

6 f

6000 par le Monde partout

électronique pratique

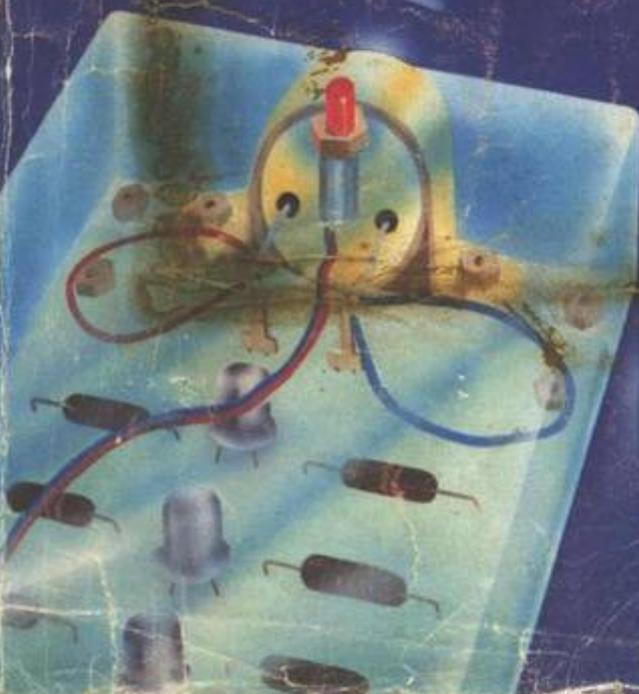
N°18 NOUVELLE SERIE JUILLET

AOÛT 1979

Initiation · Composants · Réalisations · Kits · Expérimentations

sommaire détaillé p.71

France : 2,50 F - Espagne : 125 Pesetas - Tunisie : 600 Mil. - Italie : 1 500 Lires - Algérie : 6 Dinars
Belgique : 49 FB - Suisse : 2,50 F



*Télécommande
par ultra-sons*

électronique pratique

REVUE
MENSUELLE

N° 18
NOUVELLE
SERIE

sommaire



Eclairage de secours.



Interphone de portail.



Variateur pour tableau de bord.

Réalisez vous-mêmes

- 72 | Un avertisseur acoustique sensible à la lumière
- 74 | Une télécommande à ultra-sons
- 85 | Un interphone de portail
- 94 | Un éclairage de secours automatique
- 98 | Un variateur pour tableau de bord

Expérimentez vous-mêmes

- 102 | Un tuner HiFi sur mesures

Pratique et initiation

- 110 | Venons-en au FET (3^e partie)
- 116 | Polarisation d'un transistor (2^e partie)
- 121 | Les antennes FM
- 126 | Les applications du NE 555
- 131 | Les applications du μA 741

Divers

- 119 | Tables des matières 78/79
- 136 | Enquête « ELECTRONIQUE PRATIQUE »
- 147 | Page abonnements
- 150 | Nos lecteurs/Répertoire des annonceurs

ADMINISTRATION-REDACTION : Société des Publications Radio-Électriques et Scientifiques

Société anonyme au capital de 120 000 F. - 2 à 12, rue Bellevue, 75940 Paris Cedex 19. - Tél. : 200.33.05. - Télex PVG 230 472 F

Directeur de la publication : A. LAMER - Directeur technique : Henri FIGHIERA - Rédacteur en chef : Bernard FIGHIERA.

avec la participation de : M. Bernard, R. Knoerr, D. Roverch, M. Archambault, R. Rateau, H. Schreiber, F. Juster

La Rédaction d'Électronique Pratique décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs.

PUBLICITE : Société Auxiliaire de Publicité, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris - Tél. : 285-04-46 (lignes groupées). C.C.P. Paris 3793-60

ABONNEMENTS : Abonnement d'un an comprenant : 11 numéros ELECTRONIQUE PRATIQUE. Prix : 50 F - Etranger : Prix : 80 F

Nous laissons la possibilité à nos lecteurs de souscrire des abonnements groupés, soit :

LE HAUT-PARLEUR + ELECTRONIQUE PRATIQUE à 125 F - Etranger à 195 F

SONO + LE HAUT-PARLEUR + ELECTRONIQUE PRATIQUE à 180 F - Etranger à 250 F

En nous adressant votre abonnement, précisez sur l'enveloppe : « SERVICE ABONNEMENTS » : 2 à 12, RUE BELLEVUE, 75940 PARIS CEDEX 19.

Important : Ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal. - - Prix d'un numéro 6 F

Les règlements en espèces, par courrier, sont strictement interdits. ATTENTION ! Si vous êtes déjà abonné, vous faciliterez notre tâche en joignant à votre règlement soit l'une de vos dernières bandes-adresses, soit le relevé des indications qui y figurent. - ● Pour tout changement d'adresse, joindre 1 F et la dernière bande.



AVERTISSEUR ACOUSTIQUE sensible à la lumière

LES cellules photo-résistantes sont les éléments de base de beaucoup de montages électroniques pour antivol. En effet, ces composants du fait de leurs propriétés permettent d'agir directement sur la polarisation de base d'un transistor.

Le montage préconisé fait appel à un détecteur de lumière associé à un avertisseur acoustique. Dès qu'un signal lumineux apparaît sur la cellule un signal sonore retentit.

Schéma de principe

Il peut se scinder en trois parties ou fonctions bien précises : le détecteur de lumière, le multivibrateur et l'amplificateur de puissance.

Le schéma de principe en est proposé figure 1. Le transistor T_1 voit sa polarisation de base établie de telle sorte qu'en l'absence de lumière sur la cellule photorésistante, il ne conduit pas.

Le potentiel collecteur du transistor T_1 est sensiblement voisin de celui de la masse. En conséquence, le multivibrateur, délivrant le signal audible n'est pas alimenté.

Par contre, lorsqu'un faisceau lumineux atteint la cellule, le potentiel de base de T_1 devient négatif et comme il s'agit d'un PNP, il entre en conduction. Il en résulte que la jonction émetteur-collecteur devient conductrice et que par conséquent le multivibrateur est alimenté par la ligne positive.

Le multivibrateur fait appel à deux transistors en montage dit croisé. Chaque transistor possède à cet effet une résistance de polarisation de base et une résistance de charge. Avec les condensateurs C_1 et C_2 utilisés, la note engendrée reste très stridente, mais rien n'empêche en modifiant leur valeur d'obtenir une autre tonalité.

C'est au niveau du collecteur de l'un des deux transistors NPN que par l'intermédiaire d'une capacité C_3 le signal est appliqué à l'étage amplificateur T_4 - T_5 .

Le signal pratiquement rectangulaire délivré par le multivibrateur fait travailler T_4 dans des conditions de commutation. Ainsi lorsque le transistor T_4 est à la saturation, la base du transistor T_5 devient positive et il se produit, en conséquence une impulsion dans le haut-parleur qui est répercutée par le condensateur C_4 placé en parallèle.

Le transistor T_5 est un modèle NPN en boîtier plastique TO126.

Enfin l'alimentation s'effec-

tue sous une tension de 6 V procurée par quatre piles de 1.5 V type « bâton ».

Réalisation pratique

Tous les éléments nécessaires à la composition du circuit excepté le haut-parleur, peuvent prendre place sur un circuit imprimé de dimensions réduites. La figure 3 présente à cet effet l'implantation possible des éléments.

La cellule photorésistante LDR07 est directement soudeée à l'aide de ses sorties axiales. Le transistor de puissance BD135 n'est pas monté sur radiateur, la puissance dissipée restant relativement faible. La figure 2, quant à elle, donne le tracé du circuit imprimé à l'échelle 1.

Le haut-parleur utilisé est un modèle de 10 à 12 cm de diamètre et d'une impédance de 8 Ω .

Il se peut par ailleurs qu'en fonction de la dispersion des caractéristiques des éléments, on soit obligé de modifier la polarisation fixe de base, en l'occurrence R_1 , R_2 , R_3 . M.B.

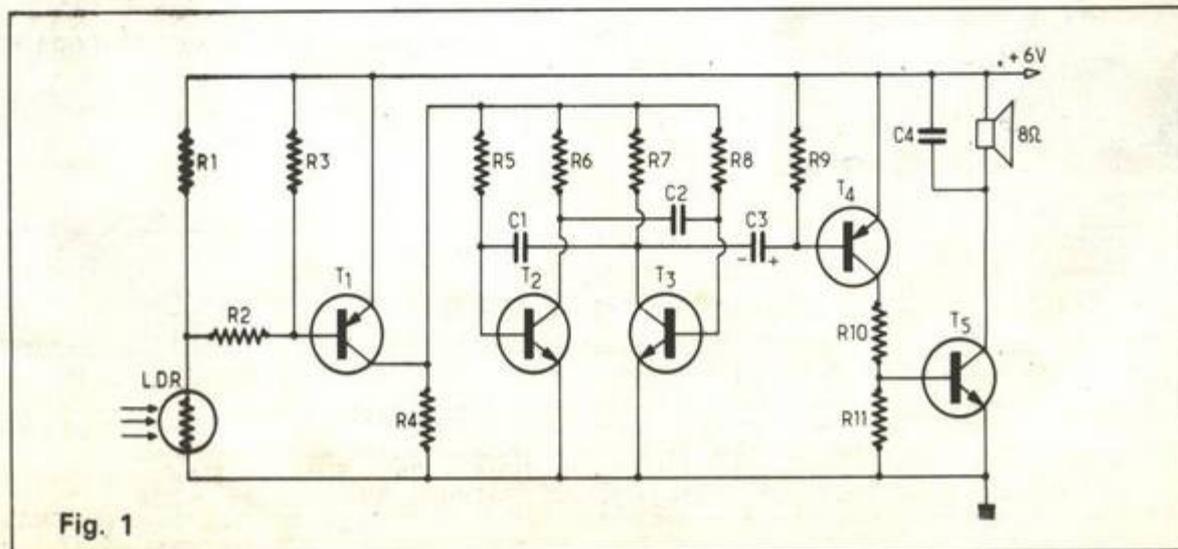


Fig. 1

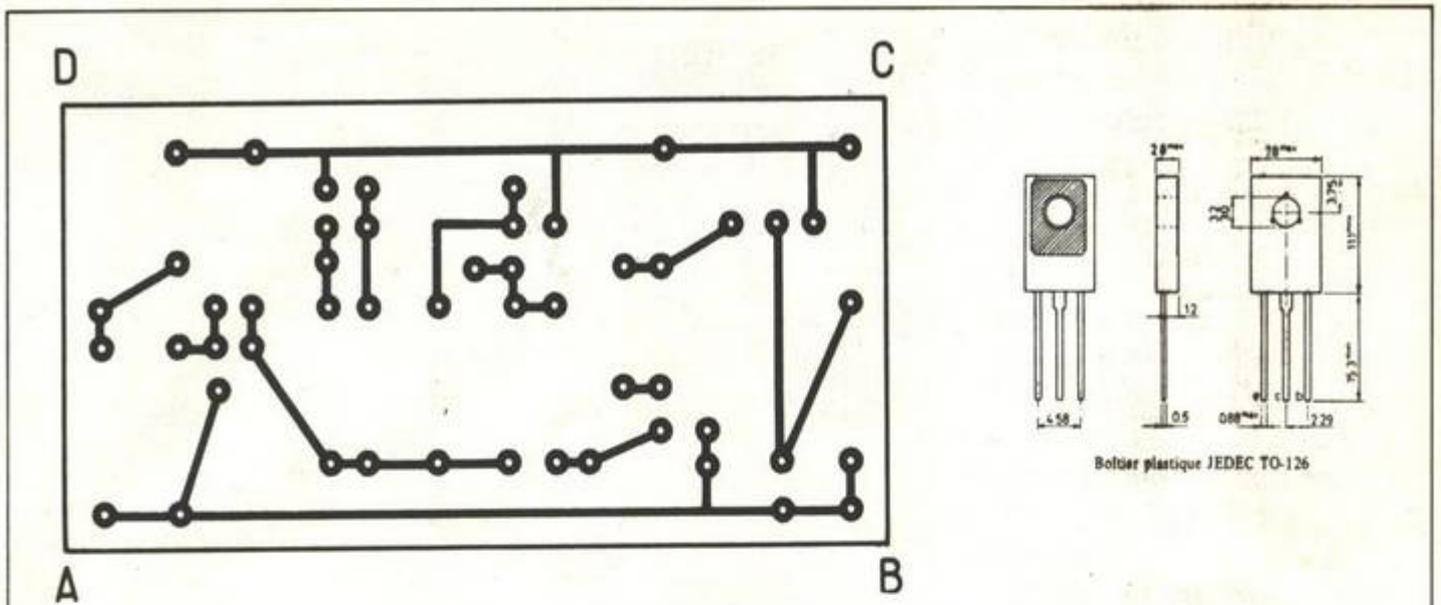


Fig. 2

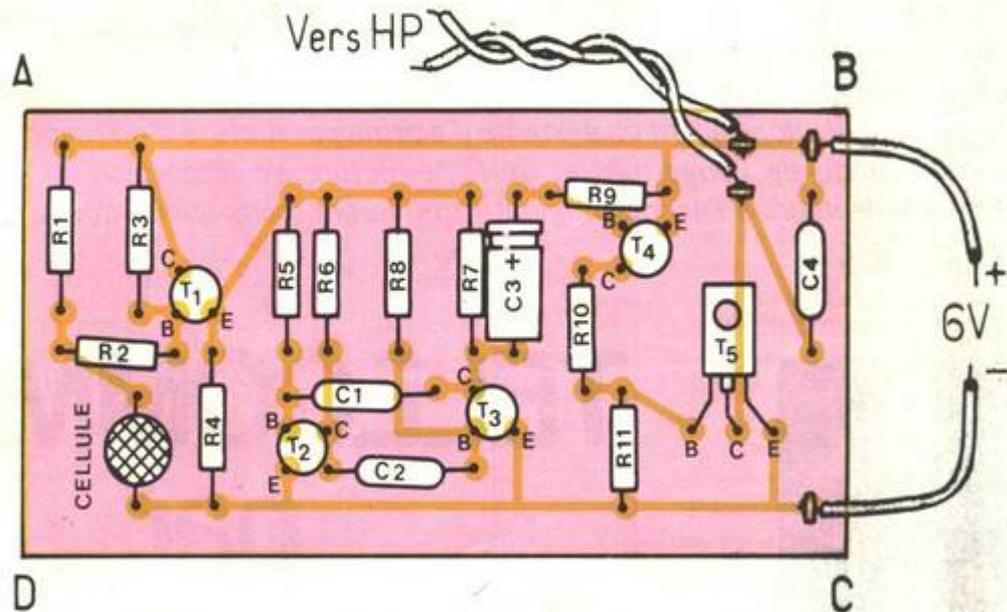


Fig. 3

Liste des composants

$R_1 = 1,5 \text{ k}\Omega$ (marron, vert, rouge)

$R_2 = 12 \text{ k}\Omega$ (marron, rouge, orange)

$R_3 = 3,3 \text{ k}\Omega$ (orange, orange, rouge)

$R_4 = 15 \text{ k}\Omega$ (marron, vert, orange)

$R_5 = 56 \text{ k}\Omega$ (vert, bleu, orange)

$R_6 = 5,6 \text{ k}\Omega$ (vert, bleu, rouge)

$R_7 = 5,6 \text{ k}\Omega$ (vert, bleu, rouge)

$R_8 = 56 \text{ k}\Omega$ (vert, bleu, orange)

R_9 : 47 à 150 $\text{k}\Omega$ (marron, vert, jaune)

$R_{10} = 220 \Omega$ (rouge, rouge, marron)

$R_{11} = 2,2 \text{ k}\Omega$ (rouge, rouge, rouge)

$C_1 = 39 \text{ nF}$ Mylar

$C_2 = 39 \text{ nF}$ Mylar

$C_3 = 1 \mu\text{F}/6 \text{ V}$

$C_4 = 0,1 \mu\text{F}$ Mylar

$Tr_1 = 2\text{N}2904, 2\text{N}2905$

$Tr_2 = \text{BC}108, \text{BC}408, \text{BC}107$

$Tr_3 = \text{BC}108, \text{BC}408, \text{BC}107$

$Tr_4 = 2\text{N}2905, 2\text{N}2904$

$Tr_5 = \text{BD}135$

Cellule LDR07 ou équivalent
H.P. 8 Ω



*Transmettre un ordre
pouvant atteindre
un récepteur disposé
jusqu'à une
bonne quinzaine de mètres
de l'émetteur
sans autre liaison matérielle
que l'air ambiant,
telle est l'une
des possibilités offertes
par les ultra-sons qui sont
en fait des ondes sonores
inaudibles pour l'oreille
humaine.*

*Le montage proposé ne nécessite,
comme composants actifs,
que de très classiques transistors :
les circuits intégrés ayant
été volontairement écartés.*

De nombreuses applications allant du système d'alarme par rupture d'un rayon ultra-sonique invisible, jusqu'à la commande de l'ouverture et de la fermeture de la porte d'un garage, sont possibles. Gageons que nos lecteurs à l'esprit imaginaire trouveront, sans aucun doute, d'autres utilisations de ce dispositif.



TELECOMMANDE par ultra-sons

I - Fonctionnement électronique

1. Les ultra-sons

Une vibration sonore émise par un émetteur quelconque, par exemple une membrane de klaxon, se transmet dans l'air ambiant, de proche en proche, à la vitesse de l'ordre de 340 mètres par seconde. Si l'on considère un point fixe quelconque du milieu soumis à cette action du son, on constate une succession de pressions et de dépressions de fréquence égale à celle du son et ces perturbations, grâce à l'élasticité du milieu, se transmettent en s'affaiblissant progressivement. Le phénomène est tout à fait comparable aux « ondes » formées par la

chute d'un caillou dans une mare d'eau calme.

Lorsque la fréquence de ces ondes sonores atteint 20 kHz, le tympan de l'oreille humaine est incapable de vibrer à une telle période et le son devient inaudible : c'est le domaine des ultra-sons.

Dans la réalisation décrite ci-après, on utilise des ultra-sons de 40 kHz ce qui correspond à une période du signal de 25 μ s. Étant donné que la vitesse de déplacement du son dans l'air est de l'ordre de 340 m/s, la distance séparant deux ondes successives, autrement dit la « longueur d'onde » est égale à :

$$\lambda = V \cdot T \text{ soit } 8,5 \text{ mm}$$

Une autre particularité des ultra-sons est leur relative directivité. En effet, la

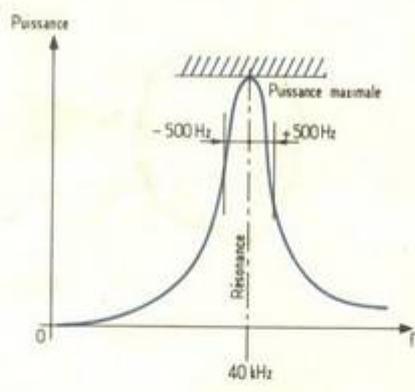
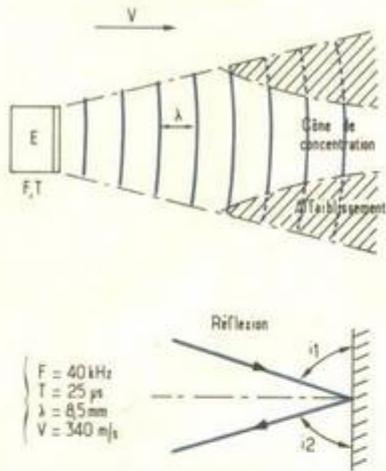
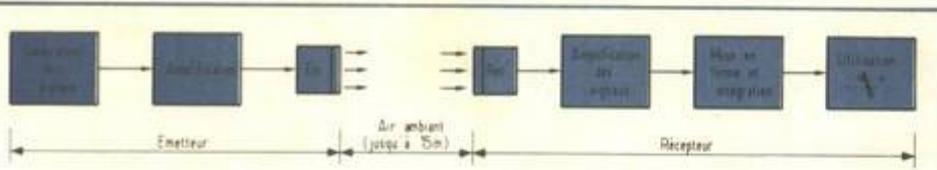
figure 2 montre qu'au delà d'une certaine distance de l'émetteur (environ 5 mètres) l'énergie ultra-sonore se concentre sous forme de rayon, à l'intérieur d'un « cône de concentration ». Comme le son, les ultra-sons peuvent se réfléchir sur un obstacle non absorbant suivant les lois de la réflexion d'un rayon lumineux (angle i_1 = angle i_2).

2. Principe de la télécommande

Le schéma synoptique de la figure 1 montre le principe de fonctionnement de la télécommande.

L'émetteur :

Des signaux sinusoïdaux de 40 kHz sont générés, puis amplifiés et dirigés vers un transducteur piézo-électrique



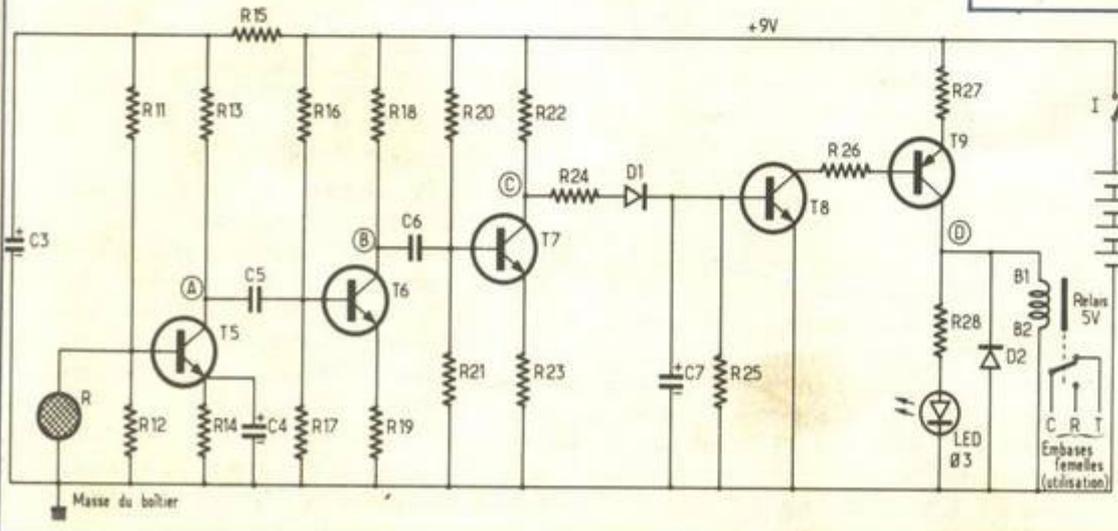
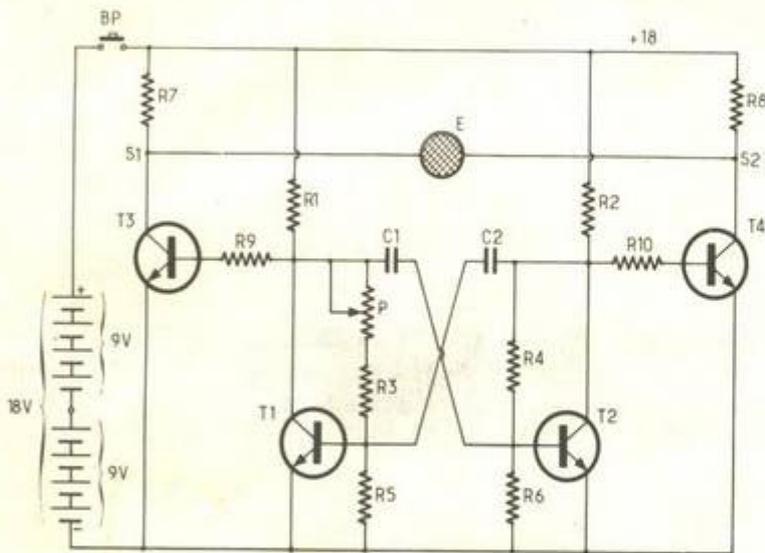
dont le rôle consiste à transformer les oscillations électriques en oscillations mécaniques de même fréquence.

Le récepteur :

A ce niveau se produit bien entendu le phénomène inverse, à savoir la transformation des vibrations ultra-sonores de l'air ambiant en oscillations électriques. Ces signaux sont amplifiés, mis en forme, intégrés de façon à être exploitables et capables de fermer un relais pour une utilisation donnée.

3. Fonctionnement de l'émetteur

La figure 4 reprend le schéma complet de l'émetteur. Le cœur du montage est un multivibrateur astable constitué par les transistors T₁ et T₂ de type NPN, des capacités C₁ et C₂, des résistances R₁, R₂, R₃, R₄, R₅ et R₆. La fréquence des oscillations disponibles au niveau des collecteurs de T₁ et de T₂ est une fonction des valeurs de C₁, C₂ et de (R₃ + P), R₄. Pour des raisons d'équilibre et de symétrie des signaux, les valeurs de C₁ et de C₂ sont identiques. Il en est de même en ce qui concerne les résistances se rapportant aux transistors T₁ et T₂. Cette condition étant satisfaite, le temps de blocage d'un transistor donné est égal à son temps de déblocage. La figure 6 représente l'allure des signaux obtenus au niveau des collecteurs des transistors T₁ et T₂.



Consommations :

- Absence de signal : 4 mA
- Présence de signal : 40 mA

Tensions relevées avec appareil 20 000 Ω/V (sur sensibilité 15 V)

- En absence de signal :**
- A : 4,7 à 5,2 V
- B : 4,7 à 5,2 V
- C : 1 à 1,2 V
- D : 0 V

Fig. 1. à 5. - Synoptique émetteur-récepteur. Les schémas de principe : on constate que le système est basé sur l'emploi de transistors d'usage courant et de deux transducteurs à 40 kHz. Les US ont une particularité intéressante : leur directivité, comme le montre les deux croquis.

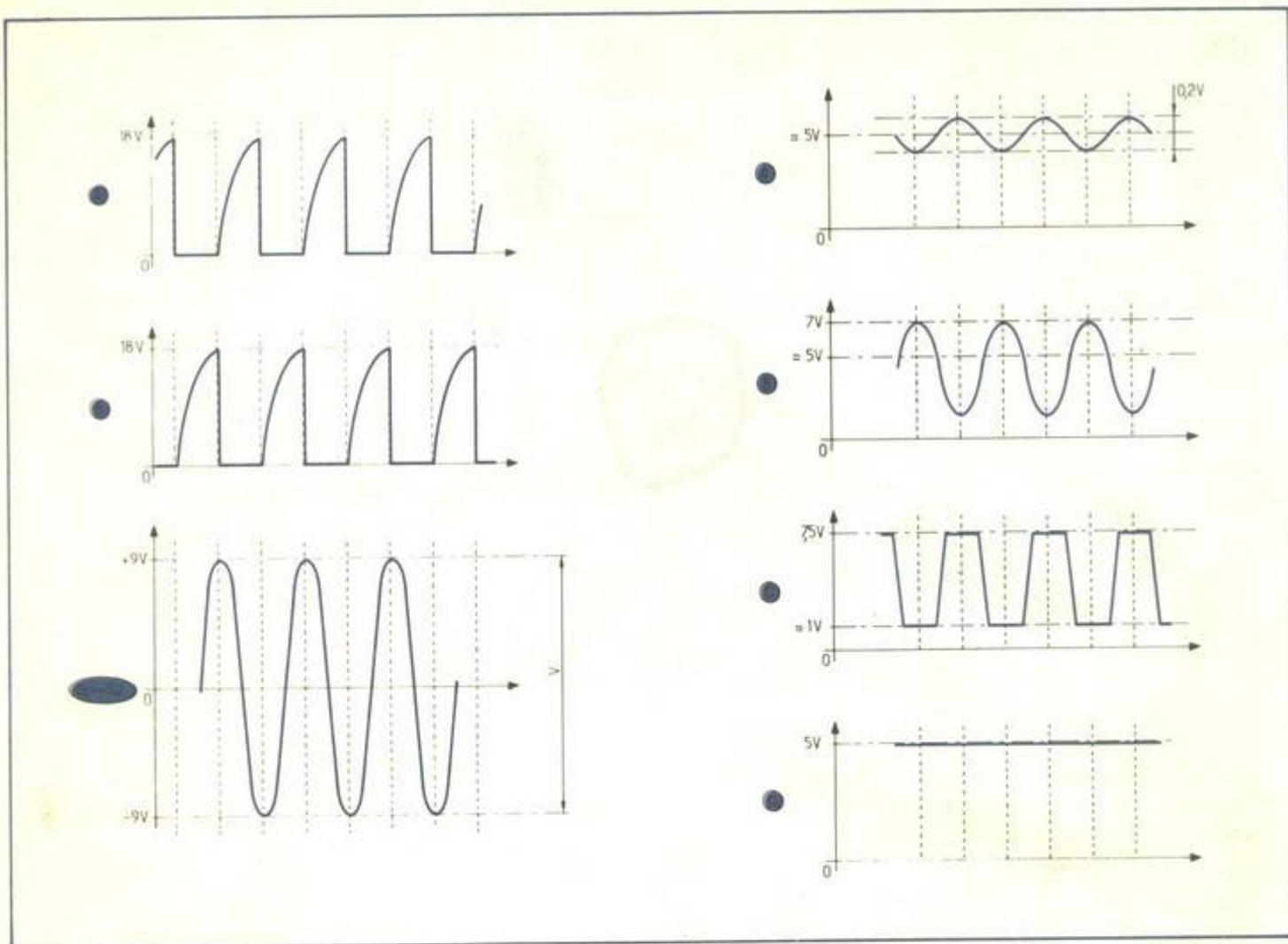


Fig. 6. - Des schémas valent mieux que de longues explications : formes des signaux obtenus en différents points de l'émetteur et du récepteur. On constate une véritable mise en forme du signal jusqu'à ce qu'au point D on se trouve finalement en présence d'une information exploitable par le relais.

Ces signaux sont amplifiés par les transistors T_3 et T_4 dont les bases sont alimentées par les résistances R_9 et R_{10} . Au niveau des collecteurs de ces transistors sont recueillies les oscillations sinusoïdales ainsi amplifiées, comme le montre la figure 6. On notera l'alimentation sous 18 V. Cette disposition offre l'avantage d'une puissance plus importante disponible aux bornes du transducteur « émetteur ». En effet, la tension entre « sommet » et « vallée » de la sinusoïde est ainsi égale à 36 V.

Le transducteur piézo-électrique ne fournit sa puissance maximale qu'à la condition de travailler à la fréquence nominale de 40 kHz qui est en fait, sa fréquence de résonance. Sa bande passante est relativement étroite (de l'ordre de $\pm 0,5$ kHz). La figure 3 représente la puissance mécanique rayonnée en fonction de la fréquence d'alimentation. C'est la raison d'être de l'ajustable P qui permet l'obtention de cette fréquence optimale de fonctionnement. La mise en action de l'émetteur est tout simplement réalisée par l'action sur le bouton-poussoir BP1.

4. Le récepteur

Son schéma se trouve représenté en figure 5. La figure 6 montre l'allure des signaux à la sortie des différents étages du récepteur.

Les ondes ultra-sonores sont captées par une capsule ultra-sonique, piézo-électrique. Par construction, un tel élément n'enregistre que les signaux dont la fréquence est de 40 kHz. Cette propriété est particulièrement intéressante étant donné qu'il se produit à ce niveau un véritable filtrage, ce qui simplifie beaucoup la constitution du récepteur. Un premier étage de préamplification est réalisé par le transistor T_5 dont la base est polarisée par les résistances R_{11} et R_{12} . Ce transistor est stabilisé par la résistance d'émetteur R_{14} elle-même découplée par la capacité C_4 dont le rôle est de laisser « passer » la composante alternative du courant de base. Ce premier étage se trouve découplé du reste du récepteur grâce à la cellule de découplage R_{15} , C_3 . Cette précaution évite tout risque d'accrochage et d'oscillations propres au récepteur. Les

transistors T_6 et T_7 forment deux autres étages amplificateurs, si bien qu'au niveau du collecteur de T_7 on obtient les résultats suivants :

- en absence du signal, une tension de l'ordre de 1 V
- en présence du signal, des créneaux d'amplitude 7,5 V et de fréquence 40 kHz ainsi que le montre la figure 6.

Ces créneaux se trouvent intégrés par la charge de la capacité C_7 à travers R_{24} et la diode D_1 qui empêche le retour du courant vers le collecteur de T_7 . La capacité C_7 se comporte en quelque sorte comme un « réservoir » alimentant la base du transistor T_8 .

Ainsi, en présence de signaux détectés au niveau de la capsule réceptrice, T_8 conduit ce qui a pour conséquence la conduction du PNP T_9 qui alimente :

- une LED de signalisation
- un relais.

La diode D_2 protège le transistor T_9 d'éventuels effets de self provenant de la bobine du relais.

Si le lecteur a l'intention d'utiliser un relais différent de celui du schéma, cela ne pose aucun problème si ce n'est celui de l'adaptation de R_{27} .

Par exemple s'il s'agit d'un relais 6 V, de résistance R , on déterminera R_{27} de façon à obtenir à ses bornes une chute de potentiel de l'ordre de $9\text{ V} - 6\text{ V} = 3\text{ V}$.

Sachant que la LED absorbe environ 15 mA, le courant passant par R_{27} sera de l'ordre de :

$$i_A = 0,015 + \frac{6}{R}$$

$$\text{et } R_{27} = \frac{3\text{ V}}{i_A}$$

La valeur ainsi obtenue peut encore être diminuée de 25 % étant donné la chute de potentiel dans le transistor T_9 .

Lorsque la consommation du relais dépasse 50 mA, il y a lieu de coiffer T_9 d'ailettes de refroidissement.

III - Réalisation pratique

1. Les circuits imprimés

Ils sont représentés en figure 7, à l'échelle 1.

