistors (B) dont la bande est comprise entre 13 et 180 m.

Deux postes à lampes ou à transistors feront aussi bien l'affaire.

On écoute les QSO (liaisons bilatérales) sur le récepteur A, le récepteur B étant utilisé comme BFO.

Après avoir mis ces deux récepteurs en fonctionnement, on relie leurs entrées « antenne » par un simple fil de cuivre, de préférence le plus court possible. Puis on règle le poste A sur une station en BLU. Le poste à transistors étant en position OC et sa BF au minimum, on tourne lentement son CV jusqu'à ce qu'un sifflement d'hétérodyne se fasse entendre dans le haut-parleur du poste A. Lorsque le CV est parfaitement réglé, la modulation en BLU est parfaitement compréhensible.

Si on désire écouter sur le poste à transistors une station en BLU trafiquant sur 80 m, le procédé est identique. En mettant le poste A en PO, l'écoute est bonne. Par contre, en position OC le QRM diminue légèrement mais le QRM qui sévit sur cette bande disparaît.

Ce truc, à la portée de n'importe quel OM, est simple, pratique et efficace. Pour ne citer qu'un exemple, nous vous signalons que nous avons reçu, en moins de quatre mois, sur les 20 mètres, près de 45 pays ; ce qui prouve l'efficacité du système.

M. LACOSTE (E).

Si le récepteur B n'est pas muni d'une sortie antenne, il faut le rapprocher le plus possible du récepteur A. Dans ce cas, le système est moins efficace et le niveau ARM plus élevé.

## BLOC MARINE, BLOC ONDES COURTES, BLOC AUTO

OC - CHALUTIER - RADIO-PHARE  
PO-GO. ANT/CAD.

CV 380x2. Cadre PO. GO + cadre séparé Radiophare. L'ensemble ..... 74,72

Bloc auto, 3 stations pré-réglées en GO + PO-GO. CV 130 x 280 ..... 48,10

Décodeur stéréo, 3 transistors + 2 préamplis BF. Prix ..... 86,00

Platine MF 480 Kcs avec changeur, réglée. 59,80

Bloc ondes courtes, 6 gammes, PO, GO, etc. Bobinages pour radiocommande. Moyenne fréquence. Supports, etc.

Bobinages à la demande, petites et grandes séries.

Prix taxes comp. Envoi contre remboursement  
Frais de port et d'emballage en sus  
Documentation contre 2 timbres à 0,50

Vente à nos ateliers :

SOCIÉTÉ FRANÇAISE 74, rue Amélot - Paris-11°  
DE BOBINAGES Tél. 700-27-99

ouvert de 10 h à 18 h 30

# RÉCEPTEUR HEATHKIT "TIGER" GR B 220

Le récepteur portatif « TIGER » a été conçu comme un kit usuel, mais son montage ne nécessite que 2 à 3 heures. De conception très moderne, tous ses composants actifs à l'exception des 2 transistors de sortie sont groupés dans un seul circuit intégré. Heathkit propose ce récepteur comme kit d'initiation.

## CARACTERISTIQUES

Récepteur 2 gammes d'ondes : PO-GO (500-1700 kHz, 160-280 kHz). Fréquence intermédiaire : 470 kHz. Sensibilité : 50  $\mu$ V/m pour 100 mW en sortie. Dynamique d'AGC : pour 10 dB de variation en sortie, 65 dB. Puissance de sortie : 400 mW avec 0,4 % de distorsion harmonique. Antenne ferrite. Haut-parleur : impédance 8  $\Omega$ , diamètre 127 mm. Alimentation : pile 9 V type PP9. Consommation au niveau d'écoute normal : 25 mA. Dimensions : 280 x 165 x 92 mm. Poids : 1,350 kg.

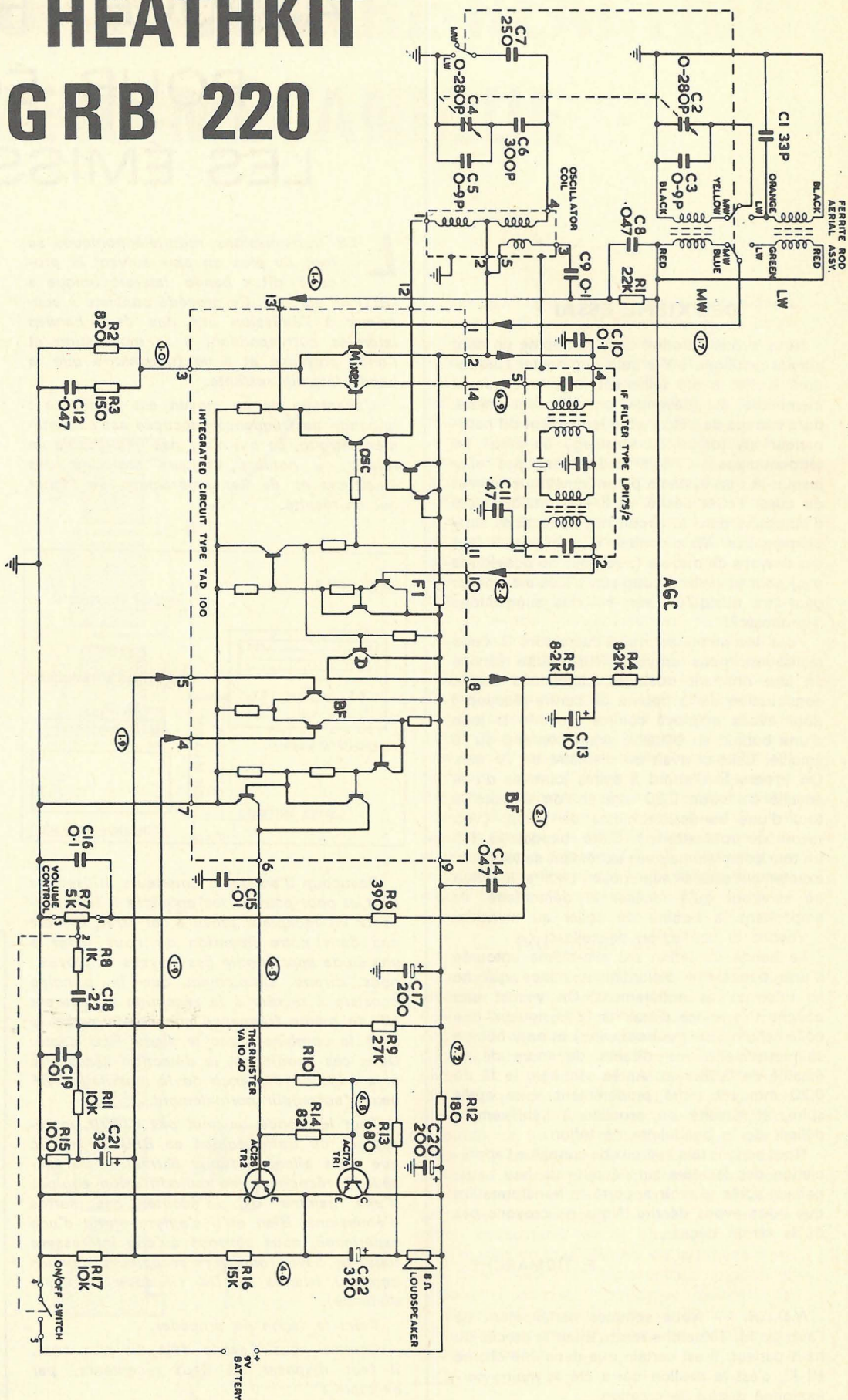
## PRESENTATION :

Le récepteur est logé dans un coffret en matière plastique noire, avec la face avant en aluminium poli.

Le cadran est situé sur la partie droite, les commandes sur le flanc. Une poignée rigide rabattable permet le transport de l'appareil. De présentation volontairement dépouillée, ce récepteur est sobre et élégant.

## DESCRIPTION DES CIRCUITS ET FONCTIONNEMENT

Le récepteur est bâti autour d'un circuit intégré qui groupe les différents transistors nécessaires aux fonctions suivantes : mélangeur, oscillation locale, amplification FI, détection, préamplification basse fréquence, amplification basse fréquence. Le signal basse fréquence de sortie est de l'ordre de quelques milliwatts, aussi avant l'attaque du haut-parleur convient-il d'utiliser un étage de puissance.



Tous les composants sont groupés sur un circuit imprimé, leur câblage est très facile et très rapide.

Le signal provenant des enroulements de l'antenne ferrite est appliqué entre les broches 1 et 13 du circuit intégré

TAD100 et aboutissent sur le mixer constitué par 2 transistors montés en paire différentielle. L'accord est réalisé à l'aide du condensateur variable C2. Le transistor de l'oscillateur est relié à son circuit accordé en passant par la broche 12.

● suite page 66

Ce matériel est distribué par

**SCHLUMBERGER**

Boîte Postale n° 47 à 92 - BAGNEUX

Le "Tiger GR B 220" **190 F**  
en kit, T. T. C. ....

(Voir notre publicité générale dans le numéro de mai 1972, page 37.)

# ÉTUDE DU MULTIMÈTRE NUMÉRIQUE

## "CENTRAD 144 K"



**L**E contrôleur numérique CENTRAD 144 K est l'appareil indispensable pour toutes les mesures électriques et électroniques. La lecture numérique accroît la précision des mesures et supprime toutes les erreurs d'interprétation des résultats. Sa haute impédance d'entrée ( $10\text{ M}\Omega$ ), ses fonctions ohmmètre, voltmètre alternatif et continu — celles-ci en 5 gammes de 4 chiffres — lui confèrent un grand champ d'application. Enfin, ce qui ne gâche rien, bien au contraire, ses dimensions fort réduites fournissent une grande maniabilité. Il reste toutefois tributaire du réseau, servitude sans grande importance car cet appareil est essentiellement destiné à l'atelier et au laboratoire d'études.

La construction d'un tel appareil aussi performant et spécial n'est évidemment pas à la portée d'un débutant. Il faudra donc que le constructeur soit familiarisé avec les principes généraux de construction, de câblage et de vérification d'appareillages électroniques.

### ÉTUDE TECHNIQUE DU SCHEMA DE PRINCIPE

#### 1. — L'ÉTAGE D'ENTRÉE (fig. 1)

L'étage d'entrée comprend un atténuateur résistif du type compensé pour les mesures en alternatif ; l'impédance d'entrée est d'environ  $10\text{ M}\Omega$  shuntée par une capacité de  $40\text{ pF}$ . Cet atténuateur est du même type que celui employé au niveau de l'étage d'entrée d'un oscilloscope.

La résistance  $R_3$  forme avec le condensateur  $C_1$  un filtre intégrateur éliminant les tensions parasites dans les mesures en courant continu (DC) et en ohmmètre. Cette résistance sert également en limitatrice de courant pour les diodes de protection  $D_1$  et  $D_2$ . Ces 2 diodes limitent la tension transmise à l'étage d'en-

trée doté d'un transistor à effet de champ  $T_2$ /FET. Ces diodes sont bloquées en fonctionnement normal, mais elles deviennent conductrices dès que la tension d'entrée dépasse leur seuil de polarisation fixé par les diodes Zéner  $Z_1$  et  $Z_2$  ( $3,3\text{ V}$ ).

L'amplificateur d'entrée est constitué par un étage à transistors à effet de champ double. Ce montage possède d'excellentes qualités telles que :

- Impédance d'entrée très élevée.
- Courant de polarisation très faible.
- Dérive en fonction de la température négligeable dans la plupart des cas d'utilisation.

Cet étage a un gain égal à 1 et sert d'adaptation pour l'amplificateur opérationnel doté d'un circuit intégré  $IC_1$ . Ce dernier est utilisé avec un gain de 20 pour les calibres  $200\text{ mV}$  et  $200\ \Omega$  et avec un gain de 2 pour tous les autres. Notons la présence des diodes  $D_8$  et  $D_9$  limitant volontairement la tension d'attaque de  $IC_1$ .

La mesure des tensions alternatives nécessite un redressement linéaire ; celui-ci est obtenu par l'insertion des 2 diodes  $D_3$  et  $D_4$  dans les circuits de contre-réaction de l'amplificateur opérationnel.

Un filtre  $R_{23}-C_4$  restitue la valeur crête de ce courant. Le réseau de diodes, condensateurs et résistances qui entrave l'amplificateur opérationnel  $IC_1$  dans ses fonction de redressement assure à l'appareil une très grande linéarité de mesure et une bande passante égale au moins à  $30\text{ kHz}$ .

La mesure des résistances fait appel à la méthode qui consiste à faire passer un courant dans la résistance à identifier et à mesurer la tension aux bornes de celle-ci. Le courant est engendré par un générateur de courant constant constitué par les transistors  $T_7$ ,  $T_{11}$ ,  $T_{12}$  et le FET double  $T_{13}-T_{14}$ .

#### 2. — CONVERTISSEUR ANALOGIQUE-NUMÉRIQUE

Le convertisseur du multimètre 144 K est du type tension-temps. Il s'agit d'un convertisseur à double rampe (dual-slope), dont les qualités en ce qui concerne la linéarité, la stabilité et la précision sont bien connues.

La précision ne dépend que d'un seul paramètre, à savoir la tension de référence qui peut être rendue très stable.

Afin de faciliter la compréhension du fonctionnement, nous vous demandons de vous référer au schéma synoptique de la figure 2 qui reprend les principaux éléments du schéma complet ainsi que de la figure 3 illustrant les séquences de fonctionnement.

Sur le schéma figure 1, vous pouvez noter les éléments suivants :

—  $T_3$ ,  $T_4$  et  $T_5$  sont des transistors montés en interrupteur électronique.

—  $IC_2$  est un amplificateur opérationnel intégré branché en intégrateur linéaire.

#### ● MULTIMÈTRE NUMÉRIQUE 144 K « CENTRAD »



En « KIT » complet ..... **1 830,00**  
EN ORDRE DE MARCHÉ ..... **2 120**

MATÉRIEL DISTRIBUÉ par :

**CIBOT**  
★ RADIO

Affichage par 4 tubes numériques. Chaîne 1. Polarisation automatique avec indicateur de signe. Indication du dépassement par voyant.  
5 mesures/seconde  
Impédance d'entrée :  $10\text{ M}\Omega$   
Alimentation :  $110/220\text{ V}$   
Dimensions :  $220 \times 210 \times 82\text{ mm}$   
1 et 3, rue de REUILLY  
PARIS-XII<sup>e</sup>  
Téléphone : 343-66-90  
Métro : Faïdherbe-Chaligny  
C.C Postal 6.129-57 PARIS

● VOIR NOTRE PUBLICITÉ en 4<sup>e</sup> page Couverture



— IC<sub>3</sub> est un comparateur de tension fonctionnant en détecteur de zéro.

Le module de commande logique « CS » est l'élément de liaison et de coordination entre le convertisseur analogique-numérique et la partie affectée au compteur numérique.

Il commande les interrupteurs électroniques en synchronisation avec le compteur et en fonction de la polarité de la tension appliquée.

La mesure s'effectue en deux séquences :

Pendant la séquence d'intégration, l'interrupteur T<sub>3</sub> ouvert et les interrupteurs T<sub>4</sub> et T<sub>5</sub> fermés, l'intégrateur IC<sub>2</sub> se charge jusqu'à ce que le compteur soit rempli (1.995 points).

— L'instant T<sub>2</sub> a une durée de 5 ms.

A cet instant, l'impulsion suivante remet le compteur à zéro, le signal d'entrée est déconnecté de l'intégrateur (l'interrupteur électronique T<sub>3</sub> se ferme) et est remplacé par la tension de référence de polarité opposée (interrupteur T<sub>4</sub> ou T<sub>5</sub> fermé suivant la polarité).

Au cours de la séquence de mesure, l'intégrateur se décharge linéairement vers la tension de référence tandis que le second cycle de comptage s'effectue. Lorsque la tension intégrée passe par zéro, le détecteur de zéro IC<sub>3</sub> provoque alors l'arrêt du compteur.

La valeur affichée est proportionnelle à la séquence de mesure donc à la tension  $V_e = k T_2$ .

### 3. — CIRCUIT DE COMPTAGE ET D'AFFICHAGE

Le compteur est prévu pour compter 1.995 points. Il est constitué de 3 décades complètes (IC<sub>9</sub> — IC<sub>10</sub> — IC<sub>11</sub>) ainsi qu'un diviseur supplémentaire par 2 pour la bascule IC<sub>6</sub>-b. De la première décade linéaire on décode et on affiche seulement le zéro ou le cinq (par T<sub>26</sub> — T<sub>27</sub>-T<sub>28</sub>) tandis que les autres décades et le signal décimal sont décodés par les circuits intégrés IC<sub>12</sub> et IC<sub>13</sub>.