Leur réalisation ne pose aucun problème particulier. Les différents produits disponibles sur le marché, pastilles, bandelettes adhésives permettent l'obtention d'une gravure soignée. A la limite, même l'utilisation du crayon feutre spécial est possible, moyennant un minimum de précautions et de soin. L'implantation du relais est éventuellement à modifier au cas où le type est différent de celui décrit dans cet article. Tous les trous destinés à recevoir des composants du type résistances, transistors, diodes et petites capacités sont percés à l'aide d'un foret de 0,8. Les autres seront percés avec un foret de diamètre 1. Comme d'usage, il est recommandé d'étamer le circuit imprimé pour une meilleure tenue dans le temps. Les traces de vernis laissées par un étamage au fer à souder disparaîtront totalement par nettoyage à l'aide d'un pinceau imbibé d'acétone.

2. Implantation des composants

Elle est représentée en figure 8. Comme d'habitude, il convient de veiller à la bonne orientation des diodes, capacités

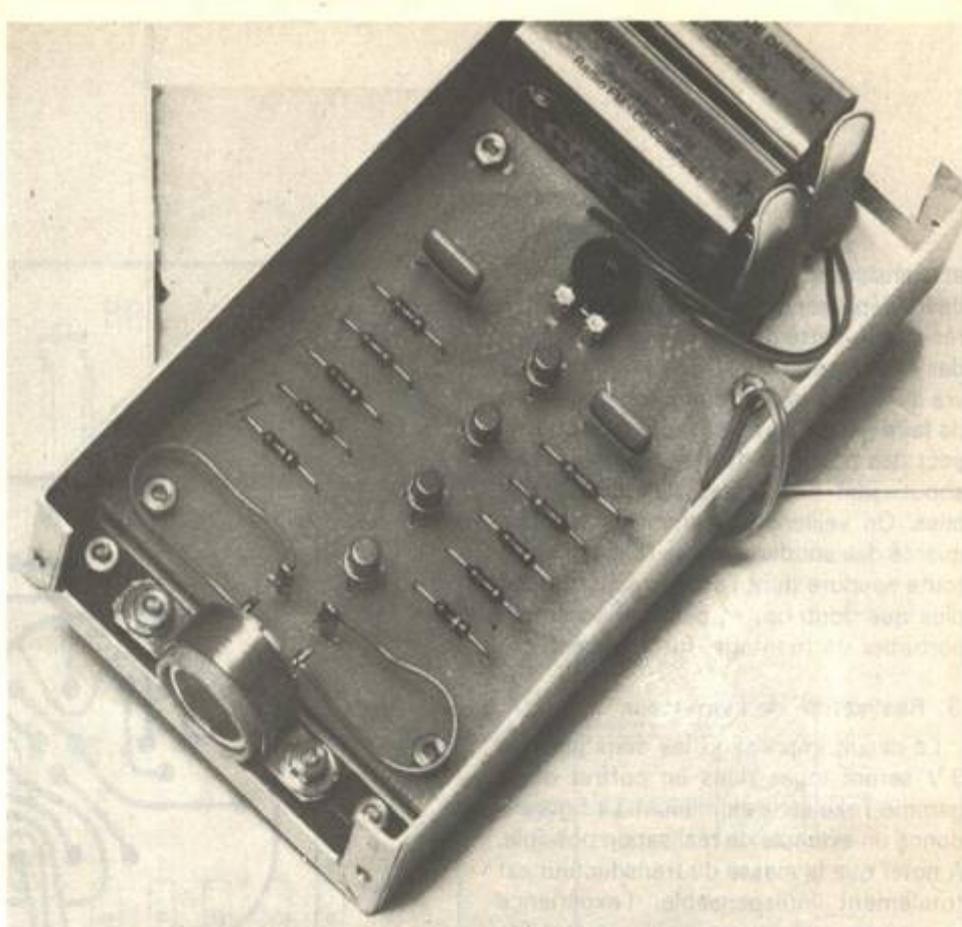
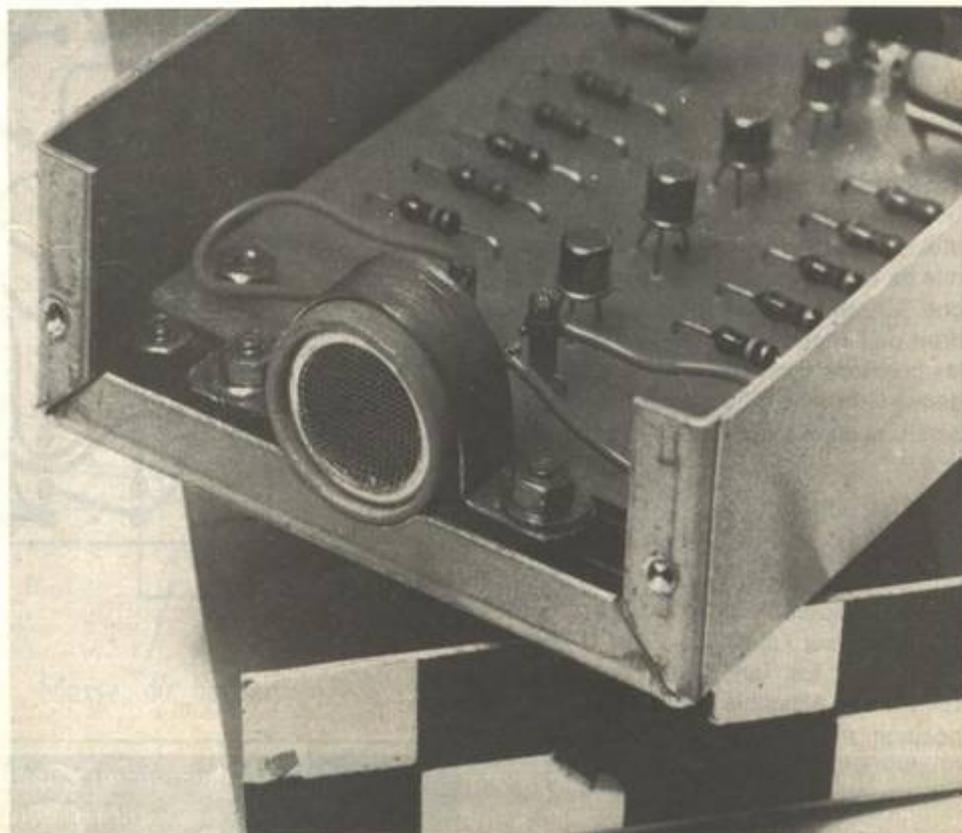


Photo 1. - Toujours une présentation irréprochable pour cet émetteur alimenté par deux piles 9 V. Le boîtier aluminium 4 / A est utilisé de façon optimum.

Photo 2. - La fixation du transducteur demandera de la précision. Il faudra d'abord le placer dans un manchon isolant et le fixer par un collier en laiton.



et transistors. Etant donné que la LED devra dépasser du couvercle du boîtier du récepteur, cette dernière sera soudée sur des « échasses » constituées de fil de cuivre de 0,7 à 1 mm de diamètre. Il convient de faire particulièrement attention au respect des polarités des fils d'alimentation aboutissant aux prises de courant des piles. On veillera également à la bonne qualité des soudures en se rappelant que toute soudure dont l'aspect est terne est plus que douteuse et peut sérieusement perturber un montage, fut-il correct.

3. Réalisation de l'émetteur

Le circuit imprimé et les deux piles de 9 V seront logés dans un coffret de la gamme Teko série aluminium. La figure 9 donne un exemple de réalisation possible. A noter que la masse du transducteur est totalement indispensable, l'expérience montre cependant une meilleure stabilité de la fréquence lorsque la précaution d'enrober le transducteur par un manchon isolant (tube plastique) est prise.

Étant donné la faible hauteur du boîtier il convient de faire attention au positionnement du bouton-poussoir sur le couvercle. En effet, si ce positionnement est quelconque, le risque de « toucher » un transistor avec la partie interne du bouton-poussoir existe.

4. Réalisation du récepteur

La figure 9 montre également un type de réalisation possible. On remarquera la place importante laissée au logement de la pile d'alimentation de 9 V. Comme la consommation maximale, en cas d'excitation du relais, n'est que de 40 mA, la pile utilisée assure au récepteur une autonomie de fonctionnement relativement longue. On aura intérêt à bien repérer, au droit de l'interrupteur de mise en service les positions « marche » et « arrêt » étant donné l'absence d'une lampe témoin qui aurait encore augmenté la consommation.

5. Mise au point

Aucun réglage n'est à effectuer sur le récepteur. L'ajustage de la fréquence sur sa valeur optimale de 40 kHz s'effectue par action sur l'ajustable P de 10 k Ω de l'émetteur. En fait, dans un premier temps, cet ajustable est à caler sur sa position médiane, et l'ensemble émetteur-récepteur doit fonctionner sur de courtes distances. Par la suite, on s'éloignera de plus en plus du récepteur et, par

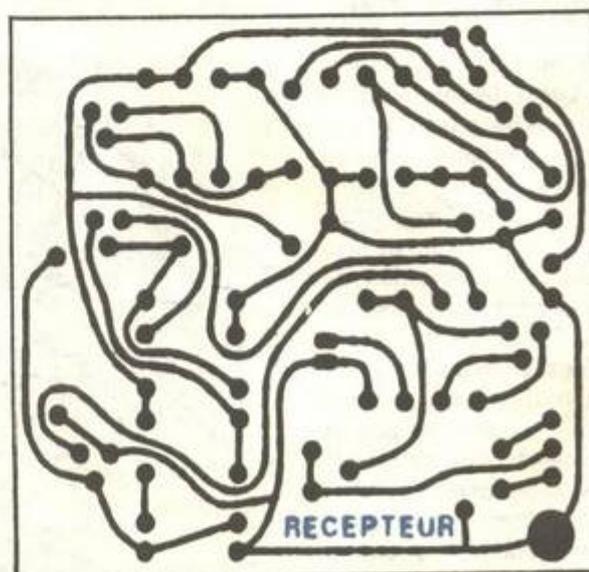
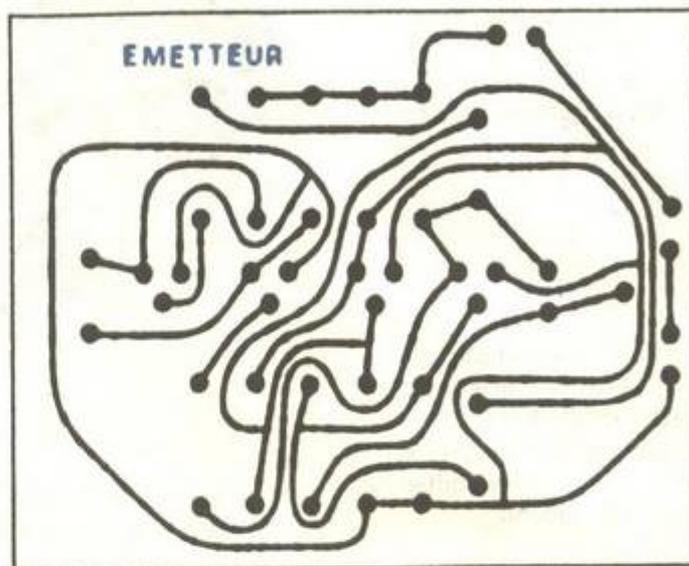
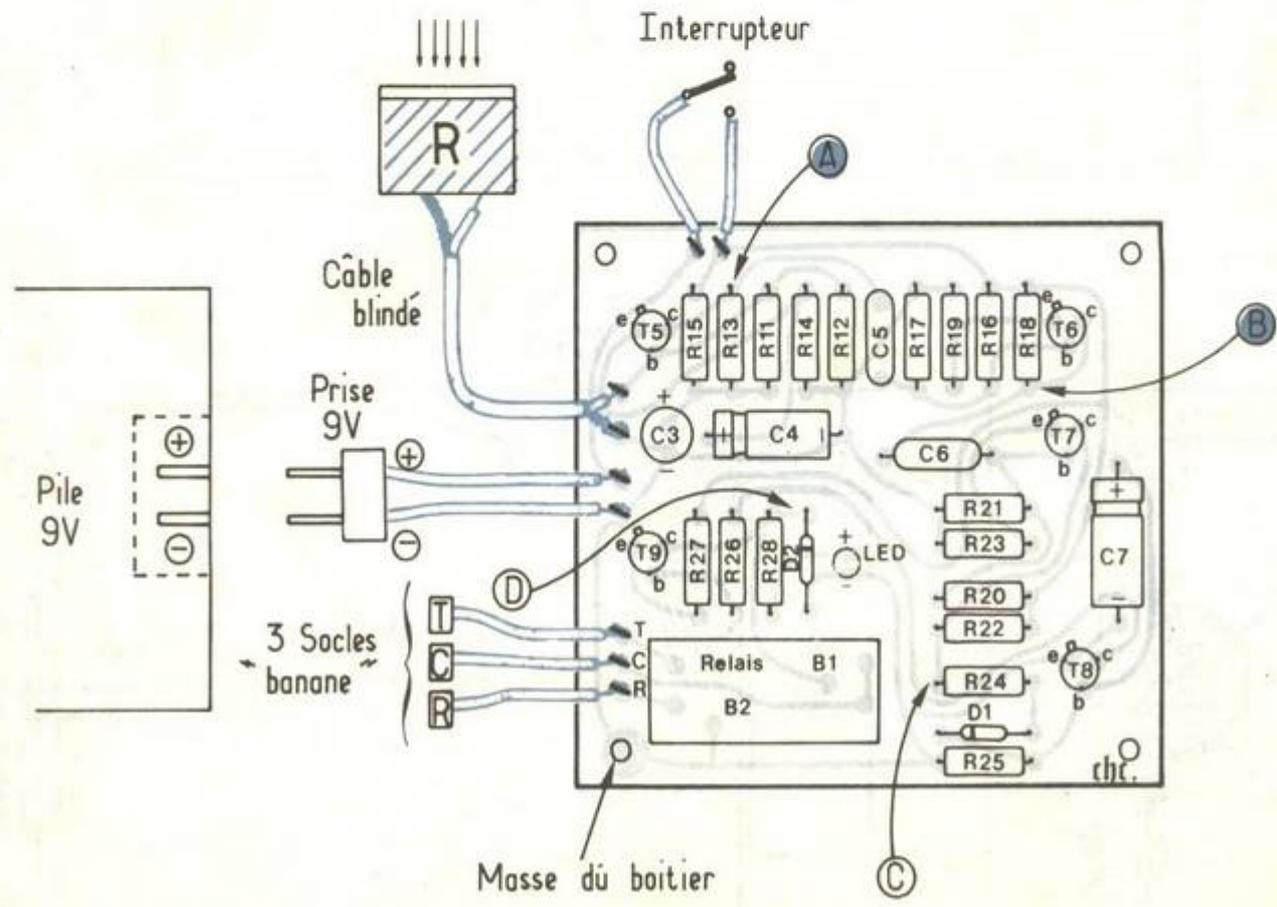
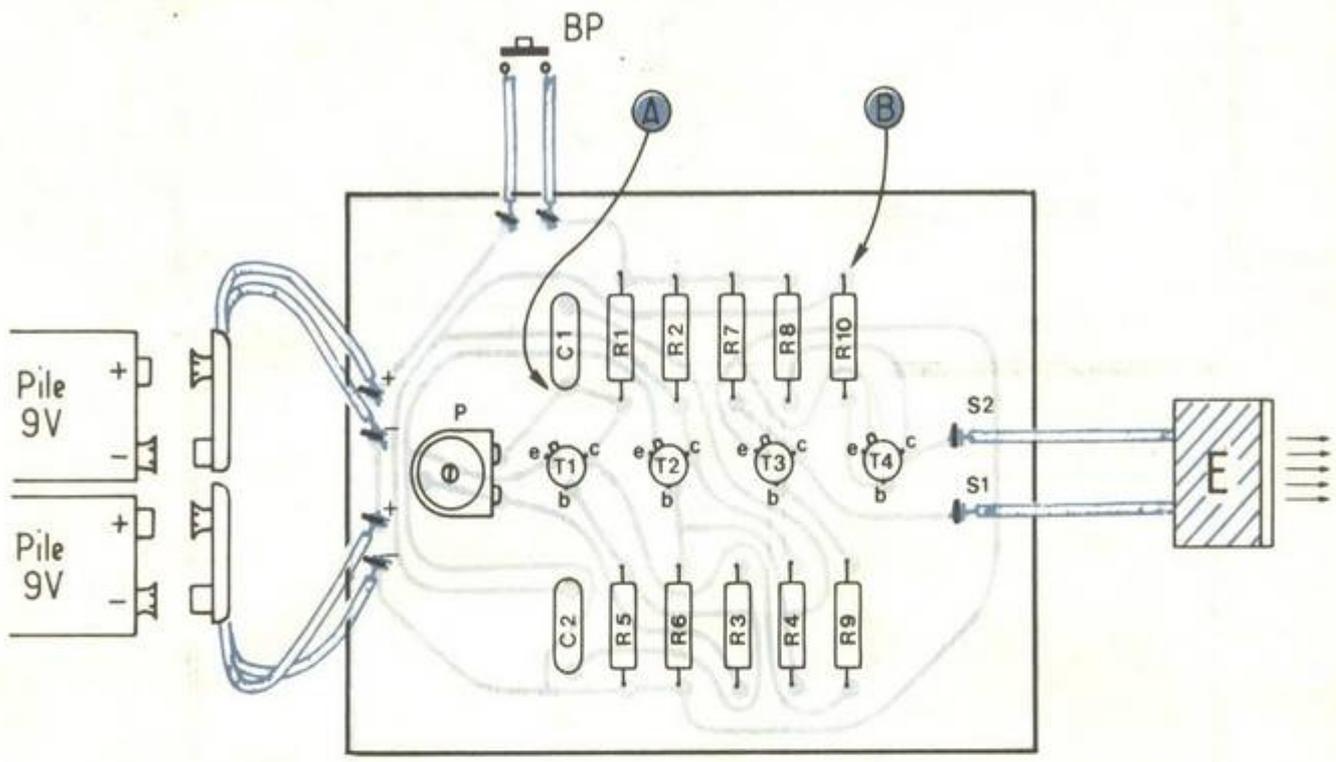
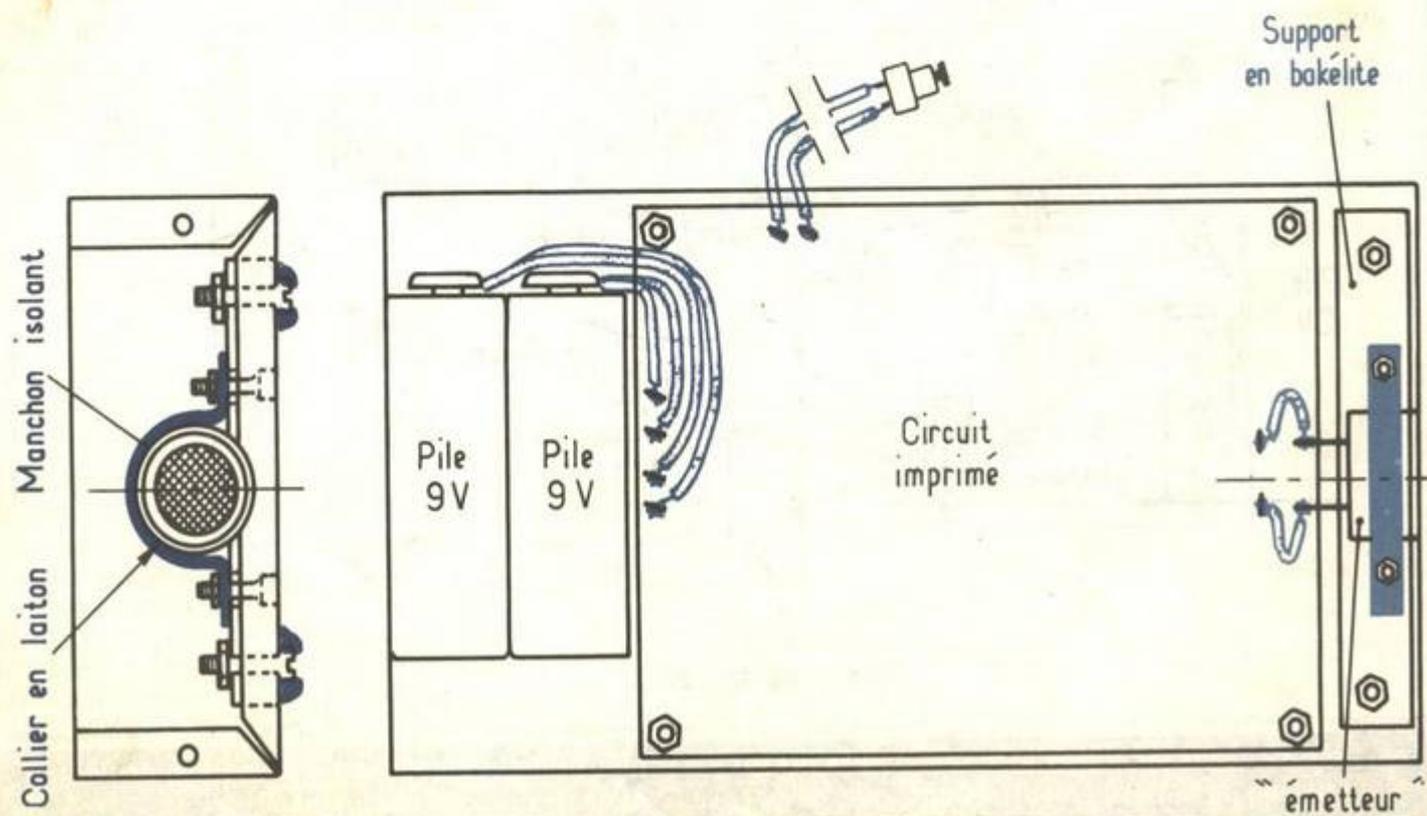
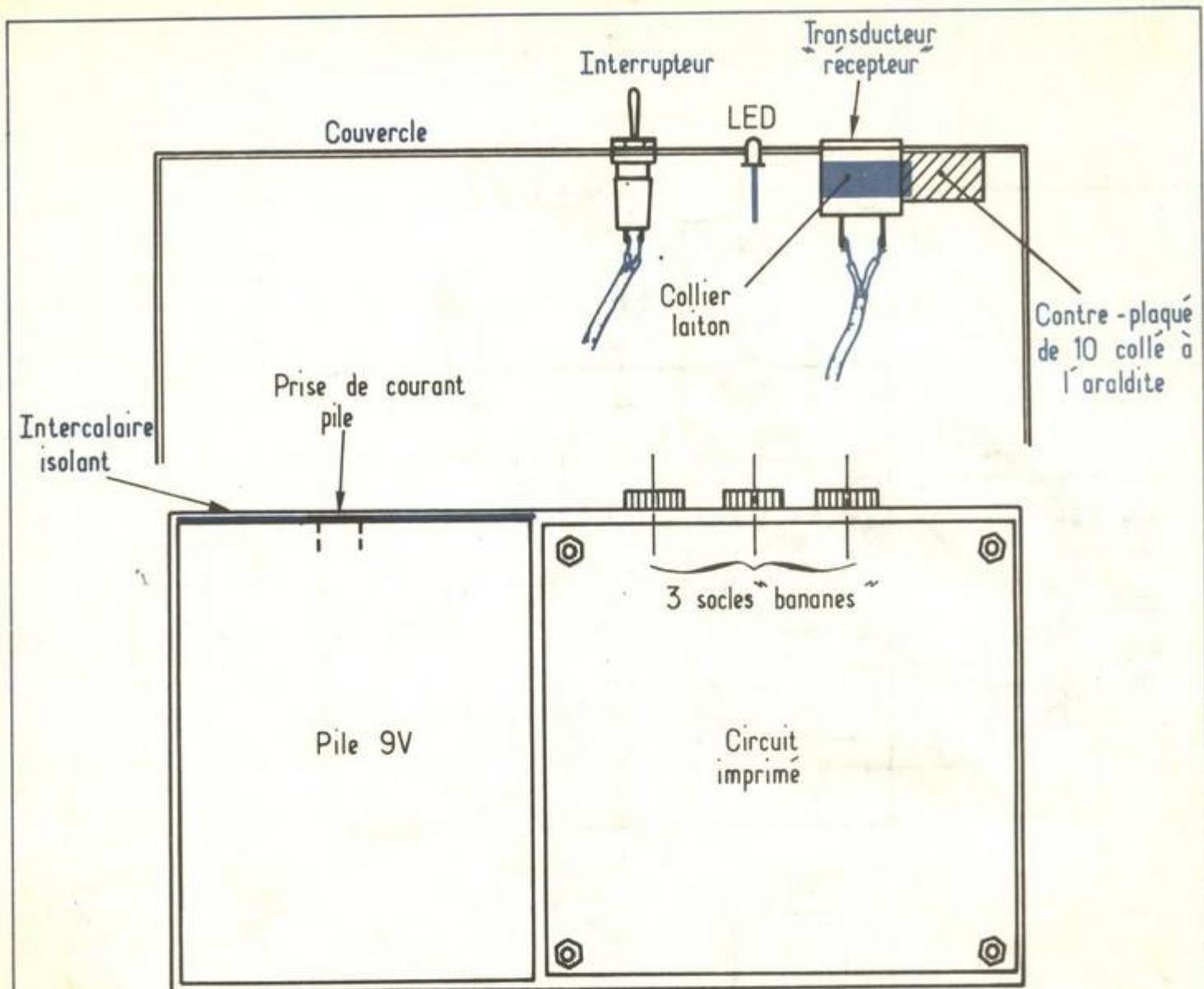


Fig. 7. à 9. – Emetteur et récepteur font bien entendu l'objet d'un circuit imprimé aux dimensions et brochage du relais que vous compterez utiliser.



rcuiprimé. Nous donnons les tracés grandeur nature. Avant « d'attaquer » la reproduction, il serait bon de vérifier pteliser. Au niveau de la mise en coffret, un point délicat : la fixation des deux transducteurs.



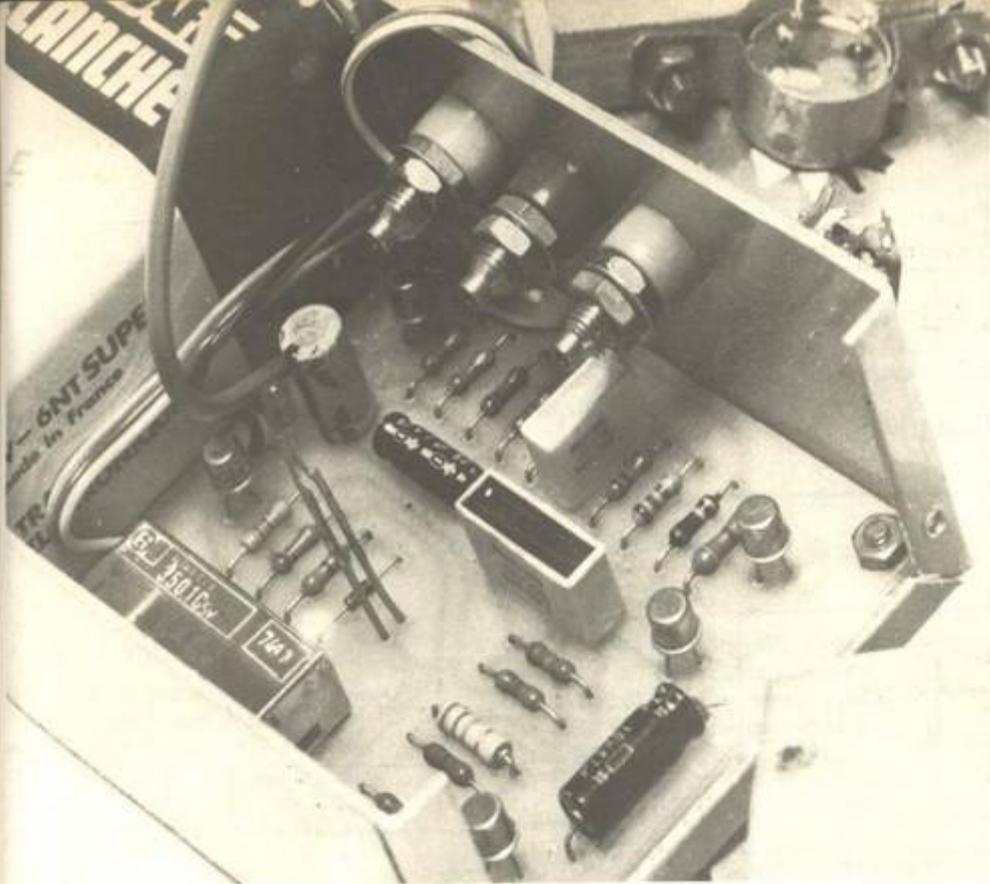


Photo 3. – Le récepteur demande une alimentation plus conséquente. La LED sera montée sur « échasses » de façon à être visible sur la face avant. L'inverseur du relais est sorti sur trois embases femelles pour en faciliter l'utilisation.

retouches successives de l'ajustable, on obtiendra une portée pouvant dépasser quinze mètres lorsque l'émetteur est dirigé sur la capsule réceptrice du récepteur.

On remarquera également que dans une pièce, le récepteur réagit quelle que soit l'orientation de l'émetteur étant donné les nombreuses réflexions possibles sur les murs, sol et plafond.

Lors du réglage de la position de l'ajustable de l'émetteur, afin de « voir » à une certaine distance la réaction ou la non réaction du récepteur, un moyen simple consiste à utiliser les bornes C et T (embases bananes) du récepteur par le branchement d'une lampe de poche en lampe témoin. En effet, au-delà de quelques mètres, et en plein jour, on risque de ne plus apercevoir l'allumage de la diode LED de 3 mm.

Alors que les ultra-sons sont totalement inaudibles pour l'oreille humaine il n'en est pas de même en ce qui concerne la gent canine si bien que lors des essais on ne sera pas trop surpris lorsqu'un chien passant à proximité exprimera son étonnement par quelques aboiements...

III – Exemple d'application

Télécommande de l'ouverture et de la fermeture de la porte d'un garage (fig. 10)

En installant l'émetteur à bord d'une voiture avec par exemple le bouton-pous-

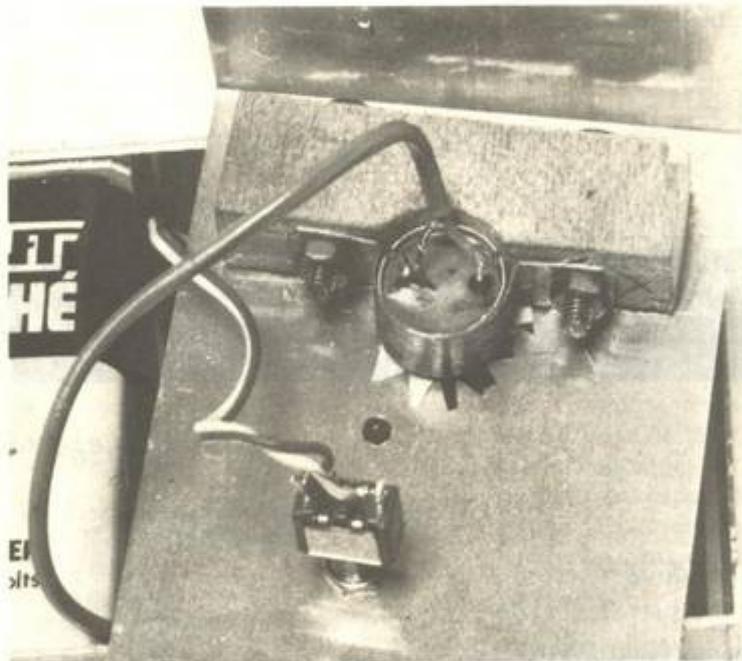


Photo 4. Le transducteur côté récepteur nécessite également un montage un peu spécial : il est maintenu par un collier vissé sur un tasseau lui-même collé sur l'aluminium.

soir sur le tableau de bord, il devient possible de télécommander l'ouverture de la porte du garage et ceci sans avoir à descendre de sa voiture.

Dans ces conditions, le récepteur, bien que ne consommant que 3 à 4 mA à l'état de « veille », pourra avantageusement avoir son alimentation par pile remplacée par l'alimentation secteur représentée en figure 10 (a).

L'ouverture et la fermeture de la porte du garage pourraient être réalisées mécaniquement par la rotation d'un moteur

électrique tournant dans un sens ou dans l'autre. La figure 10 c montre comment réaliser ce changement de sens de rotation suivant que l'on a affaire à un moteur triphasé ou monophasé à collecteur. Les contacteurs de fermeture et d'ouverture C_F et C_O verront leur contact auxiliaire branchés suivant les dispositions de la figure 10 b.

La matérialisation de l'ouverture et de la fermeture se réalise grâce à l'implantation de deux contacts de fin de course : FCF (fermeture) et FCO (ouverture).

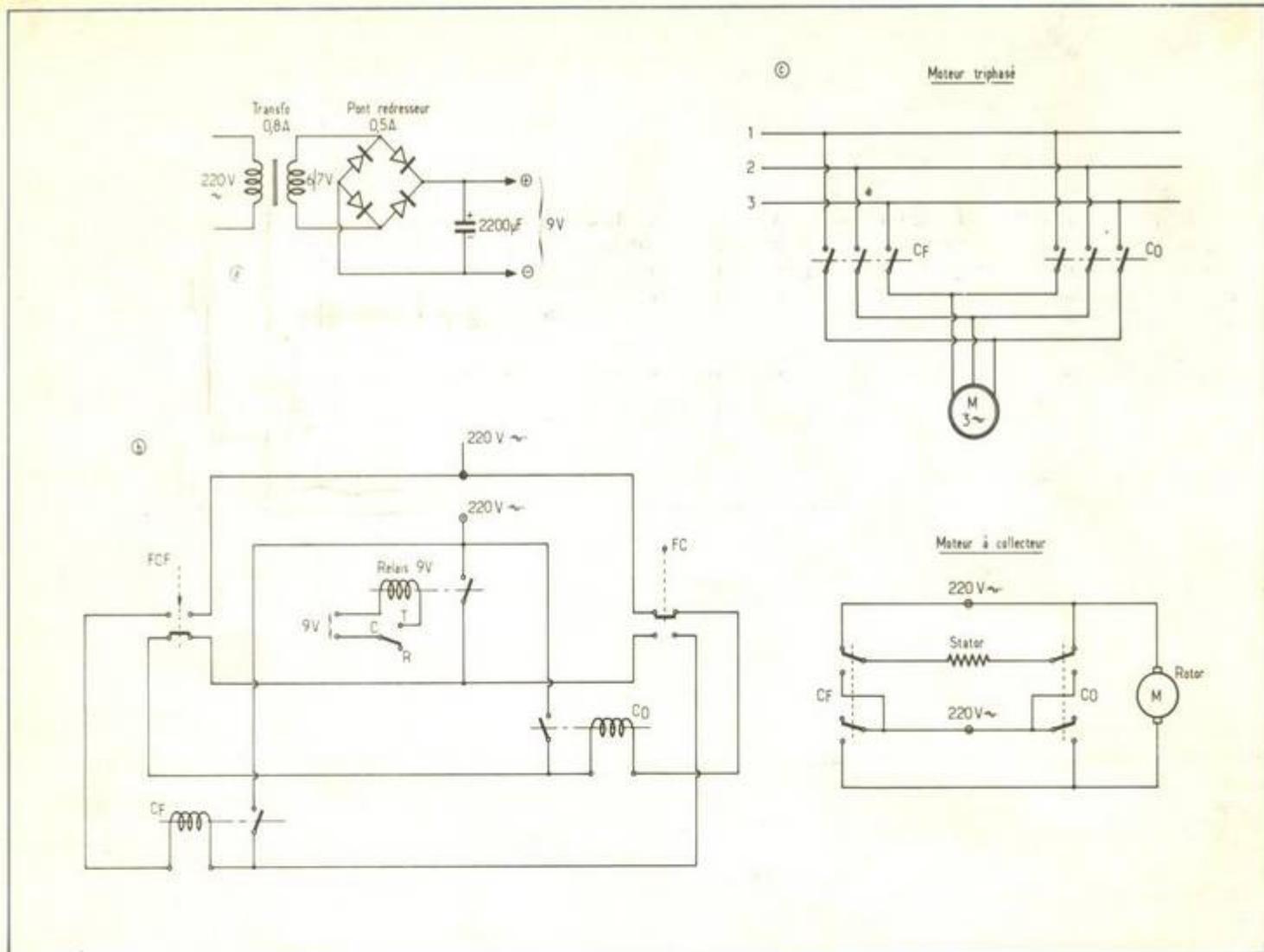
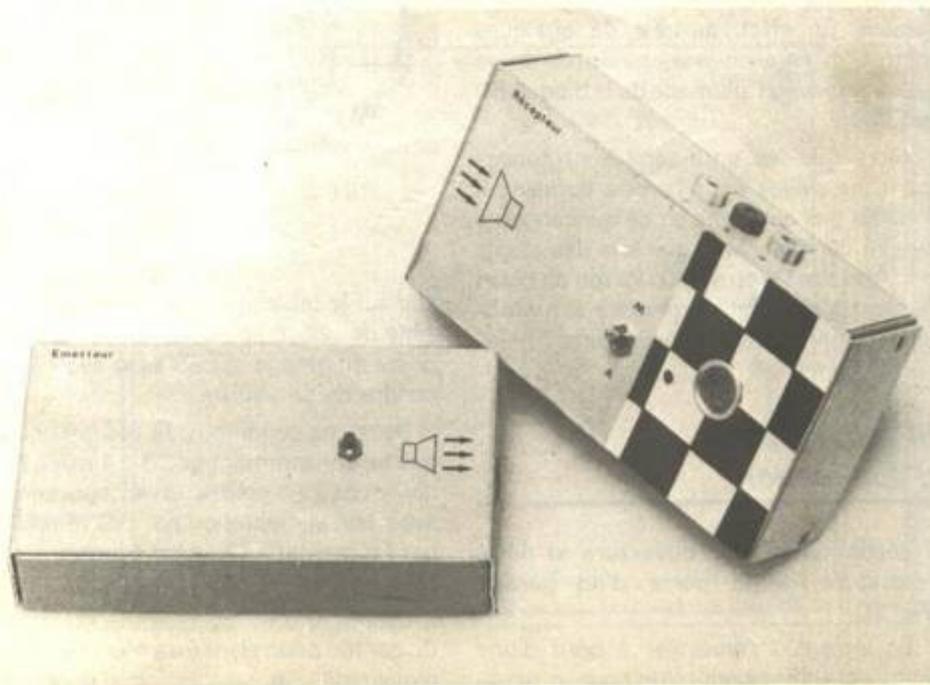
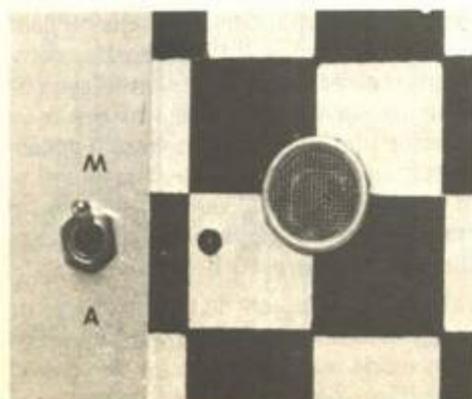


Fig. 10. - Plutôt qu'une alimentation par piles, le système pourra consommer sur une petite alimentation secteur. Le système d'inversion du sens de marche du moteur d'ouverture de porte varie selon qu'il est à collecteur, monophasé ou triphasé.

Photo 6. - Les deux boîtiers terminés : ils sont esthétiques, fonctionnels et peu encombrants.

Photo 5. - Face avant du récepteur : l'interrupteur arrêt marche, la LED de visualisation, le transducteur protégé par une petite grille. La découpe est dissimulée sous un morceau de plastique adhésif.



L'étude du schéma montre qu'une impulsion du relais de télécommande a pour effet la fermeture si la porte est ouverte et l'ouverture si elle est fermée. A noter qu'une simple impulsion est suffi-

sante, en effet, aussitôt l'un ou l'autre des contacts auxiliaires de C_F ou de C_o fermé, la porte poursuit son mouvement jusqu'à sa position extrême.

Robert KNOERR

IV - Liste des composants

1. EMETTEUR

$R_1 = 4,7 \text{ k}\Omega$ (jaune, violet, rouge)
 $R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$ (jaune, violet, rouge)
 $R_3 = 2,2 \text{ k}\Omega$ (rouge, rouge, rouge)
 $R_4 = 10 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, orange)
 $R_5 = 1 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, rouge)
 $R_6 = 1 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, rouge)
 $R_7 = 2,2 \text{ k}\Omega$ (rouge, rouge, rouge)
 $R_8 = 2,2 \text{ k}\Omega$ (rouge, rouge, rouge)
 $R_9 = 100 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, jaune)
 $R_{10} = 100 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, jaune)

$C_1 = 3,3 \text{ nF}$ (3300 pF) Mylar (orange, orange, rouge)
 $C_2 = 3,3 \text{ nF}$ (3300 pF) Mylar (orange, orange, rouge)

T_1 }
 T_2 } 4 x BC108 (NPN)
 T_3 }
 T_4 }

P = ajustable de 10 k Ω (implantation horizontale)
 Transducteur ultra-sonique (E) 40 kHz Réf. MA 40 L1 S ou équivalent
 2 picots
 1 bouton-poussoir à contact travail
 2 prises de courant pile 9 V « miniature »
 2 piles 9 V (45 x 25 x 16)
 1 boîtier Teko série aluminium Mod 4/A (140 x 72 x 28)

2. RECEPTEUR

$R_{11} = 150 \text{ k}\Omega$ (marron, vert, jaune)
 $R_{12} = 15 \text{ k}\Omega$ (marron, vert, orange)
 $R_{13} = 6,8 \text{ k}\Omega$ (bleu, gris, rouge)
 $R_{14} = 220 \Omega$ (rouge, rouge, marron)
 $R_{15} = 560 \Omega$ (vert, bleu, marron)
 $R_{16} = 100 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, jaune)

$R_{17} = 10 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, orange)
 $R_{18} = 4,7 \text{ k}\Omega$ (jaune, violet, rouge)
 $R_{19} = 150 \Omega$ (marron, vert, marron)
 $R_{20} = 82 \text{ k}\Omega$ (gris, rouge, orange)
 $R_{21} = 56 \text{ k}\Omega$ (vert, bleu, orange)
 $R_{22} = 3,3 \text{ k}\Omega$ (orange, orange, rouge)
 $R_{23} = 470 \Omega$ (jaune, violet, marron)
 $R_{24} = 15 \text{ k}\Omega$ (marron, vert, orange)
 $R_{25} = 10 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, orange)
 $R_{26} = 22 \text{ k}\Omega$ (rouge, rouge, orange)
 $R_{27} = 56 \Omega$ (vert, bleu, noir)
 $R_{28} = 330 \Omega$ (orange, orange, marron)

D_1 } 2 x 1N914 ou équivalents
 D_2 }

$C_3 = 100 \mu\text{F} / 16 \text{ V}$ Électrolytique à sorties radiales
 $C_4 = 1 \mu\text{F} / 16 \text{ V}$ Électrolytique
 $C_5 = 0,22 \mu\text{F}$ plastique ou Mylar
 $C_6 = 0,47 \mu\text{F}$ à 0,68 μF plastique ou Mylar
 $C_7 = 47 \mu\text{F} / 16 \text{ V}$ Électrolytique

T_5 }
 T_6 } 4 x BC108 (NPN)
 T_7 }
 T_8 }
 $T_9 = \text{BC177 (PNP)}$

R = récepteur ultra-sonique 40 kHz Réf. MA 40 L1 R ou équivalent
 1 LED rouge de $\varnothing 3$
 1 interrupteur miniature
 1 prise de courant 9 V (4 ergots)
 1 pile de 9 V (58 x 70 x 40)
 1 relais 5 V (type REED) - 190 Ω 1 RT (3501 C réf. 7447)
 15 cm de fil blindé (1 conducteur + blindage);
 3 embases femelles « banane »
 1 boîtier Teko aluminium Mod 4/B (140 x 72 x 44).

TOUS LES RELAIS

(OUVERT TOUT L'ETE)

RADIO-RELAIS

18, RUE CROZATIER

75012 PARIS

Tél. 344.44.50

RER GARE DE LYON

BIBLIOGRAPHIE

POUR S'INITIER
 A L'ELECTRONIQUE
 Bernard FIGHIERA
 (5^e édition)

L'auteur a décrit dans cet ouvrage toute une série de montages simples qui ont été réalisés, essayés et sélectionnés en raison de l'intérêt qu'ils pouvaient offrir aux amateurs. Ces montages présentent cependant la particularité d'être équipés des composants très courants, montés sur des plaquettes à bandes conductrices toutes perforées appelées « M. BOARD ». Grâce à ces supports de montage, les réalisations peuvent s'effectuer comme de véritables jeux de construction.

Sommaire :

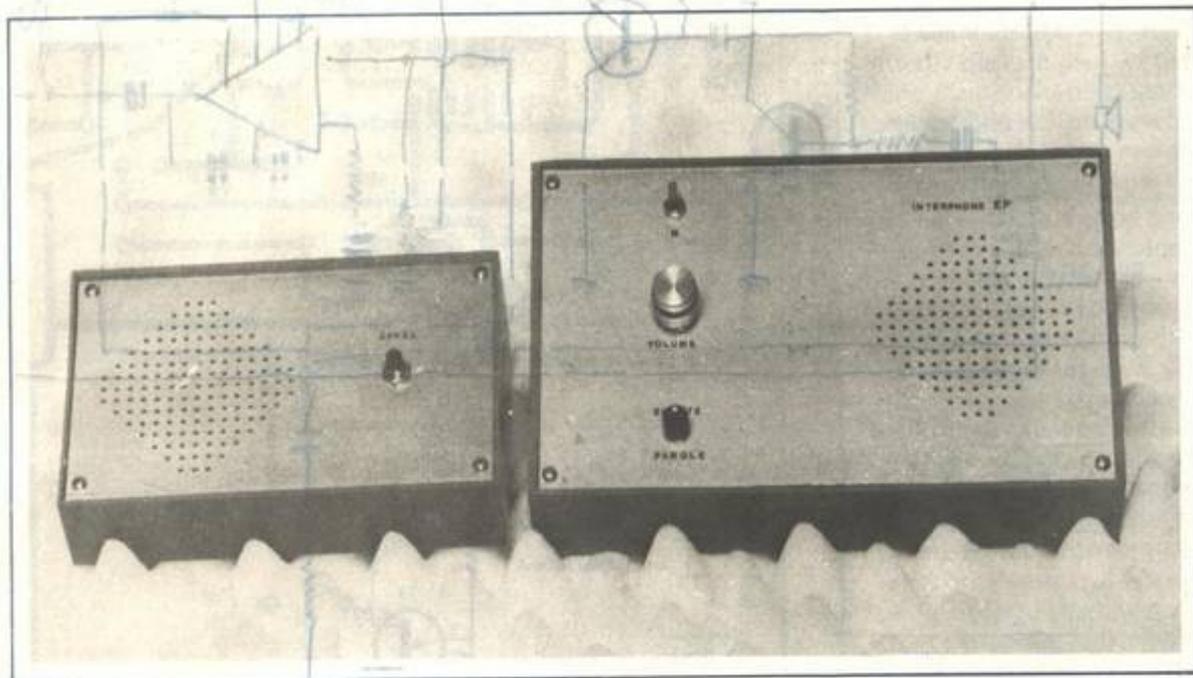
Jeu de réflexes, dispositif de lumière psychédélique pour autoradio. Gadget automobile. Orgue monodique. Récepteur d'électricité statique. Flash à cellule « LDR ». Indicateur de niveau BF. Métro-nome audiovisuel. Oreille électronique. Détecteur de pluie. Dispositif attire-poisons, etc.

Un volume broché, 112 pages, 100 schémas, format 15 x 21, couverture couleur.

Niveau 1 : Débutant.

Editions Techniques et Scientifiques Françaises, 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.

Vendu : 33 F à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75480 Paris Cedex 10.



INTERPHONE de portail

Il est fréquent d'être dérangé chez soi par des démarcheurs, des quêtés etc. En appartement, cela n'est pas tellement gênant ; mais il n'en est pas de même lorsque le portail est éloigné de la maison. Cela occasionne de nombreux déplacements inutiles avec tous les risques que cela comporte. C'est pourquoi, nous vous proposons un interphone de portail pour « trier les visiteurs » et décourager les importuns. Ce dispositif fonctionne en alternat et est muni d'un dispositif d'appel depuis le portail. Bien entendu, il peut être utilisé également pour tout autre usage, tel que surveillance d'une chambre d'enfant ou de malade, correspondance avec un local éloigné. En outre, du câble ordinaire à 3 fils, même sans blindage, permet d'obtenir une qualité de son intéressante.

Schéma de principe

Son dessin est donné à la figure 1. L'ensemble du montage n'est autre qu'un préampli associé à un ampli BF. Nous y avons également ajouté les commutations nécessaires pour les fonctions écoute-parole.

Le portier et l'interphone intérieur possèdent chacun un unique haut-parleur qui est utilisé soit en micro, soit en H.P. classique. Cette disposition permet d'économiser deux haut-parleurs et les résultats obtenus sont toujours très corrects.

Cependant, le circuit intégré CI₁, ampli BF, nécessite un H.P. relié au + alimentation. Notre micro devra donc aussi obligatoirement être relié au +. Nous utiliserons donc un transformateur de séparation, d'une part pour cette raison, et d'autre part pour adapter les impédances. N'oublions pas que les H.P. sont à basse impédance, (4 à 100 Ω) tandis que l'entrée du préampli est à haute impédance !

C₁ bloque le continu vers le transfo. T₁, monté en émetteur commun préamplifie le faible signal issu du secondaire du transfo. R₆ assure la contre-réaction. Le signal est ensuite envoyé à T₂ via C₃ pour une seconde amplification. Sur le collec-

teur de T₂, nous sommes en présence d'un signal compatible avec le circuit intégré. Au niveau du potentiomètre de réglage, une particularité : le signal arrive sur le curseur et non pas sur la borne chaude comme habituellement. Cela permet qu'en position zéro, l'entrée de CI₁ ne soit pas à la masse. On peut ainsi, le potentiomètre au minimum, injecter quand même un signal d'appel sans problème. Quelle que soit la position de P₁, l'appel sera entendu.

C₇ et C₈ assurent la compensation en fréquence et limitent de ce fait la bande passante sur une plage suffisante. C₁₀ bloque le courant continu issu du haut-parleur.

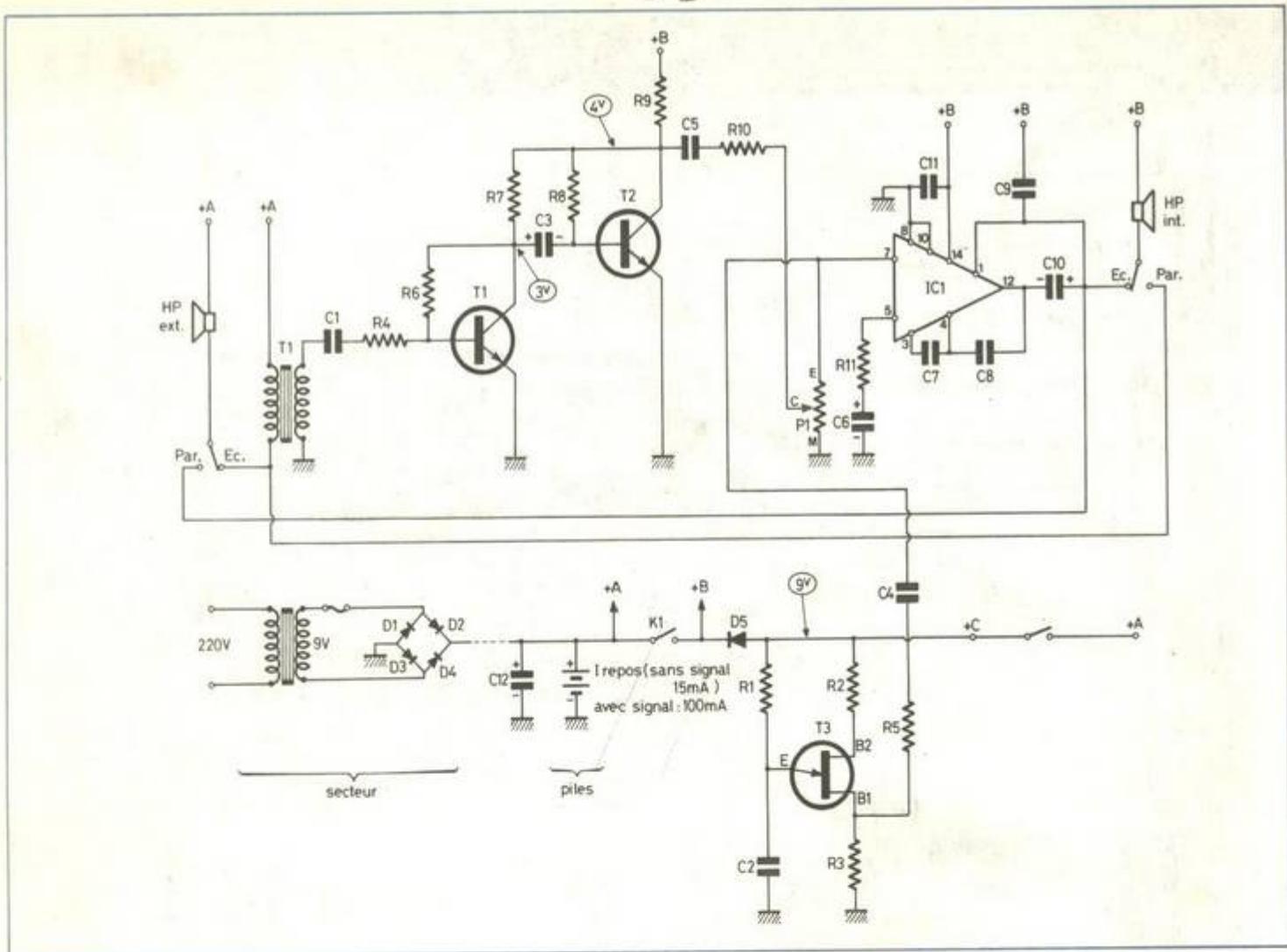


Fig. 1. - Le schéma de principe laisse apparaître une section préamplificatrice et une section amplificatrice confiée au TAA 611. Le transformateur de séparation sert aussi d'adaptateur d'impédance. L'unijonction génère le signal d'appel.

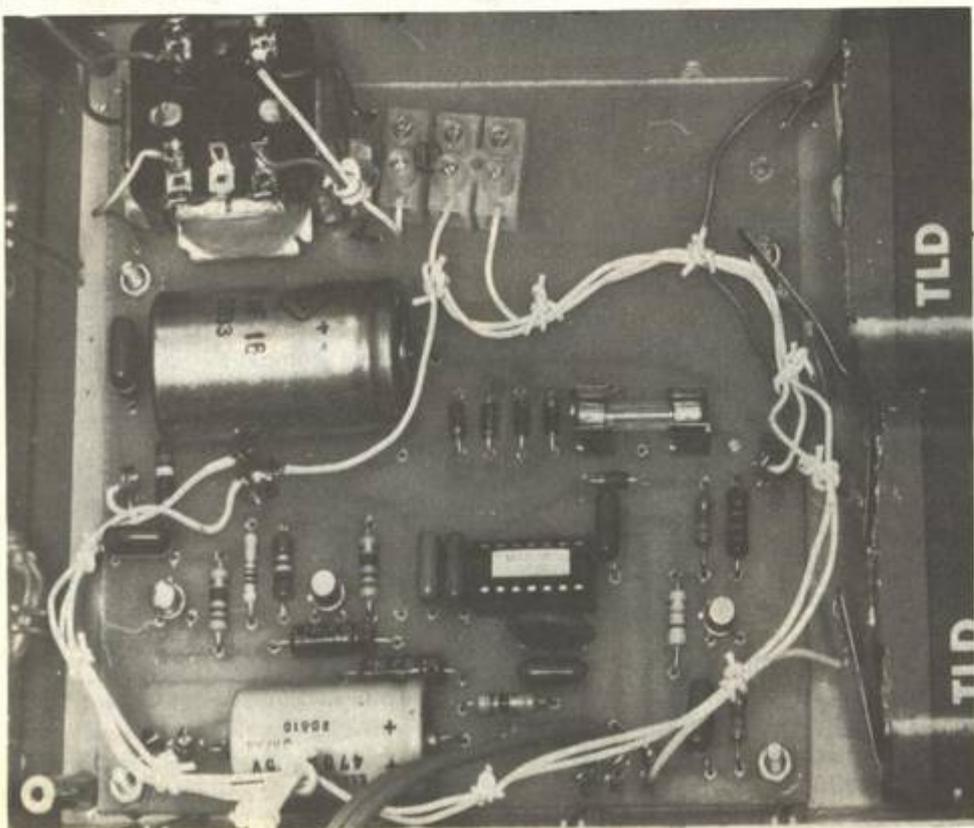
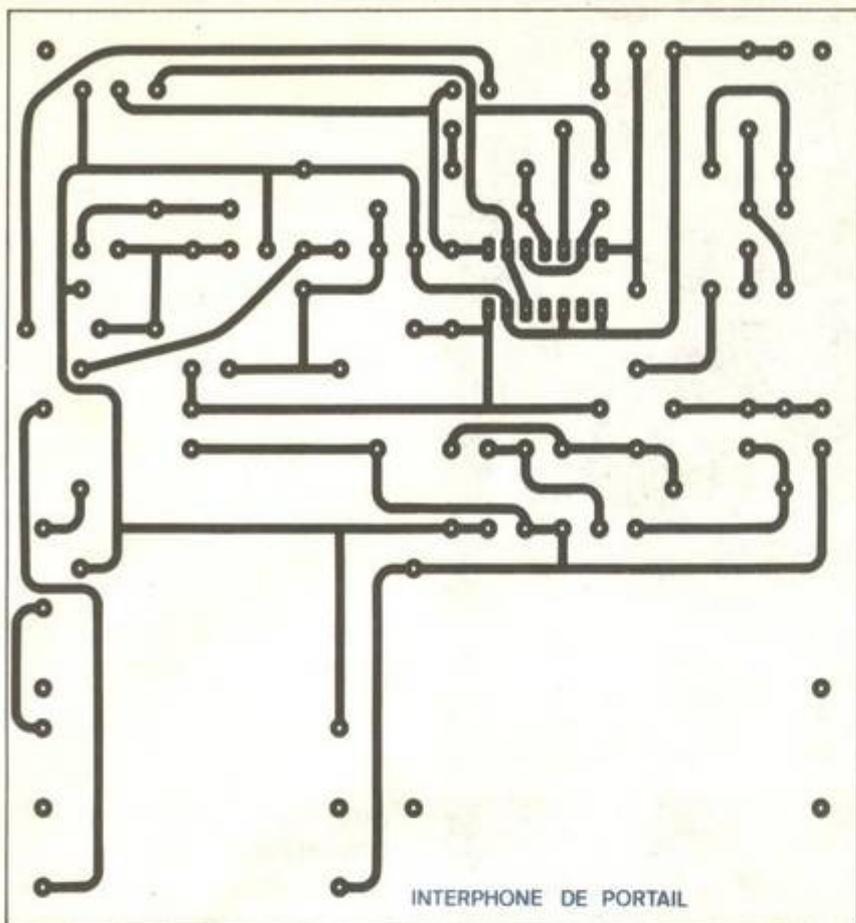


Photo 1. - Il sera préférable d'effectuer les liaisons en fil de couleurs. Les cosses de sortie seront repérées par des lettres transferts.



INTERPHONE DE PORTAIL

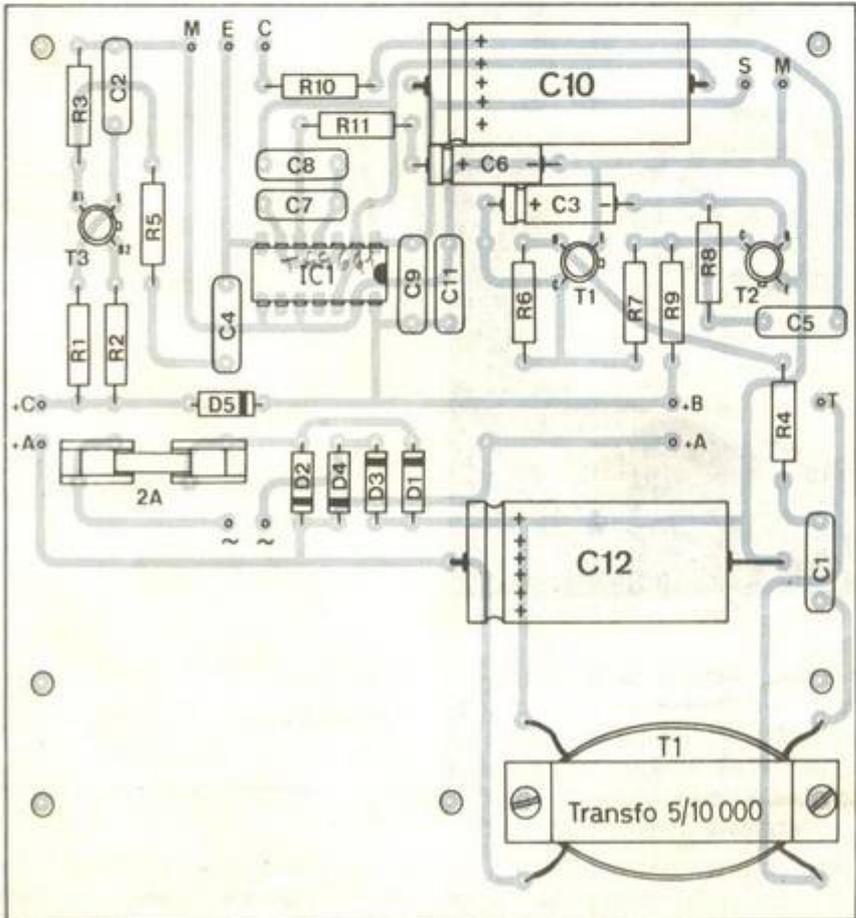


Fig. 2. et 3. - Le tracé du circuit est à l'échelle 1. Toutefois, avant de déterminer les dimensions de la plaque d'époxy, on vérifiera la taille des transformateurs utilisés.

L'alimentation mérite que l'on s'y attarde quelque peu. A l'origine, le montage était prévu pour fonctionner sur le secteur grâce à un transfo 220 V/9 V, associé à 4 diodes de redressement et un condensateur de filtrage.

L'expérience a montré que le transfo BF n'appréciait pas la présence à ses côtés du transfo d'alimentation, même si celui-ci était installé à l'opposé du boîtier. Le remède dans ce cas eût été de blinder le transfo d'alimentation. Etant donné, d'une part que l'interphone n'est pas en service continu, et d'autre part que nous n'aimons pas particulièrement plier la tôle, nous nous sommes donc tournés vers une alimentation par piles, qui, rappelons-le, est largement suffisante dans la majorité des cas. Mais si vous envisagez d'utiliser l'interphone en fonctionnement permanent (chambre d'enfant, etc.) il serait plus sérieux de le brancher sur le secteur.

L'interphone est normalement coupé par l'inter Marche-Arrêt K₁, mais lors d'un appel depuis le portail, il est nécessaire, en plus de l'oscillateur, d'alimenter l'ampli BF. Ce rôle est confié à D₅ qui empêche, en fonctionnement normal par K₁, d'alimenter l'oscillateur.

Le signal d'appel est réalisé grâce à un classique oscillateur à transistor unijonction. C₂ se charge par R₁, puis se décharge dans R₃. La fréquence, d'environ 1 000 Hz, prélevée sur R₃ est acheminée via R₅ et C₄ à l'entrée de C₁.

Circuit imprimé

Le montage étant destiné à être incorporé dans le boîtier Teko 363, pupitre série plastique, nous logerons facilement à l'intérieur les deux piles de 4,5 V ou l'alimentation secteur pour ceux qui le désirent.

Le dessin du circuit imprimé est donné à la figure 2. Il est aéré, mais veiller cependant à vérifier que vos composants, et surtout le transfo, aient les mêmes dimensions que ceux de notre maquette. Le dessin du circuit imprimé comprend les composants nécessaires à l'alimentation secteur. Si plus tard, vous changez d'avis, vous n'auriez qu'à implanter les composants supplémentaires. Une particularité en ce qui concerne C₁. Celui-ci est normalement fourni en QIL (Quad in Line 14).

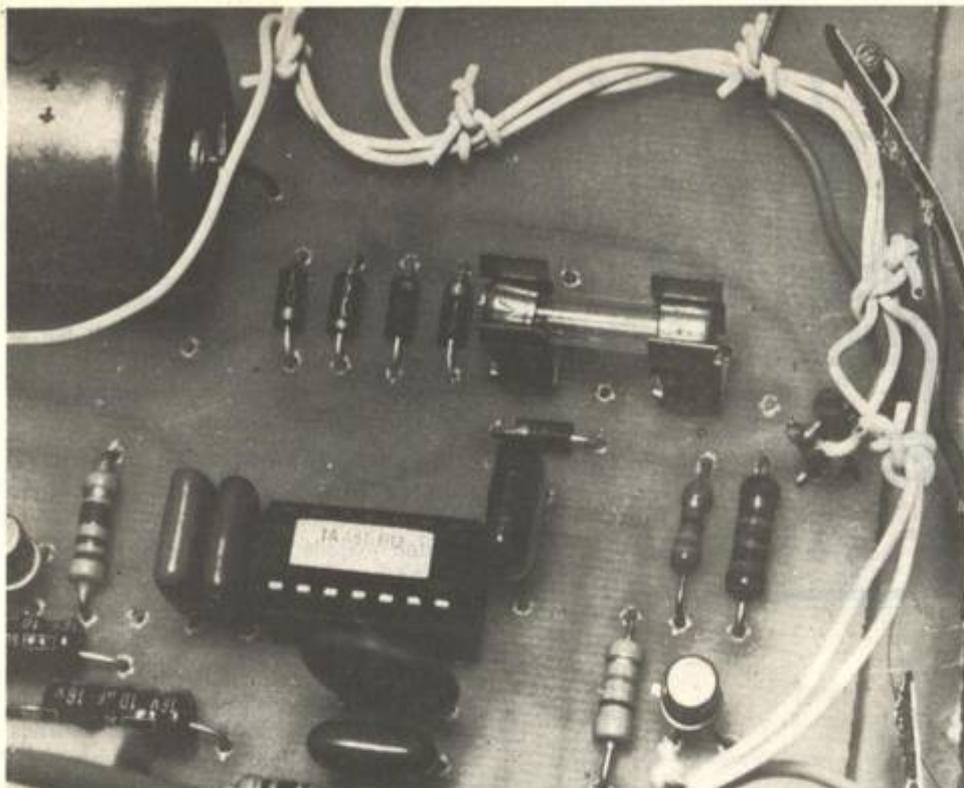


Photo 2. – On disposera le circuit intégré sur un support.