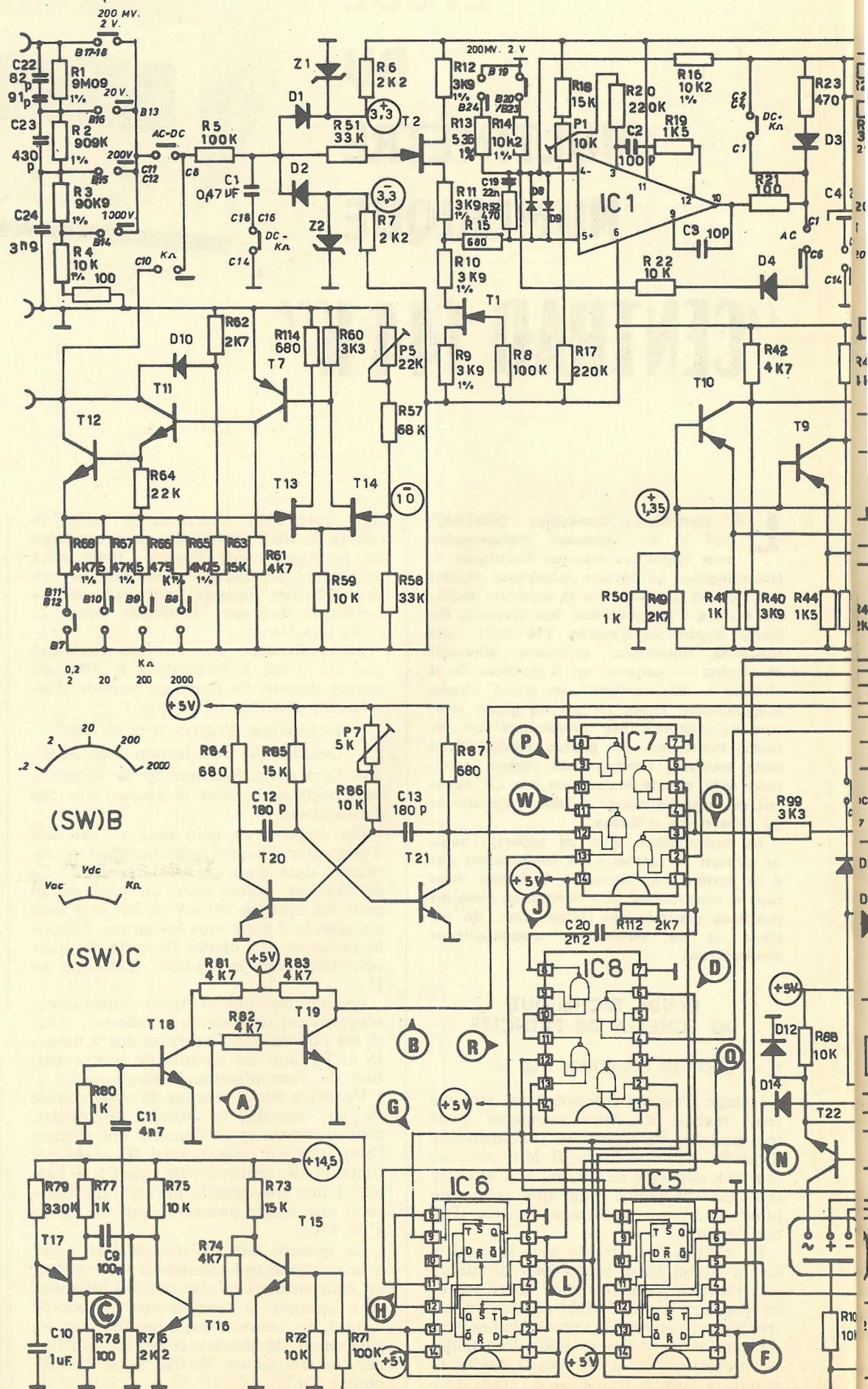
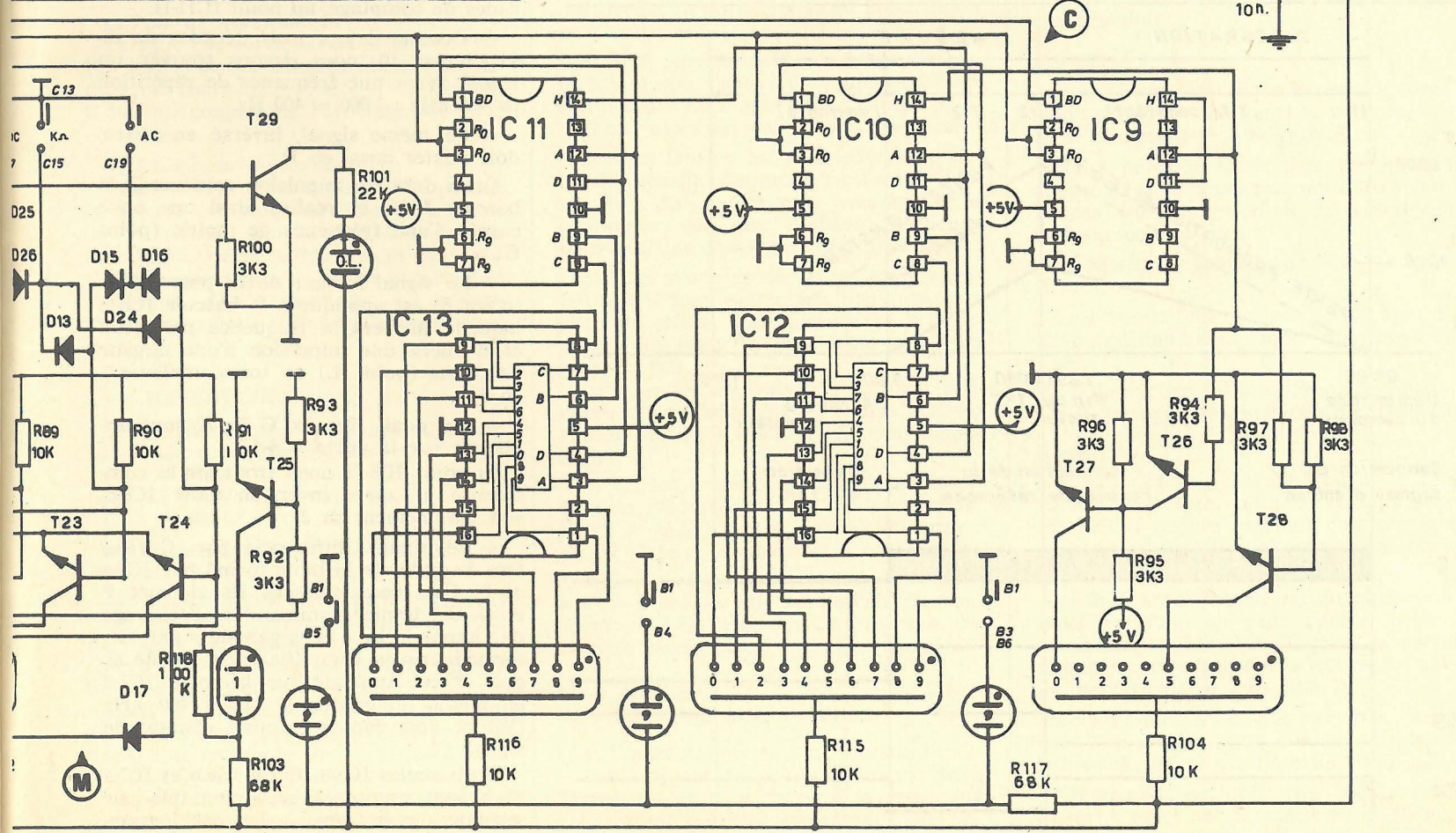
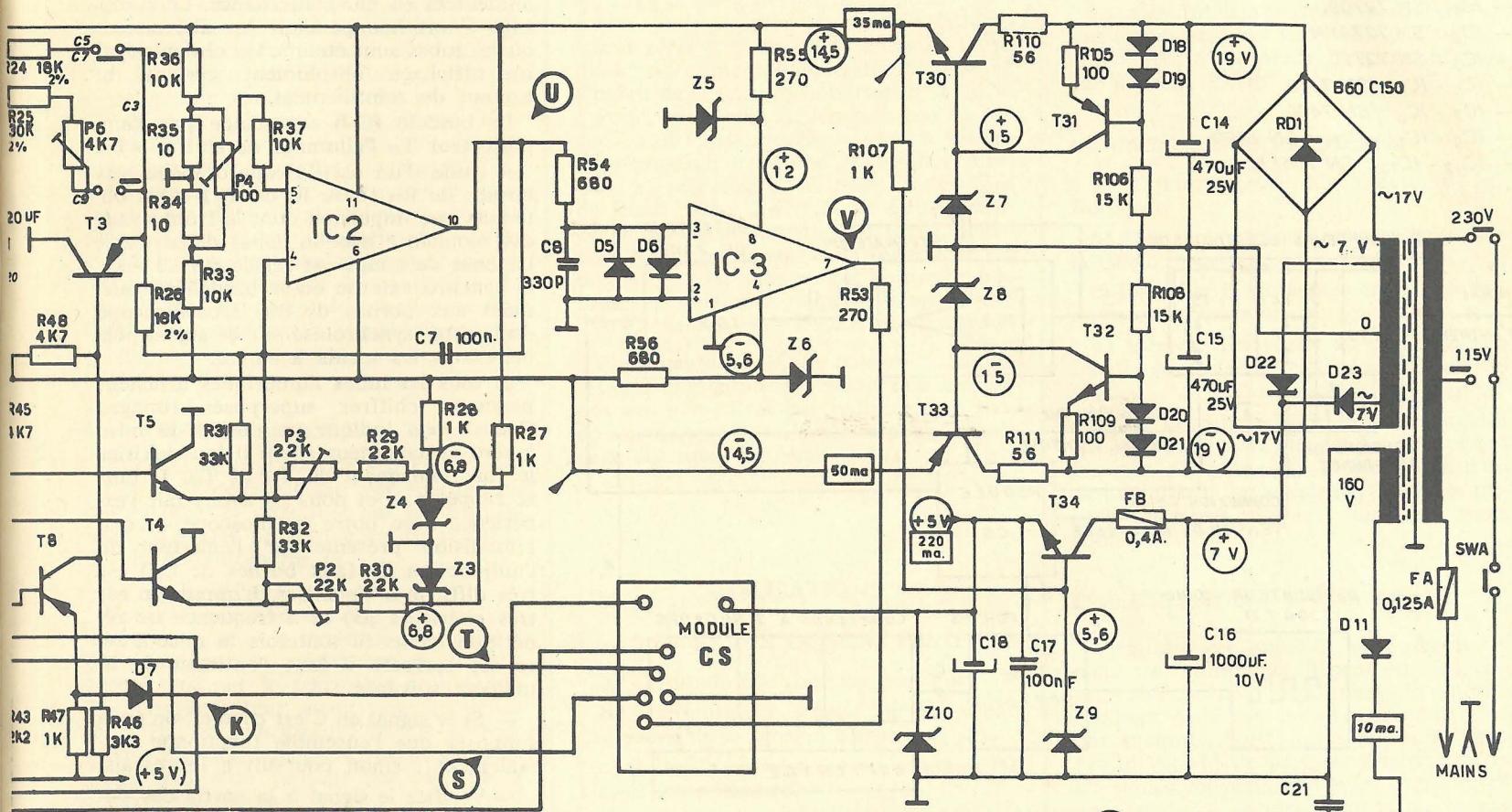


Fig. 1.

Le schéma de la figure 1 ne donnant pas les références des circuits intégrés et des transistors, nous donnons la nomenclature de ces éléments :

- T<sub>1</sub> - T<sub>2</sub> : FET double TIS 68.
- T<sub>3</sub> - T<sub>4</sub> - T<sub>5</sub> : 2N 2222.
- T<sub>7</sub> - T<sub>8</sub> - T<sub>9</sub> - T<sub>10</sub> : BC 178.
- T<sub>11</sub> - T<sub>12</sub> - T<sub>15</sub> - T<sub>16</sub> - T<sub>18</sub> - T<sub>19</sub> - T<sub>20</sub> - T<sub>21</sub> - T<sub>26</sub> : BC 108.
- T<sub>13</sub> - T<sub>14</sub> : FET double TIS 70.
- T<sub>17</sub> : transistor unijonction 2N 1671 / TIS 43 / 2N 2646.
- T<sub>22</sub> - T<sub>23</sub> - T<sub>24</sub> - T<sub>25</sub> - T<sub>27</sub> : 2N 1990.



Circuits intégrés :

- IC<sub>1</sub> : SN 72709.
- IC<sub>2</sub> : SN 72741 N.
- IC<sub>3</sub> : SN 72710.
- IC<sub>5</sub> - IC<sub>6</sub> : SN 7474.
- IC<sub>7</sub> - IC<sub>8</sub> : SN 7400.
- IC<sub>9</sub> - IC<sub>10</sub> - IC<sub>11</sub> : SN 7490.
- IC<sub>12</sub> - IC<sub>13</sub> : SN 7441 N.

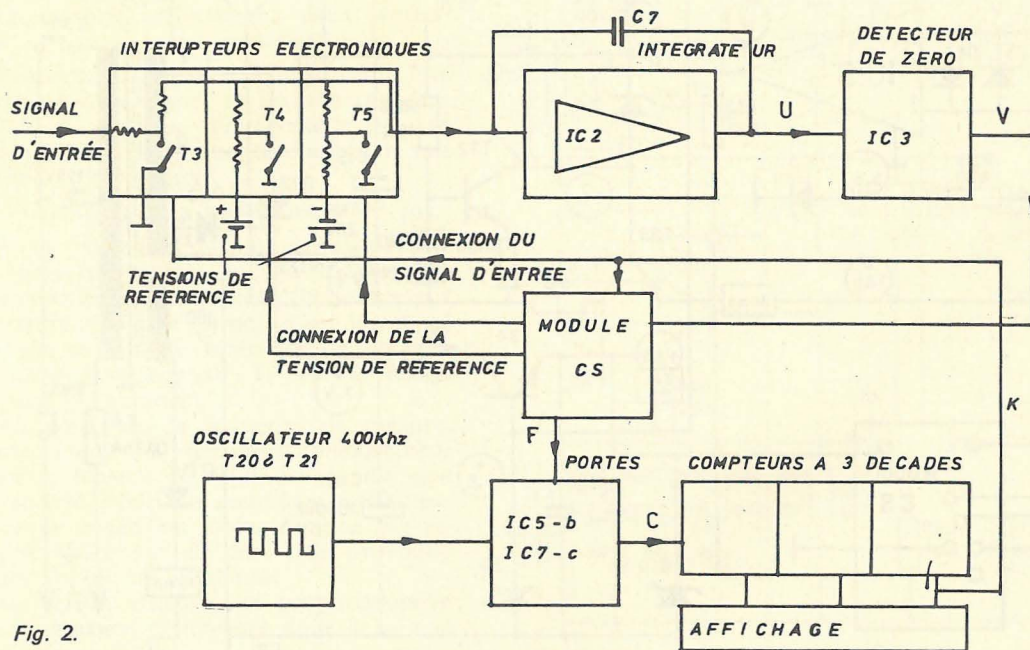
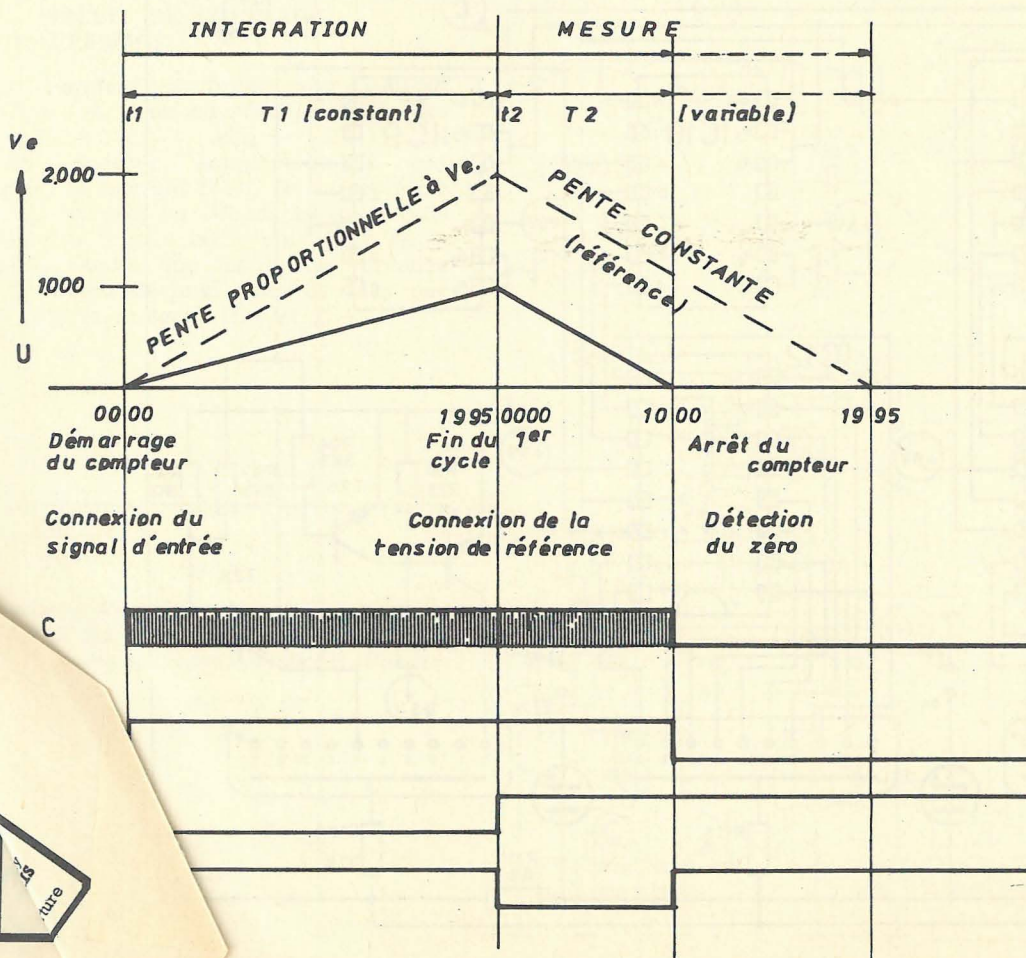


Fig. 2.



L'affichage est assuré par 3 tubes à cathodes froides dont les anodes sont alimentées en mono-alternance. Le comptage ayant lieu pendant les alternances où les tubes sont éteints. On obtient ainsi un affichage absolument continu et exempt de scintillement.

La bascule IC<sub>6</sub>-b commande par l'amplificateur T<sub>25</sub> l'allumage du chiffre « 1 ».

A l'aide d'un oscilloscope branché aux bornes de R<sub>78</sub> (base B<sub>1</sub> de T<sub>17</sub>), nous obtenons une impulsion dont le front avant doit coïncider avec le début de la trace. La base de temps est réglée sur 20 ms ; la synchro externe étant branchée également aux bornes de R<sub>78</sub>. L'oscilloscope doit rester synchronisé sur ce signal pendant tous les essais à suivre.

Si tous les tubes numériques affichent plusieurs chiffres superposés (images floues), cela indique un défaut de mise à zéro du compteur sinon il faut vérifier le fonctionnement de T<sub>18</sub> et T<sub>19</sub>. Il faut se rappeler — et nous en avons fait l'expérience avec notre oscilloscope — que l'impulsion présente sur l'émetteur de l'unijonction T<sub>17</sub> (aux bornes de C<sub>10</sub>) est très difficile à visualiser. L'impulsion est très courte (1 μs) et à fréquence de répétition basse. Si toutefois la mise à zéro est correcte il faut continuer de la manière suivante :

— Si le signal en C est correct, on peut supposer que l'ensemble fonctionne normalement ; sinon poursuivre les essais.

— Vérifiez le signal à la sortie des décades de comptage, au point IC11-11.

— Comme il y a trois décades de division par 10, nous devons trouver un signal ayant une fréquence de répétition de 400 kHz : 1 000 = 400 Hz.

— Ce même signal, inversé en phase, doit exister aussi en D.

Cette dernière impulsion commande la bascule IC<sub>6</sub>-b et réalise ainsi une onde carrée d'une fréquence de moitié (point G).

— Le signal sortant de la porte IC<sub>8</sub>-a (point 0) est appliqué à la bascule IC<sub>6</sub>-a, laquelle divisera la fréquence par deux et donnera une impulsion d'une largeur de 5 ms (point L) et son complément en K.

— Les deux signaux G et K sont appliqués sur la porte IC<sub>8</sub>-d.

Au point IC<sub>8</sub>-11 nous trouvons la coïncidence et après inversion dans IC<sub>8</sub>-c, son complément en J.

— Ce signal différencié par C<sub>20</sub>/R<sub>12</sub> fera basculer le bistable formé par IC<sub>7</sub>-a et b. Ceci nous donnera les signaux P et O. Ce dernier commandera l'éclairage de l'ampoule L<sub>9</sub> « hors gamme » par l'intermédiaire de l'amplificatrice T<sub>29</sub>. Le signal P est appliqué sur la porte IC<sub>7</sub>-d en même temps que le signal 400 kHz (W) et doit donner comme résultat le signal C.

Les bascules IC<sub>5</sub>-b, IC<sub>6</sub>-a, IC<sub>6</sub>-b et IC<sub>7</sub>-a et b sont remises à zéro cinq fois par seconde, par le signal A. Les oscillogrammes au point du circuit indiqué dans cet

article sont donnés dans la notice de construction jointe au KIT. Ils ne sont valables que pour l'état indiqué, c'est-à-dire compteur en position « hors gamme ». Il est évident qu'en fonctionnement normal, opérant en dessous de cette limite, certains signaux sont absents tels que par exemple O et P. La porte IC7-d restera toujours ouverte et le contrôle d'arrêt du compteur sera repris par la porte IC7-a. Cette porte est commandée par la bascule IC5-b dont l'état changera par le signal venant du comparateur de tension sur la plaquette analogique-numérique. Nous avons cependant la possibilité de vérifier dès à présent le fonctionnement complet en simulant le signal délivré par ce comparateur au moyen du multivibrateur monostable.

#### 4. — CIRCUITS ANNEXES

##### a) Oscillateur d'horloge 400 kHz :

Cet oscillateur est du type multivibrateur astable et constitué par les transistors  $T_{20}$  et  $T_{21}$ . La fréquence est réglable par le potentiomètre  $P_7$ .

##### b) Signal de mise à zéro :

Toute l'opération de comptage et par conséquent tout le cycle de mesure est déclenché par le générateur de mise à zéro formé par le transistor unijonction  $T_{17}$ . Ce générateur ayant une fréquence de 5 Hz est synchronisé par le secteur c'est-à-dire que son cycle commence toujours lors d'un passage par zéro de la tension du réseau.

##### c) Polarité automatique :

Le signal de sortie du détecteur de zéro IC3 influence par l'intermédiaire du module de commande « CS », la bascule IC5-a qui commande l'affichage du tube + ou —.

##### d) Indicateur de surcharge :

Quand le compteur dépasse 9995 points, la bascule composée de IC7-a et b reçoit une impulsion qui la fait basculer de telle sorte que la lampe « hors gamme » s'allume, alors que les tubes numériques indiquent « 0 » partout. Ceci est évidemment conçu pour éviter toute fausse mesure.

#### 5. — ALIMENTATION

Le fonctionnement de l'appareil nécessite 4 sources d'alimentation :

- : + 15 V, — 15 V.
- : + 5 V.
- : + 160 V.

##### a) Alimentation stabilisée + 15 V et — 15 V :

Ces alimentations sont identiques à leur polarité près. Elles sont composées d'un transistor en régulateur série et diode zéner fixant la tension de base du transistor ( $T_{30}$  —  $Z_7$ ) et ( $T_{33}$  —  $Z_8$ ).

Dans le but d'améliorer la régulation, ces diodes zéner sont alimentées par des transistors montés en source de courant : ( $T_{31}$ - $D_{18}$ - $D_{19}$ ) et ( $T_{32}$ - $T_{20}$ - $T_{21}$ ).

Le pont de redressement  $RD_1$  délivre les tensions brutes nécessaires soit + 19 V et — 19 V non régulées.

##### b) Alimentation stabilisée + 5 V :

Cette alimentation sert à alimenter tous les circuits intégrés logiques. Elle est composée d'un transistor  $T_{34}$  branché en régulateur série et d'une diode zéner  $Z_9$ . Cette diode est alimentée en courant constant à partir de la tension stabilisée de + 15 V.

Pour éviter une surtension trop élevée sur les circuits intégrés en cas de panne de régulation ou d'une surtension anormale au primaire, on dispose d'une seconde diode zéner  $Z_{10}$  (6,2 V). Cette diode zéner est normalement hors service puisque la tension de sortie du régulateur est de  $5 V \pm 5 \%$ , mais en cas de panne, elle limite la tension à ce point à un niveau non dangereux pour les circuits intégrés.