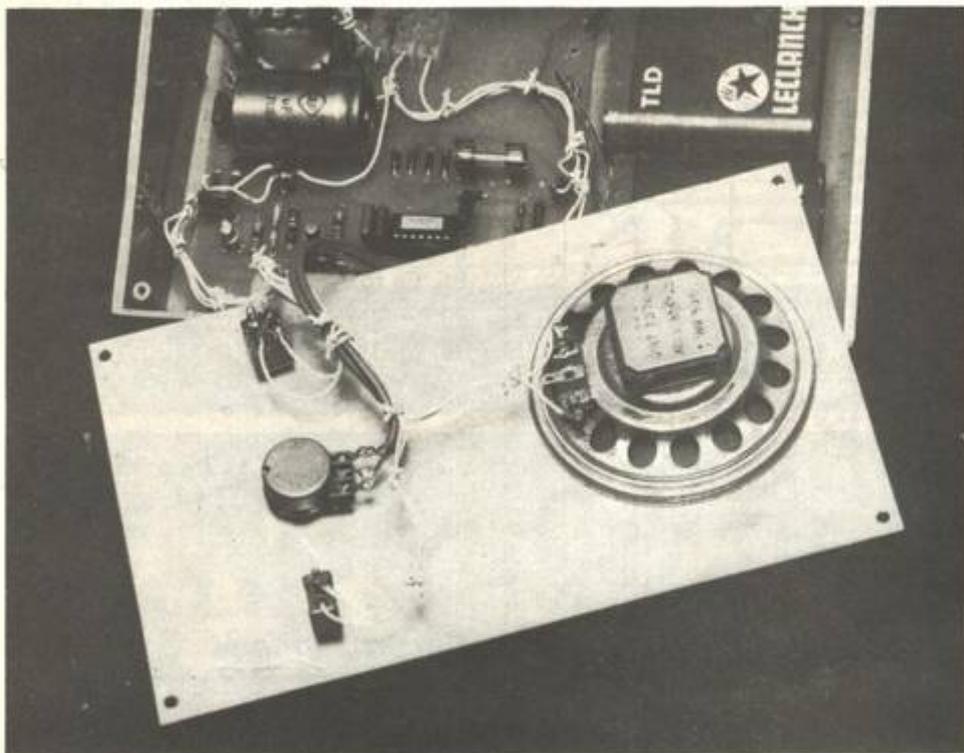


Photo 3. – Le poste principal contient l'électronique et l'alimentation. Le haut-parleur sera fixé directement sur la face avant.

Afin de pouvoir monter ce circuit sur support DIL 14, nous avons redressé les pattes à la pince à épiler sans aucun problème.

Il est toujours très intéressant à l'amateur pour plusieurs raisons, de pouvoir monter ses circuits intégrés sur supports, surtout s'il s'agit d'ampli BF et qu'en plus, la sortie part en ligne bifilaire dans la nature !

Employer de préférence des pastilles « transfert », le résultat sera plus propre, plus rapide. La gravure au perchlore ne se fera qu'après une sérieuse vérification.

Après le bain, nettoyer au tampon Jex et appliquer éventuellement une couche d'étamage à froid. Percer les pastilles à 1 mm. Le circuit intégré sera percé à 0,8 mm. Les différents trous de fixation seront effectués à 3 mm.

La mise en place des composants ne crée par de difficultés particulières (fig. 3). N'hésitez pas à utiliser des cosses picots. Vous pourrez ainsi souder et desolder maintes fois les liaisons sans soucis. Vérifiez encore une fois, il est fréquent de se tromper sur des éléments simples.

Montage de l'ensemble Essais

Percer la façade du boîtier Teko 363 selon la figure 4. En ce qui concerne les 145 trous de diamètre 1 mm pour le haut-parleur, si vous possédez une perceuse sur colonne, le travail ira vite, sinon, prenez votre mal en patience. Vous obtiendrez une finition impeccable et la poussière rentrera plus difficilement.

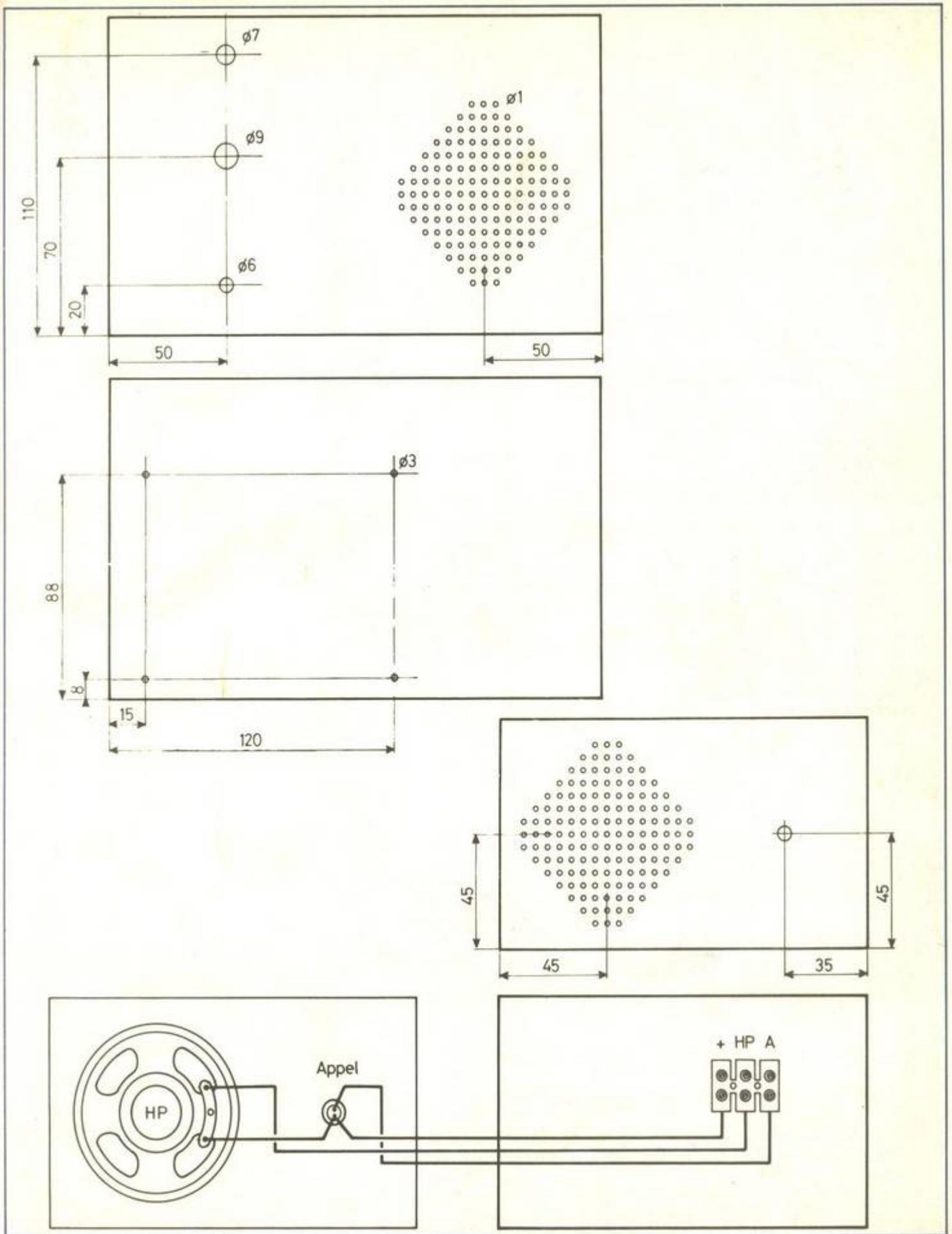


Fig. 4. à 8. - Les perçages des boîtiers poste principal et poste secondaire ne poseront pas de problèmes en suivant les côtes indiquées. La liaison entre les deux postes nécessitera 3 fils.

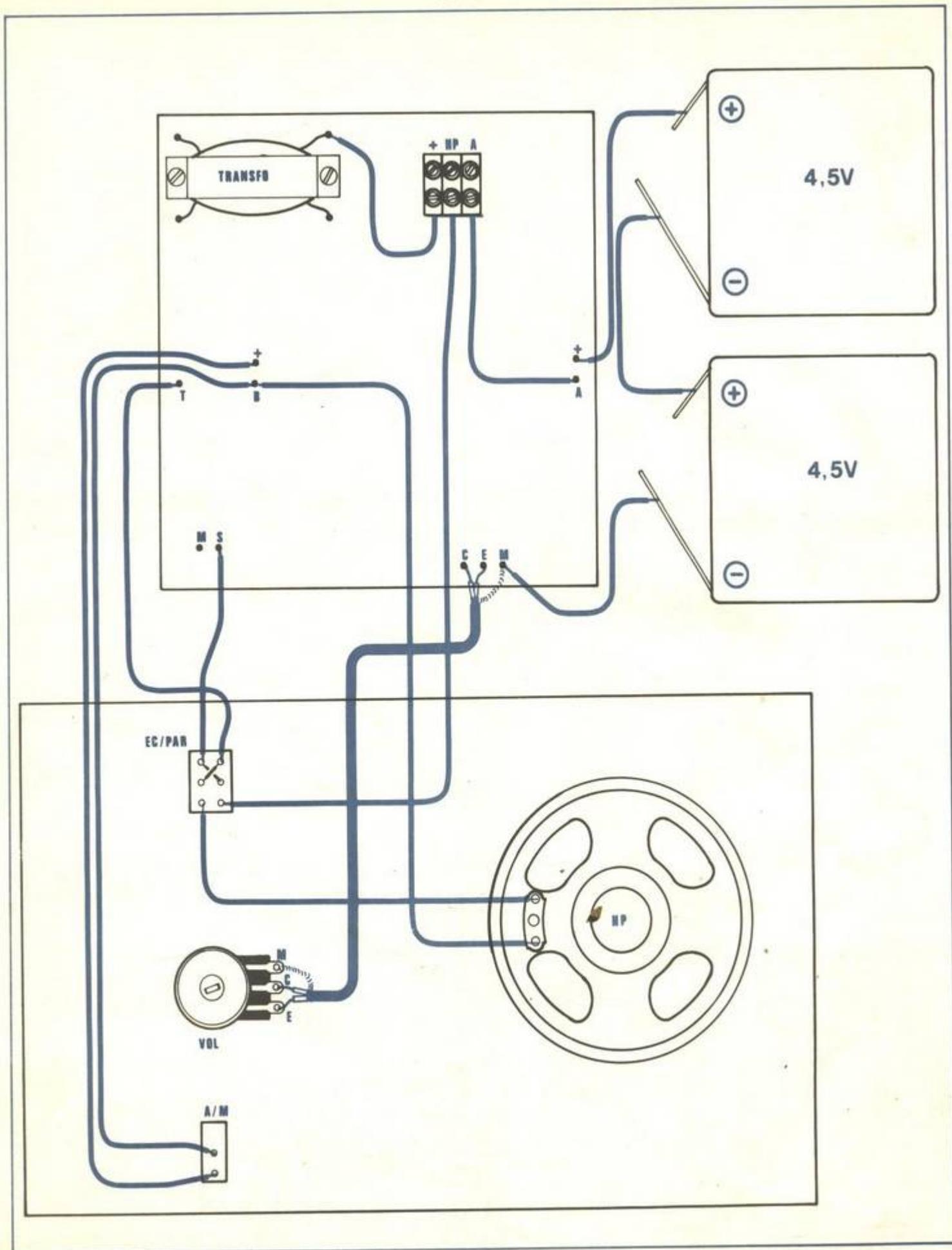


Fig. 6. - Les connexions entre module, piles et face avant, seront réalisées avec du fil de cuivre isolé à l'exception de la liaison au potentiomètre de volume qui, elle, sera faite avec du câble, deux conducteurs, blindé.

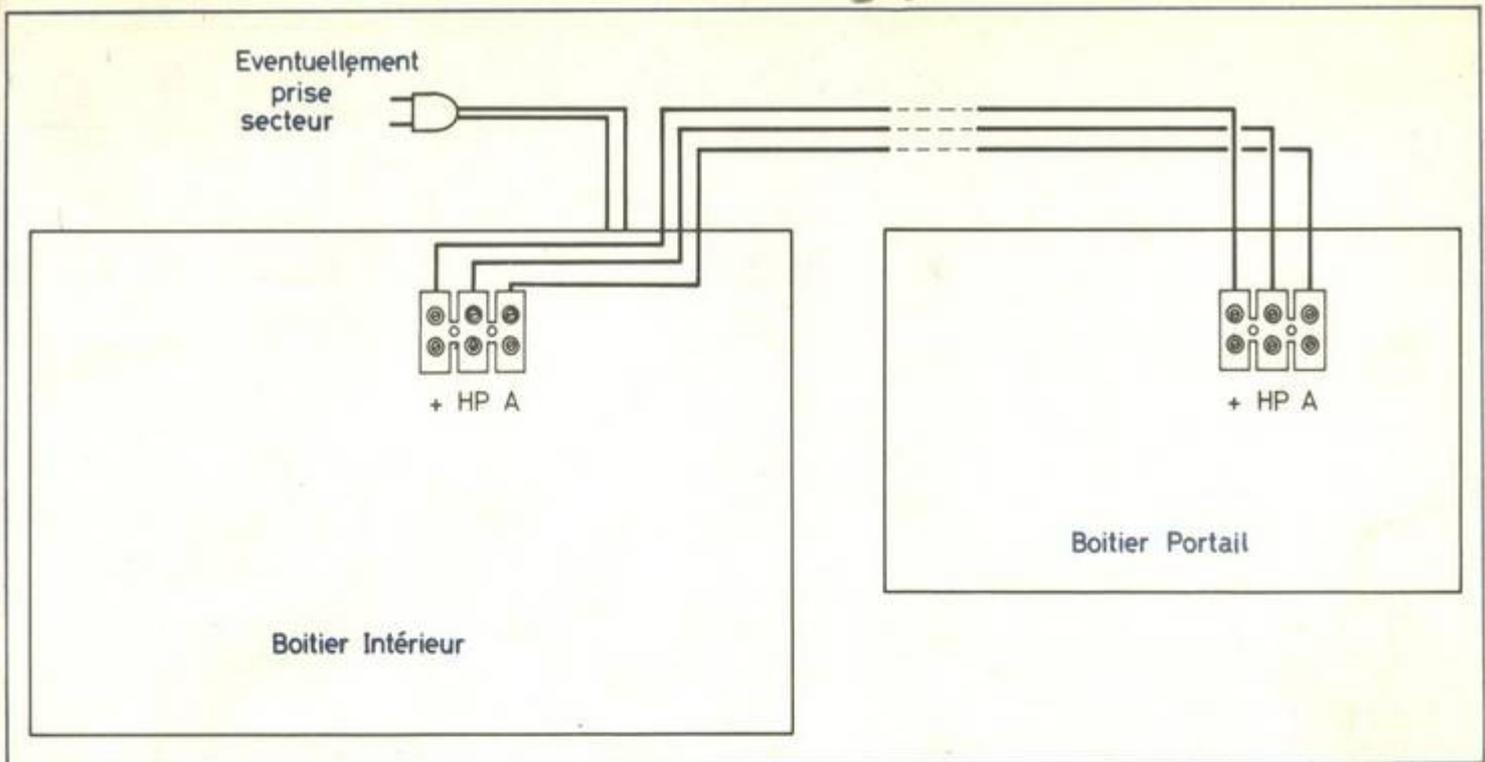


Fig. 9. - On raccordera très simplement le boîtier intérieur au boîtier portail en suivant le croquis ci-dessus.

Percer le fond du boîtier d'intérieur selon la **figure 5**. Prévoyez un trou de $\varnothing 5$ à l'arrière pour sortir les fils. Coller le H.P. à l'Araldite.

Installer le circuit imprimé qui sera fixé à l'aide de 4 vis $\varnothing 3$. Les deux piles plates seront directement collées sur le fond du boîtier.

Câbler le boîtier intérieur selon la **figure 6**. Seuls les fils allant au potentiomètre nécessiteront du fil blindé. Les trois fils de sorties passeront par un domino afin de pouvoir brancher et débrancher plus facilement.

Percer le boîtier d'extérieur 362 selon la **figure 7**. A part les 145 trous ce sera

chose aisée ! Là aussi, le H.P. sera collé à l'Araldite. Un domino triple permettra aussi la liaison avec l'extérieur. Ne pas oublier le trou de $\varnothing 5$.

Le câblage sera réduit à sa plus simple expression (**fig. 8**). Il ne reste plus qu'à relier ces deux coffrets par du fil à 3 conducteurs. Prévoyez une certaine

Photo 4. - On utilisera un transformateur de sortie pour un meilleur rendement.

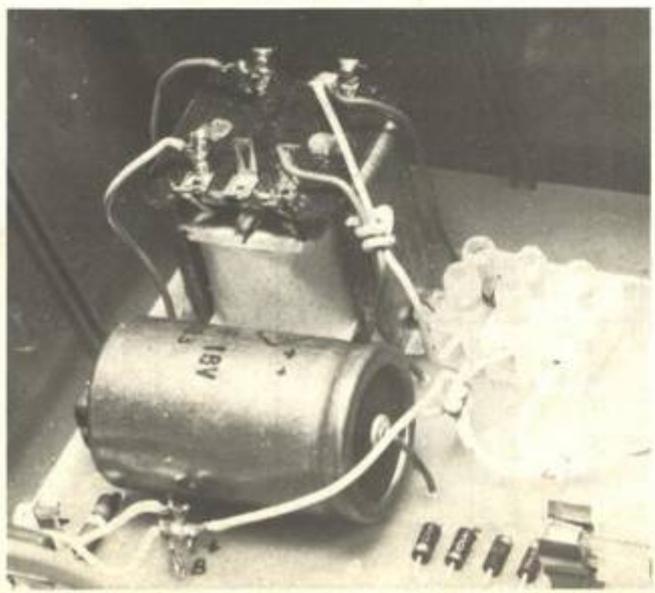
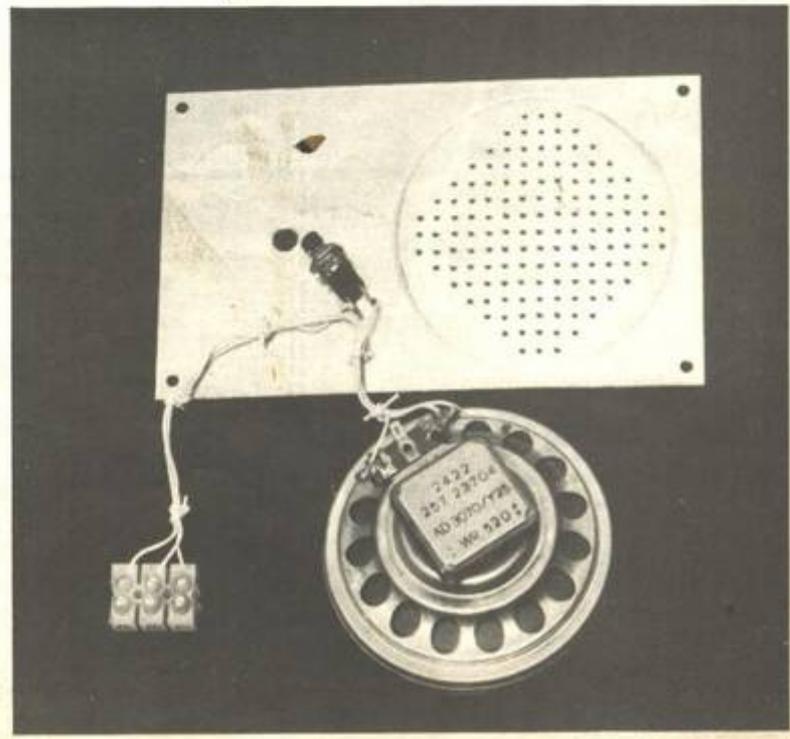


Photo 5. - Le poste secondaire est réduit à sa plus simple expression ; un HP servant également de micro et un poussoir écoute-parole.



POUR EN SAVOIR PLUS SUR LE TAA 611

longueur afin d'éviter l'effet Larsen. Faites les essais dans une autre pièce avec une seconde personne. Le montage, si tout a été monté correctement, doit fonctionner aussitôt. Nous avons fait des essais avec du fil souple sur 25 mètres, le fonctionnement est tout à fait conforme aux résultats que l'on peut attendre.

Une remarque : respecter le schéma de câblage, en particulier pour le + des H.P., sinon vous risqueriez de les voir entrer en oscillation.

Daniel ROVERCH

Fabriqué par SGS ATES, le TAA 611 est un ampli de puissance destiné aux petits radio-récepteurs et électrophones. Il se caractérise par les points suivants :

- impédance d'entrée élevée,
- faible distorsion,
- faible consommation au repos,
- absence de réglage,
- nombre extérieur de composants réduit.

Caractéristiques communes :

Impédance d'entrée	50 M Ω
Courant d'entrée	0,1 μ A
Courant crête de sortie	1 A
Gain en boucle ouverte	68 à 72 dB
Température de jonction max	+ 150°
Température de stockage	- 40 à + 150°

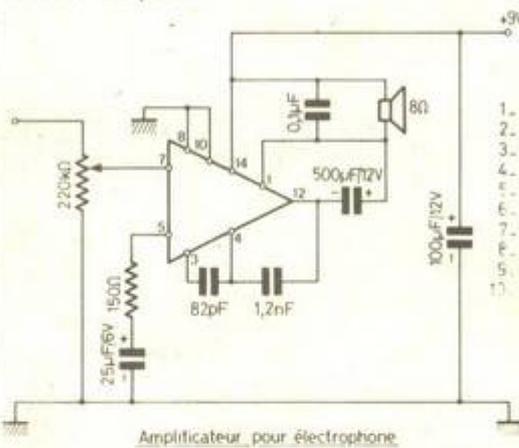
Il est disponible en plusieurs versions qui diffèrent par leur boîtier ou leurs caractéristiques.

Liste des composants

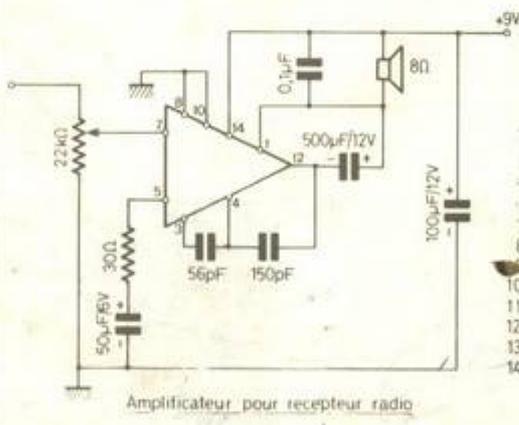
- R₁ : 15 k Ω (brun, vert, orange).
- R₂ : 330 Ω (orange, orange, brun).
- R₃ : 330 Ω (orange, orange, brun).
- R₄ : 150 k Ω (brun, vert, jaune).
- R₅ : 18 k Ω (brun, gris, orange).
- R₆ : 1,2 M Ω (brun, rouge, vert).
- R₇ : 100 k Ω (brun, noir, jaune).
- R₈ : 1,2 M Ω (brun, rouge, vert).
- R₉ : 10 k Ω (brun, noir, orange).
- R₁₀ : 150 k Ω (brun, vert, jaune).
- R₁₁ : 82 Ω (gris, rouge, noir).

- C₁ : 0,1 μ F.
- C₂ : 0,1 μ F.
- C₃ : 10 μ F 16 V.
- C₄ : 0,1 μ F.
- C₅ : 0,1 μ F.
- C₆ : 10 μ F 16 V.
- C₇ : 100 pF.
- C₈ : 10 nF.
- C₉ : 0,1 μ F.
- C₁₀ : 470 μ F 25 V.
- C₁₁ : 0,1 μ F.
- C₁₂ : 4 700 μ F 16 V.

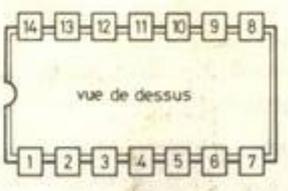
- T₁ : BC 108 A, BC 408 B
- T₂ : BC 108 A, BC 408 B
- D₁ à D₅ : 1N 4004.
- Cl₁ : TAA 611 B12.
- T₃ : 2N 2646.
- 1 support DIL 14.
- 2 HP 4 à 100 Ω \varnothing 80 mm.
- 1 boîtier Teko 363.
- 1 boîtier Teko 362.
- 1 transfo de sortie pour transistor
- 1 potentiomètre 22 k Ω log.
- 1 inter poussoir à retour 2RT.
- 1 inter M/A.
- *1 poussoir à retour 1T.
- 2 dominos 3 bornes.
- Fil blindé.
- Fil de câblage, etc.



- 1. +Vcc
- 2. Sortie
- 3. NC
- 4. Masse ampli
- 5. Masse
- 6. Entrée
- 7. Contre réaction
- 8. Compensation en fréquence
- 9. Compensation en fréquence
- 10. Bootstrat.



- 1. +Vcc
- 2. Compensation en fréquence
- 3. Compensation en fréquence
- 4. Contre réaction
- 5. NC
- 6. Entrée
- 7. Masse
- 8. NC
- 9. Masse ampli
- 10. NC
- 11. NC
- 12. Sortie
- 13. NC
- 14. +Vcc



Différents types de TAA 611

Type	Puissance maxi de sortie	Charge (Ω)	Alimentation		Courant de repos (mA)	Rth (°C/W) jonction boîtier	Rth (°C/W) jonction ambiante
			mini (V)	max (V)			
TAA 611 A 55	1,8	4	6	12	3	50	220
TAA 611 A 12	1,8	4	6	12	3	16	93
TAA 611 B	2,1	8	6	15	3,5	16	93
TAA 611 C 72	3,3	8	6	18	4	16	93
TAA 611 CX 1	3,3	8	6	18	4	16	63
TAA 611 CX 11	3,3	8	6	18	4	16	63



Eclairage de secours automatique

CERTAINS locaux nécessitent un éclairage quasi permanent et surtout fiable. Mais cependant, il est fréquent, lors de l'allumage de cet éclairage, que l'ampoule rende l'âme. Pour peu que l'on soit démuné de lampe de poche, on imagine facilement la suite. On pourrait penser mettre deux ampoules branchées en permanence. Cette solution est à rejeter pour deux raisons. D'une part la consommation est doublée, et d'autre part, étant donné que les lampes ont des durées de vie sensiblement identiques, elles grilleraient l'une après l'autre. Aussi, pour éviter de tels inconvénients, il suffit à l'extinction de la première lampe (lampe grillée, ou isolement au culot) de commander automatiquement l'allumage d'une seconde lampe dite de secours.

1 - Principe de fonctionnement

Afin de vérifier le fonctionnement effectif de la lampe principale L_1 , le moyen le plus simple consiste à contrôler le courant circulant dans la lampe. Ce courant, s'il existe, crée une chute de tension aux bornes d'une résistance de faible

valeur (fig. 1). Etant donné que nous avons voulu obtenir un montage fonctionnant avec plusieurs puissances de lampes différentes, il est nécessaire de faire varier R suivant la lampe utilisée.

Le courant alimentant la lampe étant alternatif, nous devons redresser ce courant. Le redressement mono-alternance, suffisant dans notre cas est confié à D_1 et

C_1 . Cette tension de contrôle, continue, polarise T_1 par R_5 et R_6 . Nous avons, en effet, scindé la résistance de polarisation en deux.

Cette disposition nous permet d'insérer une diode zéner. Cette dernière nous évite, lors de l'allumage de la lampe, ou lors du branchement d'une lampe trop puissante, ou même tout simplement lors

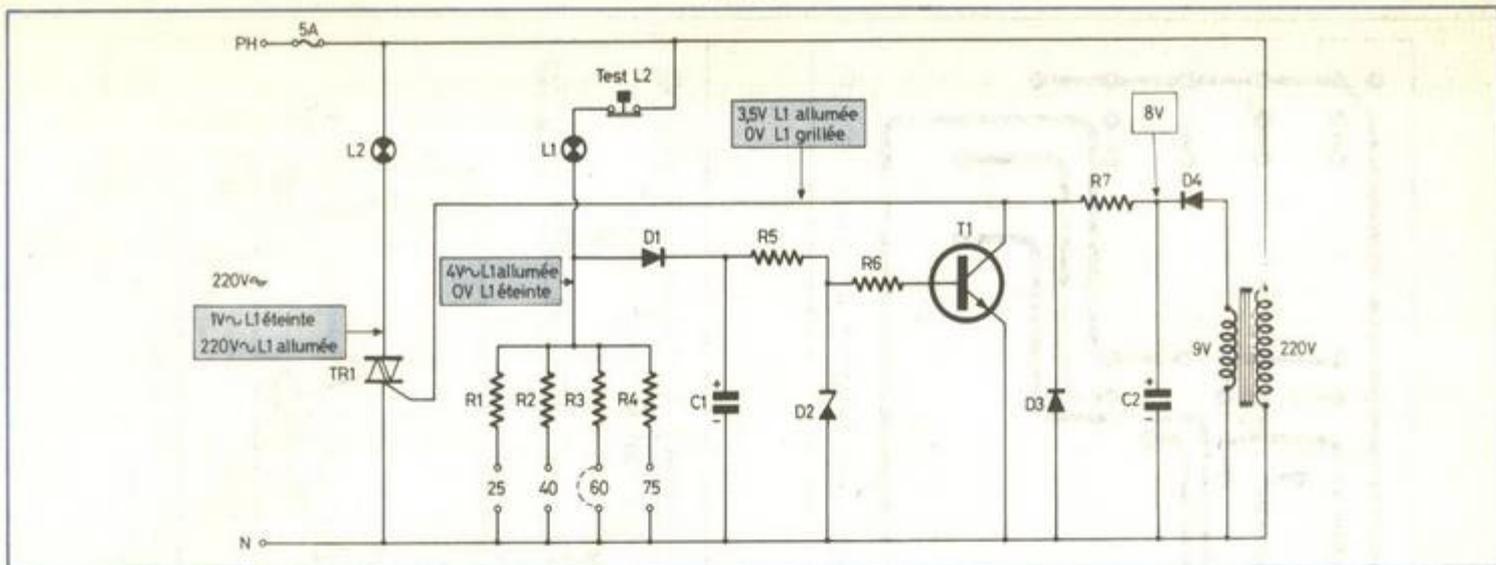


Fig. 1. - Certains locaux nécessitent un éclairage quasi permanent et surtout fiable d'où l'intérêt de disposer d'un éclairage de secours automatique construit autour de quelques composants très classiques.

d'un court-circuit, d'avoir une tension trop élevée, préjudiciable à T₁. Ainsi, la tension ne dépasse jamais 5,1 V.

T₁ étant débloqué si la lampe L₁ est correctement allumée, nous ne disposons que d'une tension de 1 V environ sur son collecteur. Ce potentiel est insuffisant pour alimenter la gâchette du triac. L₂ reste donc éteinte.

Si, par contre, L₁ venait à griller, la tension continue de contrôle serait nulle, et, de ce fait, T₁ resterait bloqué. Sur son collecteur nous disposerions alors de la tension continue créée par D₄ et C₂ et nous pourrions, dans ce cas, alimenter la gâchette. TR₁ serait conducteur et la lampe L₂ s'allumerait aussitôt.

Remarques

D₃ permet d'éviter que d'éventuelles surtensions ne grillent T₁.

- La commutation des résistances R₁ à R₄ se fait au moyen de cosses picôts. Aussi, il ne faut jamais laisser les bornes débranchées. En effet, dans ce cas, nous retrouvons sur l'anode de D₁ la tension du secteur soit 220 V. D₁ redresserait et nous aurions du 240 V continu aux bornes de C₁, alors que celui-ci est prévu pour de la basse-tension. Le claquage serait instantané.

- Bien qu'on emploie un transformateur 220 V/9 V, l'ensemble du montage est relié, par la masse, au potentiel du secteur. Aussi est-il vivement conseillé, pour des raisons évidentes de sécurité, de débrancher le secteur.

- N'employer que la puissance de lampe correspondant au strap réalisé. Sinon, soit R₁ à R₄ chaufferaient, soit L₂ s'allumerait à tort.

- Respecter la valeur de C₁ indiqué.

* Plus petit, la polarisation de T₁ serait

incorrecte et la lampe L₂ s'allumerait par intermittence.

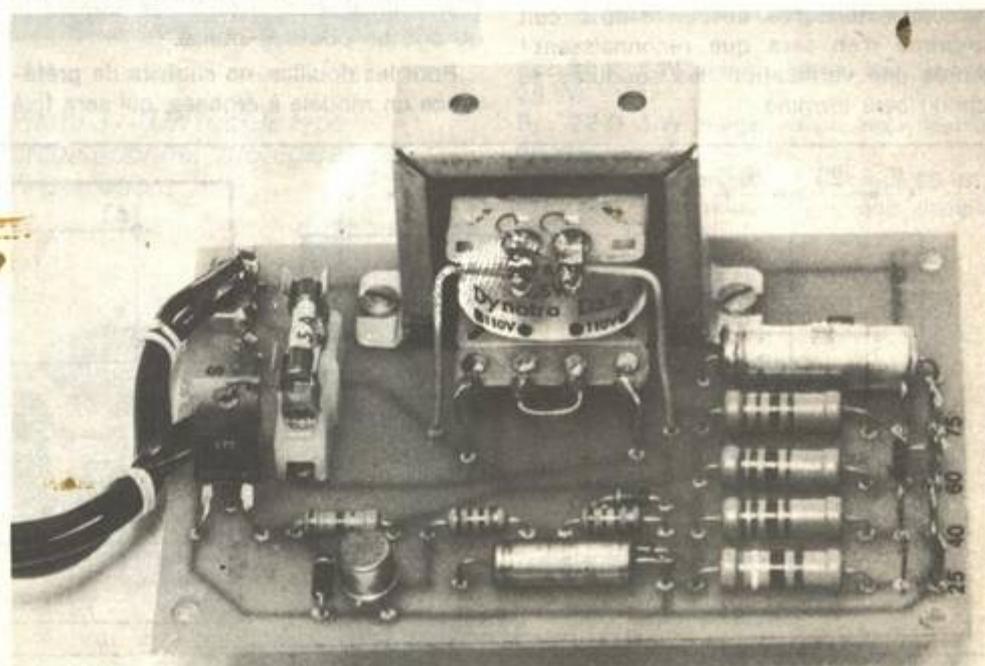
* Plus grand, la constante de temps serait trop grande et lors de l'extinction accidentelle de L₁, la lampe L₂ ne s'allumerait pas aussitôt, d'où une gêne inacceptable.

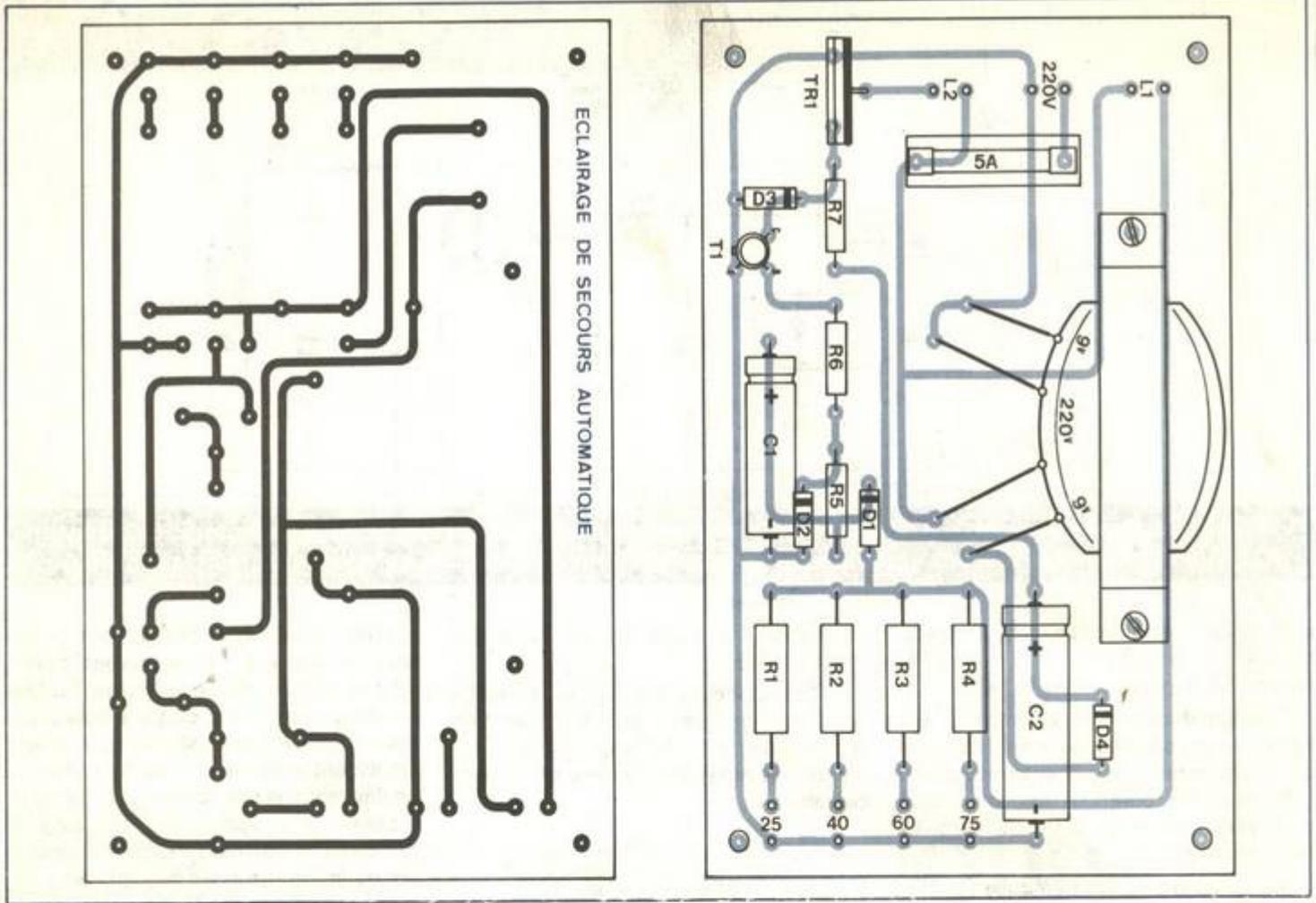
II - Réalisation du circuit imprimé

Les deux douilles des lampes seront fixées sur la face avant d'un boîtier Teko P/3. Le circuit imprimé, nécessaire pour

obtenir un montage fiable, sera réalisé selon la figure 2. Procurez-vous cependant les pièces telles que transfo, fusibles condensateurs avant de passer au stade réalisation. Le tracé est très clair et sera facilement obtenu par tous. Pour ceux qui ne désirent pas une présentation parfaite, il pourra, à la rigueur, être fait au stylo marqueur. Cependant l'emploi de pastilles-transfert et rubans adhésifs est vivement conseillé. Une dernière vérification s'imposera avant la gravure. Après celle-ci, un rinçage énergique à l'eau suivi d'un décapage soigné au tampon permettront au circuit de briller. Une éventuelle couche d'étamage à froid sera plus propre et

Photo 1. - On aperçoit la plupart des composants ; on notera les deux enroulements de 110 V reliés en série.





ECLAIRAGE DE SECOURS AUTOMATIQUE

Fig. 2 et 3. - Le montage pourra très facilement se reproduire à l'aide de produit de transfert ou bien au stylo marqueur compte tenu de sa simplicité.

les soudures plus faciles. Percer les différents trous à 1 mm et les trous de fixation à 3 mm. Souder les composants selon la figure 3. Orienter soigneusement les condensateurs et les diodes. N'hésitez pas à utiliser des cosses picôts pour les liaisons extérieures. Le cuivre du circuit imprimé n'en sera que reconnaissant ! Après une vérification des soudures, le circuit sera terminé.

III - Montage final

Essais

Percer la façade du boîtier selon la figure 4. Les diamètres pourront légèrement varier selon le type des douilles et du bouton-poussoir utilisé.

Pour les douilles, on choisira de préférence un modèle à embase, qui sera fixé

au boîtier à l'aide de 2 vis métaux 3 mm.

Percer le fond du boîtier, selon la figure 5. En plus des quatre trous de fixation du circuit imprimé, on trouve deux autres trous, qui permettront de fixer le boîtier au plafond par exemple. Un septième trou permettra le passage des fils. Fraiser à l'aide d'un foret de 8 mm du côté extérieur du boîtier tous les trous afin de pouvoir mettre des vis métaux 3 mm tête

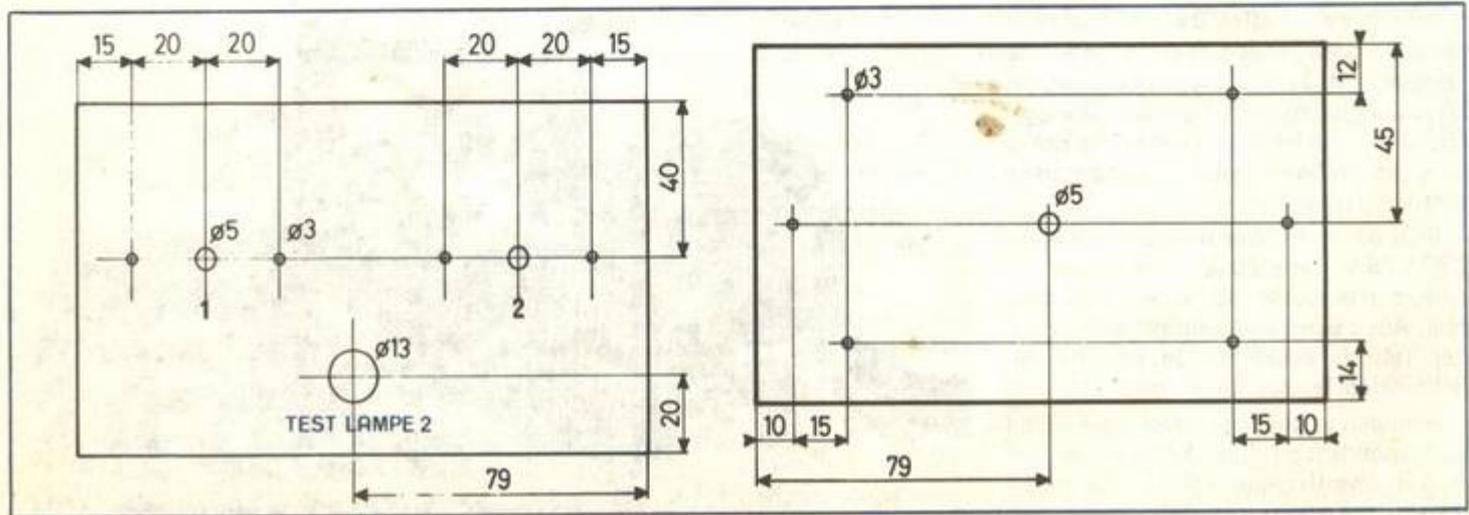


Fig. 4 et 5. - L'ensemble du montage a été introduit à l'intérieur d'un coffret Teko P/3.

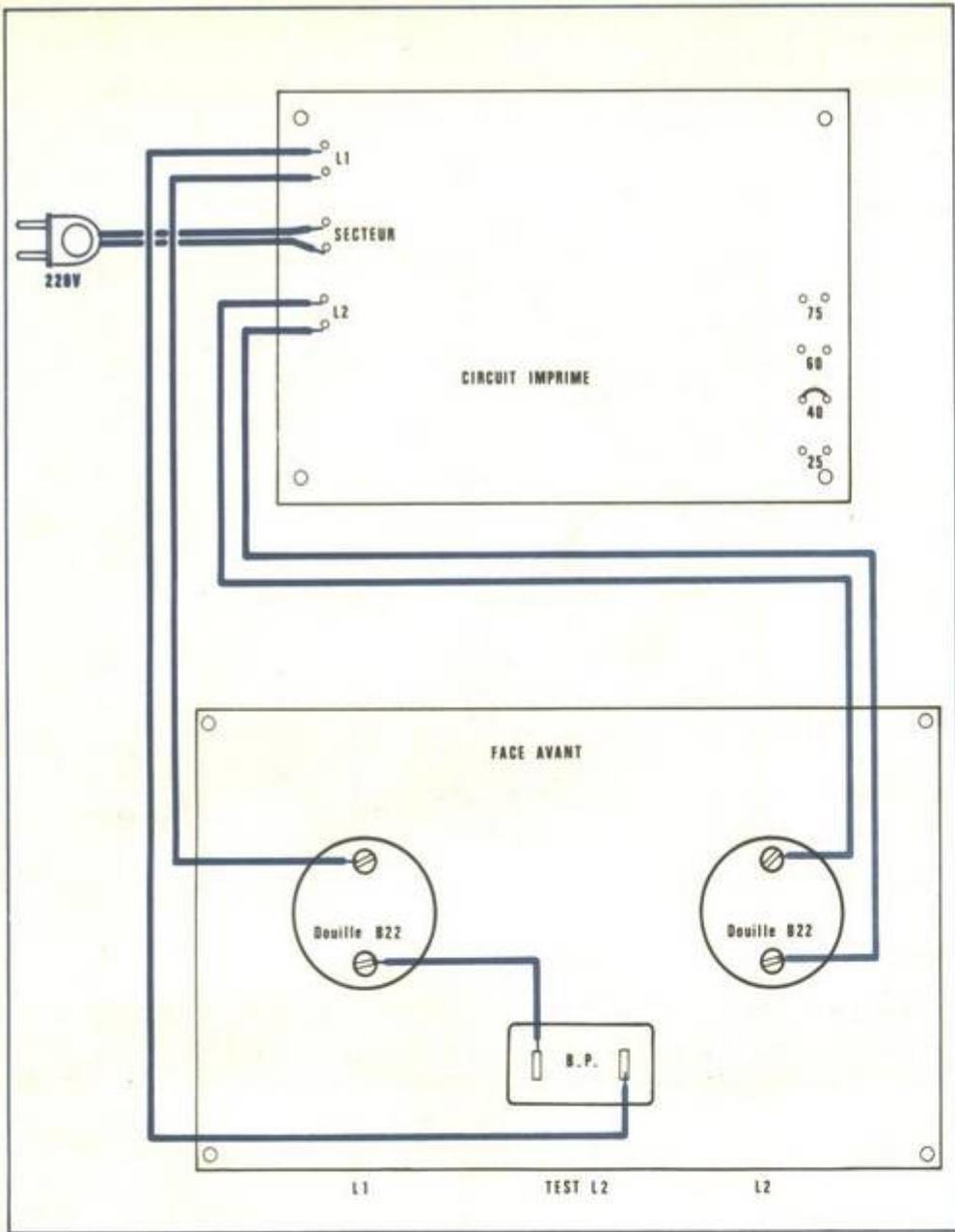


Fig. 6. - Plan de câblage général du montage.

Photo 2. - La commutation des résistances R₁ à R₄ se fera à l'aide des cosses poignards (voir chapitre « Remarques »).

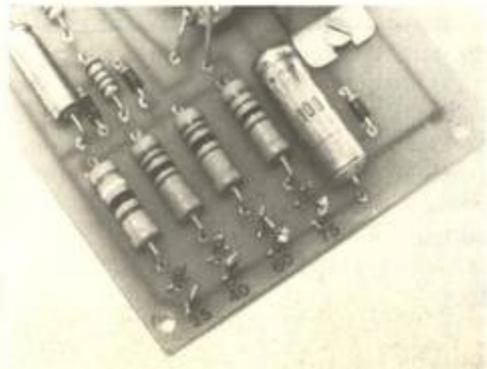
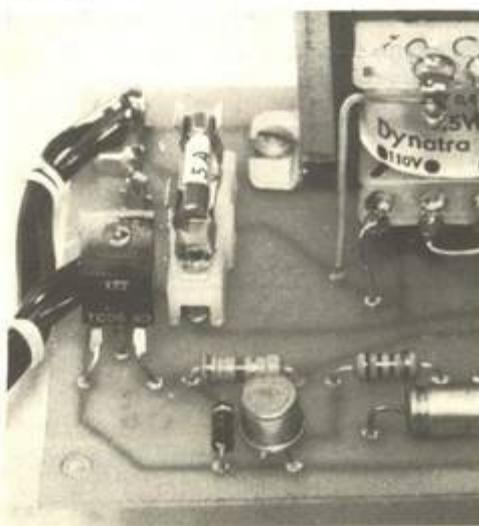


Photo 3. - Un fusible type circuit imprimé protégera l'installation.



fraisées. Les entretoises, nécessaires pour surélever le circuit imprimé du fond du boîtier, seront réalisées facilement grâce à des écrous 4 mm.

Effectuer le câblage selon la figure 6. On utilisera de préférence du fil souple genre scindex de diamètre 0,5 mm. Les fils pourront être maintenus proprement grâce aux frettes (photos).

Après une dernière vérification, mettre un strap selon la puissance de la lampe L₁ utilisée. Brancher alors le secteur en se rappelant que les éléments, en particulier le transistor et le triac, sont au potentiel du secteur. Le montage ne demandant aucun réglage, doit fonctionner aussitôt. La lampe L₁ doit s'allumer. On vérifiera qu'en ôtant L₁, la lampe L₂ s'allume (essai du filament grillé). Le même résultat doit être obtenu en agissant sur le bouton-poussoir test.

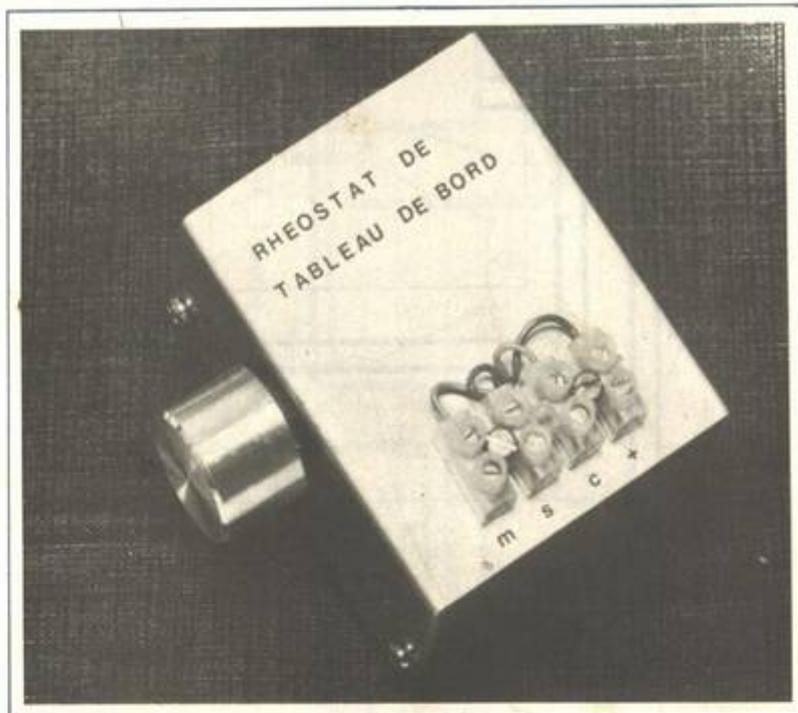
Il serait aussi possible de remplacer L₁ par une autre charge (moteur de petite puissance, pompe, électro, etc.) en respectant la puissance permise par R₁. Dans tous les cas, R₁ à R₄ devront être adaptées à la consommation de la charge. Nous pensons que ce montage pourra rendre de grands services à tous avec la possibilité de trouver d'autres applications.

Daniel ROVERCH

Liste des composants

- R₁ : 39 Ω 1 W orange, blanc, noir (lampe 25 W).
- R₂ : 22 Ω 1 W rouge, rouge, noir (lampe 40 W).
- R₃ : 15 Ω 1 W brun, vert, noir (lampe 60 W).
- R₄ : 12 Ω 1 W brun, rouge, noir (lampe 75 W).
- R₅ : 1 kΩ brun, noir, rouge.
- R₆ : 1 kΩ brun, noir, rouge.
- R₇ : 180 Ω brun, gris, brun.
- C₁ : 10 μF 35 V
- C₂ : 100 μF 35 V
- T₁ : 2N1711
- D₁ : 1N4004
- D₂ : zener 5,1 V 1/2 W
- D₃ : 1N4004
- D₄ : 1N4004
- TR₁ : Triac 6 A 400 V
- Transfo 220 V 9 V 3,5 VA
- Fusible pour CI
- 2 douilles B22 à embase
- 1 bouton poussoir à contact repos.
- 1 coffret Teko P/3
- Vis, picots, etc.

La majorité des véhicules actuels sont munis d'un réglage de luminosité du tableau de bord. Ce dispositif est très pratique pour ceux qui roulent fréquemment la nuit. Mais, lorsqu'on ajoute petit à petit quelques lampes supplémentaires sur le circuit (compteurs, manomètres, voyants, etc.), le rhéostat n'étant pas calculé pour ce surcroît de puissance, chauffe anormalement. Le second défaut du rhéostat classique est qu'en position d'éclairage minimum, on oublie fréquemment d'éteindre ses lumières à l'arrêt, au détriment de la batterie.



VARIATEUR pour tableau de bord

La solution consiste évidemment à remplacer le rhéostat bobiné classique par le petit montage électronique que nous vous présentons. Celui-ci, en plus du réglage classique, est muni d'un dispositif qui allume au maximum le tableau de bord, lorsque le contact est coupé et ceci, quelle que soit la position du potentiomètre. Grâce à cela, le conducteur, voyant l'éclairage du compteur s'allumer, ne risque plus de laisser ses lumières en quittant son véhicule.

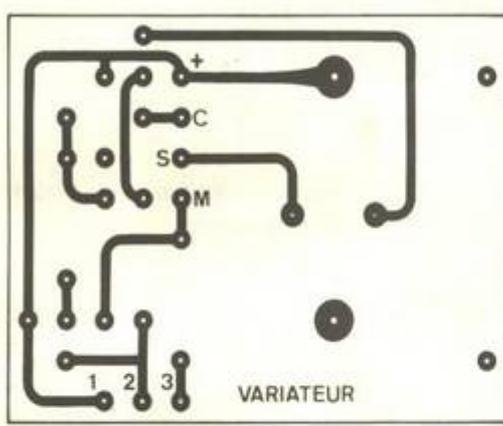
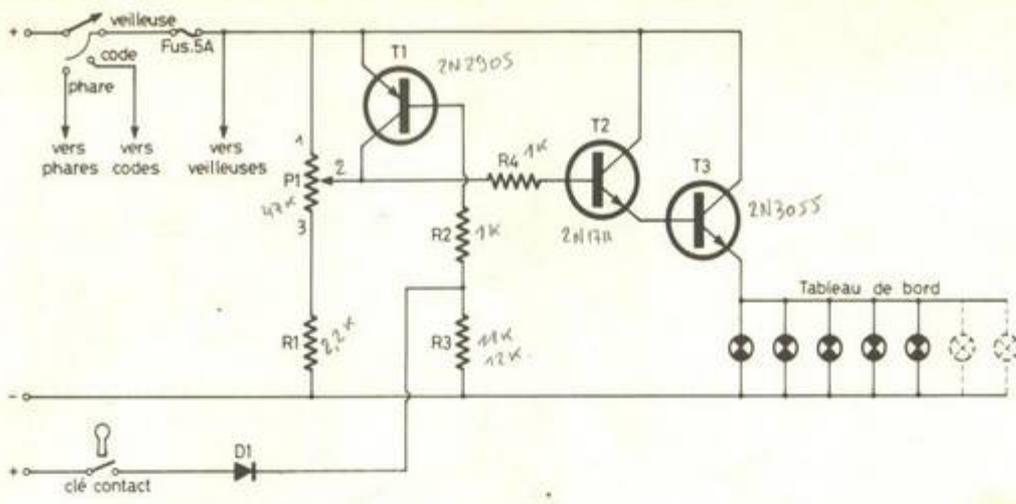
1 - Principe de fonctionnement

Pour régler la luminosité des lampes, l'utilisation d'un transistor est tout indiqué, étant donné que nous sommes en présence de courant continu issu d'une batterie automobile. Nous nous sommes fixé une puissance utile de 25 W, ce qui correspond à une douzaine de lampes de

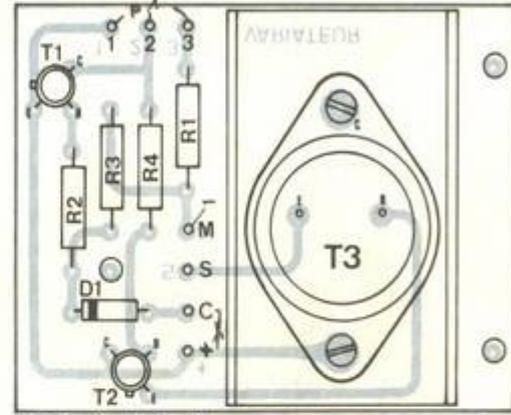
2 W, suffisante pour la majorité des voitures. L'intensité à moduler est de 2 A environ. Pour cela, il est nécessaire d'employer un montage darlington qui présente un gain élevé, indispensable pour de telles intensités. Le darlington, constitué par T_2 et T_3 , est commandé par P_1 via R_4 (Fig. 1). On voit que, selon le potentiel présent sur le curseur de P_1 , on sature plus ou moins l'ensemble T_2 - T_3 et de ce fait on recueille sur l'émetteur de T_3 une tension variable.

Ce schéma aurait été suffisant pour un variateur classique. Nous y avons ajouté, en plus, le circuit permettant l'allumage maxi lorsque le contact est coupé. Dans ce cas, T_1 , polarisé par R_2 et R_3 , est rendu conducteur. Nous retrouvons approximativement la tension d'alimentation sur le collecteur de T_1 : T_2 et T_3 sont polarisés au maximum via R_4 et T_3 , saturé, permet le plein allumage des lampes du compteur.

On remarque aussi la présence de R_1 entre la borne 3 du potentiomètre et la



T1 : 2N2905



T3 : 2N3055

T2 : 2N1711

Fig. 1. à 3. - Le schéma de principe laisse apparaître la simplicité du montage proposé : un darlington et un PNP pour l'allumage maxi. Le tracé du circuit est donné grandeur nature. Sur l'implantation des composants, une grande place est laissée au refroidisseur de T3.

masse. Cette disposition permet, dans le cas où P₁ serait au mini (bornes 2 et 3 reliées) d'éviter un claquage de T₁ par court-circuit franc avec la masse lorsque T₁ serait débloqué.

Quand le contact est mis, le + issu de la clé de contact est appliqué à R₃ via D₁. T₁ reste bloqué car son émetteur et sa base étant au même potentiel, il n'est pas polarisé. Le darlington est, dans ce cas, uniquement commandé par P₁.

Après un décapage au tampon, il est plus commode de fixer l'époxy sur la table de travail au moyen de ruban adhésif replié sur lui-même. Ainsi, vous pourrez, sans problème, appliquer les transferts sans risque de décalage. En ce qui concerne le transistor de puissance, il faudra employer des pastilles de grand diamètre ou bien du ruban adhésif pour la liaison de collecteur. Du ruban de 1 mm sera suffisant pour toutes les autres liaisons.

Après vérification, passer au stade de la gravure au perchloreure. Rincer ensuite à grande eau et décaper encore une fois le cuivre au tampon. Percer les trous de fixation au diamètre 3 mm et le reste à 1 mm. Repérer les sorties à l'aide de lettres transferts. Implanter et souder les différents éléments selon la figure 3. En ce qui concerne le transistor de puissance, il faudra préalablement réaliser un petit radiateur en tôle de 1 mm selon la figure 4.

2 - Réalisation pratique

Le montage étant destiné à être installé dans un boîtier Teko série aluminium 2B, fixé sous le tableau de bord, il sera nécessaire et même indispensable d'effectuer le montage sur un circuit imprimé. Ainsi les secousses seront sans action sur le boîtier, car les composants sont toujours bien fixés mécaniquement. Le dessin du circuit imprimé est donné à la figure 2. Là encore, l'utilisation de verre époxy est conseillée pour obtenir un montage fiable.

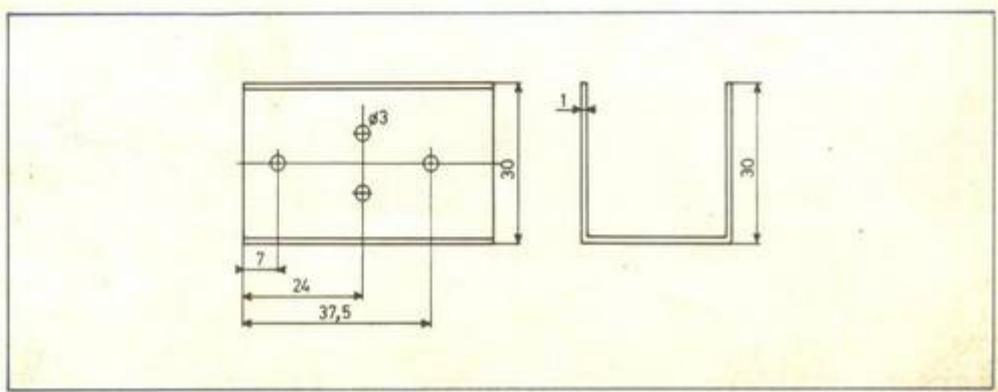


Fig. 4. - Le refroidisseur de T₃ peut être réalisé grâce à ce schéma en utilisant une tôle de 1 mm.

Une éventuelle couche de peinture noire mat donnera au radiateur un aspect soigné. Il ne reste plus qu'à fixer le transistor et le radiateur. Il est plus prudent d'isoler le passage des broches émetteur et base au moyen de gaine plastique. Noter que dans le cas où le nombre de lampes d'utilisation serait faible (2 ou 3), il serait possible de supprimer le radiateur.

3 - Câblage Essai final

Percer le boîtier Teko 2B selon la figure 5. Le potentiomètre sera installé sur le couvercle horizontalement. La liaison extérieure du boîtier sera confiée à un domino à 4 bornes fixé sur le couvercle. Fixer le circuit imprimé au fond du boîtier en le surélevant à l'aide d'entretoises 3 mm. Le boîtier étant relié à la masse du véhicule pour la fixation, il faudra veiller particulièrement à ce qu'aucun point du circuit ou du radiateur ne touche le cofret, en l'isolant si nécessaire.

Le câblage (fig. 6) sera effectué de préférence avec du fil de couleur pour éviter les inversions. Il suffira pour les essais de disposer d'une source 12 V et quelques lampes 12 V 2 W. Veiller à ne pas inverser les polarités d'alimentation car T_2 et

Photo 1. - Un tout petit boîtier mais utilisé au maximum. On réalisera le câblage avec des fils de couleur en nappe.

T_3 , entre autres, n'apprécieraient certainement pas. Attention, si la borne C n'est pas reliée, on a l'éclairage maxi. Il faudra donc, pour les essais, la relier au +. La luminosité doit varier avec P_1 . En débranchant C, on doit avoir les lampes au maximum.

Le montage, ne nécessitant pas de réglages particuliers, fonctionnera du premier coup. Il est conseillé, à la fin, de passer une couche de vernis incolore sur les deux faces du circuit imprimé et du cof-

fret, le milieu automobile étant souvent humide. Le câblage sur le véhicule sera conforme à la figure 7.

Ce montage, d'un prix de revient très bas, permettra à tous d'améliorer le rhéostat existant ou même de l'ajouter s'il n'existe pas d'origine. Il pourra être aussi utilisé pour d'autres applications en veillant à ajouter une diode de protection (fig. 8) dans le cas de charges inductives.

Daniel ROVERCH

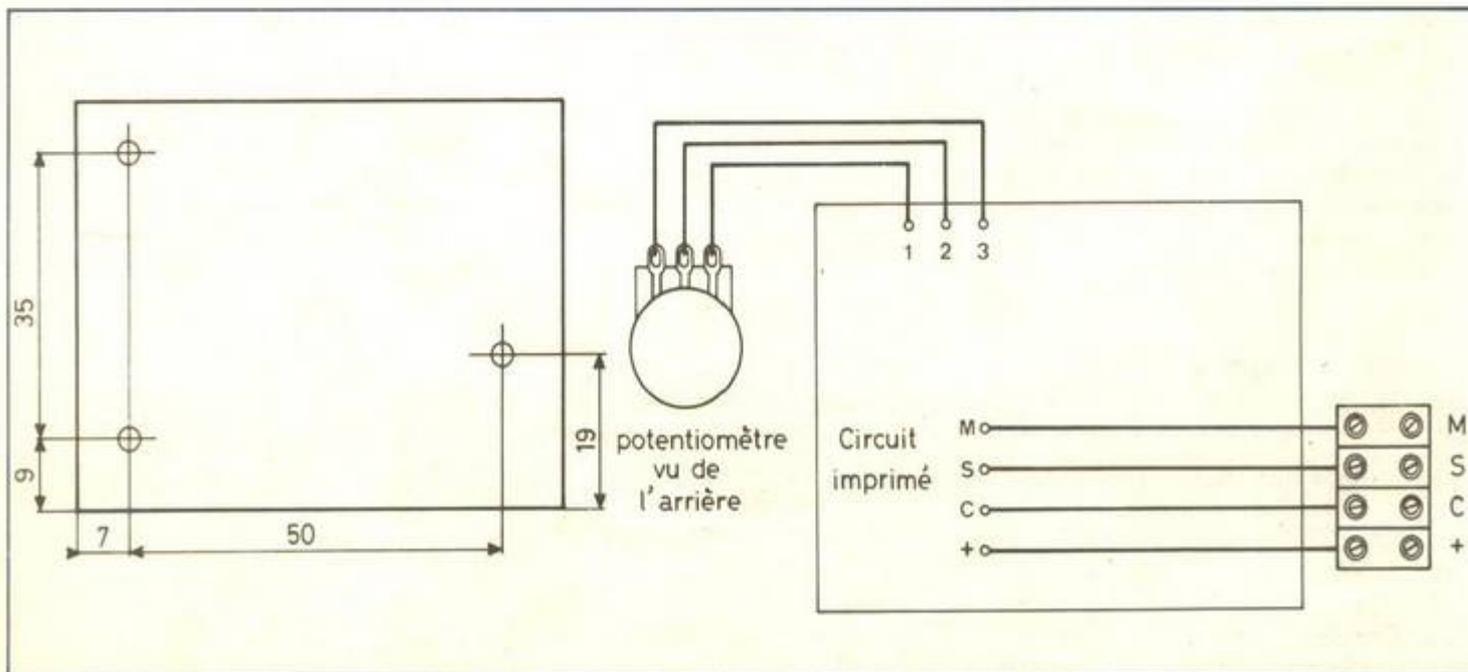


Fig. 5, 6. - Le perçage du boîtier Teko 2B est des plus simple. De même, pour les connexions avec les éléments extérieurs au circuit. Les sorties « utilisation » sont réalisées grâce à une barrette de dominos.