##### c) Alimentation Haute tension + 160 V :

Cette alimentation produit une tension positive non filtrée par redressement mono-alternance ( $D_{11}$ ) nécessaire pour l'amorçage des tubes au néon.

### UTILISATIONS

#### 1. — MESURE DES TENSIONS CONTINUES

- a) Commutateur fonction sur Vdc.
- b) Commutateur échelle sur la valeur prévisible de la tension à mesurer.
- c) Relier la borne noire au commun du circuit sous mesure.
- d) Relier la borne rouge au point qu'on veut mesurer.
- e) Si la tension est supérieure à l'échelle commutée, l'appareil indiquera 000 et l'ampoule « hors gamme » s'allumera. Passer alors sur une échelle supérieure.
- f) Si la tension est inférieure au dixième de l'échelle commutée, c'est-à-dire inférieure à 200 points vous avez intérêt à commuter sur une position inférieure pour profiter d'une précision meilleure.
- g) Lors d'une mesure sur la position 200 mV il faut veiller aux bons contacts entre le circuit sous mesure et le voltmètre. En effet, la résolution est à ce moment 500  $\mu$ V.

Le moindre mauvais contact peut procurer des instabilités de lecture par variation de la tension réellement appliquée.

h) Vu les excellentes qualités en réjection du mode série et du mode commun, il n'y a généralement pas d'interférence du 50 Hz sur les mesures à craindre.

i) Une certaine lenteur dans les mesures est normale. Elle est due au filtre intégrateur se trouvant à l'entrée de l'amplificateur.

#### 2. — MESURE DES TENSIONS ALTERNATIVES

- a) Commutateur de fonction sur Vac.
- Tous les autres points énumérés pour la mesure en continu, sauf la remarque (h) restent valables également pour les mesures en alternatif.

#### 3. — MESURE DE COURANTS CONTINUS ET ALTERNATIFS

La mesure des courants peut être effectuée en utilisant les shunts normalisés dits « 100 mV ». Mettez le commutateur sur l'échelle 200 mV (1).

#### 4. — MESURE DE RESISTANCE

- a) Commutateur des fonctions sur Kohms.
- b) Mettre le commutateur échelle sur la valeur prévisible.
- c) Brancher la résistance entre la borne noire et la borne bleue.
- d) Mêmes remarques au point de vue échelle correcte que pour les mesures de tension.
- e) Sur la gamme 200  $\Omega$ , la résistance des fils de liaison n'est plus négligeable ce qui n'a rien d'étonnant vu la résolution d'un demi-ohm sur cette échelle. Pour les mesures précises il faut donc en tenir compte.

#### 5. — UTILISATIONS SPECIALES

Bien que cet appareil soit essentiellement un multimètre, il peut être intéressant pour certains utilisateurs de pouvoir l'utiliser pour des mesures stationnaires par exemple dans l'industrie ou le laboratoire en vue de mesurer des grandeurs physiques converties en grandeurs électriques par des sondes, jauges ou autres transducteurs.

##### Exemples :

Nous avons un transducteur de pression délivrant une tension continue de 13 V positifs pour 100 kg/cm<sup>2</sup>.

Nous pouvons facilement tarer notre appareil 144 K pour cette unité avec dans ce cas une résolution de 0,5 kg/cm<sup>2</sup> en opérant comme suit :

a) Mettre l'appareil sur Vdc - échelle 20 V.

Le transducteur chargé par 100 kg/cm<sup>2</sup>, l'appareil indiquera donc, non modifié, 13.00.

b) Retoucher le potentiomètre ajustable  $P_3$  (tarage V+) jusqu'à afficher 10.00.

##### Remarque :

Il est évident que l'appareil n'est plus valable en lecture voltmètre continu positif mais il restera étalonné correctement en tension négative, alternative et ohmmètre.

c) Si le transducteur est du type résistance variable, on peut laisser la partie voltmètre intacte mais tarer la partie ohmmètre en modifiant la lecture à l'aide du potentiomètre ajustable  $P_5$ .

Ceci permet donc, par exemple, d'afficher 1000 points pour une résistance effective de 780  $\Omega$  sur l'échelle 1 k $\Omega$ .

Ce procédé est donc très souple et la linéarité ainsi que la précision de l'appareil restent valables.

## CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

- Affichage : 3 tubes numériques + bâton chiffre 1 le dernier digit indique 0 ou 5.
- Nombre de points de mesure : 400
- Classe de précision : 1 %
- Polarité en volts DC : automatique avec indication du signe
- Indication de dépassement : par voyant s'allumant au-delà de 1995
- Indicateurs lumineux : +, - ou  $\approx$  à gauche, virgules entre les chiffres
- Vitesse de mesure : 5 par seconde
- Durée de l'échantillonnage : 5 mS
- Impédance d'entrée : 10 M $\Omega$  constant
- Réjection en mode série : 54 dB à 50 Hz
- Réjection en mode commun : 120 dB à 50 MHz
- Synchronisation de la mesure sur la tension du réseau.
- Commutation automatique du point décimal par le commutateur des gammes.
- Sélecteur des fonctions : changement instantané du mode de fonctionnement sans obligation de déconnecter les entrées.
- Bornes d'entrée : séparées pour le voltmètre et l'ohmmètre.
- Tensions DC ou AC :
 

	Résolution :
2 V (200 mV)	0,5 mV
2 V	5 mV
20 V	50 mV
200 V	500 mV
1000 V (700 V en AC)	5 V
- Précision en DC : meilleure que 1 % de la lecture  $\pm$  0,2 F.S. (fin d'échelle)  
en AC : meilleure que 2 % de la lecture  $\pm$  0,4 F.S.
- Bande passante en AC : 20 Hz à 30 kHz  $\pm$  1 dB.
 

— Ohmmètre :	Courant dans le circuit de mesure :	Résolution :
0,2 k $\Omega$ (200 $\Omega$ )	1 mA	0,5 $\Omega$
2 k $\Omega$	1 mA	5 $\Omega$
20 k $\Omega$	100 $\mu$ A	50 $\Omega$
200 k $\Omega$	10 $\mu$ A	500 $\Omega$
2000 k $\Omega$	1 $\mu$ A	5000 $\Omega$
- Précision en ohmmètre : 1 % de la lecture  $\pm$  0,4 F.S.
- Alimentation : 115 — 230 V. 50 Hz — consommation : 15 VA.
- Dimensions : largeur 220 mm = 1/2 rack 19"  
hauteur 82 mm = 2 unités rack  
profondeur 210 mm

## MONTAGE EN KIT

La firme Centrad fournit un dossier technique très bien expliqué, donnant sans lacune, le pas à pas de montage de ce multimètre numérique 144 K.

Il est bien entendu impossible de reproduire ici les quelque 40 pages de ce document. Nous pouvons les résumer de la façon suivante :

- Montage mécanique de la face arrière.
- Câblage de l'alimentation secteur.
- Câblage et vérification des alimentations stabilisées.
- Câblage et vérification des générateurs de signaux.
- Câblage et vérification du multivi-

brateur monostable et de la section comp-  
teur.

- Montage du boîtier châssis.
  - Montage du panneau avant.
  - Essai de la partie « Dig ».
  - Câblage de plaquette « ADC ».
  - Câblage et montage des contacteurs SWB et SWC.
  - Essais et étalonnage complet.
- Pour terminer, signalons à nos lecteurs que Centrad offre une assistance technique pendant la durée de la garantie sous la forme de renseignements gratuits à l'aide de 3 cartes de correspondance. Ainsi tout constructeur, pourra être tiré d'embarras s'il bute sur un problème d'assemblage ou de mise au point.

Claude ROME

## TIGER GRB 220

● suite de la page 60

L'accord est assuré à l'aide du condensateur variable  $C_4$ .  $C_7$  est connecté pour couvrir la bande GO. La tension d'alimentation de l'étage oscillateur est stabilisée dans le circuit intégré, afin de limiter ses variations en fréquence en fonction de la tension batterie.

Le couplage oscillateur-mixer est à liaison directe, ainsi d'ailleurs que toutes les liaisons inter-étages dans le circuit intégré. Les signaux HF et local mélangés sortent du mixer par les broches 2 et 14, ils sont appliqués sur l'enroulement primaire du filtre FI-LP1175/2 accordé sur 470 kHz. Ce filtre est du type mécanique à élément céramique. Sa sélectivité est de 5 kHz avec des flancs très raides. Cet élément est livré réglé, aussi l'utilisateur ne devra pas retoucher aux noyaux des bobinages. Le signal FI passe par la broche 10 et il est amplifié par 3 étages. La détection est assurée par un transistor, les signaux basse fréquence et d'AGC sortent par la broche 8.

L'AGC est appliqué au mixer et aux étages FI. Le signal basse fréquence est dirigé sur le potentiomètre de volume  $R_7$ , puis à travers  $R_8$  et le condensateur  $C_{18}$  retourne aux étages préamplificateurs BF du circuit intégré par la broche 4. Le préamplificateur est constitué par une paire différentielle, ensuite les signaux sont appliqués au driver constitué par 2 transistors montés en darlington. Les signaux attaquent ensuite l'amplificateur de puissance constitué par les transistors complémentaires  $TR_1$ - $TR_2$  montés en push-pull symétrique. La stabilisation en température est assurée par la thermistance  $R_{10}$ . La liaison au haut-parleur est assurée à travers le condensateur  $C_{22}$ . Une contre-réaction globale de l'ordre de 20 dB est appliquée sur une des bases de la paire différentielle du préamplificateur à travers  $R_{16}$ , elle aboutit à la broche n° 5.

L'alignement du récepteur est très rapide. Il est simplement réduit au calage de l'oscillateur local ; aucun réglage des circuits FI n'est nécessaire.

## CONCLUSION

Monté rapidement, très moderne du point de vue conception, ce récepteur se révèle très sensible. A notre connaissance, Heathkit est le premier fabricant utilisant un circuit intégré groupant les fonctions HF, FI, détection et BF. Nous arrivons au point où les composants passifs sont des centaines de fois plus volumineux que les composants actifs, ce qui semble un paradoxe.

J. BERCHATSKY

# CHRONIQUE des ONDES COURTES

POUR LE  
RÉGLAGE DES  
CIRCUITS ACCORDÉS :

UN  
ONDEMÈTRE  
A ABSORPTION  
ET UN  
DIPMÈTRE  
A TRANSISTORS

par P. DURANTON

Il nous a été demandé, et ceci très fréquemment d'expliquer et de commenter la manière d'accorder sur la bonne fréquence les bobinages qui apparaissent dans nos montages. En effet, si nous donnons pour la réalisation d'une bobine le diamètre et la nature du fil à utiliser, le nombre et le diamètre des spires, ainsi que leur espacement, il n'en reste pas moins qu'une fois la bobine réalisée, il faut encore l'ajuster au moyen du noyau plongeur, ou par la manœuvre de la capacité ajustable placée à ses bornes afin que la fréquence de travail du circuit oscillant ainsi obtenu tombe exactement sur la valeur adéquate, et c'est bien là que réside le problème ; il y a plusieurs cas à considérer et plusieurs méthodes possibles. Nous allons écarter délibérément le cas où l'on dispose de moyens précis en matériels de laboratoire pour nous placer dans le cas le plus défavorable qui est celui de l'amateur débutant qui ne dispose que de très faibles moyens techniques et c'est bien ainsi que nous nous trouvons en 1953 au moment où un radio-amateur de Tours (l'ami F 3 B H) nous a pris par la main et pas à pas nous a permis de mettre en œuvre au début de toute réalisation les moyens de mesures et de contrôles qui permettaient ensuite de mener à bien le montage de récepteurs ou d'émetteurs qui se trouvaient alors convenablement réglés. C'est là une très bonne méthode et nous ne saurions trop rendre hommage à cet ami précieux qui malheureusement nous a quittés il y a quelque temps.

Mais sa méthode a porté ses fruits, car elle était et reste dans le vrai.

Nous nous plaçons donc dans le cas du radio-amateur débutant qui ne dispose que de moyens techniques et financiers très modestes. Nous allons voir ce problème dans le cadre des VHF, c'est-à-dire plus particulièrement dans le cas des bandes 72 et 144 MHz, mais ce serait tout à fait analogue comme méthode pour les bandes décimétriques.

Il est évidemment une solution à la fois simple et relativement peu onéreuse qui consiste à acheter tout réalisé, ou en kit, un grid-dip (qui n'est autre qu'un dip-mètre à tube) du commerce et dont le prix de revient se situe aux environs de 300 F. Nous voulons quant à nous étudier ici la réalisation et la mise au point d'un ondemètre à absorption puis d'un dip-mètre à transistors qui permettront de mener à bien tous les réglages nécessités par la construction des circuits de récepteurs et d'émetteurs.

Nous allons donc voir successivement comment réaliser un ondemètre, comment l'étalonner ; comment réaliser un dip-mètre et procéder à son étalonnage.

## A. — L'ONDEMÈTRE A ABSORPTION :

Le montage le plus simple de l'ondemètre à absorption (figure 1-a) consiste en un circuit accordé à self et capacité muni d'une petite ampoule de cadran (6 V - 0,1 A par exemple) montée en série et s'éclairant d'autant plus que l'induction obtenue dans ce circuit accordé est elle-même plus forte. Si on couple (à quelques centimètres) la bobine de cet ondemètre à la bobine de sortie d'un oscillateur ou d'un étage d'émetteur, lorsque la fréquence de l'ondemètre et celle du circuit rayonnant seront proches ou identiques, on verra l'ampoule s'éclairer et ceci d'autant plus que l'accord sera correct. On procédera donc de la façon suivante : On réglera le CV de l'ondemètre sur la fréquence désirée et on placera cet ondemètre à proximité du bobinage de l'émetteur en cours de réglages, l'ampoule brillera peut-être faiblement. Tout en conservant cette disposition, on retouchera aux réglages des CV de l'émetteur pour obtenir un éclat plus important de l'ampoule de l'ondemètre, de telle sorte que lorsque les différents réglages de l'émetteur seront optimaux, l'ampoule de l'ondemètre brillera à son éclat maximum et c'est bien là un moyen fort simple de vérifier la qualité des réglages d'un émetteur. La législation concernant l'émission d'amateur impose du reste à toute station amateur de disposer d'un ondemètre à absorption destiné à vérifier la fréquence de l'émission ainsi que l'importance de ses harmoniques.

Cependant si cet ondemètre, très simple à réaliser (fig. 1-b) permet d'obtenir de bons résultats pour une puissance de sortie d'émetteur de l'ordre de 1 W, il n'est pas toujours suffisant et notamment pour des étages oscillateurs, doubleurs de fréquence ou de puissance ne délivrant que quelques dizaines ou quelques centaines de mW !

Alors, dans ce cas, que faire ? Il nous faut alors monter un ondemètre, toujours à absorption plus sensible, et comme nous ne disposons pas d'ampoule de plus grande sensibilité et facile à se procurer, on en vient à utiliser un milliampèremètre ou mieux un microampèremètre de déviation 100  $\mu$ A par exemple, qui permettra de mettre en évidence des puissances de sortie très faibles et de l'ordre de quelques milliwatts. Ce montage (fig. 1-c) est lui aussi très simple et le galvanomètre utilisé pourra très bien être un Vu-mètre que l'on trouve dans le commerce (à Paris ou en province) destiné à équiper de petits magnétophones ou appareils de radio et dont le prix se situe aux alentours de 15 à 18 F.

Le montage de cet ondemètre plus sensible (fig. 1-d) ne pose aucune difficulté, car il ne nécessite que fort peu de composants et seul le CV devra être de très bonne qualité, sur stéatite et disposant d'un axe permettant le montage d'un bouton de commande que l'on aura bien en main.

Cet appareil sera monté dans un coffret métallique de petites dimensions qui sera donc blindé, pour éviter tout effet de capacité parasite sur le CV. Seul le bobinage sera extérieur, pour permettre son couplage au bobinage rayonnant. Pour permettre un changement facile de gamme de travail nous utiliserons des selfs interchangeables et montés sur mandrins à broches qui présentent le gros avantage de pouvoir maintenir immobiles les spires des bobines, fixées au vernis cellulosique sur le corps du mandrin.

Ainsi, le changement de selfs ne risquera pas de voir se modifier les caractéristiques des bobines qui resteront toujours égales à elles-mêmes et les points de repère du cadran ne risqueront pas de se décaler dans

le temps, ce qui revient à dire que l'étalonnage de l'appareil demeurera constant.

Dans le cas du premier ondemètre à ampoule, les dimensions du coffret métallique pourront être de  $100 \times 80 \times 40$  mm alors que celles du second ondemètre à galvanomètre pourront être de  $120 \times 80 \times 50$  mm. Ces dimensions n'ont évidemment rien d'impératif. En ce qui concerne le second ondemètre, ce sera une diode OA 85 ou tout autre diode disponible qui sera utilisée, une capacité fixe de 1 nF découplera la sortie détection, une résistance variable sera montée en série avec le microampèremètre pour faciliter l'emploi de l'appareil et doser la sensibilité de lecture. Pour un galvanomètre de 100 à 130  $\mu$ A de déviation totale, une résistance variable de 5 k $\Omega$  linéaire conviendra parfaitement. Enfin, il sera prévu de monter en série avec le retour à la masse du microampèremètre un jack à coupure destiné à utiliser un casque d'écouteurs pour le contrôle de la modulation si besoin est. C'est donc là en fait un véritable petit récepteur, mesureur de champ de surcroît et des plus simples à réaliser, ce qui ne gêne rien !

Nous avons dit que les bobines seront dans l'un et l'autre cas interchangeables, le CV quant à lui demeurant toujours le même.

Pour le CV nous choisirons une valeur approximative de 50 pF et de capacité résiduelle (les lames étant complètement sorties) aussi faible que possible (une valeur de 5 ou 6 pF est parfaite). Il sera donc monté sur la face avant du coffret, son axe équipé d'un bouton à flèche et ses lames mobiles seront mises à la masse du coffret au moyen des cosses prévues à cet effet sur le corps du CV. Les lames fixes, quant à elles seront connectées à l'une des extrémités de la bobine au moyen d'un fil de câblage bien rigide, éloigné au maximum des parois du coffret et de longueur aussi courte que possible. L'autre extrémité de la self sera mise à la masse directement par une bonne soudure. Les autres fils de raccordement pourront être moins soignés car ils ne véhiculeront que des signaux à fréquence basse. Nous avons parlé du CV mais il convient de définir les selfs qui seront réalisées de la façon suivante :

Nous utiliserons des mandrins à broches de diamètre approximatif 17 mm et de longueur 60 mm mais qui seront fonction des possibilités d'approvisionnement car s'il n'y a pas de problème dans la région parisienne, il peut y en avoir en province !

Tous les mandrins seront donc identiques et n'auront pas de noyau. Pour chaque bande, le nombre de spires changera, mais ce sera partout le même fil employé : du fil émaillé de diamètre 0,8 mm.

Pour la bande I : gamme des 144 MHz : 1 spire 1/2

Pour la bande II : gamme des 72 MHz : 4 spires espacées de 1 mm

Pour la bande III : gamme des 25 à 30 MHz : 10 spires espacées de 1/2 mm

Pour la bande IV : gamme des 18 à 25 MHz : 18 spires espacées de 1/2 mm

Pour la bande V : gamme des 10 à 18 MHz : 25 spires espacées de 1/2 mm

Pour la bande VI : gamme des 5 à 10 MHz : 35 spires jointives

Pour la bande VII : gamme des 2 à 5 MHz : 50 spires jointives.

Ainsi donc au moyen de 7 bobines interchangeables nous disposerons d'un appareil de mesure couvrant à la fois les bandes décimétriques et les deux gammes VHF métriques, ce qui s'explique car les circuits VHF utilisent généralement des oscillateurs HF et des circuits doubleurs ou tripleurs qui tombent dans les gammes décimétriques et si l'on ne disposait pas d'un moyen de mesure adapté à ces circuits, il serait très difficile

de procéder aux réglages des émetteurs depuis leur pilote jusqu'à leur étage final. Les différentes bobines seront réalisées avec beaucoup de soin, et une fois soudées, les spires seront là encore bloquées au moyen de vernis HF ou de colle cellulosique.

Reste à voir maintenant le problème de l'étalonnage de ces ondemètres ; il y a deux possibilités, à savoir celle qui est assurément la plus simple, la plus pratique et la plus rapide qui consiste à trouver un amateur ou un radio-électricien qui dispose d'un générateur HF. On couplera l'ondemètre à la sortie du générateur et pour chaque gamme on procédera à l'étalonnage en se plaçant sur les fréquences limites des bandes amateurs puis sur les fréquences en MHz juste (exemple : 27 000 - 28 000 - 29 000).