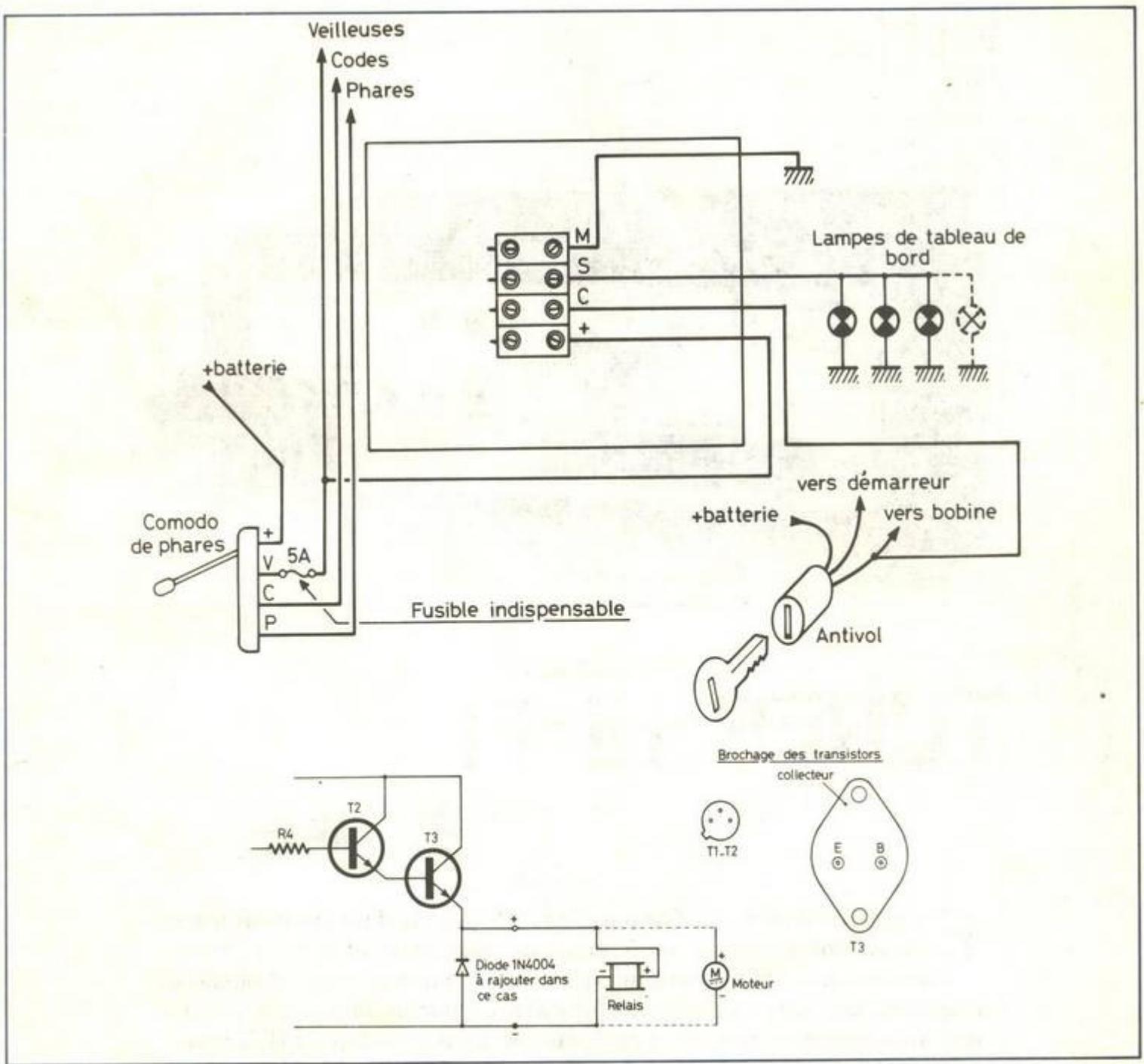
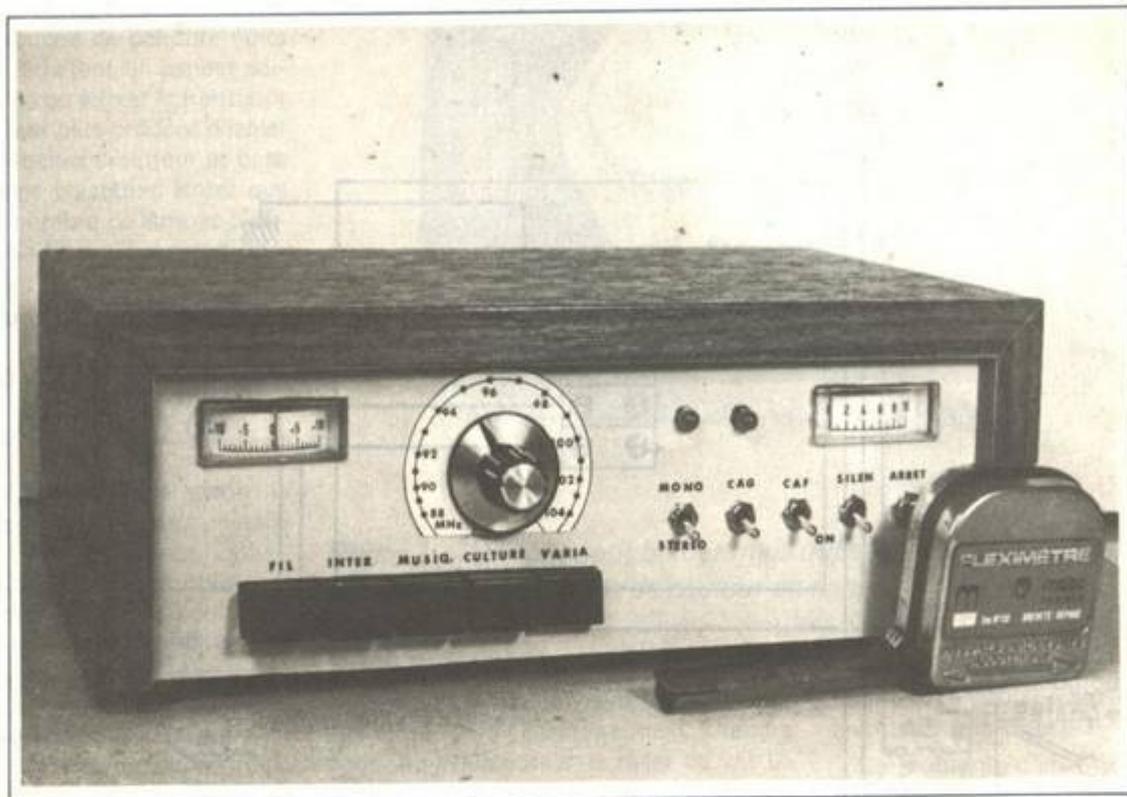


Fig. 7. et 8. – Les connexions au véhicule seront simplifiées grâce à ce schéma. On utilisera pour cela du câble et des cosses genre automobile. Pour d'autres applications, le circuit émetteur de T₃ sera protégé par une diode.

Liste des composants

- | | | |
|--|--|-----------------------------|
| R ₁ : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge). | T ₂ : 2N1711 | 1 circuit imprimé |
| R ₂ : 1 kΩ (brun, noir, rouge). | T ₃ : 2N3055 | 1 radiateur |
| R ₃ : 11 kΩ (orange, orange, orange). | D ₁ : 1N4004 | 1 bouton pour potentiomètre |
| R ₄ : 1 kΩ (brun, noir, rouge). | D ₂ : 1N4004 (dans le cas de charge inductive). | 1 domino, 4 bornes |
| P ₁ : 47 kΩ logarithmique | 1 coffret Teko 2B | Fil cosses vis etc. |
| T ₁ : 2N2905 | | |



TUNER HI-FI

« sur mesures »

FABRIQUER un tuner FM n'est pas à la portée d'un amateur même chevronné et bien équipé, aussi est-on contraint d'avoir recours aux modules câblés et pré-réglés en usine que proposent plusieurs marques. Or, notre attention a été attirée par un ensemble, nouvellement commercialisé, qui présente des caractéristiques HiFi identiques à celles des tuners de haut de gamme. En outre l'équipement de base possède une multitude de cosses d'entrées et sorties pour que l'utilisateur puisse, s'il le désire, adjoindre tous les gadgets imaginables que l'on trouve sur les tuners perfectionnés, même l'affichage digital de la fréquence. L'amateur concevra donc son tableau de commande « sur mesures », du super simple au super monstre, la qualité d'écoute restant, elle, toujours la même, avec une sensibilité d'entrée de $1 \mu V$.

La réalisation présentée constitue un juste milieu mais nous donnerons en annexe les indications pour simplifier ou aller encore plus loin.

L'ensemble RTC

Pour ceux qui ne sont pas familiarisés avec la FM, nous donnerons en annexe un petit lexique des termes et sigles concernant ce domaine (CAF, FI, CAG, etc.).

Tout d'abord la platine support « LR 1760 » (162 x 78 mm) qui comprend l'alimentation secteur avec son transformateur, les blocs d'enfichages des autres modules avec leur interconnexions, l'amplificateur de CAG, le circuit CAF et les filtres actifs à 38 kHz, et enfin 31 cosse pour tous les raccordements extérieurs, mais rassurez-vous, on n'est pas obligé de les utiliser toutes... (voir photo 1 et figure 1).

Ensuite la pièce maîtresse, le sélecteur HF (ou tête HF) « FD1F » qui se présente sous forme d'une boîte métallique démontable (photo 2).

Le module FI « LR 1740 », qui s'emboîte lui aussi perpendiculairement à la platine support.

Enfin le module de décodage stéréo « LR 1750 » avec le même mode de raccordement à la platine.

Rappelons que tous ces éléments sont réglés en usine, ce qui assure un fonctionnement immédiat avec les performances suivantes :

- Sensibilité : $1 \mu\text{V}$ (26 dB S/B et $\Delta F = \pm 22,5 \text{ kHz}$)
- Bande passante : FI à 3 dB = 240 kHz
- Distorsion : mono : $< 0,2 \%$; stéréo : $0,3 \%$
- Séparation : $\geq 40 \text{ dB}$
- Gamme de fréquence : 87,5 à 108 MHz
- Plage de CAG HF : $> 45 \text{ dB}$
- Impédance d'antenne : au choix 75 ou 300 Ω
- Rapport signal/bruit : ($F = \pm 75 \text{ kHz}$) $\geq 65 \text{ dB}$
- Tension de sortie : ($\Delta F = \pm 75 \text{ kHz}$) $1,1 \text{ V} \pm 0,1 \text{ V}$

Le réglage de la fréquence s'effectue par un potentiomètre ou par une batterie de potentiomètres commutables (stations pré-réglées).

En fonctions annexes nous disposons :

- voyant témoin de réception en stéréo,
- commutations de stéréo/mono, de CAF, de CAG et de silencieux,
- galvanomètres d'accord (à zéro central) et vu-mètre,

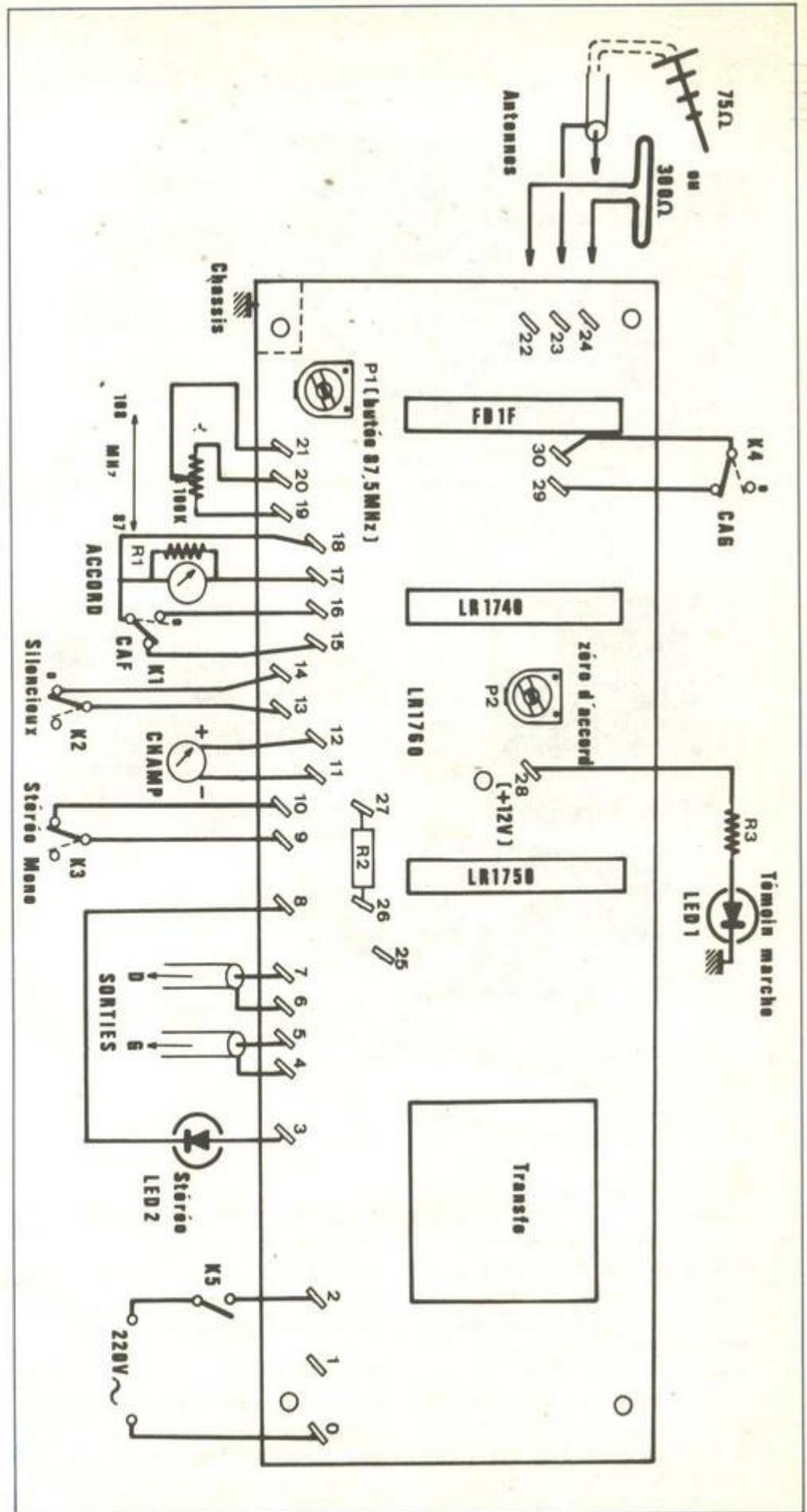
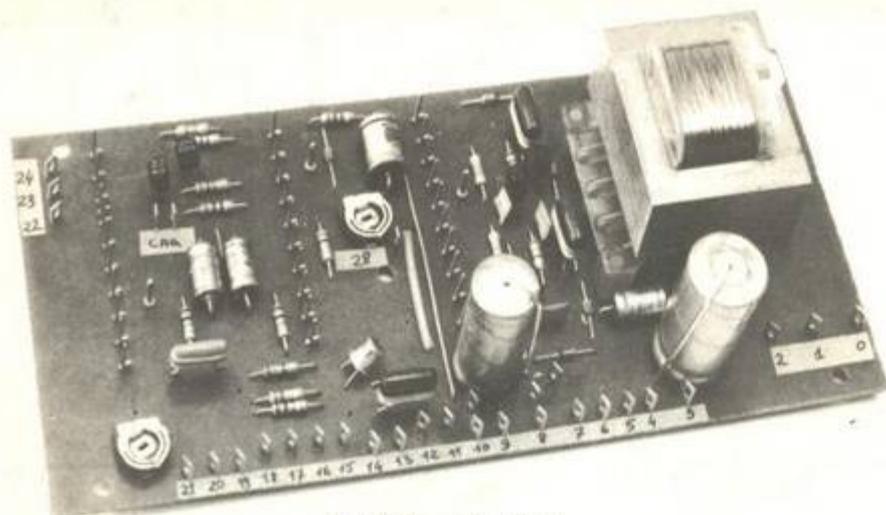


Fig. 1. - La réalisation pratique d'un tuner HiFi à hautes performances ne s'adresse qu'aux amateurs chevronnés et disposant d'appareils de mesure complexes. La solution consiste alors à avoir recours à des modules câblés et réglés.



PLATINE LR 1760

Photo 1. – La platine de base comprend l'alimentation secteur et les circuits annexes aux trois modules qui y seront enfichés.

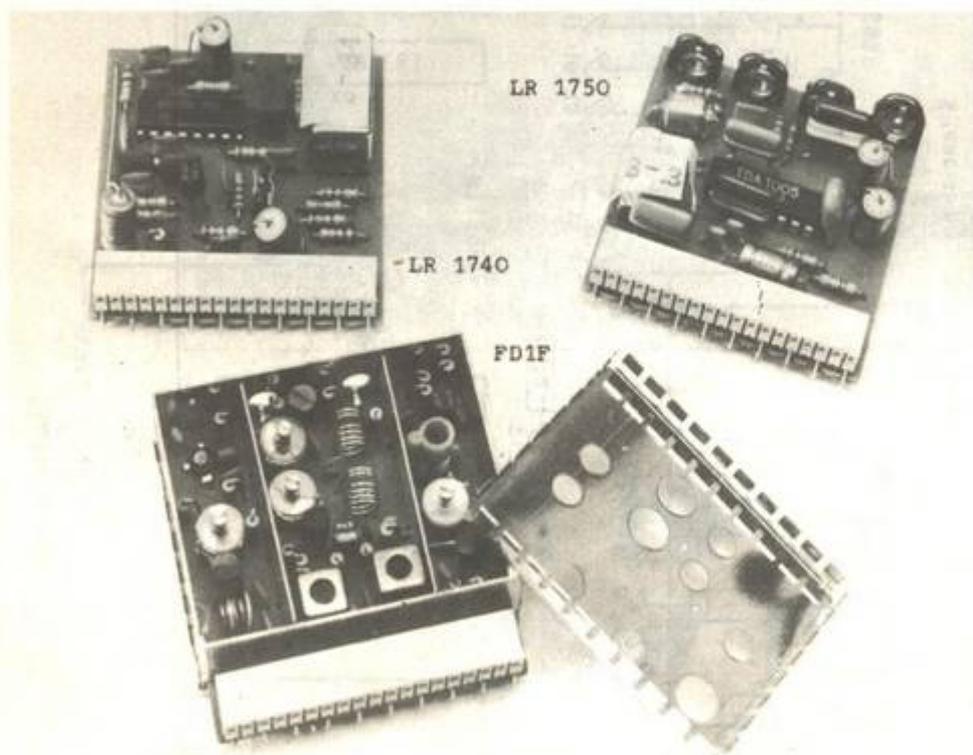


Photo 2. – Le module FI, le décodeur et en bas la tête HF 1 μ V dont on a ouvert le boîtier.

- une sortie en prise Cinch sur le sélecteur HF « FD1FB » (quasi identique au « FD1F ») permet d'ajouter un circuit pour l'affichage digital de la fréquence,
- possibilité de lire la fréquence sur un galvanomètre que l'on graduera de 87,5 à 108 MHz,
- ajustage commutable de l'effet du silencieux.

Nous n'entrerons pas dans des détails de brochages et de conceptions internes des modules enfichables puisqu'ils sont livrés avec une notice technique plus que suffisante. Toutefois, afin de satisfaire la curiosité nous précisons les points suivants :

- L'étage d'entrée de la tête HF « FD1F » est un transistor à effet de champ à dou-

ble porte MOS. Le circuit comporte cinq duo-varicaps.

- Le module FI comprend deux filtres céramiques et la démodulation FI-FM s'effectue par un double bobinage. Il est équipé d'un circuit intégré spécial CA 3089.

– Le décodeur est à boucle de verrouillage de phase (PLL) mais n'utilise pas le classique CI CA 1310 mais le TDA 1005 associé à une bobine, ce qui permet d'atteindre une diaphonie (décodeur seul) supérieure à 60 dB à 1 kHz.

Voyons maintenant le câblage des coses de la platine support, numérotées de 0 à 30 (voir figure 1) et commençons par ce qui est le plus gros morceau : le réglage de la fréquence.

Le réglage de la fréquence

La fréquence de réception est déterminée par la tension reçue sur la cosse 21 ; celle-ci est obtenue sur le curseur d'un potentiomètre extérieur alimenté entre les cosse 20 (+ 30 V) et 19 (environ + 3,5 V). On pourrait se contenter d'un seul potentiomètre de 100 k Ω qui nous donnera une échelle de 87,5 à 108 MHz d'une butée à l'autre, mais il est infiniment plus agréable d'avoir en plus un commutateur de stations pré-réglés, et avec précision par une batterie de potentiomètres ajustables multitours ou « trimmers ».

Pour ces commutations, il y a deux solutions possibles :

Branchement en parallèle (fig. 2)

Cinq potentiomètres de 100 k Ω , un normal et quatre trimmers, sont alimentés en parallèle sur les cosse 19 et 20. La cosse 21 est reliée au commun d'un rotacteur ou de préférence à un clavier à cinq touches, qui commute un des cinq curseurs. Le câblage est simple, mais on est limité à cinq potentiomètres car la

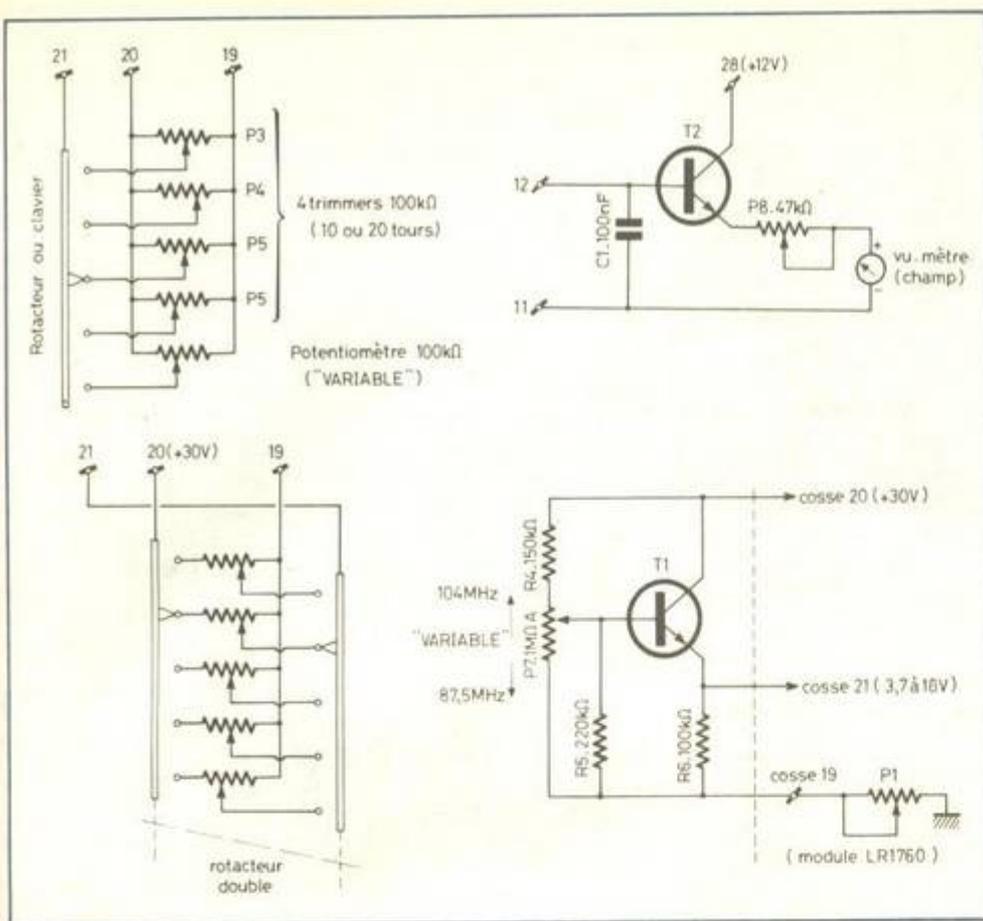


Fig. 2. à 5. - Il existe plusieurs moyens, pour obtenir les dispositifs de pré-réglage des stations.

résistance résultante de 20 k Ω entre les cosses 19 et 20 est une valeur minimum.

Branchement indépendant (fig. 3)

Tous les potentiomètres ont leur « point bas » connectés à la cosse 19 mais on utilise alors un **commutateur double** : pour « le point haut » de chaque potentiomètre relié au +30 V de la cosse 20 et pour chaque curseur comme précédemment. La résistance entre les cosses 19 et 20 reste égale à 100 k Ω et on peut donc prévoir un nombre illimité de stations pré-réglées, ce qui est agaçant pour les frontaliers. Exemple avec un rotacteur à deux galettes (2 x 12 positions), 11 pré-réglées et le variable. N'ayez aucun soucis pour le blindage car il s'agit d'une tension continue.

Pour ce qui nous concerne nous avons opté après maintes hésitations pour le branchement parallèle, voici pourquoi :

Un clavier à touches est beaucoup plus agréable à manipuler qu'un rotacteur mais les contacts d'un clavier sont fragiles : n'est-ce-pas le premier organe qui tombe en panne dans les récepteurs portatifs et auto-radios ? C'est irréparable et cinq ans plus tard il est douteux que l'on retrouve le même modèle, et quant à dessouder l'ancien... Etant donné que chaque touche de clavier est un commutateur

double nous avons relié des bornes pour les transformer en commutateurs simples à **double contacts**. Voilà qui nous promet une grande longévité car l'auteur a horreur de faire du dépannage. L'industriel vise souvent une durée minimum d'un an, la fameuse garantie, mais l'amateur utilisateur a le droit de viser bien plus loin...

Enfin signalons à ceux qui ne reculent devant rien qu'il existe des claviers où chaque touche commande deux commutateurs doubles, donc transformables en un commutateur double à contacts doublés, ce qui permettra d'utiliser le branchement indépendant avec ses avantages indéniables.

Le potentiomètre « variable »

C'est le réglage continu de la fréquence, mais utiliser un simple potentiomètre de 100 k Ω conduirait à un cadran qui n'aurait rien d'esthétique. En effet, la variation de la fréquence n'est pas proportionnelle à la tension appliquée sur la cosse 21, et il en résulterait des graduations très serrées vers 88 MHz et très espacées au-delà de 100 MHz. N'essayez pas d'utiliser un 100 k Ω monté à l'envers ce serait étalé

aux deux extrémités et resserré au milieu !

Après de nombreux essais nous avons adopté le montage de la **figure 4** qui conduit à des graduations à peu près régulières. Il comprend un transistor T₁ quelconque en adaptateur d'impédance. Malheureusement, ce montage a un petit défaut dans le cas du branchement parallèle : sa résistance globale varie de 65 à 92 k Ω d'une butée à l'autre, ce qui se traduit par une variation de tension 150 mV sur les 30 V de la cosse 20, cela est suffisant pour perturber légèrement les fins réglages déjà effectués sur les trimmers. Sur le plan pratique, ce n'est pas grave car, quand on dispose de stations soigneusement pré-réglées, (il n'y a en France que quatre programmes) on ne se sert jamais du réglage continu ; notre cadran est donc circulaire et petit : un gadget. L'index est en permanence sur la butée mini (résistance = 92 k Ω) où ont été réglés les trimmers. Quand on a fini de « faire joujou » avec la recherche de stations, on prend la précaution de remettre l'index sur la butée côté 87,5 MHz, c'est tout. Rappelons que ce défaut n'existe pas dans le cas du branchement indépendant.

Les galvanomètres

Ils sont quasi indispensables pour effectuer des réglages précis sur des stations, surtout celui d'accord. Il est par contre ridicule de « frimer » avec de grands cadrans, gradués en dB et avec éclairage interne : des modèles miniatures bon marché avec graduations arbitraires sont suffisants.

L'indicateur d'accord est un vu-mètre à zéro central de $\pm 200 \mu\text{A}$. S'il est plus sensible, il sera shunté par une résistance R₁ de 270 Ω pour un $\pm 100 \mu\text{A}$. Le réglage parfait sur une station est signalé par l'aiguille sur le zéro central ; les graduations de part et d'autre n'ont donc aucune utilité.

Le vu-mètre ou indicateur de champ indique l'intensité du signal HF reçu par l'antenne. Ses graduations arbitraires sont utiles, elles permettent de connaître la fréquence où la réception de France Inter par exemple est la plus forte, de comparer et orienter des antennes, et ce, bien mieux que ne le permet l'oreille. Il faut un modèle 200 μA maximum, mais comme ces modèles de vu-mètres bon

marché font souvent le double, nous amplifions le signal par un petit montage autour du transistor T_2 (fig. 5), afin d'ajuster la course maxi de l'aiguille.

étalonner le cadran du « variable » et surtout pour recevoir un émetteur faible dont la fréquence est proche de celle d'un émetteur puissant.

par contre utile : si vous recevez un programme en stéréo lointain donc entaché de souffle, passez en mono, ce sera beaucoup plus supportable.

Les commutations et branchements divers

- Un commutateur simple K1 pour le CAF. La mise hors circuit du contrôle automatique de la fréquence est utile pour figner les réglages des trimmers,

- Même remarque en ce qui concerne le contrôle automatique de gain (CAG), mais il faut alors relier les cosses 29 et 30.

- Le commutateur « mono-stéréo » est

- Le témoin lumineux de réception stéréo est indispensable. La LED 2 (verte) est alimentée à partir d'une tension de 17 V avec une résistance de $1\text{ k}\Omega$ sur la platine support, mais le circuit est coupé entre les cosses 26 et 27 où il faut ajouter une résistance chutrice R_2 de $680\ \Omega$ environ.

- Selon le type d'antenne, l'entrée HF se fait entre les cosses 22 et 24 (symétrique

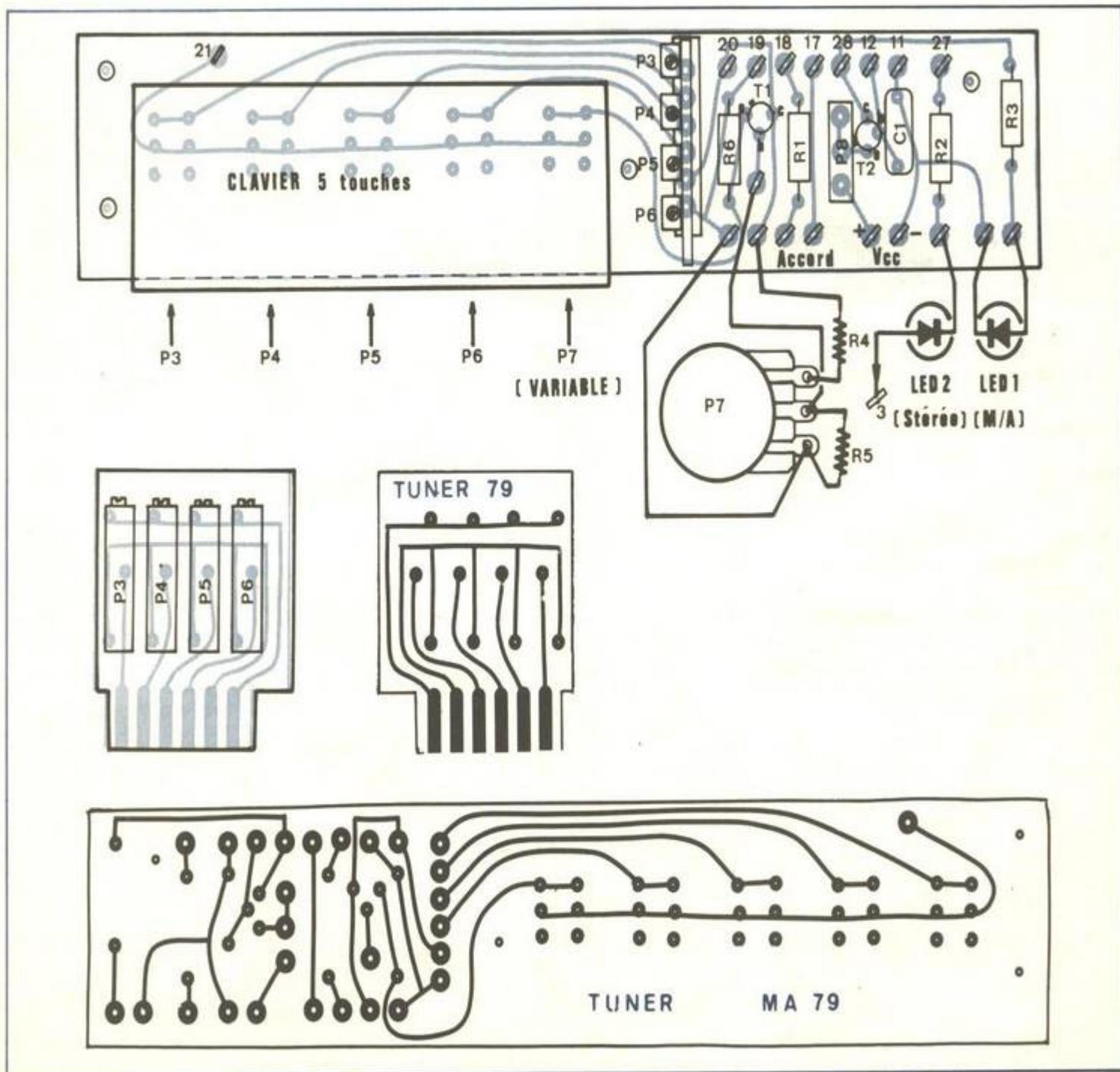


Fig. 6. - Quelques petits modules complémentaires vous permettront de tirer le meilleur parti de l'ensemble. Comme d'usage les tracés des circuits imprimés sont précisés grandeur nature.

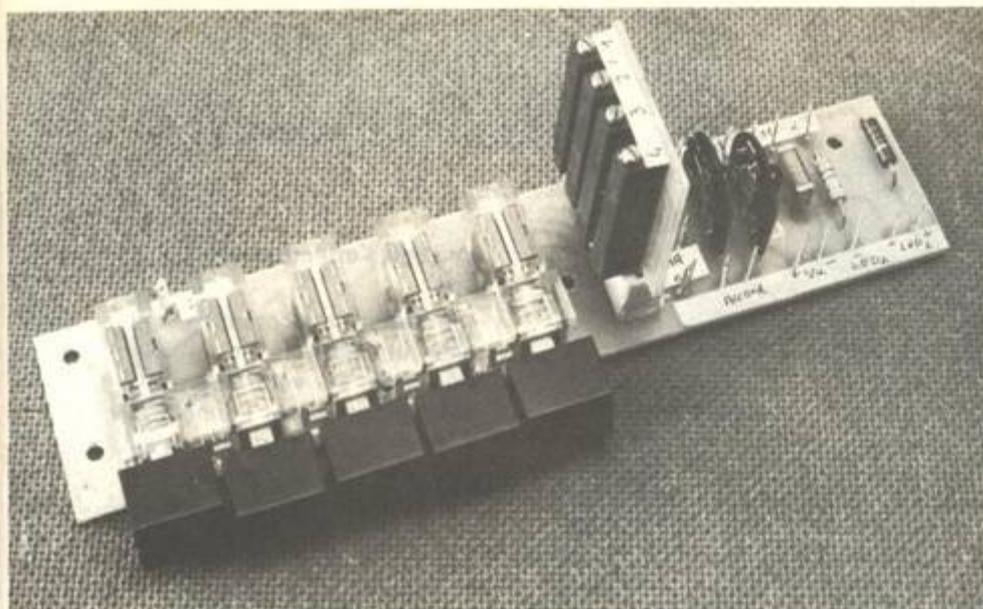


Photo 3. – Le module annexe, à réaliser, supporte surtout les commutations de stations pré-réglées.

300 Ω) ou entre les cosses 23 et 24 (asymétrique 75 Ω). Dans ce dernier cas la cosse 23 sera reliée au blindage du câble isolé de la masse, alors qu'en 300 Ω , on laissera la cosse 23 en l'air.

– La sortie du signal de sortie BF gauche est entre les cosses 4 et 5, celui de droite entre les cosses 6 et 7. On utilisera du câble méplat blindé (2 conducteurs + 2 blindages). Les cosses 4 et 6 sont reliées à la masse et recevront donc les blindages.

– L'alimentation secteur 220 V a lieu entre les cosses 0 et 2. Il est inutile de prévoir un fusible car le transformateur est équipé d'un disjoncteur thermique. Pour le témoin lumineux de marche nous utilisons une LED rouge (LED 1) alimentée à partir de la cosse 28 (+ 12 V) avec une résistance chutrice de 1,2 k Ω (R₃).

– Les cosses 4, 6 et 11 sont reliées à la masse du circuit. Les cosses 1 et 25 ne sont pas utilisées.

Le circuit imprimé annexe (fig. 6 et photo 3)

Son rôle est principalement de supporter le clavier à cinq touches, les trimmers, les petits circuits annexes du potentiomètre « variable » et éventuellement celui du vu-mètre, ainsi que les résistances de protection des deux LED.

Le circuit imprimé est donné à titre indicatif car les implantations de votre clavier et de vos trimmers 10 ou 20 tours risquent d'être différentes.

A noter que les quatre trimmers ont été montés sur un petit circuit enfichable à six broches pour faciliter l'accès à leurs vis de réglage. On pourra observer une différence entre le dessin et les photos car le petit circuit autour du transistor T₁ a été ajouté après-coup près du potentiomètre « variable ».

La mise en coffret

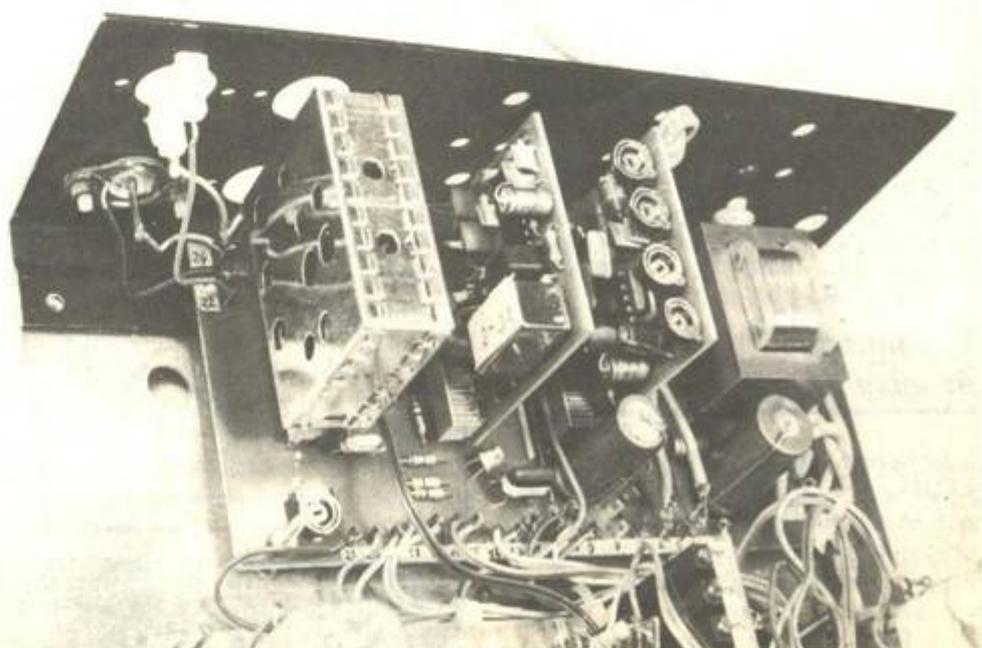
Un tuner est placé dans une salle de séjour, il faut donc soigner l'esthétique ; aussi nous avons choisi un coffret de la marque Arabel dont les flancs et le dessus sont en bois (noyer satiné), la façade, le fond et le panneau arrière en alu de 1,5 mm ; ce dernier est peint en noir et déjà percé pour TO 3 et fiches DIN. Nous avons utilisé le plus petit modèle de la gamme : le « HB 231 » (235 x 145 x 80 mm). La place à l'intérieur a été calculée au plus juste et on affiche complet. Si vous aimez être à l'aise il y a aussi le « HB 311 » (315 x 216

x 100 mm) et le grand « HB 421 » (430 x 230 x 110 mm).

La platine support « LR 1760 » comporte cinq trous de fixations, il faut tous les utiliser et avec des entretoises de 5 mm : elle sera fixée sur le fond contre le panneau arrière, tandis que notre circuit annexe est vissé à 5 mm du panneau avant. Ne montez pas encore les trois modules enfichables sur la platine support, et soudez tous vos fils avant de fixer les deux modules au fond du coffret. Il ne vous restera plus qu'à raccorder les inters et les galvas de la façade.

Dans le panneau arrière nous avons fixé un socle femelle pour prise d'antenne

Photo 4. – L'ensemble RTC est fixé à l'arrière du coffret Arabel.



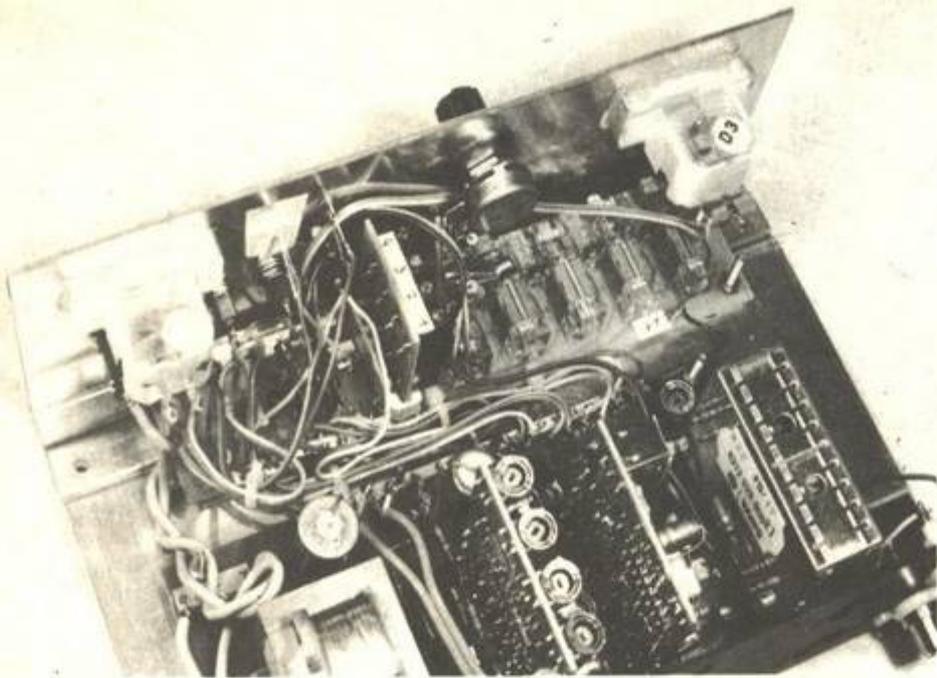


Photo 5. – Derrière la face avant le module annexe raccordé à la platine de base.

300 Ω et un socle coaxial pour antenne 75 Ω . Pas de socle DIN de sortie, il est en effet plus pratique de sortir le câble blindé méplat (avec nœud d'arrêt interne) sur 50 cm et de l'équiper d'une prise DIN mâle 5 broches, ou autres, pour le raccorder à l'ampli, forcément dans le voisinage immédiat.

Pour la façade nous avons collé sur l'alu de la cartoline orange sur laquelle nous avons mis nos lettres transfert, et deux couches de vernis mat en bombe. En somme un tuner pas comme les autres et qui doit ses faibles dimensions à la suppression des longs cadrans de 30 cm qui reviennent très chers et ne servent à rien.

Pour l'implantation des éléments sur le fond du coffret prenez garde au rabat métallique fixé à l'intérieur du capot en bois : nous avons coupé et replié trois angles sur quatre pour le « passage » des galvas et d'une vis du socle d'antenne coaxial. Même le fabricant s'est laissé surprendre : à droite du panneau arrière a été prévu un trou \varnothing 8 pour le passage du cordon secteur, il est rigoureusement inutilisable !...

Etalonnages et mise au point

Enfichez seulement les modules « FD1F » et « LR 1750 », mettre sous tension et agir sur l'ajustable P_2 de la platine pour que l'aiguille du galva d'accord soit exactement sur le zéro central. Couper l'alimentation et enficher le module « LR 1740 ». Remettre sous tension.

– Brancher un voltmètre de préférence à haute impédance d'entrée (1 M Ω minimum) entre la masse (châssis ou cosses 4, 6 ou 11) et la cosse 21. Si vous ne disposez que d'un 20 000 Ω /V, bricolez-vous un adaptateur d'impédance avec un 741 : reliez les broches n° 6 et 2, entrez sur 3 et lisez la tension sur 6 (voir « Electronique Pratique » n° 1564, page 96).

– Commuter sur « variable » et tourner le potentiomètre en position mini. Ajuster alors P_1 pour avoir une tension de 3,7 V qui correspond à la fréquence 87,5 MHz, puis poursuivre l'étalonnage du cadran à l'aide du tableau de conversion 1. En butée maxi nous obtenons 18 V car nous avons volontairement limité la gamme à 104 MHz (norme européenne). Cet éta-

lonnage s'effectue avec le CAF hors circuit.

– Enclencher la première station pré-réglée et agir sur le premier trimmer. Dégrossir au voltmètre pour atteindre votre station, puis figoler avec le galva d'accord (mise au zéro) ; et ainsi de suite avec les autres pré-réglages : nous les avons baptisés : FIL (ou FIP, FIM, etc.) Inter, Musique et culture. Quand vous captez le même programme sur plusieurs fréquences, c'est le vu-mètre de champ qui décidera laquelle choisir. La tension d'un curseur de trimmer peut atteindre 30 V en butée.

Un grand facteur de la qualité d'écoute est celui du choix de l'antenne, surtout en stéréo alors qu'en mono un fil de 50 cm suffit souvent. C'est un sujet que nous traitons séparément dans un autre article de la revue. Méfiez-vous néanmoins des antennes collectives souvent « polluées » par certains. Nous avons une réception en stéréo sans souffle ni distorsion avec une antenne trombone confectionnée avec 3 mètres de fil rigide.

Quelques montages optionnels

L'affichage digital de la fréquence est un gadget à la mode mais assez onéreux. Comme nous l'avons dit le sélecteur « FD1FB » est équipé d'une prise à raccorder à un circuit de comptage et d'affichage multiplexé à quatre digits et demi. Celui-ci fait appel à deux CI spéciaux : le

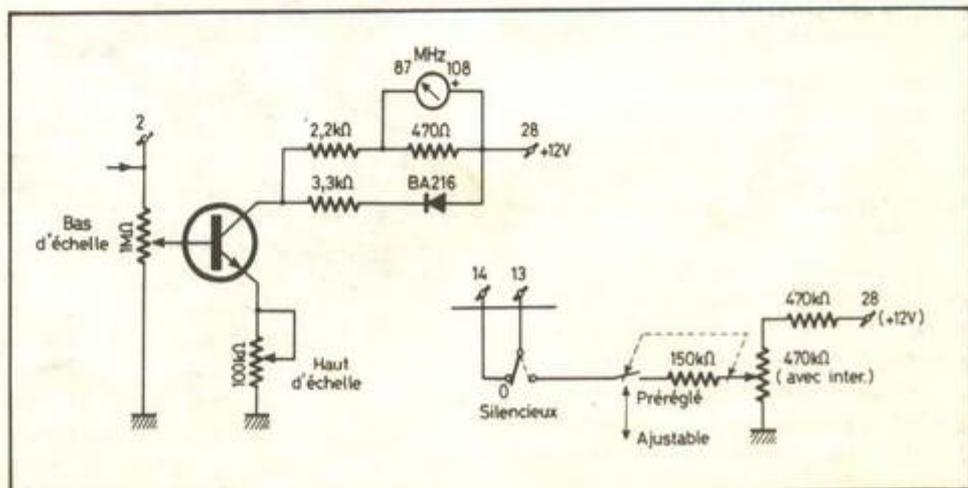


Fig. 7. et 8. – D'autres montages optionnels pourront venir compléter l'ensemble...

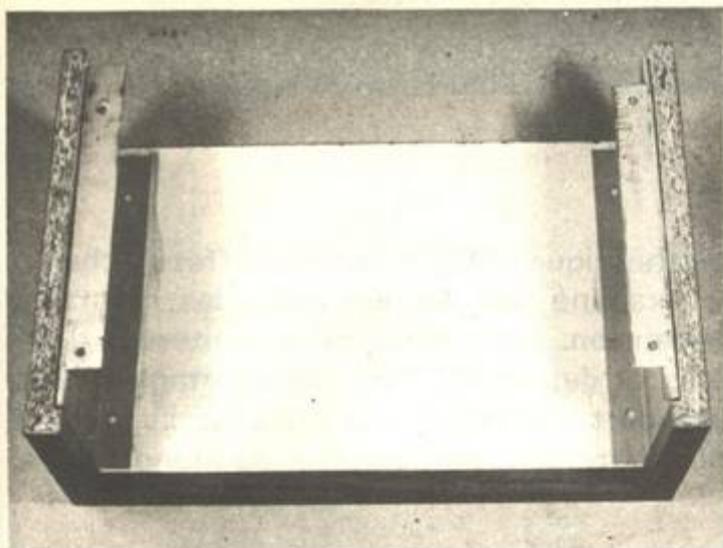


Photo 6. – Il faudra couper et rabattre les bords des cornières métalliques du capot du coffret Arabel.

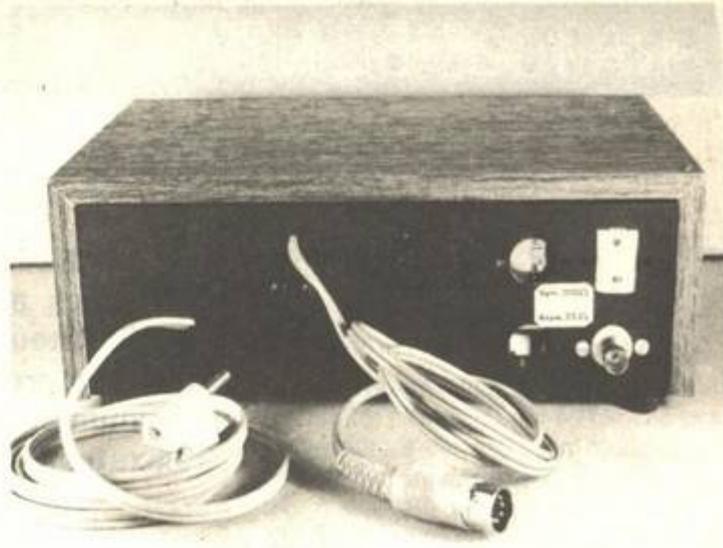


Photo 7. – Sur le panneau arrière déjà percé, les deux entrées d'antennes, le câble de sortie stéréo et le cordon secteur.

SAA 1058 (diviseur de fréquence) et le SAA 1070 (fréquencemètre et décodeur) associé à un quartz de 4,000 MHz.

Ce module a une entrée spéciale pour afficher aussi la fréquence AM en kHz.

L'affichage de la fréquence par un galvanomètre est moins précis mais très abordable. La difficulté va consister à recouvrir le cadran d'origine par un autre gradué de 87,5 à 104 MHz.

Nous reproduisons figure 7 le schéma préconisé par RTC (non essayé par l'auteur). Le seuil du silencieux peut être réglé bruyant sur le module FI pour une sensibilité maxi, et être ensuite réglé de l'extérieur (voir figure 8).

Autres gadgets les LED témoins au-dessus de chaque touche de station pré-réglée, ou l'éclairage des cadrans : pour cela il vous faudra monter une petite alimentation secteur indépendante car ce serait trop demander au 12 V de la platine support.

MHz	Volts (cosse 21)	MHz	Volts (cosse 21)
87,5	3,7	98	9,8
88	4,0	99	10,9
89	4,4	100	12,1
90	4,9	101	13,4
91	5,4	102	14,8
92	5,8	103	16,3
93	6,3	104	18,0
94	6,8	105	20
95	7,5	106	22
96	8,1	107	24,5
97	8,9	108	28

Tableau 1 : ce tableau permet de graduer le cadran des fréquences avec un voltmètre à haute impédance d'entrée

Conclusions

Pour une fois nous n'indiquerons pas le plan de perçage du coffret ni la liste des composants annexes : en effet les options et les variantes sont suffisamment nombreuses pour que vous personnalisiez

votre tuner HiFi selon vos goûts et vos désirs, du « sur mesures ». Toutefois l'auteur a éprouvé une déception : tout a parfaitement fonctionné dès la première mise sous tension, absolument aucune retouche depuis ; il n'y a vraiment pas de quoi être fier de soi...

Michel ARCHAMBAULT

PETIT LEXIQUE FM

● **FI** : fréquence intermédiaire. La fréquence sélectionnée entre 87,5 et 108 MHz est transformée en 10,7 MHz (FI), laquelle est ensuite démodulée pour en extraire le signal audio basse fréquence (BF).

● **Décodeur stéréo** : une émission mono a une bande passante BF de 50 Hz à 15 kHz. En stéréo le signal BF s'étend jusqu'à 53 kHz : De 50 Hz à 15 kHz (gauche + droite), une fréquence pilote à 19 kHz et de 23 à 53 kHz le signal gauche moins droite. Le décodeur est donc un circuit ultra complexe qui va séparer les deux canaux. Attention ! un récepteur FM mono est muni d'un filtre qui limite la bande passante vers 18 kHz ; il ne peut donc pas alimenter un décodeur même si le voyant stéréo s'allume (par le 19 kHz).

● **CAF** : contrôle automatique de fréquence (AFC en anglais). L'oscillateur d'un module FI peut dériver légèrement et on peut « perdre » la station. Ce dispositif très simple est un rattrapage de jeu automatique, mais qui a le défaut d'aller s'accrocher sur une émission forte si on

veut écouter une station voisine de celle-ci mais faible.

● **CAG** : contrôle automatique de gain. Compense avec une constante de temps assez grande les fluctuations du signal reçu par l'antenne. Ce nivellement provoque une légère perte de la sensibilité. A manœuvrer parfois après la mise sous tension du tuner quand la fréquence reçue ne correspond pas à celle pré-réglée.

● **Silencieux** (ou Muting) : dispositif réduisant le bruit de fond entre deux stations, mais au dépens de la sensibilité apparente du récepteur. Son seuil est réglable sur le module « LR 1740 ».

● **Diaphonie** : qualité de la séparation des canaux droite et gauche. Exemple : 40 dB = mélange de 1 % en tension, soit 0,01 % en puissance.

● **Varicap** : diode dont la capacité interne est fonction d'une tension amenée par une troisième électrode. C'est donc un condensateur variable commandé électriquement et non mécaniquement comme jadis.

A PRES l'étude théorique des transistors à effet de champ, nous avons examiné leur emploi dans des montages amplificateurs de tension. Aujourd'hui, nous traiterons d'une part des propriétés et des applications du montage à drain commun et, d'autre part, des circuits astables (oscillateurs de relaxation), bistables (triggers de Schmitt), ou monostables.

Venons-en au FET !

(3^e partie)

I - Le montage drain commun

Comme nous l'avons indiqué précédemment, l'entrée s'effectue sur la grille, et la sortie est prélevée sur la source. Bien que relié au pôle + de l'alimentation, le drain constitue, du point de vue des signaux variables, un point de masse commun à celui de l'entrée et de la sortie, puisqu'on peut attribuer une impédance nulle à l'alimentation.

Un tel montage jouant essentiellement le rôle d'abaisseur d'impédance, on n'y recherche pas de gain en tension : celui-ci sera proche de l'unité, mais légèrement inférieur. Calculons ce gain pour des tensions alternatives, en éliminant la composante continue de sortie, à l'aide du condensateur C de la figure 1 (ceux qui craignent les calculs pourront, évidemment, admettre le résultat sans démonstration).

La tension alternative d'entrée, v_e est comptée par rapport au point commun A du circuit. Il en est de même des tensions alternatives de sortie, c'est-à-dire des variations de tension aux bornes de la résistance R, notées v_s . Le gain G que nous nous proposons de calculer, s'exprime par le rapport de ces deux tensions :

$$G = \frac{v_s}{v_e}$$

Or, le courant de drain I_D du FET, égal à son courant de source, traverse R. Les variations ΔI_D de I_D , produisent les variations v_s de la tension de sortie. On a donc :

$$v_s = R \cdot \Delta I_D$$

On se rappelle que la pente s du FET, est reliée à ΔI_D et ΔV_{GS} par la relation :

$$\Delta I_D = s \Delta V_{GS}$$

Or ici, ΔV_{GS} est égal à la différence, entre v_e et v_s

$$\Delta V_{GS} = v_e - v_s \\ = v_e - R_s \Delta V_{GS}$$

On connaît donc finalement v_e et v_s en fonction de ΔV_{GS} , s et R :

$$v_e = (1 + R_s) \Delta V_{GS}$$

$$v_s = R_s \Delta V_{GS}$$

et le rapport nous donne le gain

$$G = \frac{v_s}{v_e} = \frac{R_s}{1 + R_s}$$

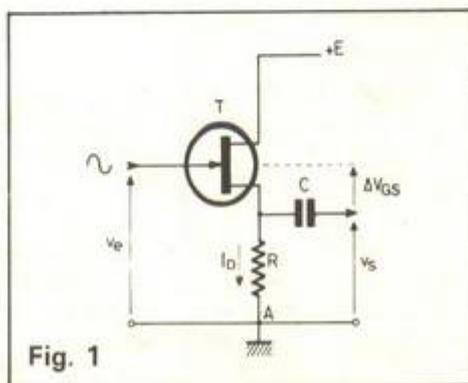


Fig. 1

II - Interprétation et conséquences

La relation précédente, montre que le gain est toujours inférieur à 1. Il s'en rapproche d'autant plus, que le produit R_s est plus grand. On pourrait donc songer à

augmenter le gain par augmentation de R : mais alors, le courant I_D diminue, ainsi que la pente s. En pratique, on ne dépasse guère un gain de 0,7 avec le montage de la figure 1.

Il est toutefois possible d'améliorer la situation, grâce à l'artifice de la figure 2. La résistance R rejoignant une tension continue négative, peut prendre une valeur relativement élevée, sans trop diminuer I_D , donc la pente s.

A titre de manipulation, on pourra mesurer le gain sur les montages des figures 1 et 2, en appliquant un signal sinusoïdal d'entrée (générateur BF sur 1 000 Hz, amplitude de 500 mV crête à crête), et en mesurant v_s (entre la masse et l'armature de droite du condensateur) à l'aide d'un oscilloscope. On prendra à chaque fois la même valeur de R, et un condensateur C d'environ 1 μ F.

III - Le montage drain commun en continu

Si on désire que la sortie v_s reproduise l'entrée v_e même pour des variations extrêmement lentes de cette dernière, et éventuellement pour des tensions v_e continues, il devient impossible d'interposer le condensateur C : il faut prélever directement la sortie sur la source du FET.

L'un des inconvénients, réside alors dans le décalage V_{GS} observé. Par exemple, la tension de sortie n'est pas nulle, quand on relie l'entrée à la masse. Un remède possible, consiste à compenser ce décalage, par le montage de la figure 3.

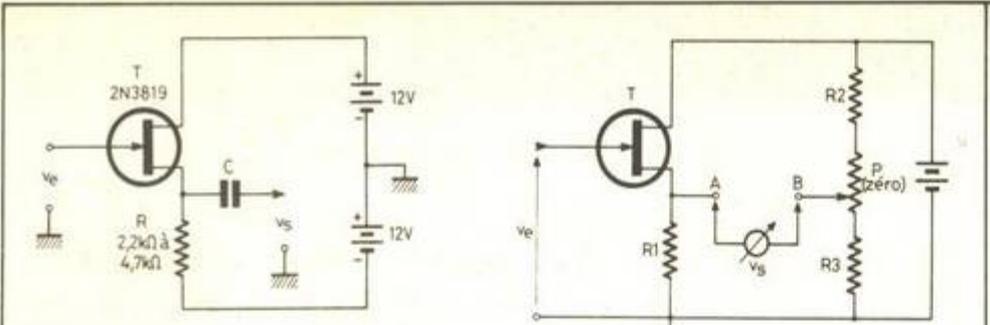


Fig. 2

Fig. 3

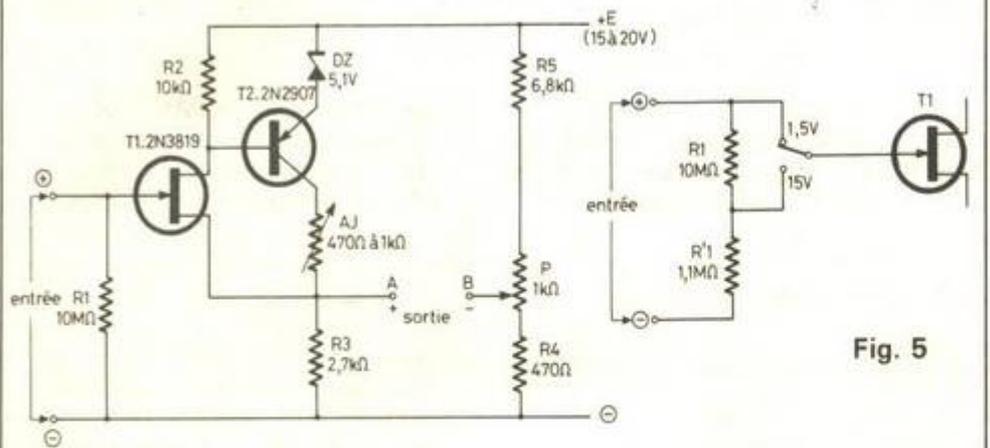


Fig. 4

Fig. 5

La sortie est prise, cette fois, entre les points A et B. Le potentiomètre P permet alors d'annuler cette différence de potentiel quand $v_e = 0$, et constitue le réglage du zéro. On peut évidemment associer les circuits des figures 2 et 3, pour obtenir à la fois une compensation du décalage, et un gain aussi voisin que possible de l'unité.

On obtiendrait d'ailleurs un gain exactement ajustable à l'unité, grâce au circuit de la figure 4, qui associe un FET et un transistor à jonctions de type PNP. Il faut régler expérimentalement A_J pour obtenir le gain en tension désiré.

Ce schéma de la figure 4 constituerait, sous forme d'une sonde, un excellent adaptateur pour transformer un contrôleur universel (utilisé en voltmètre continu, et branché entre A et B), en un voltmètre électronique pour tensions continues. L'impédance d'entrée, soit 10 MΩ, est déterminée par la résistance R_1 , indispensable pour que la grille ne reste pas en l'air en l'absence de tension sur l'entrée.

On peut mesurer des tensions jusqu'à 1,5 V environ. Mais, en ajoutant un diviseur, comme l'indique la figure 5, il devient possible de disposer de deux gammes, par exemple 1,5 V et 15 V à pleine échelle.

IV - Temporisateurs de longue durée

Une application très intéressante des FET, liée à leur énorme impédance d'entrée, réside dans leur emploi conjoint avec des condensateurs, pour fabriquer des temporisateurs utilisables jusqu'à plus d'une heure (plusieurs heures avec des condensateurs à faible fuite).

Considérons en effet le circuit de la figure 6, où une résistance R de forte valeur charge un condensateur C de grande capacité. On sait que la différence

de potentiel u croît exponentiellement avec le temps, selon la courbe de la figure 7, et tend asymptotiquement vers la tension d'alimentation E .

Théoriquement, il paraît simple d'exploiter ce circuit pour en faire un temporisateur : à cet effet, on branche, aux bornes du condensateur C, un amplificateur à seuil. Bloqué tant que la tension u n'a pas atteint un seuil prédéterminé v , cet amplificateur conduit ensuite, et commande par exemple un relais. En fait, toute la difficulté provient de ce que l'entrée de l'amplificateur prélève du courant, et que l'intensité i qui traverse R, ne sert plus intégralement à la charge de C. Il peut en résulter des erreurs grossières, et même un arrêt total du fonctionnement.

Or, ne consommant pratiquement aucun courant sur sa grille, le transistor à effet de champ va nous permettre de construire l'amplificateur quasi-idéal de ce temporisateur. Un exemple simple en est donné à la figure 8.

Lors de la mise sous tension (fermeture de l'interrupteur K), le condensateur C, déchargé, maintient la grille du FET au potentiel de la masse. La tension sur la source, dépend des caractéristiques de T_1 , et est voisine de 1 à 2 V. Cette tension croît au fur et à mesure que se charge le condensateur. Lorsqu'elle atteint 6,6 V environ, T_2 se met à conduire, et commande la bobine du relais REL.

Pour obtenir différentes temporisations, on peut jouer sur la valeur de R (potentiomètre ou commutation de diverses résistances), ou sur la capacité de C (par exemple pour disposer, par commutation, de plusieurs gammes).

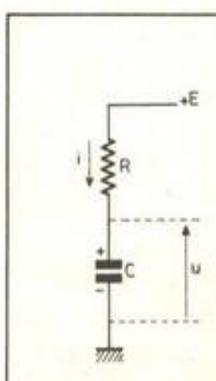


Fig. 6

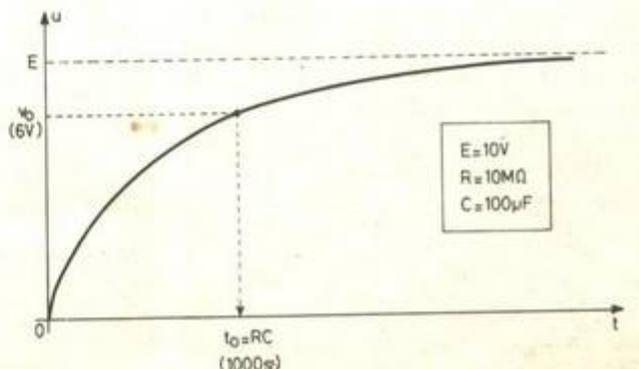


Fig. 7

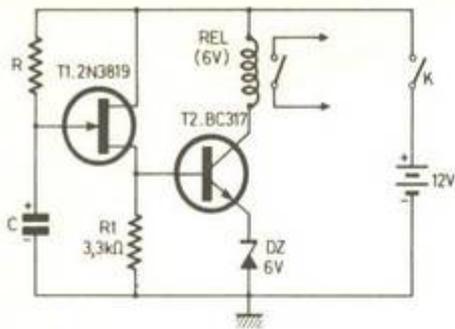


Fig. 8

Il est possible aussi de jouer sur le seuil d'entrée en conduction du transistor T_2 , comme le montre la figure 9. Dans ce cas, l'intensité qui traverse le collecteur de T_2 risque d'être insuffisante pour commander le relais, et mieux vaut ajouter un dernier étage T_3 . Ce PNP, bloqué tant que T_2 ne conduit pas, est ensuite porté à la saturation.

V - Manipulation proposée

On pourra étudier expérimentalement, les deux temporisateurs des figures 8 et 9, en choisissant différentes valeurs de C (10 μ F, 22 μ F, 47 μ F, 100 μ F) et de R (de 1 à 10 M Ω par exemple). Il est indispensable que le condensateur C présente de faibles fuites : ce sera le cas d'un électrochimique, à condition que sa tension de service dépasse largement la tension maximale de travail (choisir 40 ou 63 V par exemple).

Si on ne dispose pas de relais, il est possible de détecter visuellement l'instant du basculement, en remplaçant la bobine par l'ensemble d'une résistance de 330 Ω ou 1 k Ω et d'une diode électroluminescente, connectées en série. La figure 10 montre les modifications à effectuer sur chacun des montages.

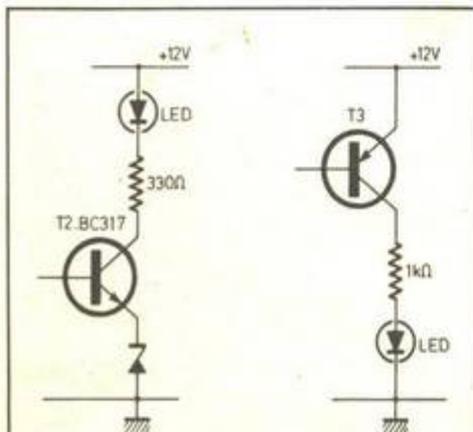


Fig. 10

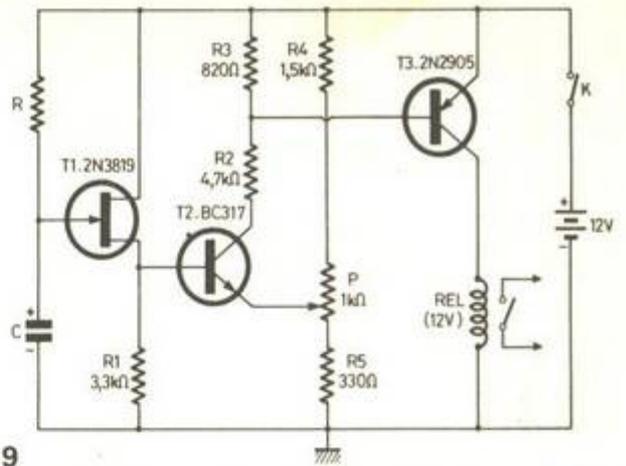


Fig. 9

Il peut être intéressant aussi de suivre l'évolution de la tension aux bornes de R_1 , c'est-à-dire sur la source du FET. Pour cela, il suffit d'y brancher un voltmètre (contrôleur universel sur la gamme 10 V).