Au moyen d'un crayon on pointera sur le cadran de l'ondemètre l'emplacement relevé pour chaque MHz, pour chaque centaine de kHz et les limites (en rouge si possible) des bandes amateurs. Ce procédé est très rapide et ne doit pas dépasser 5 minutes au grand maximum pour chaque gamme, ce qui fait une immobilisation totale d'une bonne demi-heure pour le générateur, mais si l'ami ou le radio-électricien à qui vous avez demandé son générateur a un tant soit peu de bonne volonté, ce sera lui qui procédera devant vous à l'étalonnage de votre ondemètre, car il connaît SON générateur et le manipule beaucoup plus rapidement qu'une autre personne qui peut tâtonner quelque peu devant un instrument inconnu. A notre avis cette solution est la plus simple et présente le gros avantage de pouvoir obtenir toute une série de valeurs de fréquences différentes alors que la seconde solution impose de réaliser un oscillateur à quartz, fournissant donc une fréquence connue et précise pour exciter l'ondemètre. Il apparaît immédiatement qu'il faudra un certain nombre de quartz (qui ne sont pas toujours faciles à trouver) pour obtenir les limites de bandes amateurs ainsi que pour étalonner les fréquences principales dans chacune des gammes. C'est donc là une solution extrême que nous ne pouvons pas conseiller, alors que l'amabilité de nos amis radio-électriciens est bien connue et que leurs moyens techniques permettent de mener à bien en un temps très court le bon étalonnage de nos petits ondemètres.

Ces ondemètres permettent donc de vérifier d'une part la fréquence du signal rayonné par un étage intermédiaire ou final d'un émetteur l'importance des harmoniques, mais surtout de parfaire les réglages des circuits accordés en se plaçant de telle sorte que la déviation de l'aiguille du galvanomètre (ou la brillance de l'ampoule) soit maximale et c'est alors que nous aurons réglé au mieux notre émetteur.

Mais notre ondemètre est complètement inopérant si le circuit oscillant à régler est monté dans un récepteur ou si, bien que destiné à un émetteur, il faut l'accorder avant la mise sous tension. Pour ce faire, il n'est d'autre solution que d'employer un grid-dip (s'il s'agit d'un appareil de mesure à tube) ou un dip-mètre s'il s'agit d'un appareil transistorisé.

Qu'est-ce donc qu'un dip-mètre ?

Ce n'est autre qu'un oscillateur dont le courant de consommation va varier en fonc-

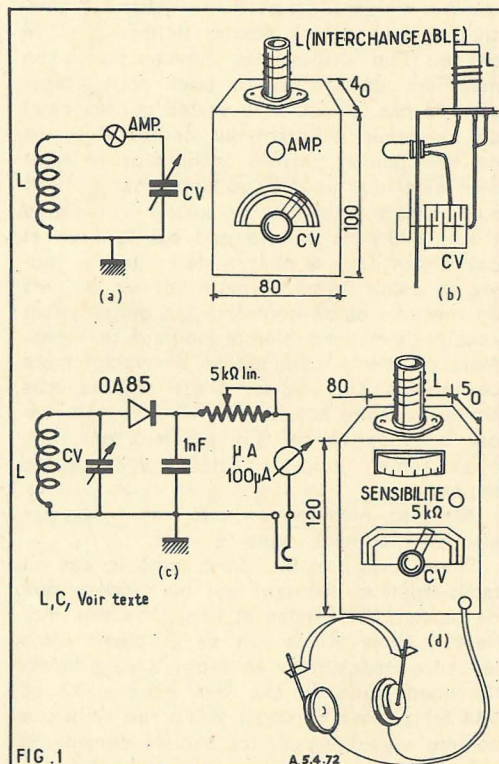


FIG. 1

A.5.4.72

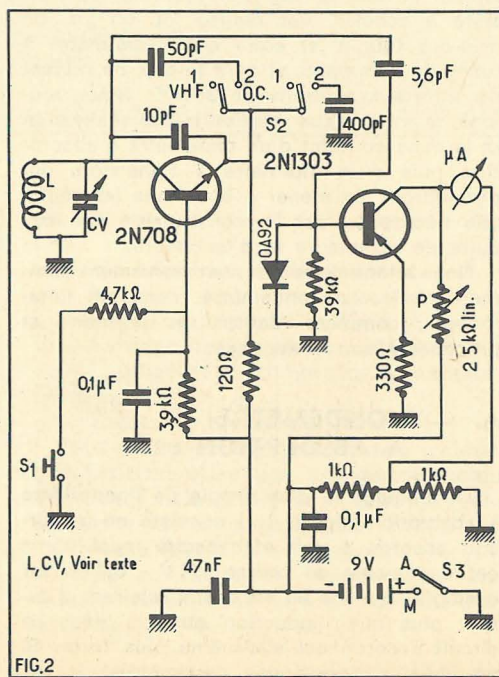


FIG. 2

tion de la charge extérieure, son courant de collecteur est par exemple de 10 mA. On approche un circuit accordé mais dont la fréquence de travail est notablement différente de celle de notre oscillateur il n'y a donc pas d'effet de charge et le courant de collecteur ne variera pratiquement pas, mais si par contre, la fréquence du circuit extérieur passif (passif, puisqu'il n'est même pas sous tension) se rapproche de celle de l'oscillateur, il y a un début de charge et le courant du collecteur va commencer à varier, et il variera plus que la charge sera plus importante, c'est-à-dire d'autant plus que la fréquence de travail de notre oscillateur sera elle-même plus voisine de celle du circuit « passif » et lorsque les deux fréquences seront identiques, la charge imposée à l'oscillateur sera maximale et le courant du collecteur aura varié dans un rapport qui pourra être très important (dix fois par exemple). En fait, cette charge imposée à l'oscillateur sera fonction de trois paramètres :

- a) : de l'écart en fréquence
- b) : du coefficient de qualité du circuit extérieur passif
- c) : de la distance de couplage entre les deux circuits.

On comprendra facilement que plus le coefficient de qualité du circuit extérieur sera élevé et plus la charge imposée sera grande. De même plus le couplage sera serré (c'est-à-dire moins grande la distance séparant les deux circuits) et plus la charge imposée sera elle aussi élevée. On a donc là, un moyen de vérifier la fréquence de travail d'un circuit passif, démonté et posé sur la table, avant son montage dans un circuit, en regardant sur quelle fréquence il réagit le plus violemment. On a également un moyen simple de voir si son coefficient de surtension (ou de qualité ce qui revient au même) est excellent ou médiocre, et de voir enfin quel est son coefficient de qualité pour les harmoniques, ce qui est important lorsqu'il s'agit de monter des étages doubleurs ou tripleurs.

Le dip-mètre est donc avant tout un oscillateur à fréquence variable. Nous allons l'étudier maintenant.

## B. — LE DIP-METRE :

Le schéma d'un dip-mètre (fig. 2) à transistors utilisant deux transistors NPN et PNP nous a été inspiré par la réalisation de notre ami R. RAFFIN que nous tenons à remercier

ici et c'est à partir de sa propre réalisation que nous avons effectué la nôtre.

Il utilise un 2 N 708 comme oscillateur à fréquence variable et un 2 N 1303 ou similaire comme étage de mise en évidence le microampèremètre utilisé pourra être du même modèle que pour notre ondemètre (100 à 130  $\mu$ A) ou légèrement moins sensible (0,5 mA). Trois inverseurs sont utilisés :

— S1 permet de mettre l'oscillateur en marche lorsqu'il est fermé

a) : S1 fermé : utilisation en dip-mètre

b) : S1 ouvert : utilisation en ondemètre

— S2 permet de fonctionner en : 1/VHF 2/OC (bandes décimétriques)

— S3 permet de couper l'alimentation par pile de 9 V.

Le CV aura une valeur de 50 pF à 80 pF de bonne qualité (le même que pour l'ondemètre vu précédemment) muni d'un bouton de commande avec flèche. Les lames mobiles sont mises à la masse et les lames fixes reliées à la self (elle aussi interchangeable) par une connexion rigide, bien isolée et éloignée du coffret pour éviter les capacités parasites et les pertes.

Les cinq bobines correspondantes aux bandes décimétriques (OC) seront réalisées sur des mandrins à broches de diamètre 12 mm (toujours fonction des possibilités d'approvisionnement). Tous les bobinages seront à spires jointives dans ce cas. Nous aurons les caractéristiques suivantes :

- bande I : 26 à 30 MHz : 3 spires de fil émaillé 0,6 mm
- bande II : 20 à 25 MHz : 5 spires de ce même fil
- bande III : 13 à 17 MHz : 6 1/2 spires de ce même fil
- bande IV : 6 à 9 MHz : 15 spires de ce même fil
- bande V : 3 à 5 MHz : 50 spires de fil émaillé 0,2 mm.

Pour la bande VHF (144 MHz) 1 1/2 spire de diamètre 12 mm avec un écartement entre spire de 5 mm, le fil étant du fil de cuivre de 2 mm de diamètre ou plus si possible.

A noter que pour les cinq bandes OC, l'inverseur S2 sera sur la position (2) alors que la bande VHF, S2 sera en (1).

En raison de la forte valeur du CV en VHF, il sera possible de trouver la valeur de 72 MHz à l'extrémité de la plage correspondant aux lames du CV rentrées au 2/3 de leur valeur. Il ne sera donc pas utile dans ce cas de réaliser deux selfs différentes pour le 72 et le 144 MHz.

Le signal d'oscillation disponible sur le collecteur du transistor 2N708 est prélevé par une capacité de faible valeur (5,6 pF) puis détecté par une diode OA92 ou similaire, et appliqué au transistor 2N1303 sur la base polarisée en continu par une résistance de 39 k $\Omega$ . L'appareil de mesure (galvanomètre) est monté dans un point qui sera équilibré au moyen d'un potentiomètre monté en résistance variable de 25 k $\Omega$  linéaire et dont le transistor de commande 2N1303 assurera le déséquilibre proportionnel à la tension incidente sur la base de ce transistor. Le courant qui traversera le cadre du microampèremètre sera donc l'image de ce déséquilibre lui-même étant l'image de la tension incidente et par conséquent de la charge imposée à l'oscillateur. En regardant la déviation de l'aiguille on verra immédiatement ces variations de charge ainsi que nous l'avons expliqué plus haut, et il sera facile de retoucher l'accord du circuit extérieur passif couplé à la self L en se plaçant de telle sorte que la déviation de l'aiguille soit maximale.

La réalisation pratique (fig. 3) montre un petit coffret métallique de dimensions mo-

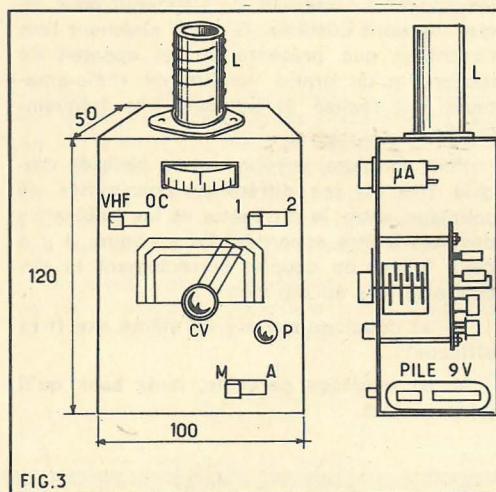


FIG. 3

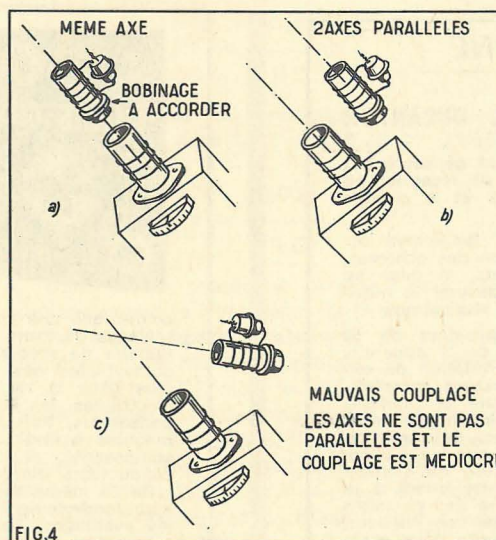


FIG. 4

## RÉCEPTEUR TOUTES ONDES " DYNAMIC " entièrement transistorisé

- Couvre de 530 kHz à 30 MHz, sans trous, en 4 bandes PO/OC.
- Bandes Amateurs et 27 MHz étalés.
- 220/110 V, prise pour alimentation 12 V.
- HP incorporé - S-mètre - Ecrêteur - BFO - Stand By.
- Excellentes performances en SSB.
- Ebénisterie teck.

Prix imbattable : 998 F ttc + port.

Documentation contre 2 timbres  
Catalogue de pièces détachées 1972 : 5 F



MICS RADIO S.A. - 20 bis, Avenue des Clairions - 89-AUXERRE - Tél. (86) 52.38.51

Fermé le lundi



destes : 120 × 100 × 50 mm portant sur sa face avant : la commande du CV — le microampèremètre — le potentiomètre de tarage et enfin les trois inverseurs S1, S2 et S3.

La self L interchangeable sera placée sur la face supérieure de ce coffret. La pile de 9 V sera placée à la partie inférieure du boîtier, à proximité de l'interrupteur marche-arrêt. Une petite carte en verre époxy recevant les différents composants sera fixée au moyen de deux ou quatre tiges filetées munies d'entretoises parallèlement à la face avant du boîtier ainsi que le montre notre croquis.

En ce qui concerne l'utilisation de ce dip-mètre, il est bon de souligner qu'en position d'ondemètre, il faudra de préférence équilibrer le pont de telle sorte que l'aiguille soit à peu de chose près au zéro et de telle sorte qu'elle dévie d'autant plus que le champ reçu et détecté est lui-même plus important, alors qu'en position de dip-mètre, il sera préférable de tarer le pont de telle sorte que l'aiguille soit au milieu de sa plage d'excursion afin de bien voir les variations de charge de part et d'autre de cette position de repos.

Il reste à voir comment étalonner cet appareil.

A notre avis, la meilleure solution consiste à coupler ce dip-mètre à l'ondemètre déjà réalisé ou plus simplement, si l'on souhaite

ne disposer que d'un seul faisant office d'ondemètre et de dip-mètre, il suffira de le mettre en position ondemètre et de procéder comme nous l'avons fait précédemment avec l'ondemètre associé à un générateur déjà étalonné, l'étalonnage obtenu en position ondemètre étant conservé en position dip-mètre.

Ainsi donc en une demi-heure, et avec l'aide d'un générateur de bonne qualité (manié de préférence par son possesseur !) on pourra réaliser avec une excellente précision l'étalonnage de ce dip-mètre qui permettra de déterminer l'accord optimal de tous les bobinages actifs ou passifs, et ceci même au moment où ils sont réalisés avant même de les souder à l'intérieur de l'appareil pour lequel ils sont destinés. On voit aisément tout l'avantage que présente un tel appareil de mesure qu'un grand nombre de radio-amateurs ont réalisé et utilisent très fréquemment.

Pour conclure, voyons en une série de croquis (fig. 4) les différentes possibilités de couplage entre le dip-mètre et les bobinages destinés à être accordés. En pratique, il y a deux façons de coupler correctement le circuit extérieur au dip-mètre :

- a) couplage axé sur un même axe (très efficace)
- b) couplage parallèle, mais sans qu'il y ait contact.

Nous conseillons malgré tout le couplage (a) qui permet d'obtenir une excellente précision et qui nous permet, si l'effet de couplage est par trop fort de reculer le dip-mètre tout en conservant la même coïncidence des deux axes. C'est assurément la meilleure méthode.

En effet, si les axes sont loin d'être parallèles, il y a un couplage trop faible, ce qui nous oblige à rapprocher le dip-mètre de la bobine externe et ce rapprochement augmente la capacité parasite de la bobine L du dip-mètre et introduit une erreur de fréquence très préjudiciable à la bonne marche de notre processus d'accord ; nous déconseillons donc formellement ce procédé de couplage (c) plus néfaste qu'efficace.

Ainsi que nous l'avons indiqué au cours de nos précédentes chroniques, nous verrons le mois prochain un récepteur destiné aux bandes marines à la fois HF et VHF et qui intéressera tous les plaisanciers qui désirent pouvoir écouter le trafic maritime en HF, la météo et les stations de repérage goniométrique, et enfin le trafic radio VHF en usage dans les ports. Avec le prochain été, nous pensons satisfaire ainsi un certain nombre d'amis lecteurs qui nous écrivent nombreux pour nous faire part de leurs souhaits et nous les en remercions ici.

P. DURANTON

## NOUVEAU ET ULTRA-MODERNE :

### ÉMISSION D'AMATEUR EN MOBILE PAR P. DURANTON



Ce livre est principalement consacré aux équipements d'émission et de réception en « MOBILE », à transistors et à circuits intégrés.

L'auteur a voulu rendre facilement accessible à tous la conception des schémas, le calcul de leurs éléments, la mise au point des matériels afin d'assurer le maximum de satisfaction aux réalisateurs.

Ce livre contient la réalisation de 50 émetteurs et récepteurs et de 17 appareils de mesure. Il donne la description de circuits simples puis de montages complets, de fonctionnement sûr, puis de stations d'amateur et enfin d'équipements de trafic aux normes professionnelles; des considérations sur les antennes et sur leurs adaptations, sur les différentes mesures et la possibilité de réaliser certains appareils de mesure simples, mais fort utiles quant à la mise au point des circuits électroniques, le problème des parasites et des brouillages; la réglementation actuellement en vigueur, puis un guide de trafic radio compléteront ce livre que nous espérons instructif et si possible utile quant à ses retombées.

Les sujets traités :

Récepteurs mobiles, émetteurs mobiles, émetteurs-récepteurs mobiles, stations portables ou mobiles, antennes pour stations mobiles, mesures, parasites (QRM et QRN), réglementation et stations mobiles, guide simplifié de trafic.

Un ouvrage de 324 pages, format 145 × 210 mm broché sous couverture laquée en couleur .. 38 F

En vente à la

**LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO**

43, rue de Dunkerque - PARIS (10<sup>e</sup>)

Tél. : 878-09-94

C.C.P. 4949-29 PARIS



## VIENT DE PARAÎTRE

### Les THYRISTORS et les TRIACS

par Roger RENUCCI

Ingénieur de l'École Supérieure d'Electricité, licencié ès Sciences, Chef de travaux adjoint à l'École Supérieure d'Electricité.

Le thyristor et le triac sont (et vont devenir de plus en plus) les organes essentiels de tout appareil fournissant ou recevant de la puissance électrique. Or, le grand public connaît peu ces nouveaux composants. Si les applications industrielles telles que les convertisseurs à thyristors pour les interconnexions des gros réseaux de transports d'énergie électrique, les réglages de fours à induction, les entraînements de laminoirs sont l'affaire de spécialistes, à l'autre bout de l'échelle les applications domestiques des thyristors et des triacs vont entrer de plus en plus dans la vie courante. Dans un avenir proche, les perceuses électriques, les éclairages, les régulations de température, les temporisateurs, tous les appareils ménagers (fours électriques, mixers, machine à laver...) seront commandés et réglés par ces nouveaux composants, et ceci d'autant plus vite que le prix des semi-conducteurs diminuera encore dans les années à venir.

De la même façon que l'introduction du transistor nécessita un approfondissement de ses propriétés pour mieux en comprendre les avantages, l'examen du fonctionnement, des propriétés et des principales applications de ces nouveaux organes de commande est nécessaire.

Ses applications variées et son orientation vers des puissances de plus en plus élevées jusqu'à commutation de 600 kW en font un organe industriel. Faisant suite et complétant le thyristor, voici le triac.

Le triac n'est pas comme le thyristor un redresseur et un élément de contrôle, mais seulement un élément de contrôle permettant la commutation du courant alternatif. Le triac permet d'obtenir une simplification dans les montages de commandes de charges alternatives (évitant ainsi l'emploi du montage classique de deux thyristors tête-bêche, avec deux commandes séparées, utilisé en alternatif). Ceci explique le développement actuel de nouveaux triacs de plus en plus puissants.

L'excellent ouvrage de M. Renucci permettra à tous ceux qui s'intéressent aux techniques actuelles de se familiariser avec la théorie et la pratique des THYRISTORS et des TRIACS ; ils pourront également réaliser toute une série de montages relativement simples pour leurs besoins personnels, ce qui leur permettra également de vérifier l'amélioration des notions théoriques acquises en lisant la première partie de ce livre.

Un ouvrage de 128 pages - Format 145 × 210 mm, sous couverture laquée couleur - Prix ..... 19 F

En vente à la **LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO**  
43, rue de Dunkerque - PARIS (10<sup>e</sup>)

# INSTRUMENTS ÉLECTRONIQUES DE MUSIQUE

(voir les numéros 293 et 294)

## RAPPEL DES OSCILLATEURS SINUSOÏDAUX RC

**A**U cours de l'analyse des oscillateurs RC on a donné quelques indications sur leurs formules de calcul.

En général, on ne connaît ces formules qu'avec une certaine approximation. Remarquons que certains coefficients constants qui multiplient l'expression  $1/(2\pi RC)$  dépendent de l'oscillateur, du nombre des cellules (cas de l'oscillateur à déphasage) et du mode de réglage de la fréquence s'il s'agit de la variation d'un élément d'une seule cellule.

Voici donc un rappel de quelques formules qui pourront servir de point de départ pour calculer les éléments RC en fonction de la fréquence  $f$  sur laquelle devra fonctionner l'oscillateur.

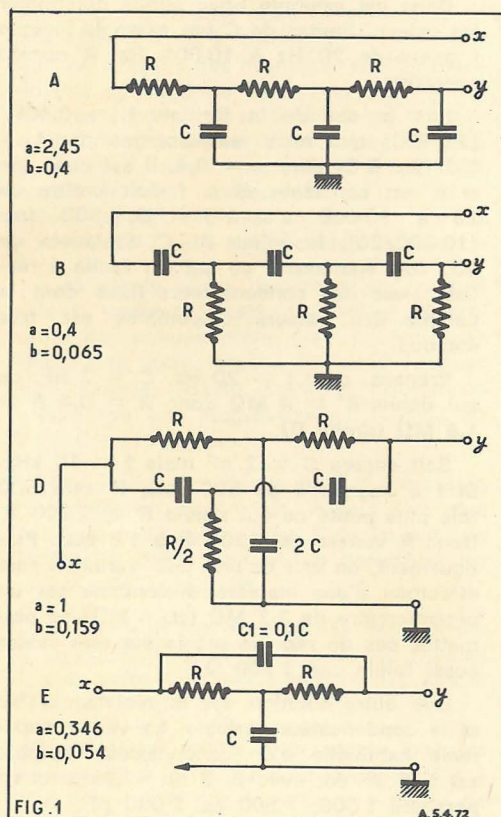


FIG. 1 A. S. 4. 72

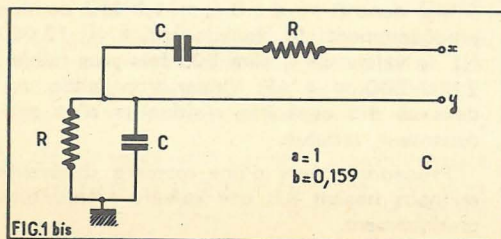


FIG. 1 bis

## OSCILLATEUR A DEPHASAGE

Il y a deux circuits de déphasage : à résistances série et capacités shunt (voir figure 1A) et à capacités série et résistances shunt (voir figure 1 B).

La formule universelle  $\frac{a}{2\pi RC}$  est applicable.

Pour le circuit déphaseur à 3 capacités shunt et 3 résistances série (fig. 1 A) on a :  $a = 2,45$ . Pour le circuit à 3 résistances shunt et 3 capacités série (fig. 1 B) on a :  $a = 1/2,45$  ce qui donne  $a = 0,408$ , pratiquement  $a = 0,4$ . Lors du calcul, ne pas oublier  $2\pi = 6,28$  qui multiplie RC.

On peut encore simplifier ces formules en introduisant un coefficient  $b = a/2\pi$  ce qui conduit à la formule

$$f = \frac{b}{RC}$$

Dans ce cas, pour le montage à R série (fig. 1 A) on aura  $b = 2,45/6,28 = 0,405$  pratiquement 0,4 donc

$$f = \frac{0,4}{RC}$$

Dans le cas du montage à R shunt (fig. 1 B) on aura  $b = 0,4/6,28 = 0,065$  d'où la formule :

$$f = \frac{0,065}{RC}$$

Dans notre précédent article, pour le montage avec le déphaseur de la figure 1 B, on a établi expérimentalement, d'après les données d'un montage pratique, la formule  $f = a/(2\pi RC)$  avec  $a = 0,25$ . La formule donnée par les ouvrages théoriques indique  $a = 0,4$ . La différence est importante et provient du fait que si les résistances matérielles R sont égales, en réalité les deux résistances extrêmes sont shuntées par les résistances présentées par les transistors à l'entrée et à la sortie. De plus, les capacités d'entrée et de sortie du transistor interviennent également pour modifier la formule si elle est relevée de cette manière.

Il faut donc considérer que les formules théoriques données ne sont que très approximatives en pratique et ne peuvent servir que comme base de départ des essais expérimentaux.

De même, dans le montage de la figure 1 A, les capacités périphériques sont shuntées par les résistances d'entrée et de sortie du transistor.

Pour une cellule de déphasage RC avec R shunt et à 4 cellules (4 C et 4 R) on

donne la valeur suivante :  $a = 0,837$  d'où la formule :

$$f = \frac{0,837}{2\pi RC}$$

ou, si l'on préfère éliminer le terme  $2\pi$ , on aura :

$$b = 0,837/6,28 = 0,133$$

d'où la formule

$$f = \frac{0,133}{RC}$$

## OSCILLATEUR EN PONT DE WIEN

Dans le montage à pont de Wien, l'élément de déphasage est indiqué en (C), figure 1.

On fait varier, en général, en même temps, les deux R, ou les deux C. Dans tous les cas, on pourra se baser sur la formule générale  $f = a/(2\pi RC)$  avec  $a = 1$  ou la formule  $b/RC$  avec  $b = 1/2\pi = 0,159$  d'où les deux formules équivalentes :

$$f = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{0,159}{RC}$$

## OSCILLATEUR EN DOUBLE T

Le schéma du déphaseur est donné par la figure 1 (D). Les formules de l'oscillateur en pont de Wien sont applicables également à cet oscillateur donc :

$$f = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{0,159}{RC}$$

mais il reste entendu que les trois résistances seront R, R et R/2 et les trois capacités C, C et 2C. Il faudra donc faire varier en même temps, les trois résistances ou les trois capacités ou les deux groupes.

## OSCILLATEUR EN T PONTE

Le réseau en T ponté est donné par la figure 1 (E). La valeur de a est 0,346 et celle de b est  $0,346/6,28 = 0,054$  d'où les formules :

$$f = \frac{0,346}{2\pi RC} = \frac{0,054}{RC}$$

Ces formules ne sont valables que si les deux résistances sont égales ou si le rapport des deux capacités C/C<sub>1</sub> est égal à 10.

Le tableau I ci-après donne les formules théoriques indiquées plus haut.

Oscillateur	Figure	a	b
Déphasage R série .....	1 (A)	2,45	0,4
Déphasage R shunt .....	1 (B)	0,408	0,065
Pont de Wien .....	1 (C)	1	0,159
Double T .....	1 (D)	1	0,159
T ponté .....	1 (E)	0,346	0,054

## ABAUQUE

Les abaques représentant la formule  $f = 1/2 \pi R C$  sont assez banals bien que très utiles. Dans celui de la figure 2 on a six échelles, à utiliser comme suit : I, III et V ou II, IV et VI.

### Exemple 1

On désire obtenir  $f = 10$  kHz avec  $C = 100$  pF. Quelle est la valeur de R. On utilisera les échelles II, IV et VI. On réunit le point C = 100 pF de l'échelle II au point  $f = 10$  kHz de l'échelle IV. La droite (A) coupe l'échelle VI au point  $R = 160$  k $\Omega$ .

La vérification par le calcul donne :  
 $f = 9940$  Hz

La valeur plus précise de R est 159 k $\Omega$  mais celle trouvée est largement suffisante en pratique en raison des tolérances et aussi du fait que les formules  $f = a/(2 \pi R C)$  ne sont qu'approximatives.

### Exemple 2

On donne  $R = 0,5$  M $\Omega$  et  $f = 500$  Hz. Quelle est la valeur de C ? La droite (B) passant par  $R = 0,5$  M $\Omega$  (échelle V) et  $f = 500$  Hz (échelle III) coupe l'échelle I en  $C = 0,64$  nF = 640 pF. La formule la plus pratique pour vérifier une détermination graphique est celle écrite sous la forme :

$$2 \pi R C f = 1$$

qui ne conduit qu'à des multiplications. De plus, le pourcentage de l'erreur commise apparaît automatiquement.

Ainsi, avec les valeurs trouvées on a :  $6,28 \cdot 5 \cdot 10^5 \cdot 64 \cdot 10^{-11} \cdot 500 = 10,04$  à la règle à calcul. L'erreur serait de 0,004 sur 1, soit 0,4 % mais 6,28 est aussi une valeur approchée de  $2 \pi$ .

### Exemple 3

On désire résoudre un problème où  $f = a/(2 \pi R C)$ . Soit par exemple  $a = 2,45$  (voir tableau I). Comme on a affaire à des formules approximatives, on pourra très bien prendre  $a = 2,5$  en pratique.

On donne par exemple  $f = 50$  Hz, et  $C = 3$  nF. La droite (C) qui réunit les points correspondants donne  $R = 1,1$  M $\Omega$  mais cette valeur est valable lorsque  $f = 1/(2 \pi R C)$ . Si  $f = a/(2 \pi R C)$  on obtient  $R = a/(2 \pi f C)$  donc si 1 est remplacé par a, il faut multiplier par a et dans notre cas, la valeur de R est  $2,45 \cdot 1,1 = 2,695$  ou  $R = 2,69$  M $\Omega$  donc pratiquement une valeur de 2,7 M $\Omega$  environ.

La formule de vérification est, en remplaçant 1 par a :

$$2 \pi R C f = a$$

qui donne

$$6,28 \cdot 2,7 \cdot 10^6 \cdot 3 \cdot 10^{-9} \cdot 50 = 2,45$$

à peu de chose près.

En règle générale : lorsque a est différent de 1, multiplier toujours la valeur cherchée R, C ou f par a après avoir déterminé cette valeur à l'aide de l'abaque  $f = 1/(2 \pi R C)$ .

### Exemple 4

Dans cet exemple nous allons déterminer les valeurs limites de C par exemple lorsque f passe de 20 Hz à 10 000 Hz, R restant constante.

Soit le cas de la formule  $f = 0,408/(2 \pi R C)$  que nous remplacerons par  $f = C,4/(2 \pi R C)$  donc  $a = 0,4$ . Il est clair que si R est constante et si f doit croître de 20 à 10 000 c'est-à-dire de 500 fois (10 000/20), la valeur de C diminuera de 500 fois également, ce qui est facile à réaliser avec des condensateurs fixes dont la gamme des valeurs disponibles est très étendue.

Prenons, pour  $f = 20$  Hz,  $C = 2$  nF, ce qui donne  $R' = 4$  M $\Omega$  donc  $R = 0,4 R' = 1,6$  M $\Omega$  (droite D).

Soit encore  $C = 2$  nF mais  $f = 10$  kHz. Si f a augmenté de 500 fois, R sera 500 fois plus petite ce qui donne  $R = 3200 \Omega$ . Donc R variera de 3200  $\Omega$  à 1,6 M $\Omega$ . Pratiquement, on voit qu'une telle variation sera effectuée d'une manière discontinue car un potentiomètre de 3,2 M $\Omega$  (ou 4 M $\Omega$ ) ne permettra pas un réglage précis sur une valeur aussi faible que 3200  $\Omega$ .

Une autre solution est la résistance fixe et le condensateur variable. La valeur maximale habituelle d'un condensateur variable est 500 pF ou, avec 2, 3 ou 4 éléments en parallèle 1 000, 1 500 ou 2 000 pF.

Soit, par conséquent,  $C = 2$  nF à  $f = 20$  Hz. L'abaque donne, avec  $C = 2$  nF (échelle 1) et  $f = 20$  Hz (échelle III)  $R' = 4$  M $\Omega$  donc  $R = 4 \cdot 0,4 = 1,6$  M $\Omega$  comme précédemment. Si, maintenant,  $f = 10$  000 Hz, la valeur de C sera 500 fois plus faible :  $2000/500 = 4$  pF. Valeur trop faible, au-dessous des capacités résiduelles d'un condensateur variable.

Procédons alors d'une manière différente en nous basant sur des valeurs admissibles pratiquement.

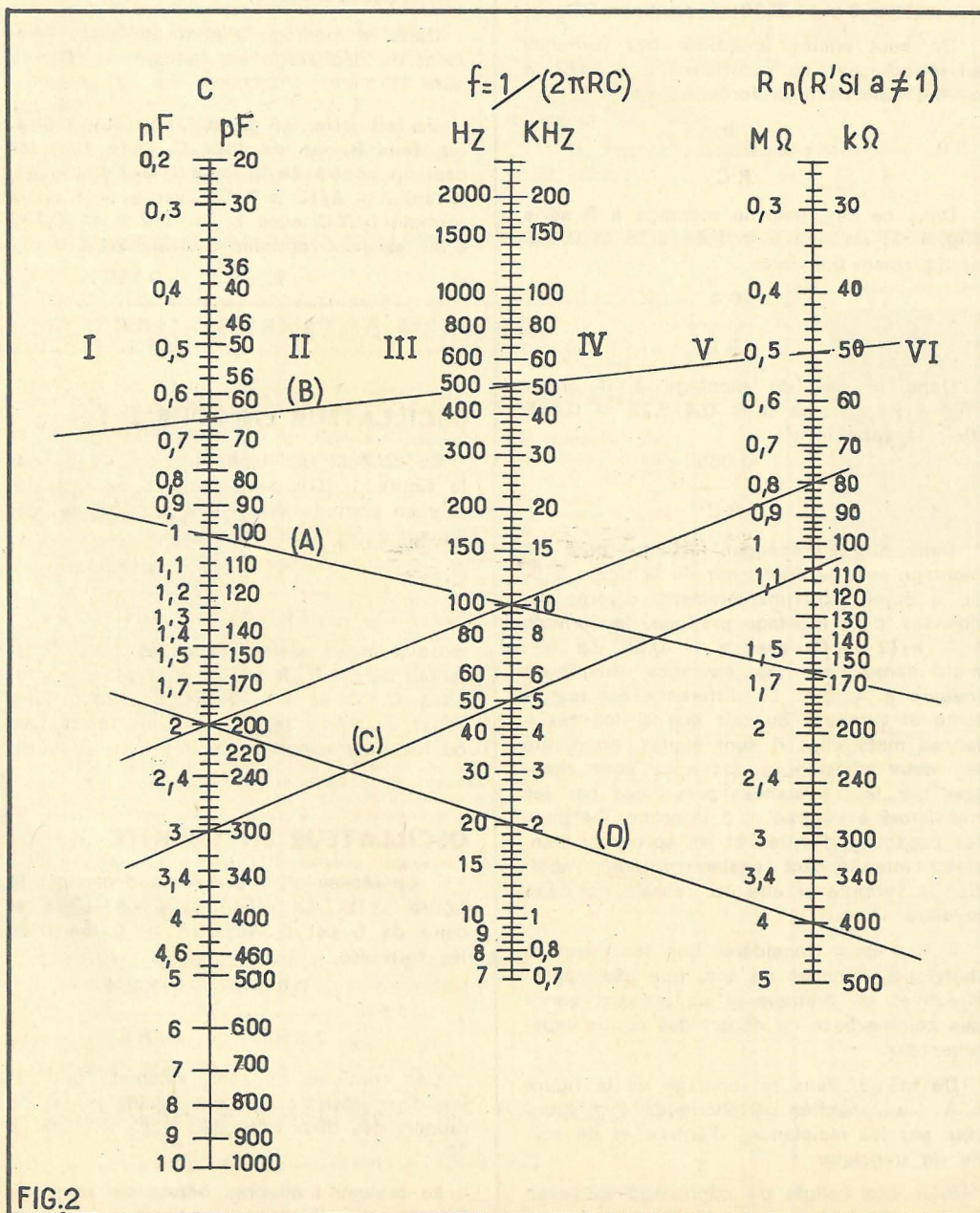


FIG.2

Prenons comme fréquence la plus basse,  $f = 100$  Hz et comme fréquence la plus élevée,  $f = 4\,000$  Hz, c'est-à-dire un rapport de  $4\,000/100 = 40$  fois. Cette fois, les difficultés seront moindres. Soit  $C = 50$  pF comme valeur minimale du condensateur de  $2\,000$  pF. On voit immédiatement, que pour un rapport de 40 fois,  $C = 50 \cdot 40 = 2\,000$  pF et la réalisation pratique du montage désiré sera possible avec un condensateur variable. La valeur de  $R'$  est évidemment  $0,8\text{ M}\Omega$  environ et celle de  $R = 0,8 \cdot 0,4 = 0,032\text{ M}\Omega = 32\text{ k}\Omega$ .

Remarquons que des gammes étendues de fréquences seront nécessaires dans les appareils à variation continue afin que le musicien n'ait pas à effectuer des commutations pendant le « concert ». Par contre, si l'appareil de musique est à touches, il y a possibilité de commuter  $C$  et  $R$  si nécessaire, donc de couvrir une gamme très étendue de fréquences. Cela est d'ailleurs vrai avec les instruments de musique classique. Ceux qui, comme le violon, violoncelle, guitare, etc., peuvent donner une variation continue de fréquence, sont à gamme limitée, c'est-à-dire disposant de moins d'octaves qu'un piano ou un orgue. La plupart des instruments de musique classique sont à nombre réduit de gammes.

## CHOIX DES GÉNÉRATEURS SINUSOÏDAUX

En examinant les schémas de passage des générateurs RC dont nous donnons à la figure 1 les parties à commuter, on voit que chacune possède des avantages et des inconvénients au sujet de la commutation. Ainsi, dans les schémas A et B on devra commuter 3 éléments ( $R$  ou  $C$ ) et même six pour de nombreuses gammes. Dans le montage en pont de Wien représenté en (C), on commutera les deux  $C$  ou les deux  $R$ , ou les quatre, donc 2 ou 4 composants à commuter.

Il en est de même des montages restants mais il convient aussi d'examiner le problème des commutations pour passer d'une note à une autre lorsque ces notes doivent être obtenues d'une manière discontinue (c'est-à-dire non progressive par réglage de  $R$  ou  $C$  ou des deux).

Comme les composants  $R$  et  $C$  fixes sont en général de prix réduit, il peut être plus économique de commuter globalement un circuit tout entier au lieu de commuter les composants individuels.

On peut voir sur les schémas des circuits de la figure 1 qu'ils sont tous des tripôles avec un point à la masse qui n'a pas besoin d'être commuté.

Il ne restera, alors, à commuter que les deux points  $x$  et  $y$  donc un commutateur à deux pôles et  $n$  positions ( $n =$  nombre de notes donc un multiple entier de 12 ou de 7). Voici à la figure 3 un exemple de commutation des points  $x$  et  $y$ , le tripôle étant représenté par un triangle.

Le commutateur a été représenté sous la forme d'un commutateur rotatif mais en général il sera remplacé par un clavier à touches ou à boutons poussoirs.

On n'a représenté sur les 12 positions que les tripôles 5 et 6, par exemple ceux correspondant aux notes mi et fa d'une gamme chromatique.

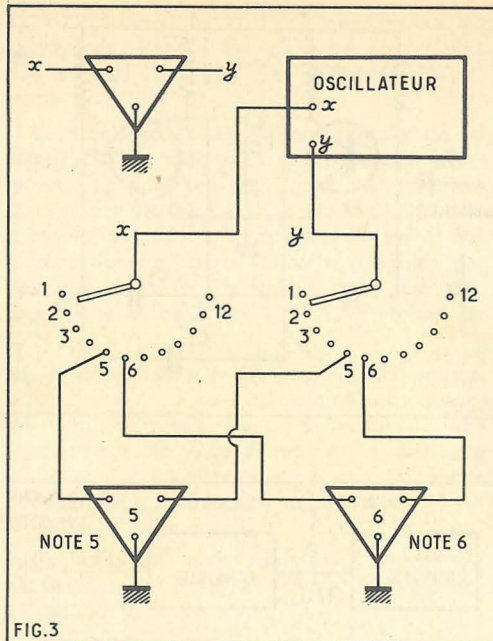


FIG. 3

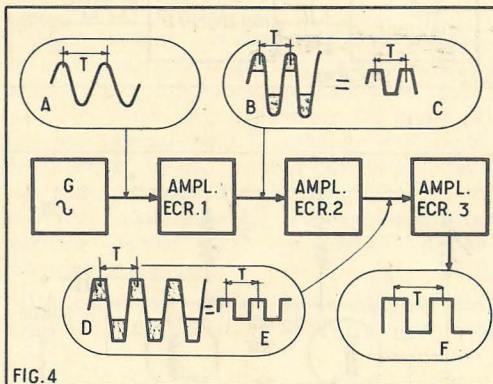


FIG. 4

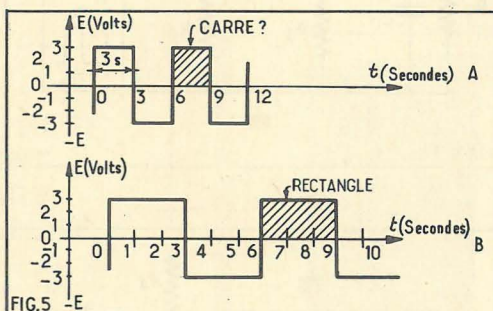


FIG. 5

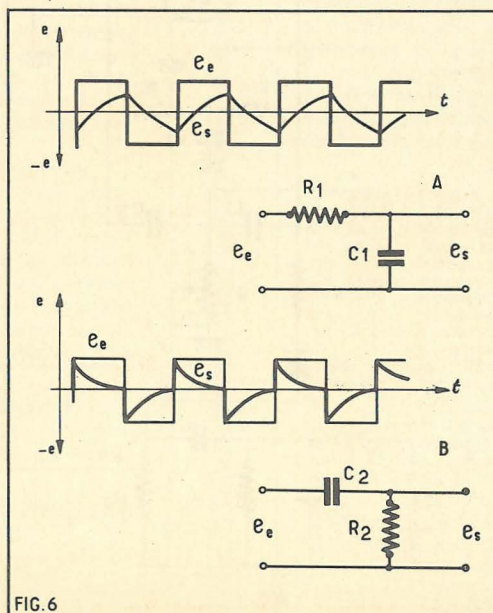


FIG. 6

## OSCILLATEURS NON SINUSOÏDAUX

Reprenons le problème des oscillateurs donnant des signaux périodiques non sinusoidaux qui sont en somme des signaux sinusoidaux accompagnés d'autres signaux également sinusoidaux de fréquences  $2f, 3f, \dots, nf$  et des phases différentes, en général.

Une tension non sinusoidale  $e(t)$  (tension e fonction du temps t). Un terme d'une tension  $e(t)$  à la forme :

$$A_n \cos(2n\pi ft - \varphi_n)$$

par exemple si  $n = 3$ , on a le terme troisième harmonique :

$$A_3 \cos(6\pi ft - \varphi_3)$$

qui est un signal sinusoidal de fréquence  $3f$ . Les signaux périodiques signalés plus haut ont été analysés et on connaît la valeur des amplitudes  $A_n$  et de l'angle de déphasage  $\varphi_n$ .

Il existe des générateurs spéciaux produisant les tensions périodiques mentionnées. Ces générateurs pourront être également réalisés en partant d'un signal ayant une autre forme et en le déformant dans le sens voulu.

On peut, ainsi, partir d'un signal sinusoidal et le transformer en signal rectangulaire comme le montre la figure 4 : G est un générateur de tensions sinusoidales. La tension de forme (A) est amplifiée par un amplificateur écrêteur qui ne laisse passer que les parties moyennes des alternances en coupant les pointes représentées par les surfaces hachurées (signal B). Le signal restant est donc le signal trapézoïdal C. Celui-ci est à nouveau amplifié et écrété par l'amplificateur-écrêteur 2 qui donne à la sortie, le signal (D), la partie restante étant (E) qui est à nouveau amplifiée pour obtenir un signal presque rectangulaire comme (F). L'avantage de ce dispositif est que l'on peut disposer en même temps d'un signal sinusoidal et d'un signal rectangulaire. Ces deux signaux sont, évidemment, parfaitement synchronisés et sont interchangeables dans une utilisation quelconque au point de vue de la fréquence.

Les signaux écrêtés sont riches en harmoniques. Si le signal du générateur sinusoidal est très stable, il en sera de même du signal rectangulaire.

Ces signaux sont nommés carrés par certains en traduisant mal l'expression anglaise « square wave » = onde rectangulaire, le mot carré n'ayant aucun sens pour des surfaces représentées graphiquement et dont la longueur et la hauteur ne sont pas de même nature. Ainsi si la demi-période est 1 s et l'amplitude moitié est 3 V, avec des échelles convenables chaque alternance peut avoir la forme carrée (voir figure 5 A) mais si l'on modifie les échelles comme en (B), il n'y a plus de carré mais des rectangles, donc le mot rectangle est toujours représentatif de la forme de la tension quelles que soient les échelles linéaires choisies. Les angles sont toujours de  $90^\circ$ . Une autre manière d'obtenir des signaux de formes diverses en partant des signaux disponibles est l'emploi de réseaux RC de configuration spéciale comme par exemple les circuits différentiateurs et les circuits intégrateurs.

On pourra partir d'un signal rectangulaire par exemple comme celui de la figure 6 (A) et l'appliquer à un circuit intégrateur  $R_1 C_1$ . Les tensions montantes et descendantes ne seront plus « verticales » mais courbes. La forme de la tension « intégrée »  $e_s$  dépend des valeurs de  $R_1$  et  $C_1$  (fig. 6 A).

De même, un circuit dit **différentiateur** comme  $R_2 C_2$  (figure 6 B) peut donner à la sortie, une tension « différenciée » (et non différenciée)  $e_s$  qui ressemble à des impulsions. Les tensions en dents de scie peuvent être également modifiées, par « intégration » ou « différenciation » (et non différenciation I)

## OBTENTION DIRECTE DE SIGNAUX RECTANGULAIRES

Les signaux rectangulaires de fréquence quelconque, fixe ou variable, peuvent être obtenus directement d'oscillateurs comme par exemple les multivibrateurs.

La figure 7 donne un exemple de multivibrateur à transistors genre Abraham et Bloch.

On nomme astable ce multivibrateur car il peut fonctionner en permanence, sans l'aide d'aucun signal extérieur. Le montage schématique est symétrique et le signal est rectangulaire, à périodes partielles égales ou inégales. La fréquence des signaux est donnée par la formule simplifiée :

$$f = \frac{1}{0,707 (R_2 C_1 + R_3 C_2)}$$

et si  $R_1 = R_4$ ,  $R_2 = R_3$  et  $C_1 = C_2$  les périodes partielles  $T_1$  et  $T_2$  ( $T_1 + T_2 = T = 1/f$ ) sont égales.

Soit alors  $C_1 = C_2 = C$  et  $R_2 = R_3 = R$ . La fréquence est donnée, dans ce cas, par :

$$f = \frac{1}{1,414 RC}$$

Exemple, soit  $C_1 = C_2 = 0,1 \mu F$  et  $R_2 = R_3 = 1 k\Omega$  avec  $Q_1 = Q_2 = 2N1481$  et  $R_1 = R_4 = 60 \Omega$ . La fréquence est alors :

$$f = \frac{1}{1,414 \cdot 10^3 \cdot 10^{-7}} \text{ Hz}$$

ce qui donne

$$f = \frac{104}{1,414} = 7\,000 \text{ Hz}$$

Pour d'autres fréquences il suffira de se servir de l'abaque de la figure 2, de la manière suivante :

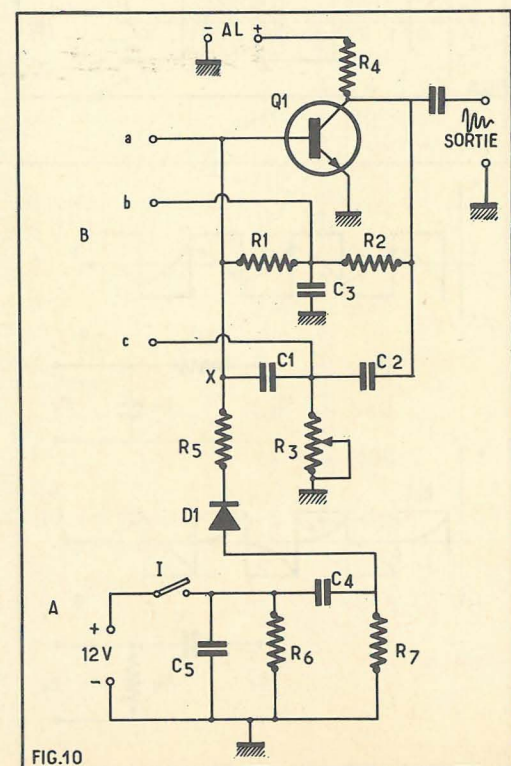
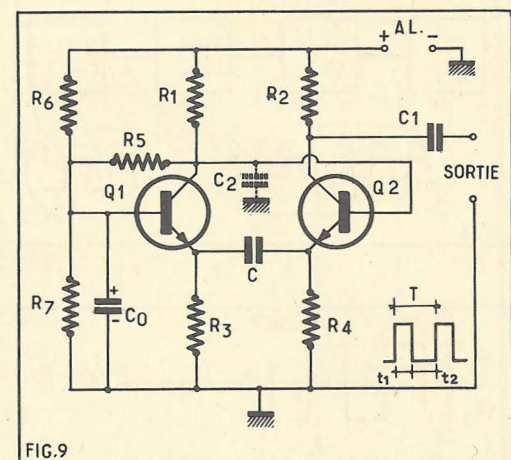
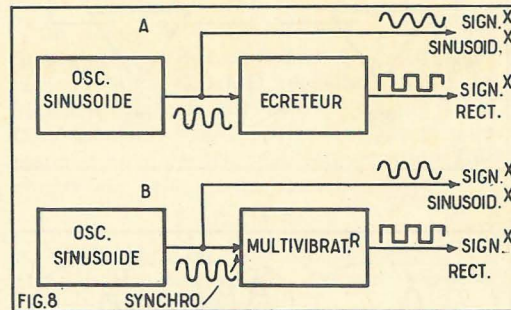
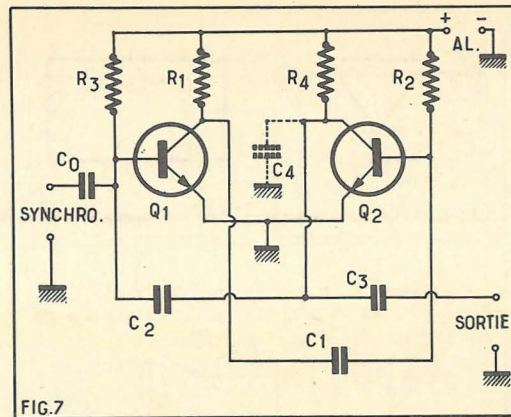
La formule donnée plus haut correspond à la suivante :

$$f = \frac{a}{2 \pi RC}, \text{ avec } a = 4,4$$

Il suffira, par conséquent, de calculer d'abord la grandeur désirée ( $f$ ,  $R$  ou  $C$ ) d'après l'abaque et de la multiplier ensuite par  $a = 4,4$ .

Exemple : on donne  $f = 450 \text{ Hz}$  et  $C = 0,1 \mu F$ . L'abaque ne comporte pour  $C$  sur l'échelle I que la valeur de  $C$  maximum de  $10 \text{ nF}$ . Il faut donc partir d'une valeur de  $C$  différente de  $0,1 \mu F$  par exemple de  $C = 1 \text{ nF} = 0,1/100 \mu F$ . Dans ces conditions, si l'on prend  $f$  sur l'échelle III on trouve une valeur  $R''$  sur l'échelle V qui sera 100 fois plus grande que  $R'$  car le produit  $CR'$  doit rester constant pour  $f$  donnée. On trouve alors :  $R'' = 0,36 \text{ M}\Omega = 360 \text{ k}\Omega$  dont  $R' = 3,6 \text{ k}\Omega$  et pour avoir  $R$  on multipliera par  $a = 4,4$  ce qui donnera  $R = 3,6 \cdot 4,4 = 15,84 \text{ k}\Omega$ .

Vérifions cette valeur en calculant  $R$  avec la formule  $f = 1/(1,414 RC)$  on trouve  $f = 450 \text{ kHz}$  environ.



Il se peut que le multivibrateur ne fonctionne pas avec certaines valeurs de  $C$  ou de  $R$ . Dans ce cas, il sera facile de modifier ces grandeurs en partant de celles connues.

Dans notre cas,  $C = 0,1 \mu F$  et  $R = 15\,840 \Omega$ . Prenons par exemple  $C = 10 \text{ nF}$  donc 10 fois moins. La nouvelle valeur de  $R$  sera alors 10 fois supérieure, soit  $158\,400 \Omega$ .

Dans un appareil électronique de musique on pourra commuter  $R$  pour chaque note d'une gamme de 12 notes en laissant  $C$  fixe, puis, pour la gamme suivante, en commutant  $C$  par les 12 autres notes et en donnant aux  $R$  les mêmes valeurs que dans la gamme précédente. Exemple : On part d'une gamme pour laquelle  $C = C_1$  et les  $R$  ont 12 valeurs :  $R_1 \dots R_{12}$ . Il faut donc commuter  $R_1, R_2 \dots R_{12}$ . Pour la gamme suivante, si les  $R$  conservent la même valeur et les fréquences sont le double de celles de la gamme précédente, on prendra  $C_2$ , commun aux 12 notes, moitié de la valeur précédente.

Supposons que la première note de la première gamme corresponde à  $450 \text{ Hz}$ . Le calcul précédent a donné, avec  $C = 0,1 \mu F$ ,  $R = 15\,840 \Omega$  que nous arrondirons à  $16 \text{ k}\Omega$ .

Pour l'octave de  $450 \text{ Hz}$ , la fréquence est  $900 \text{ Hz}$ . Si  $R$  ne change pas,  $C$  sera égal à  $C_2 = 0,05 \mu F = 50 \text{ nF}$ . Pour l'octave suivante  $C_3 = C_1/4$  (et non  $C_1/3$ ) car pour passer d'une octave à l'octave supérieure,  $f$  est multipliée par 2 chaque fois.

Donc, les valeurs successives de  $C$  seront  $C_1 = 0,1 \mu F$ ,  $C_2 = 50 \text{ nF}$ ,  $C_3 = 25 \text{ nF}$ ,  $C_4 = 12,5 \text{ nF}$ , etc.

## STABILITE DU MULTIVIBRATEUR

Revenons maintenant au schéma du multivibrateur de la figure 7. Cet oscillateur, donnant des signaux rectangulaires, est assez instable, autrement dit la fréquence  $f$  du signal fourni peut varier légèrement même pendant un emploi de courte durée. Dans les applications habituelles de ce montage on synchronise le multivibrateur à l'aide de signaux stables dont la fréquence est égale à celle désirée.

Ces signaux dits de synchronisation peuvent être appliqués à une base quelconque par exemple à celle de  $Q_1$  et aussi au collecteur de  $Q_1$ .

Comme signal stable on pourra adopter un signal sinusoïdal. Finalement on se rend compte que dans la plupart des cas il y aura intérêt de partir d'un oscillateur sinusoïdal et si l'on désire que l'instrument de musique produise aussi des signaux rectangulaires, on aura le choix entre deux solutions :

1° transformation, par écrêtage des signaux sinusoïdaux en signaux rectangulaires ;

2° adjonction, à l'oscillateur sinusoïdal d'un multivibrateur qui sera synchronisé par le premier. Les schémas de ces deux dispositifs sont indiqués par la figure 8.

Le choix entre ces deux montages peut être déterminé par des considérations de prix de revient en comparant celui de l'écrêteur avec celui du multivibrateur. Ce dernier semble plus économique mais avec l'emploi des circuits intégrés les choses peuvent changer.

## OSCILLATEUR « EN DENTS DE SCIE »

L'oscillateur qui donne des tensions en dents de scie peut être réalisé selon de nombreux schémas. L'un de ceux-ci est celui du multivibrateur de la figure 7 auquel on ajoute, en parallèle sur la charge  $R_2$  de collecteur de  $Q_2$ , un condensateur  $C_4$  indiqué en pointillés.

Ce condensateur dit de charge et décharge, transforme le signal rectangulaire en signal en dents de scie.

Il est possible aussi de passer d'un signal rectangulaire à un signal en dents de scie en débranchant ou en branchant  $C_4$ .

Un excellent oscillateur « rectangulaire » ou en « dents de scie » peut être réalisé selon le schéma de la figure 9. Il est dû à Fairchild en utilisant les transistors NPN type 2N708 ou équivalents. Un couplage entre  $Q_1$  et  $Q_2$  est réalisé par  $C$  monté entre les deux émetteurs et le deuxième couplage, par liaison directe entre le collecteur de  $Q_1$  et la base de  $Q_2$ .

On obtiendra le signal de sortie entre le collecteur de  $Q_2$  et la masse, en interposant un condensateur isolateur  $C_1$ .

Cet oscillateur forme des signaux rectangulaires qui peuvent être transformés en signaux en dents de scie, en montant un condensateur entre le collecteur de  $Q_1$  et la masse.

Voici quelques indications sur les valeurs numériques des composants et de fréquences obtenues.

On pourra prendre :  $R_1 = R_2 = 470 \Omega$ ,  $R_3 = 3,3 \text{ k}\Omega$ ,  $R_4 = 4,7 \text{ k}\Omega$ ,  $R_5 = 470 \Omega$ ,

$R_6 = 390 \Omega$  et  $R_7 = 1 \text{ k}\Omega$  pour toutes les fréquences, depuis les plus basses jusqu'à des valeurs très élevées dépassant largement la BF.

La fréquence d'oscillation dépend de la valeur de  $C$  donc seul composant à commuter, en principe. Le signal rectangulaire obtenu est à périodes partielles  $t_1$  et  $t_2$  inégales et peut être assimilé à un signal à impulsion de courte durée  $t_1$  séparées par des intervalles  $T$ . La valeur de  $T$  est proche de  $t_2$  et celle de  $f = 1/T$  proche de  $1/t_2$ .

De toute façon,  $f$  est inversement proportionnelle à  $C$ . Ayant déterminé expérimentalement la valeur de  $C$  convenant à une fréquence quelconque comme  $f$ , on obtiendra la valeur  $C_1$  correspondant à une fréquence donnée  $f_1$  à l'aide de la relation  $C_1 = C f / f_1$ .

Ce montage peut fonctionner avec une alimentation de 15 à 45 V, par exemple 25 ou 30 V.

## OSCILLATEUR AMORTI

Pour certains instruments électroniques de musique, on exige des sons amortis comme ceux des tambours, tam-tams, bongos, etc. Dans un montage de ce genre, il faut que normalement l'oscillateur soit réglé de façon à ne pas osciller au repos, mais soit près du seuil d'oscillation. Dès qu'une excitation extérieure lui est appliquée, le montage oscille mais l'oscillation disparaît très rapidement.

Un oscillateur amorti de ce genre a été proposé par Motorola. Son schéma est

donné par la figure 10 et on voit aisément qu'il s'agit d'un oscillateur en double T dont 5 sur les 6 éléments  $R$  et  $C$  du double T sont fixes. Seule  $R_3$  est variable et avec cette résistance l'exécutant réglera, avant de se servir de l'instrument, le seuil d'oscillation. Cette dernière se produit lorsqu'on touche du doigt un des points  $a, b, c$ .

La fréquence dépend des valeurs des éléments du double T :  $R_1 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 50 \text{ k}\Omega$  variable,  $R_4 = 6,8 \text{ k}\Omega$ ,  $R_5 = 200 \text{ k}\Omega$  variable. Les valeurs de  $C_3$  et de  $C_1 = C_2$  dépendent de la fréquence choisie et comme  $C_3 = 2 C_1 = 2 C_2$ , il suffira de calculer ou déterminer une de ces trois capacités.

Dans la formule de l'oscillateur en double T,  $f = a / (2 \pi R C)$  avec  $a = 1$ , donc l'abaque de la figure 2 convient tel quel. De plus comme  $R_1 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$  et  $R_3 = 50 \text{ k}\Omega$  on a,  $R = 100 \text{ k}\Omega$  et, de ce fait, sur l'abaque, on choisira, sur l'échelle VI, le point fixe  $R = 100 \text{ k}\Omega$ . Pour  $f = 10 \text{ kHz}$ , par exemple, on trouve  $C = 165 \text{ pF}$  et on voit immédiatement que l'on aura pour  $f = 1 \text{ kHz}$ ,  $C = 1650 \text{ pF}$ , pour  $f = 100 \text{ Hz}$ ,  $C = 16500 \text{ pF} = 16,5 \text{ nF}$  et  $f = 20 \text{ Hz}$ ,  $C = 5 \cdot 16,5 = 82,5 \text{ nF}$ . Le montage (A) (à droite du point X, convient pour l'excitation par les points  $a, b$  et  $c$ . Si l'on désire le déclenchement par une touche on réalisera le montage (B) à gauche de X, avec les éléments suivants :  $R_6 = R_7 = 22 \text{ k}\Omega$ ,  $C_4 = 0,1 \mu\text{F}$ ,  $C_5 = 0,1 \mu\text{F}$  et D = 1N4001 Motorola.

F. JUSTER

Un volume attendu :

P. HEMARDINQUER

## MAINTENANCE ET SERVICE HI-FI ENTRETIEN, MISE AU POINT, INSTALLATION, DÉPANNAGE, DES APPAREILS HAUTE FIDÉLITÉ



Les résultats assurés par les appareils musicaux à haute fidélité : électrophones, magnétophones, chaînes sonores, projecteurs sonores, installations de sonorisation fixes ou mobiles, ne dépendent pas seulement de leurs caractéristiques. Ces machines complexes, toujours plus perfectionnées, doivent être mises au point, entretenues, réparées même s'il y a lieu, en cas de pannes ou de troubles de fonctionnement.

Après avoir précisé et défini les caractéristiques permettant de contrôler les qualités réelles des appareils et les conditions nécessaires de la Hi-Fi, a voulu exposer et préciser les procédés pratiques de contrôle, d'entretien, de mise au point et de réparation de tous les éléments des chaînes sonores en illustrant les textes par de multiples schémas, dessins, graphiques et tableaux de recherche rapide.

Un vol. broché, 15 x 21 cm, 384 p., dessins, schémas et tableaux : 45 F

En vente à la

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO  
43, rue de Dunkerque - PARIS (10<sup>e</sup>)

Téléphone 878.09.94 C.C.P. 4949-29 PARIS

Pour le Bénélux :

SOCIÉTÉ BELGE D'ÉDITIONS PROFESSIONNELLES  
127, avenue Dailly - Bruxelles 1030

Tél. 02/34.83.55 et 34.44.06 C.C.P. 670.07

(Ajouter 10 % pour frais d'envoi)



## COURS D'ANGLAIS à l'usage des radio-amateurs

par L. SIGRAND

L'ouvrage de M. SIGRAND intéresse évidemment le radio-amateur-émetteur ayant utilisé l'anglais pour contacter ses confrères. Le langage amateur est assez restreint, il sera donc aisé de l'assimiler rapidement.

L'auteur ne s'est toutefois pas limité à ce vocabulaire restreint, mais il a réalisé avec son ouvrage un véritable cours complet pouvant servir aussi bien aux techniciens radio qu'à tous ceux qui désirent apprendre ou se perfectionner dans la langue anglaise. La méthode progressive de l'auteur permettra aux lecteurs d'apprendre rapidement et facilement l'anglais. Nous recommandons ce livre tout particulièrement aux lecteurs de cette revue, il leur servira également pour les traductions en français des textes anglais.

### Extrait de la table des matières

- 1<sup>re</sup> leçon : Phrases, négations, conjugaison, vocabulaire.
  - 2<sup>e</sup> leçon : Noms composés, verbes, vocabulaire.
  - 3<sup>e</sup> leçon : Noms sans articles, verbes, vocabulaire.
  - 4<sup>e</sup> leçon : Forme progressive, verbes, utilisant des prépositions.
  - 5<sup>e</sup> leçon : Verbes, pronoms personnels, modèles orthographiques.
  - 6<sup>e</sup> leçon : Adjectifs superlatifs, verbes irréguliers.
  - 7<sup>e</sup> leçon : Révision.
  - 8<sup>e</sup> leçon : Conditionnel, impératif, verbes passifs.
  - 9<sup>e</sup> leçon : Passif, comparatif, chiffres et nombres.
  - 10<sup>e</sup> leçon : Conversations à éviter, nombres décimaux, orthographe américaine.
- Deuxième partie : Dans cette partie, l'auteur donne des détails complets en neuf leçons sur la prononciation anglaise qui est particulièrement difficile à assimiler.

En complément indispensable du COURS D'ANGLAIS à l'USAGE DES RADIO-AMATEURS, utilisez le disque édité par nos soins, il vous permettra de vous perfectionner phonétiquement.

Disque de 25 cm, 33 tours, 30 minutes d'audition. Prix : 12,00 F

Un ouvrage de 128 pages, format 14,5 x 21 cm, au prix de... 15 F

En vente à la LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO  
43, rue de Dunkerque - PARIS (10<sup>e</sup>)

Téléphone : 878-09-94 C.C.P. 4949-29 Paris

# ORIGINAL TIMBRE ÉLECTRONIQUE

UN timbre électrique présente fréquemment le désagréable inconvénient d'émettre un son de niveau élevé, désagréable pour les personnes se trouvant dans son voisinage. Ce désagrément devient vite irritant lorsque l'installation est soumise à un usage très fréquent. Il ne sert à rien de produire un signal puissant sous prétexte de vouloir réaliser un dispositif d'appel efficace.

Le montage pratique et économique que nous présentons ci-dessous constitue une excellente solution pour remplacer un timbre électrique. Elle est basée sur l'utilisation d'un transistor unijonction (U.J.T.). Ce type de semi-conducteur moderne semble destiné à un grand avenir et trouve déjà de nombreuses applications. Dans l'industrie, il est utilisé en particulier dans les dispositifs de commande à thyristors ou triacs. Quelques transistors unijonction ont un prix accessible aux amateurs et leur permettent de réaliser quelques appareils modernes et utiles comme celui que nous allons décrire.

Examinons tout d'abord les avantages de ce dispositif. Il se caractérise essentiellement par sa simplicité : il ne comporte en effet qu'un transistor et quelques autres éléments. Le son produit par ce timbre est de faible niveau, suffisant cependant pour être entendu de tous les points, dans une ambiance normale. De plus, les appels sont identifiés grâce à leur tonalité différente. Il est, en effet, possible de disposer plusieurs boutons d'appel, chacun d'eux ayant sa propre tonalité. Il est possible, par ailleurs, de diffuser le signal à travers plusieurs haut-parleurs, ce qui permet l'appel simultané dans plusieurs locaux.

## ÉTUDE DU CIRCUIT

Le schéma électrique du circuit est représenté à la figure 1 ; il comporte deux parties principales. La première concerne l'alimentation du circuit, la seconde se rapporte à l'oscillateur à transistor unijonction.

## L'ALIMENTATION

Afin de réaliser un circuit toujours sous tension, nous avons préféré alimenter le dispositif à partir du secteur. On évite, par ce procédé, différents inconvénients découlant de l'utilisation prolongée des piles électriques (usure, fuite du liquide etc.). Le transformateur à utiliser est du type suivant : Primaire 220 V. Secondaire de 9 à 14 V - 300 mA environ. La tension secondaire n'est pas critique. Le redressement s'effectue par un pont de quatre diodes, et le filtrage est assuré par un condensateur électrolytique de 500  $\mu$ F - 50 V. Les diodes à utiliser ont une tension inverse de 20 V, et un courant de 0,5 A. La tension obtenue à la sortie du circuit d'alimentation variera d'un montage à l'autre. Cela n'a aucune importance étant donné que les diodes peuvent supporter une tension de 30 V sans risque de détérioration.

## LE CIRCUIT OSCILLATEUR

Le circuit oscillateur possède comme élément principal un transistor unijonction du type 2N2646. La base 1 est reliée directement au haut-parleur, la base 2 à la ligne positive au moyen d'une résistance de 680  $\Omega$ . L'émetteur est connecté aux éléments de polarisation R 33 k $\Omega$  et C/0,47  $\mu$ F. Les références C1, C2... correspondent aux boutons d'appel. Ceux-ci mettent en circuit les résistances R<sub>1</sub> ou R<sub>2</sub> qui déterminent les différentes fréquences d'oscillations. Les valeurs de ces résistances seront comprises entre 8 et 15 k $\Omega$ . Le haut-parleur, d'impédance 10  $\Omega$ , est disposé entre le point commun 33 k $\Omega$  - 0,47  $\mu$ F et la ligne négative. Si on dispose plusieurs haut-parleurs, on s'efforcera d'obtenir une impédance voisine de cette valeur. Il faut remarquer qu'étant donné la faible puissance du circuit, le nombre de H.P. à utiliser simultanément sera limité à trois ou quatre.

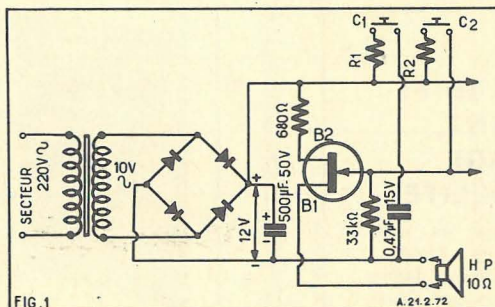


FIG. 1

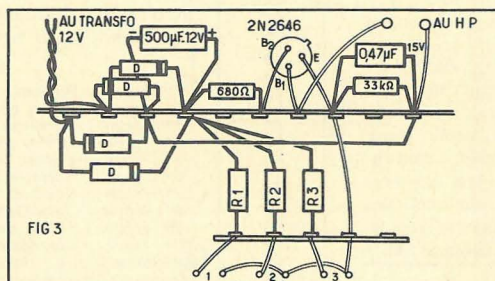


FIG 3

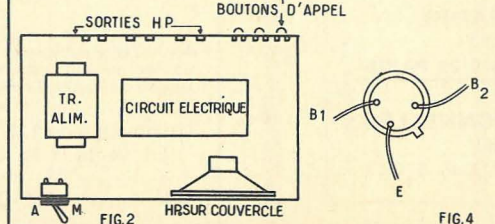


FIG. 2

FIG. 4

## CONSEILS POUR LA RÉALISATION DU DISPOSITIF

L'ensemble est peu encombrant. On pourra le réaliser dans un petit boîtier métallique de 13 x 10 x 6 cm, pourvu d'une grille capable de recevoir un haut-parleur de petit diamètre. Le coffret contiendra la section alimentation du secteur et le circuit oscillant avec son haut-parleur. La figure 2 donne un exemple d'implantation des éléments et le câblage est donné à la figure 3.

Le montage est assez simple et les risques d'erreurs sont à peu près nuls. L'élément le plus délicat est le transistor unijonction 2N2646. On évitera de le surchauffer durant les opérations de soudure. On devra en outre respecter le branchement du transistor dont le brochage est indiqué à la figure 4. La ligne de liaison avec les boutons de commande s'effectue au moyen d'un simple fil bifilaire du 8 à 10/10. Ce fil sera isolé par un revêtement plastique. Si on veut utiliser des haut-parleurs extérieurs, il est nécessaire de les relier avec un conducteur dont la résistance sera aussi faible que possible. Un résultat satisfaisant est obtenu, dans la majorité des cas, avec du fil de cuivre 10/10.

## MISE EN FONCTIONNEMENT

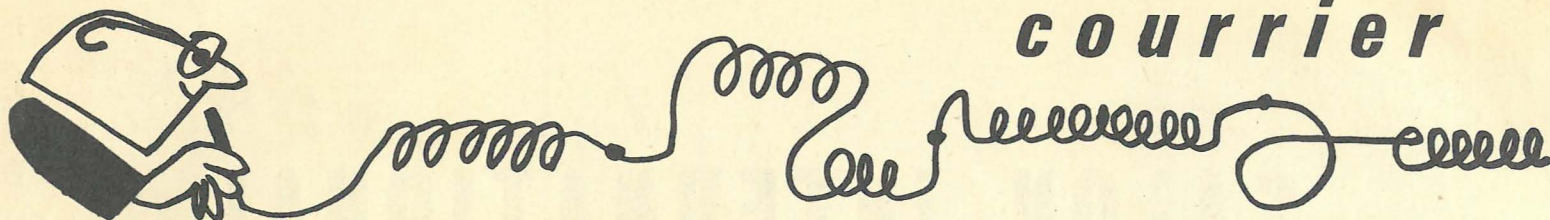
Après avoir soigneusement contrôlé le câblage, le dispositif sera relié au secteur. Le fonctionnement doit être immédiat et aucune mise au point n'est nécessaire. Si toutefois, on ne devait pas obtenir un fonctionnement correct à la première tentative, il serait nécessaire d'isoler le circuit du secteur et de vérifier le transistor unijonction et les autres éléments. En aucun cas, une erreur de câblage n'entraînera la destruction du transistor 2N2646.

## LISTE DES ÉLÉMENTS

- 1 résistance de 680  $\Omega$  1/2 W;
- 1 résistance de 33 k $\Omega$  1/2 W;
- 1 cond. céramique 0,47  $\mu$ F - 15 V;
- 1 condensateur électrochimique 500  $\mu$ F - 50 V;
- 1 transistor U.J.T. 2N2646;
- 4 diodes de 20 V - 0,5 A;
- 1 transformateur (voir texte);
- 1 interrupteur arrêt-marche;
- 1 lampe témoin au néon;
- 1 fusible de 1 A avec support;
- 1 haut-parleur de petit diamètre 10  $\Omega$ .
- R1-R2 (voir texte).

F. HURÉ

Bibliographie Spérimentare N° 9-71.



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

- 1° Chaque lettre ne devra contenir qu'une question ;
- 2° Si la question consiste simplement en une demande d'adresse de fournisseur quelconque, d'un numéro du journal ayant contenu un article déterminé ou d'un ouvrage de librairie, joindre simplement à la demande une enveloppe timbrée à votre adresse écrite lisiblement, un bon-réponse, une bande d'abonnement, ou un coupon-réponse pour les lecteurs habitant l'étranger ;
- 3° S'il s'agit d'une question d'ordre technique, joindre en plus un mandat de 4 F.

## 1<sup>ère</sup> Leçon gratuite



Sans quitter vos occupations actuelles et en y consacrant 1 ou 2 heures par jour, apprenez

### LA RADIO ET LA TÉLÉVISION

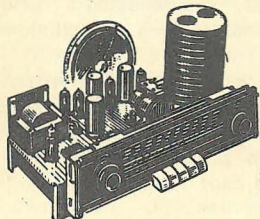
qui vous conduiront rapidement à une brillante situation.

- Vous apprendrez **Montage, Construction et Dépannage** de tous les postes.
- Vous recevrez un matériel ultra-moderne qui restera votre propriété.

Pour que vous vous rendiez compte, vous aussi, de l'efficacité de notre méthode, demandez aujourd'hui même, sans aucun engagement pour vous, et en vous recommandant de cette revue, la

*première leçon gratuite!*

Si vous êtes satisfait, vous ferez plus tard des versements minimes de 40 F à la cadence que vous choisirez vous-même. A tout moment, vous pourrez arrêter vos études sans aucune formalité.



Notre enseignement est à la portée de tous et notre méthode VOUS EMERVEILLERA

STAGES PRATIQUES SANS SUPPLÉMENT

Documentation seule gratuite sur demande.

- Documentation + 1<sup>ère</sup> leçon gratuite
- contre 2 timbres à 0,50 F pour la France.
- contre 2 coupons-réponse pour l'Étranger.

### INSTITUT SUPÉRIEUR DE RADIO-ÉLECTRICITÉ

Établissement privé - Enseignement à distance  
27 bis, rue du Louvre, PARIS-2<sup>e</sup>. Métro : Sentier  
Téléphone : 231-18-67

#### G. P..., 71-Chalon-sur-Saône.

Constate, sur son téléviseur en panne, un échauffement allant jusqu'à la rupture d'une résistance bobinée faisant 50  $\Omega$  environ et placée dans le circuit HT de l'alimentation.

Le manque de HT et l'échauffement de la résistance bobinée sont certainement provoqués par la défectuosité d'un condensateur électrochimique (court-circuit ou courant de fuite important). Il faudrait par conséquent déconnecter ces condensateurs un à un et les « sonner » à l'aide d'un ohmmètre ou à défaut avec un voltmètre en série avec une pile. Les condensateurs de filtrage peuvent avoir des valeurs variant de 8 à 50  $\mu$ F. En cas de nécessité de remplacement, choisissez une valeur comprise entre ces limites.

#### J. A..., 93-Gagny.

A construit un oscilloscope avec un tube DG7/5 de récupération, mais cet appareil ne procure aucun spot sur l'écran, si ce n'est une légère trace verte sur le col. S'inquiète d'une forte tache noire mercurée à l'intérieur, qu'il interprète comme un signe de défectuosité.

Le fait de ne pas avoir de spot sur votre écran d'oscilloscope peut évidemment être occasionné par un défaut interne, par exemple un décentrage du canon à électrons ; dans ce cas la seule solution serait le changement du tube.

Il est également possible que cela provienne du diviseur de tension destiné à l'alimentation des différentes électrodes du tube. Vérifiez que la tension sur le curseur du potentiomètre de concentration, anode 1 du DG7/5 varie de 200 à 300 V. Sinon, modifiez les valeurs des résistances situées de part et d'autre de ce potentiomètre de manière à obtenir, sur le curseur du potentiomètre de lumière, une tension comprise entre 2 ou 3 V et 50 V. Assurez-vous encore du branchement correct des plaques de déviation et d'une façon générale de toutes les électrodes.

La tache argentée à l'intérieur du tube ne doit pas vous inquiéter : il s'agit d'une pastille de magnésium volatilisée au cours de la fabrication pour parfaire le vide.

#### M. A..., Alger (Algérie).

Nous demande les équivalences de semi-conducteurs.

AF106	=	AF201	—	AF202
AF121	=	SFT358		
AF126	=	SFT316		
SFT106	=	AF116		
SFT119	=	SFT319		
SFT117	=	SFT317		

#### L. B..., 35-Rennes.

Nous demande la signification d'un certain nombre d'abréviations utilisées en électronique.

- VHF = Très haute fréquence.
- UHF = Ultra haute fréquence.
- VFO = Etage oscillateur pilote.
- BF = Basse fréquence.
- HI-FI = Haute fidélité.
- AM = Modulation d'amplitude.
- FM = Modulation de fréquence.
- TV = Téléviseur.
- THT = Très haute tension.
- MF = Moyenne fréquence.
- MHz = Mégahertz.
- DX = Réception ou transmission à grande distance.
- FI = Fréquence intermédiaire.
- Hz = Hertz.

## BON DE RÉPONSE RADIO-PLANS

## L'ÉLECTRONIQUE au service des LOISIRS...

Joignez l'utile à l'agréable en réalisant vous-même vos montages électroniques !

- Émission-réception d'Amateurs grâce à nos modules R.D. et BRAUN.
- Télécommande de modèles réduits, avions, bateaux et tous mobiles.
- Allumage électronique pour votre voiture.
- Compte-tours électronique.
- Régulateur de pose pour essuie-glace.
- Alarme et antivol.
- Variateur de vitesse pour moteur.
- Variateur de lumière pour projecteur.
- Antenne d'émission.

...Et toutes les pièces détachées spéciales et subminiatures.

Catalogue contre 6 F.

## R.D. ÉLECTRONIQUE

4, rue Alexandre-Fourtanier - 31 - TOULOUSE  
Téléphone : (15) 61/21-04-92



# SALON INTERNATIONAL DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

**L**E Salon International des Composants Electroniques, qui s'est tenu au Parc des Expositions, de la Porte de Versailles, du 6 au 11 avril, a connu, comme chaque année un succès considérable et a accueilli un nombre record de visiteurs tant étrangers que français. Cette manifestation a fait de Paris, cette année encore, la capitale éphémère de cette technique en pleine évolution, qu'est l'électronique. Cette évolution est, chaque année, davantage orientée vers les applications industrielles et les composants du secteur grand public y sont un peu perdus dans la masse, mais néanmoins toujours présents. Mais où commence et où finit le secteur grand public? Ces composants bénéficient d'ailleurs des recherches faites pour les matériels professionnels et des perfectionnements qui en résultent, notamment en matière de miniaturisation et de fiabilité.

## L'OPTOELECTRONIQUE

Cette technique, qui a déjà quelques années d'existence, se confirme et présente déjà de nombreux dispositifs utilisables dès maintenant, tant pour l'affichage que pour les automatismes industriels : voyants, photocoupleurs, détecteurs, plaquettes électroluminescentes, dispositifs à 7 segments, cristaux liquides à couleur commandée que l'on pouvait voir aux stands Texas Instruments, Cometa, Omega, etc.

Des diodes électroluminescentes associées à des cristaux de terres rares permettent d'obtenir des couleurs variées. Pour les tubes, on a remarqué les progrès accomplis dans les photomultiplicateurs et les tubes images très sensibles.

## APPLICATIONS INDUSTRIELLES OU GRAND PUBLIC

Les circuits permettant la réalisation de fonctions directement utilisables dans les appareils grand public ou industriels étaient nombreux ; circuits monolithiques, hybrides ou modules surmoulés. Des circuits intégrés pour le décodage couleur, les circuits vidéo et BF sont d'ores et déjà disponibles.

## LES COMPOSANTS

### Les semi-conducteurs

On peut dire que toute l'évolution des composants passifs est subordonnée à celle des semi-conducteurs. Les technologies utilisées pour ces derniers sont sans cesse améliorées et permettent l'obtention de circuits logiques à hautes performances, de mémoires de plus en plus importantes, de circuits linéaires de plus en plus complexes. Beaucoup de ces circuits sont à la portée des amateurs qui pourront les utiliser dans leurs réalisations d'appareils audiovisuels ou de dispositifs électroniques.

Dans le domaine transistors le silicium a pratiquement supplanté le germanium. Les MOS confirment leur tendance amorcée l'année dernière : sans prétendre détrôner les transistors classiques, ils prennent de plus en plus d'importance. Les principaux exposants de ces composants actifs étaient RTC Compelec, Motorola, Sescosem, Texas Instruments, SGS, etc.

Dans la gamme SGS, nous avons remarqué trois nouveaux amplificateurs HF : les BFR 36, 38 et 39 spécialement étudiés pour être utilisés en amplificateurs d'antennes, et la gamme de circuits intégrés

BF : TAA611, TAA621, TAB641, TBA800 et TBA810.

La General Electric Co présentait une nouvelle famille de semi-conducteurs, les GE-MOV destinés à lutter contre les augmentations subites de tensions.

### Résistances et condensateurs

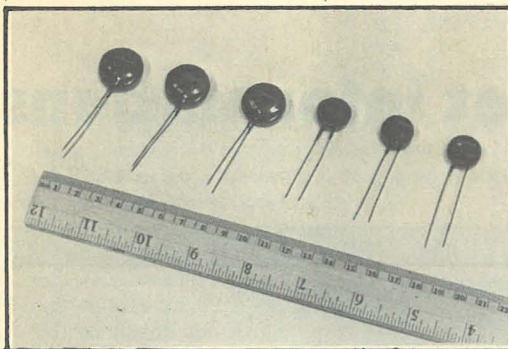
Au stand RTC-Compelec division COGECO les produits suivants étaient exposés : résistances à couche métallique, condensateurs plastique métallisé, condensateurs électrochimiques, condensateurs à l'aluminium à électrolyte solide.

La société Efco exposait toute une gamme de condensateurs polyester métallisé de classe professionnelle. Radiohm présentait une grande variété de potentiomètres, dont un modèle à glissière tout récent.

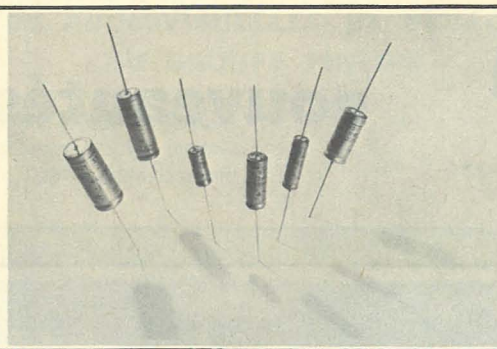
### Composants et sous-ensembles TV

Parmi les principaux exposants de matériel télévision, nous avons noté Omega, RTC, Cicor et Vidéon. Côté tubes images il ressort, de cette visite, que le tube à masque 110° pour la TV couleur a encore de longues années de bons services à remplir.

La formule sélecteur UHF, VHF ou combiné VHF, UHF se généralise. Il en est de même



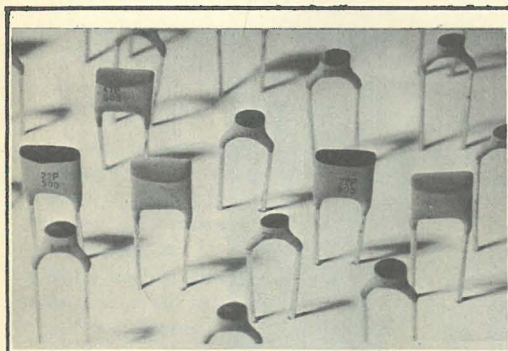
Ces nouveaux semi-conducteurs GE-MOV de puissances diverses (doc. General Electric).



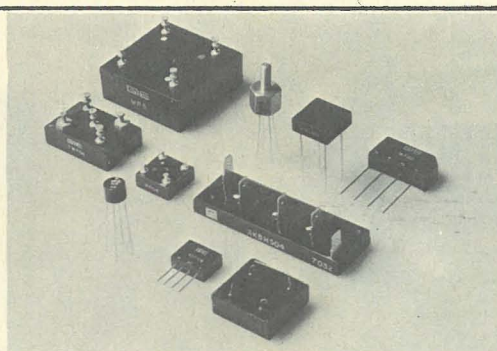
Condensateurs céramique « plaquettes » (Soc. R.T.C. Cogeco).



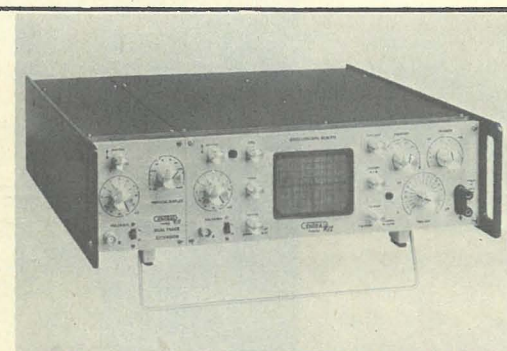
Générateur BF 264 Centrad,



Condensateurs électrolytiques à aluminium solide « C121 » (doc. R.T.C. Cogeco).



Des types de ponts redresseurs au silicium produits par General Instruments Europe dans une très large gamme de 1 à 25 ampères.



Oscilloscope professionnel vendu en kit de chez Centrad,

pour l'accord par varicap. Orega développe un modèle de ce genre comportant un sélecteur de programme à touches. Aréna présente un nouveau sélecteur 1/4 d'onde UHF-VHF à accord continu par CV unique.

Le groupe Sylvania Vidéon offrait cette année encore un éventail très complet de sous-ensembles TV. Dans le domaine du noir et blanc cette firme présentait sa gamme complète de composants base de temps.

#### Antennes TV

Cette spécialité était représentée par de nombreuses marques réputées. Portenseigne exposait une nouvelle gamme d'antennes mixtes VHF + UHF. Citons encore Cogerec, Wisi, Gammax, etc.

Souvent, pour dégager suffisamment l'antenne, on est obligé d'utiliser un pylône maintenu par des haubans. Or il est parfois difficile d'habanner et pour remédier à cela les Etablissements Leclerc ont étudié des pylônes sans hauban couvrant une gamme de hauteurs allant de 12 à 34 mètres.

#### Condensateurs variables et bobinages

Une cinquantaine d'exposants présentaient des condensateurs variables ou ajustables à diélectrique air, verre, plastique ou céramique. Parmi eux, nous citerons LCC, MCB, Orega, Cifte, RTC-Cogéco. Arena, en plus d'une gamme très complète de CV à usage professionnel, continue, pour le secteur grand public, la fabrication de sa série 16 000 qui, grâce à des éléments standard, peu-

vent s'adapter sur les montages les plus divers. Pour ces modèles, l'utilisation d'un diélectrique solide, spécialement traité, a permis, tout en améliorant les qualités, de réduire l'encombrement et d'obtenir un appareil antimicrophonique et antimagnétique.

Parmi les exposants de bobinages à vocation radioélectrique nous pouvons citer Arena, Orega, Cicor, qui peuvent fournir des composants soit séparés soit associés à des modules à circuits imprimés, pour radio ou TV. Oreor, bien que tendant à se spécialiser dans les contacteurs à touches, continue sa fabrication de bobinages et de modules. Mentionnons aussi chez Plessey des bobines d'inductance imprimées d'une grande stabilité thermique et mécanique.

Les transformateurs à fréquences industrielles et acoustiques étaient largement représentés. Nous citerons Lem, Melodium, Siemens. Au stand Rapsodie on pouvait voir, entre autres, tout un éventail de transfo pour l'alimentation secteur des appareils à transistors et des transformateurs pour base de temps bloking. La Sté Myrra exposait des transformateurs d'impulsions pour thyristors et triacs.

#### Les appareils de mesure

Les exposants d'appareils de mesure étaient nombreux eux aussi. Parmi ces exposants, signalons tout particulièrement Heathkit, spécialiste de la vente en kit d'instruments de contrôle dont la qualité est comparable à celle de bien des appareils pro-

fessionnels. Notons que dans cette branche, on pouvait constater un développement considérable de l'affichage numérique par tubes nixie.

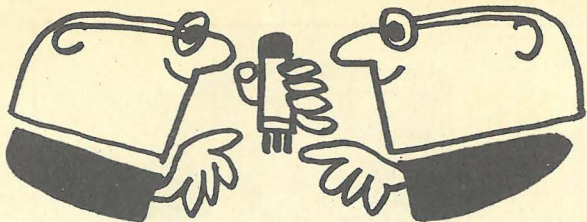
Agelec présentait un nouvel oscilloscope à double trace, et à base de temps relaxée ou déclenchée. Nous avons pu voir au stand Chauvin Arnoux un nouveau multimètre numérique : le Nuta Universel 6913.

Signalons chez Centrad, marque bien connue de nos lecteurs, une gamme très complète d'oscilloscopes, dont le BMO16, qui est un appareil de classe professionnelle vendu en kit. Comme nouveautés présentées à ce Salon par cette firme il convient de mentionner : un générateur BF transistorisé, le 264, un multimètre numérique, le 144, et un oscilloscope transistorisé portatif de 10 MHz de bande passante, le 272. Parmi les exposants d'appareils de mesure, signalons encore : Ferisol, Pekly, Philips, Schneider électronique.

#### Matériels divers

Il nous faut encore citer les circuits imprimés de plus en plus denses et les connecteurs de toutes sortes dont les exposants étaient très nombreux.

Ce coup d'œil trop rapide ne peut naturellement donner qu'une idée approximative de l'ampleur de cette exposition qui a fait converger pour quelques jours, sur Paris, les plus grandes firmes électroniques du monde entier et un public tout aussi international, ce qui prouve, s'il en était besoin, l'intérêt de ce Salon.



## nouveautés et informations



LE CENTRE INDUSTRIEL D'EVREUX  
ET L'USINE DES TUBES CATHODIQUES DE RTC,  
LA RADIOTECHNIQUE - COMPELEC

Le Centre Industriel d'Evreux, façade Ouest.  
(Document R.T.C.)

**C**HAQUE année, la RTC convie la presse spécialisée à une grande manifestation suivie d'une conférence de presse. Cette fois il s'agissait d'une visite aux centres industriels d'Evreux et de Dreux. Le Centre d'Evreux s'élève au milieu d'un terrain de 10 ha, à l'entrée de la ville. L'ensemble de ses constructions couvre une surface de plancher de 28 000 m<sup>2</sup> entourée de larges avenues et d'espaces verts.

### LES ACTIVITÉS

Les activités de ce centre peuvent être regroupées en 3 catégories :

- Les ferrites
- Les circuits imprimés industriels et grand public.
- Les sous-ensembles professionnels et industriels.

**Les ferrites :** Encore appelées céramiques magnétiques, les ferrites sont des composés chimiques cristallins à base d'oxydes métalliques : fer, nickel, manganèse et barium. Il existe deux grandes catégories : les ferrites douces ou ferroxcubes qui ont le domaine d'applications longtemps réservé au fer doux et les ferrites dures ou ferroxdures apparentées aux aimants.

Les différents composants du ferroxcube sont mélangés, broyés, filtrés, prefrittés, rebroyés, mis en forme avant le frittage définitif, à une température de l'ordre de 1 300 °C. Certaines pièces sont rectifiées.

En ce qui concerne les ferroxdures les différentes compositions d'oxyde et de carbonates sont dosées avec précision, mélangées et prefrittées dans des fours. Ces poudres sont ensuite broyées et mises en forme par d'énormes presses. Les pièces obtenues par ce traitement sont frittées dans de grands fours tunnels.

Associé à ce complexe de fabrication, un laboratoire de recherche travaille à l'amélioration des propriétés magnétiques de ces produits.

**Les circuits imprimés :** Ils constituent actuellement le principal mode de câblage des circuits électroniques.

Les productions du centre d'Evreux en cette matière vont du circuit d'usage courant simple ou double face, fabriqué en grandes séries, aux circuits multicouches et aux circuits pour applications spatiales fabriqués à l'unité.

Quel que soit le type du circuit, le processus de fabrication est le même dans ses grandes lignes :

- Conception et dessin à grande échelle
- Réduction du dessin à l'échelle 1 et cliché
- Prétraitement et nettoyage du dépôt de cuivre
- Dépôt de la laque sensible

- Exposition à la lumière à travers le cliché
- Développement de la couche photosensible
- Perçage sur perceuses numériques commandées par bande perforée, ou perçage par presse
- Métallisation des trous et dépôt de divers revêtements électrolytiques
- Gravure à l'acide
- Découpe et marquage.

**Les sous-ensembles professionnels et industriels :** On groupe sous cette appellation une série de productions très diverses dont la plus importante est celle de mémoires à tores de ferrite qui sont produites en grande série sous la forme de matrices d'empilages ou de mémoires complètes comprenant les circuits électroniques associés.

Les matrices-mémoires qui mettent en œuvre les propriétés magnétiques des ferrites servent à stocker et à restituer, au moment voulu, plusieurs centaines de milliers d'informations.

Certaines mémoires miniaturisées utilisent des tores, petits anneaux de ferrite, de 355,6 microns et le câblage exige de la part des opératrices des qualités extraordinaires de dextérité.

Parmi les autres activités du groupe sous-ensembles professionnels et industriels citons des imprimantes dont chaque caractère est obtenu par une mosaïque de points et les circuits hybrides en couches minces.

### L'USINE DES TUBES CATHODIQUES DE DREUX

De la visite de cette usine se dégage une incontestable impression de puissance et d'efficacité. Que de transformations depuis notre précédente visite en 1967!

Parmi quatre halls de fabrication, trois abritent l'ensemble des traitements des ampoules et des opérations de fabrication des tubes à l'exception du montage des canons qui s'effectue au second niveau d'un bâtiment de façade.

Le premier niveau des halls de fabrication comprend des magasins, l'atelier de fabrication des masques, les installations de traitement des eaux et le conditionnement de l'air.

Le second niveau abrite les fabrications, les bureaux de la direction. En outre un important atelier de mécanique assure l'entretien de l'équipement mécanique de l'usine dont une grande part a été réalisée ou adaptée par ce service. Les produits chimiques utilisés pour la fabrication sont préparés dans un atelier desservi par une voie ferrée.

Entreprise équilibrée, douée d'une grande capacité de croissance RTC constitue un ensemble remarquable par son unité, ainsi que par la puissance de ses laboratoires, son poids industriel et son dispositif commercial.

## ACTIVITÉS AUDIOVISUELLES ET PÉDAGOGIQUES DU GROUPE PHILIPS

Au cours d'une conférence de presse la Sté PHILIPS a présenté aux journalistes techniques les matériels audiovisuels mis au point par ses services techniques et qui s'adressent à deux grands secteurs d'applications : enseignement, promotion spectacles.

L'enseignement et la formation englobent non seulement les différents secteurs de l'enseignement général ou technique, du primaire au supérieur, mais aussi tous les autres types de formation professionnelle ou spécialisée dans l'entreprise ou à domicile, etc.

L'information et la promotion au niveau commercial, économique ou autres, font appel aux mêmes techniques que les loisirs ou la culture.

Une place prépondérante est réservée par la Sté Philips aux activités de recherches. En France le Laboratoire d'Electronique et de Physique appliquées est chargé d'étudier, et d'expérimenter les moyens propres à contribuer à l'amélioration des méthodes et processus éducatifs.

Voici quelques matériels qui ont été présentés et clairement commentés par l'équipe des techniciens ayant collaborés à leur étude et à leur mise au point.

### 1. — L'ANALYSEUR DE RÉPONSES A LIAISONS SANS FIL

Cet appareil permet par l'utilisation du questionnement à choix multiple en temps réel de contrôler les connaissances des élèves et soutient leur activité. Il rend possible l'analyse globale de la répartition des réponses affichées sous forme d'un histogramme évolutif, la localisation des réponses individuelles sur un plan de classe. Il est éminemment mobile grâce aux liaisons exclusivement radioélectriques. Il offre la possibilité d'enregistrement pour analyse statique par association d'un perforateur, d'une mémoire, d'une imprimante, etc.

### 2. — LE SYSTÈME PIP

Cet appareil de conception entièrement nouvelle est destiné à la présentation d'un programme audiovisuel à un petit groupe de 4 ou 5 personnes. Il comprend un projecteur à écran plein jour et utilise deux cassettes standardisées. Une d'elles contient un film super 8 et l'autre une bande magnétique sur laquelle sont enregistrés les sons et les tops de synchronisation qui commandent le défilement de l'image lequel peut aller progressivement de la vue fixe à 24 images à la seconde.

Un système de commande manuelle permet la marche arrière ou avant rapide de l'image et du son. Ce système commande aussi l'arrêt de l'appareil.

### 3. — LES LABORATOIRES DE LANGUES

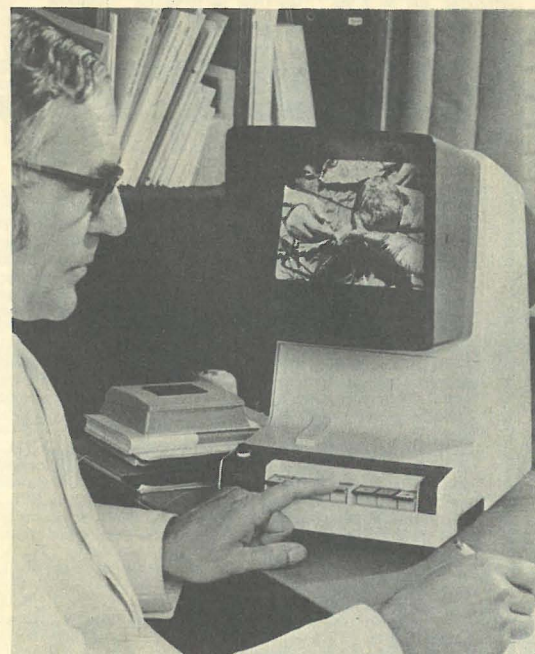
Ils permettent l'étude des langues soit individuellement soit collectivement. Individuellement ils mettent en œuvre un Audio K7 de la taille d'un magnétophone à cassette avec méthode de 6 cassettes comprenant une piste « Maître » et une piste « Elèves ». Pour l'étude collective on utilise des ensembles comprenant un pupitre « Maître » et des cabines « Elèves ».

### 4. — LE TRI-SYNCHRO

Il se présente sous la forme de deux mallettes dont les dimensions sont 420 x 300 x 75 mm. Très facilement transportable, cet ensemble permet à toute personne devant animer une conférence de présenter un programme illustré par diapositives.

La première mallette contient un lecteur à cassettes, un décodeur conçu pour les programmes mono bi ou tri-écrans. Un amplificateur de sonorisa-

1. — Le PIP.
2. — Le tri-synchro.



tion. Un microphone permettant un commentaire par le présentateur. 3 prises secteur facilitent l'emploi des projecteurs.

La 2<sup>e</sup> mallette contient deux haut-parleurs elliptiques montés sur baffle dépliant, un microphone à télécommande. Des cases de rangement sont prévues pour les cassettes, une lampe de projection et autres accessoires.

Citons encore le bloc de fondu enchaîné, l'écran multi TV, le VPV (vidéo sur le point de vente).

Terminons ce trop rapide tour d'horizon en mentionnant la télédistribution. Ce système qui a pour mission de distribuer par câble à une grande quantité de spectateurs les programmes de la télévision est sans aucun doute promis à un grand avenir en raison de la qualité des images.

## LE SYSTÈME HI-FI MULTISOUND

En matière de reproduction des sons, une étape importante a été franchie il y a une dizaine d'années avec l'apparition de la stéréophonie qui, au moyen de deux canaux différents lors de la reproduction, permet à l'auditeur de localiser les sources sonores.

Le principal reproche que l'on fait à cette technique est de ne pas placer l'auditeur dans les conditions exactes de l'écoute en salle où en fonction de la place occupée par rapport à l'orchestre, en fonction

des dimensions du local d'écoute et du pouvoir d'adsorption des murs, les sons qui atteignent l'oreille acquièrent une « profondeur » qui n'est pas reproduite en stéréophonie.

De nombreux systèmes ont été utilisés mais on leur reprochait bien souvent de « colorer » les sons d'origine et de perturber la fidélité.

Le système MULTISOUND de KORTING, commercialisé en France par SIMPLEX ELECTRONIQUE (1), n'introduit pas d'effet

artificiel et conserve la fidélité d'origine, tout en recréant l'ambiance spatiale des salles d'écoutes. L'effet de réverbération est obtenu par deux haut-parleurs additionnels en opposition de phase et dont la position transversale par rapport à l'auditeur évite toute interaction entre les sons émis de façon directe par les canaux gauche et droit pour la stéréophonie et qui, de ce fait, ne subissent aucune altération.

Le système MULTISOUND est intégré à deux appareils KORTING :

a) L'amplificateur QUADRI MULTISOUND 600 qui comporte deux amplificateurs quadri additionnels et qui permet de ce fait, à partir d'émissions radio, d'un magnétophone ou de disques spéciaux, les reproductions en quadriphonie.

b) Le tuner amplificateur SYNTECTOR 1600 L MULTISOUND caractérisé par son circuit synchro oscillateur est également équipé du circuit MULTISOUND.

(1) 48, bld de Sébastopol - Paris 3<sup>e</sup>.