VI - Les multivibrateurs astables

Revenons d'abord sur le schéma très classique d'un multivibrateur construit autour de deux transistors à jonctions (fig. 11), afin d'en percevoir les limites vers les très basses fréquences.

Dans un tel circuit, où les transistors T_1 et T_2 travaillent alternativement à la saturation ou au blocage, on recueille, sur chaque collecteur, des créneaux en opposition de phases, dont les paliers supérieurs et inférieurs se situent respectivement à + E, et à une tension très voisine de zéro.

La figure 12 montre les variations de tension sur le collecteur de T_2 . La durée, t_1 ou t_2 , de chaque partie de la période, est liée aux constantes de temps $R_1 C_1$ et $R_2 C_2$, par les relations suivantes que nous donnons sans démonstration.

$$t_1 = 0,7 R_1 C_1$$

$$t_2 = 0,7 R_2 C_2$$

Pour obtenir un fonctionnement très lent, il faut donc de grandes constantes de temps $R_1 C_1$ et $R_2 C_2$. Or, on ne peut augmenter indéfiniment les résistances des bases. En effet, en régime de saturation, elles sont traversées par le courant de base du transistor, qui ne peut y créer une chute de tension supérieure à E. On est donc conduit à choisir des condensateurs de forte capacité, ce qui est encombrant et coûteux.

La figure 13 montre un exemple de multivibrateur réalisé à l'aide de deux transistors à effet de champ. Les signaux rectangulaires, en opposition de phases, apparaissent sur les deux drains. Cette fois, chaque partie de la période devient proportionnelle à l'une ou l'autre des constantes de temps $R_1 C_1$ ou $R_2 C_2$,

comme précédemment. Mais, comme les grilles des FET ne consomment pratiquement aucun courant, on peut donner à R_1 et R_2 des valeurs extrêmement élevées, et obtenir des périodes très longues avec des condensateurs de capacité réduite.

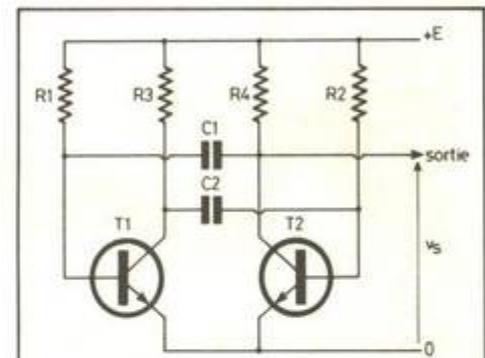


Fig. 11

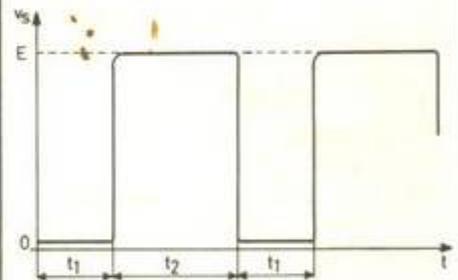


Fig. 12

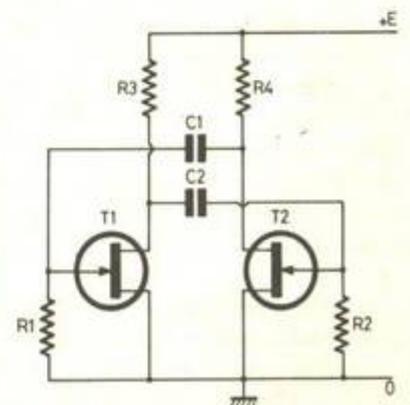


Fig. 13

Ainsi, avec $10\text{ M}\Omega$ pour R_1 et R_2 , et $10\ \mu\text{F}$ pour C_1 et C_2 , on accède aisément à une période d'environ 10 mn , et on peut aller jusqu'à une heure en choisissant des résistances d'une centaine de $\text{M}\Omega$.

VII - Les triggers de schmidt

Une bascule (ou trigger) de Schmitt, est un circuit qui transforme toute tension variable appliquée sur son entrée, de quelque forme qu'elle soit, en une tension de sortie rectangulaire. Plus précisément, si la tension de sortie évolue entre deux niveaux E_1 et E_2 , la passage brusque de E_1 vers E_2 s'effectue lorsque la tension d'entrée v franchit, en montant, un seuil v_1 ; la transition inverse, de E_2 vers E_1 , est commandée par le passage de v , en descendant, à travers un autre seuil v_2 . La différence entre v_1 et v_2 s'appelle l'hystérésis du trigger de schmitt (fig. 14).

On sait naturellement construire des triggers à l'aide de transistors à jonctions. Toutefois, ces montages, dont la figure 15 rappelle un exemple très classique, présentent l'inconvénient d'une faible impédance d'entrée, lorsque le transistor T_1 travaille à la saturation, c'est-à-dire lorsque l'entrée et la sortie de la bascule se trouvent toutes les deux au niveau haut. En effet, il faut alors fournir, à la base de T_1 , un courant d'intensité relativement importante. Si l'impédance de sortie du générateur qui attaque la bascule, n'est pas elle-même extrêmement faible, cela peut conduire à une déformation du signal en aval.

Les photographies des figures 16 et 17, illustrent clairement ce phénomène. La figure 16 correspond au cas d'une bascule de Schmitt à forte impédance d'entrée (comme celles que nous réaliserons avec des FET). On voit que la tension d'entrée (sinusoïde du bas), n'est pas déformée, lors des transitions entre les paliers du signal de sortie, représenté par la trace supérieure.

Au contraire, dans le cas de la figure 17, la faible impédance d'entrée de la bascule, lors de son fonctionnement à l'état haut, constitue un diviseur de tension, avec l'impédance de sortie du générateur pilote. Les arches correspondantes de la sinusoïde se trouvent alors fortement atténuées, ce qui entraîne une déformation inacceptable de ce signal.

La figure 18 montre un exemple de

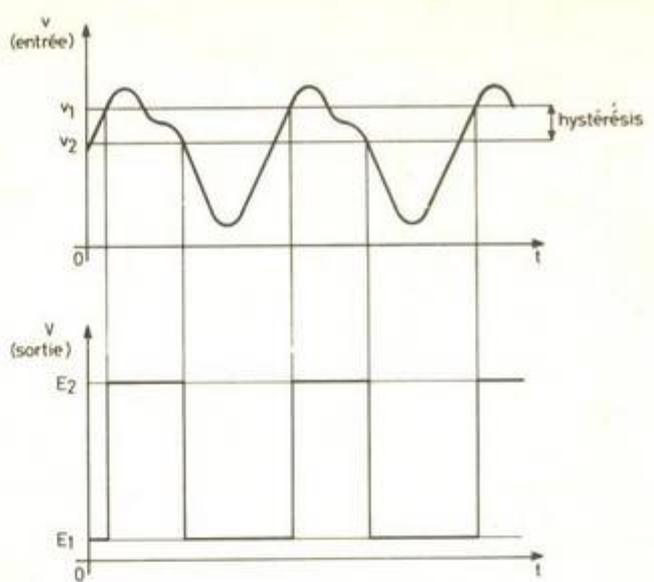


Fig. 14

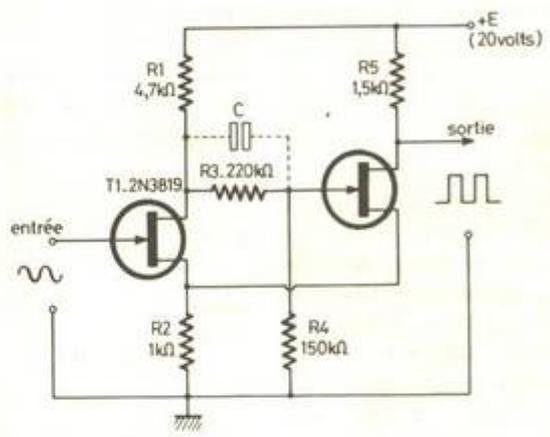


Fig. 15

bascule de Schmitt intégralement réalisée à partir de transistors à effet de champ. On applique le signal de commande entre la grille de T_1 et la masse, et on recueille les créneaux de sortie sur le drain de T_2 . Lorsque la tension d'entrée franchit un seuil v_1 en montant (se reporter à la figure 14), T_1 débite, et son potentiel de drain diminue. Grâce au diviseur R_3, R_4 , cet abaissement se trouve reporté sur la grille du FET T_2 . Or, comme il passe tou-

jours un courant à travers R_2 , le potentiel de grille de T_2 peut devenir très inférieur à celui de sa source, et ce transistor se bloque : aucun courant ne traverse plus R_5 , et le potentiel de sortie passe au niveau haut, égal à la tension d'alimentation $+E$. Le même raisonnement appliqué en sens inverse, expliquerait le blocage de T_1 et la mise en conduction de T_2 , lorsque la tension d'entrée franchit, en descendant, le deuxième seuil v_2 .

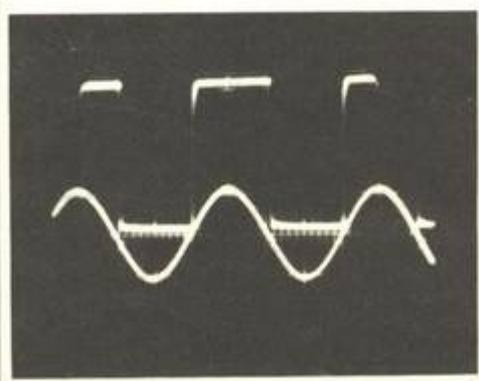


Fig. 16

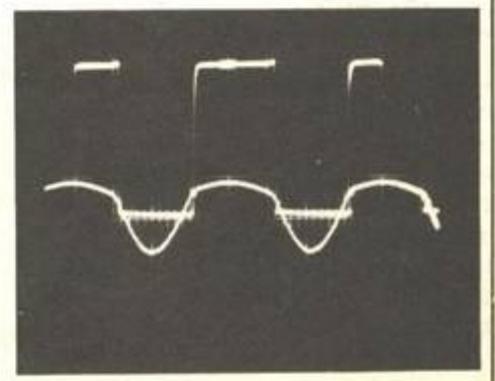
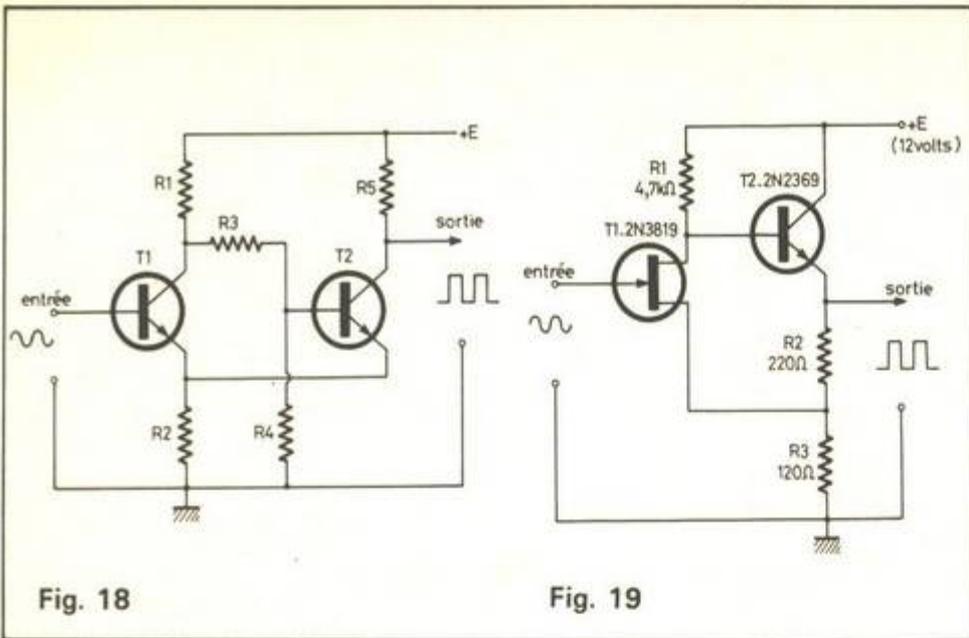


Fig. 17



deuxième état dit « quasi-stable ». Il y demeure alors pendant un temps T qui ne dépend que de sa structure interne, et à l'issue duquel l'ensemble retourne à la situation d'origine. Bien qu'il ne s'agisse pas d'un phénomène périodique, l'usage veut qu'on appelle « période » la durée T de l'état quasi-stable. La figure 20 illustre ce mode de fonctionnement. Selon la structure du circuit, la commande s'effectue soit par des impulsions en lancée positive, soit par des impulsions en lancée négative.

Les valeurs numériques que nous proposons à la figure 18, n'ont d'autre intérêt que d'indiquer des ordres de grandeur, et nécessiteraient un ajustement dans chaque cas particulier. On remarquera les grandes résistances R_3 et R_4 , permises par la forte impédance d'entrée de la grille de T_2 . Comme pour les montages équivalents utilisant des transistors à jonctions, il est possible d'accélérer les basculements, c'est-à-dire d'obtenir des flancs de montée et de descente plus raides, en plaçant un petit condensateur (quelques dizaines de picofarads) en parallèle sur R_3 .

Il est également possible de concevoir des bascules de Schmitt utilisant simultanément un FET, et un transistor à jonctions, comme le montre l'exemple de la figure 19. Cette solution, un peu plus économique peut-être, conserve l'avantage fondamental d'une forte impédance d'entrée. Comme on le remarquera, le transistor T_2 travaille ici en collecteur commun, et les signaux de sortie, recueillis à très faible impédance, se caractérisent par des temps de montée et de descente extrêmement brefs.

d'une bascule monostable. Possédant un état stable dans lequel il peut séjourner indéfiniment en l'absence de perturbation externe, un tel circuit, sous l'action d'une impulsion appliquée sur une entrée de déclenchement, bascule dans un

L'exemple que nous avons retenu, et qu'il illustre la figure 21, met en jeu un transistor à effet de champ, associé à un transistor à jonctions de type PNP. Nous commencerons par examiner le comportement du dispositif dans son état stable.

VIII - Les bascules monostables

Il existe maintenant des circuits intégrés monostables à très bas prix (les SN74121 et les autres circuits de la même famille par exemple), qui permettent facilement d'accéder à des temporisations de quelques heures. L'intérêt des monostables élaborés autour de transistors à effet de champ, s'en trouve notablement diminué. Aussi bien, nous limiterons-nous à citer un exemple unique de ce type de montage.

Mais sans doute n'est-il pas inutile de rappeler, d'abord, les caractéristiques

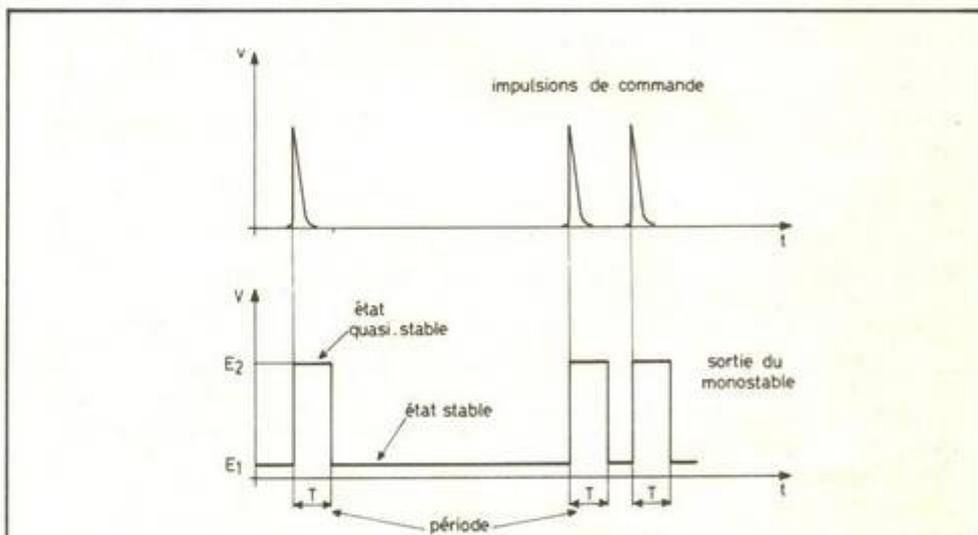


Fig. 20

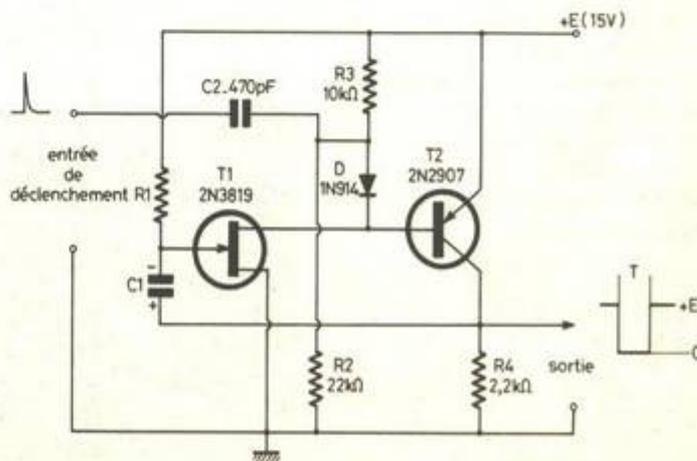


Fig. 21

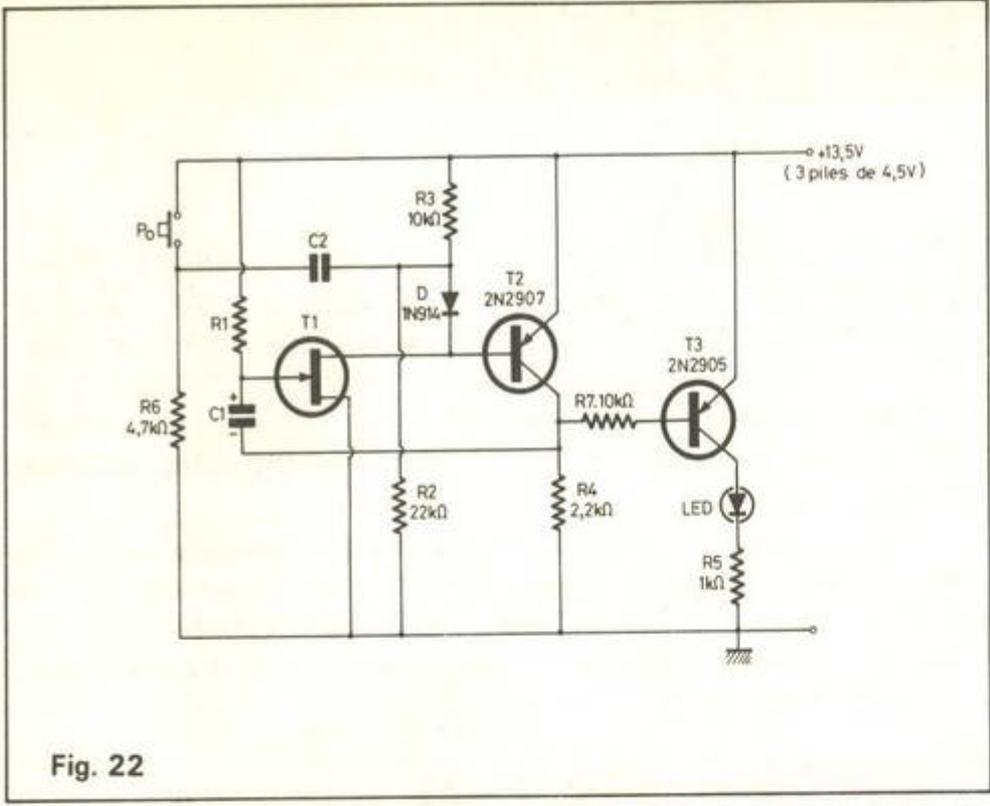


Fig. 22

Dans cet état, la résistance R_1 qui relie la grille de T_1 au pôle positif de l'alimentation, rend le FET conducteur. Son courant drain, qui sort de la base de T_2 , est alors suffisant pour saturer ce deuxième transistor, et le courant qui traverse R_4 , porte le collecteur de T_2 au potentiel + E. L'armature négative du condensateur C_1 se trouve alors sensiblement au potentiel de la masse (en fait, un peu plus, à cause de la diode grille barreau de T_1), tandis que son armature positive est portée au potentiel + E : le condensateur est alors chargé sous la différence de potentiel E.

Supposons qu'on élève brutalement, par un moyen que nous ne précisons qu'ultérieurement, la tension de la base de T_2 : il en résulte aussitôt un blocage de ce transistor, dont le collecteur descend alors au potentiel de la masse du circuit. Comme le condensateur C_1 ne peut se décharger instantanément, et que son armature positive, préalablement située au niveau + E, descend au niveau zéro, son armature négative passe simultanément au niveau - E. Dès lors, le FET T_1 se bloque, et ne consomme plus aucun courant dans la base de T_2 . Même si l'impulsion de déclenchement cesse, le système reste dans l'état T_1 et T_2 bloqués.

Mais à partir de ce moment, le condensateur C_1 commence à se décharger à travers R_1 , et le potentiel de son armature négative remonte, avec une constante de temps $R_1 C_1$. Dès que la tension sur la grille de T_1 dépasse la tension de pincement $-V_p$, T_1 recommence à conduire, ainsi que T_2 , et le système retourne à son état stable. La période T_1 est évidemment proportionnelle à la constante de temps

RC. Il n'est cependant pas possible de la calculer de façon universelle, puisqu'elle dépend aussi de la tension de pincement $-V_p$ (ou tension de blocage) du FET utilisé.

Le reste du circuit de la figure 21, suggère une méthode de déclenchement du monostable. Normalement, la diode D est bloquée, puisque sa cathode se trouve presque au potentiel + E, et que son anode est portée à 0,6 E environ par le pont des résistances R_2 et R_3 . L'impulsion positive transmise à travers C_2 rend brièvement la diode D conductrice, et élève le potentiel de base de T_2 au-dessus de la tension d'alimentation + E.

IX - Manipulation proposée

On pourra très simplement construire une minuterie expérimentale à partir du schéma de la figure 21, en le complétant par exemple comme l'indique la figure 22.

L'impulsion positive est obtenue en pressant le poussoir P_0 , ce qui amène l'extrémité supérieure de R_6 au potentiel +E. Le temps pendant lequel on ferme P_0 n'a pas d'incidence sur le fonctionnement, puisque le front remontant est dérivé par l'ensemble C_2, R_2 et R_3 .

En sortie, nous avons prévu un transistor supplémentaire T_3 , qui, dans l'état quasi-stable, devient conducteur, et allume la diode électroluminescente. Celle-ci est protégée par la résistance R_5 , limitant l'intensité à une dizaine de milliampères. On pourrait, pour des applications pratiques, remplacer l'ensemble R_5, Led , par un relais fonctionnant sous 12 V.

On pourra réaliser plusieurs mesures avec différentes valeurs de R_1 (220 k Ω ; 470 k Ω ; 1 M Ω ; 2,2 M Ω) et de C_1 (10 μF , 47 μF , 100 μF , 470 μF). Il est possible d'atteindre des retards de plusieurs dizaines de minutes, et même de dépasser une heure.

R. RATEAU

PETIT LEXIQUE DES FET		
Symbole	Signification anglaise	Signification française
I_D	drain current	courant continu de drain
I_{DSS}	drain current for $V_{GS} = 0$	courant de drain pour $V_{GS} = 0$
I_{GSS}	total gate leakage current ($V_{DS} = 0$ V_{GS} spécifié)	courant de fuite total de la grille pour $V_{DS} = 0$ et V_{GS} connu
$r_{DS ON}$	On state drain source Résistance (DC current)	Résistance drain source à l'état passant, en courant continu
$r_{ds on}$	idem, AC current	idem, en alternatif
V_{DS}	drain source voltage	tension drain source (continu)
V_{GS}	drain source voltage	tension drain source (continu)
V_p ($V_{GS off}$)	gate source pinch off voltage	tension grille source de blocage ou tension de pincement

Utilisation rationnelle des composants électroniques :

DANS le précédent article, nous avons exposé la nécessité de polariser un transistor, et ce en décrivant un montage aussi simple à calculer qu'à réaliser. Cependant, il s'agissait là d'un montage qu'on ne peut utiliser que dans des conditions bien particulières, c'est-à-dire quand les effets de dispersion et de température ne se manifestent pas de façon gênante.

Souvent, on a besoin de montages qui procèdent automatiquement à une comparaison de l'effet de température et qui tendent à égaliser les différences de caractéristiques qu'on observe, d'un échantillon à l'autre, avec des transistors de conception courante.

Polarisation d'un transistor par pont de base

Principe de fonctionnement

Bien qu'un peu « lourd » quant au nombre des composants qu'il demande, le montage de la **figure 1** est souvent utilisé en pratique. On y maintient la tension de base par un diviseur R_{B1} , R_{B2} , et on prévoit, par ailleurs, une résistance d'émetteur R_E .

Pour aboutir à une compensation de

température efficace, il faut s'arranger pour que la chute de tension aux bornes de R_E , V_{EM} , soit au moins égale à 1 V. Et d'ailleurs, la stabilisation sera d'autant meilleure que V_{EM} est plus forte. Cela implique, évidemment, une certaine perte quant aux possibilités « d'excursion » de la tension de collecteur : quand on perd par exemple 3 V dans R_E , il faut retrancher ces 3 V de V_{CC} (9 V dans le cas de l'exemple), ce qui ne laisse que 6 V, ou encore, une « excursion » maximale de

± 3 V autour d'un point moyen de fonctionnement choisi de façon optimale ($V_{CE} = 3$ V au repos).

La nécessité d'une forte chute de tension dans R_E se conçoit quand on admet, dans le montage de la **figure 1**, une augmentation du courant de collecteur. Cette augmentation peut être due à un effet de température ou simplement au fait qu'on remplace le transistor utilisé par un autre qui se distingue par un gain en courant plus important. Comme I_B est β fois plus faible - c'est-à-dire beaucoup plus faible - que I_C , on peut admettre que les intensités I_C et I_E sont identiques. L'augmentation supposée va donc se répercuter sur I_E , d'où chute de tension plus importante aux bornes de R_E .

Or, la tension de base du transistor se trouve maintenue par le diviseur R_{B1} , R_{B2} , si bien qu'une augmentation de V_{EM} signifie une diminution de V_{BE} . Mais si V_{BE} diminue, il en sera de même pour I_B et puisque c'est I_B qui commande I_C , cette intensité de collecteur aura également tendance à diminuer. En fin de compte, la tendance à l'augmentation de I_C , supposée au départ, provoque, dans le montage, une tendance à la diminution de cette même intensité I_C , si bien qu'au total, on n'observe qu'une variation résiduelle très faible.

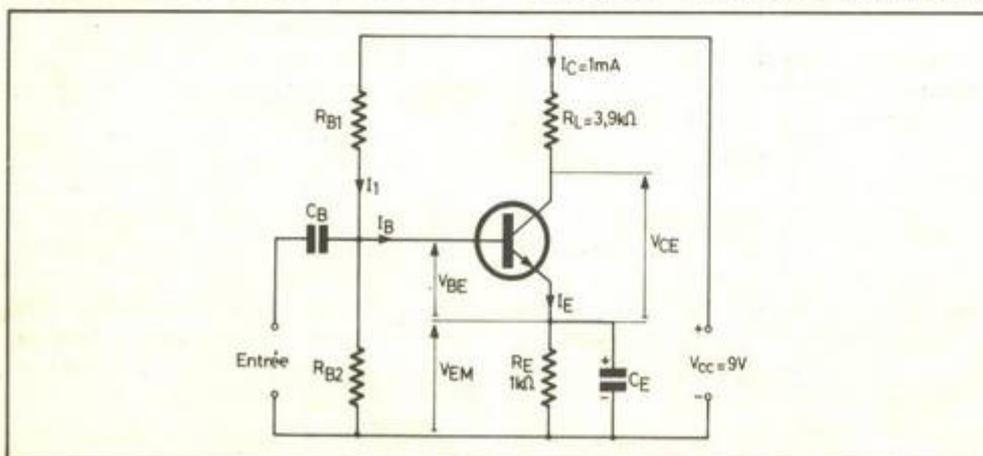


Fig. 1. - Un mode de polarisation classique : la tension de base est maintenue par un pont de résistances. La résistance d'émetteur contribue à la compensation en fréquence.

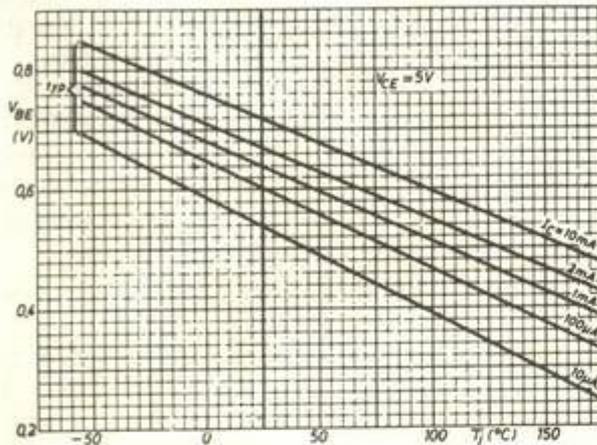
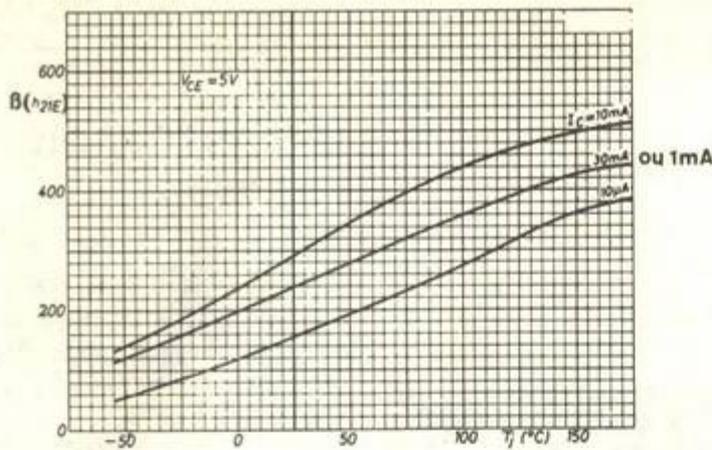


Fig. 2. et 3. - Ces deux courbes de caractéristiques sont utilisables pour tout transistor signaux faibles, au silicium.

Calcul des éléments du montage

Plus il y a d'éléments dans un montage, plus on tourne « en rond » lors d'un calcul, si on ne s'impose pas, dès le départ, certaines grandeurs. Dans le cas de la figure 1, on devra partir de deux principes de base : le montage ne saura être rationnel que si V_{EM} est au moins égale à 1 V, et si I_1 est au moins égale à 5 fois I_B . Ces principes se démontrent, moyennant quelques considérations générales sur les semiconducteurs. Mais la place de telles démonstrations n'est pas ici. D'autant plus qu'elles se trouvent exposées dans plusieurs ouvrages de technique générale (Technique et Applications des Transistors, ou « Amplification et Commutation », pour ne mentionner que ceux écrits par l'auteur de ces lignes).

Le principe d'une chute de tension $V_{EM} = 1$ V implique, dans la figure 1, que la tension effectivement disponible pour le transistor ne soit plus que de 8 V. On aura donc avantage, pour des raisons d'excursion, de choisir $V_{CE} = 4$ V, soit $R_L = 4$ k Ω

(3,9 k Ω pour la valeur disponible la plus proche) pour $I_C = 1$ mA - en admettant que ces conditions aient été choisies en fonction de la puissance de commande que demande un étage suivant.

Puisqu'on peut confondre I_C et $I_E = 1$ mA, on trouve immédiatement $R_E = 1$ k Ω , puisque $V_{EM} = 1$ V. Il ne reste donc plus que le diviseur de base à calculer.

Ce calcul sera effectué ici avec une assez grande précision, de façon qu'on puisse constater par la suite, précisément, l'effet d'une variation des caractéristiques du transistor.

Pour cela, on déduira le gain en courant du transistor du graphique de la figure 2, soit $\beta = 240$ à $I_C = 1$ mA et pour une température de jonction $T_j = 25$ °C. De même, on prendra $V_{BE} = 0,64$ V, d'après le graphique de la figure 3. Ces deux graphiques sont grossièrement valables pour tout transistor au silicium BF, pour signaux faibles.

Avec $\beta = 240$, on trouve $I_B = I_C / \beta = 4,17$ μ A, et puisque I_1 doit être cinq fois plus grande, $I_1 = 20,83$ μ A. Aux bornes de R_{B1} , la chute de tension est de

$V_{CC} - V_{BE} - V_{EM} = 7,36$ V, d'où $R_{B1} = 7,36 / 20,83 = 0,353$ M $\Omega = 353$ k Ω . L'intensité circulant dans R_{B2} étant égale à $I_1 - I_B = 16,67$ μ A, et la tension aux bornes de cette résistance égale à $V_{EM} + V_{BE} = 1,64$ V, on trouve $R_{B2} = 1,64 / 16,67 = 98,4$ k Ω .

L'effet de variation

Pour se rendre compte de l'efficacité du montage, on peut maintenant admettre que la température du transistor passe à 75 °C et faire le calcul en sens inverse. Pour cela, on peut utiliser une formule donnant I_C en fonction des autres éléments du montage,

$$I_C = \frac{V_{CC} \cdot \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} - V_{BE}}{R_E + \frac{R_{B1} R_{B2}}{\beta (R_{B1} + R_{B2})}}$$

Pour la démonstration de cette formule, voyez les ouvrages précités. L'étude de la formule montre que les variations de I_C dues à des variations de β , seront d'autant plus faibles que R_E et β sont plus grandes.

Quand on y place les valeurs de l'exemple précédent, on retrouve bien $I_C = 1$ mA.

Pour ce qui est d'un fonctionnement à 75 °C, les figures 2 et 3 donnent respectivement $\beta = 320$ (soit une augmentation de 33 %) et $V_{BE} = 0,55$ V (soit une variation de près de 15 %), l'effet de ces variations étant cumulatif dans un montage non compensé en température. Pourtant, si on place ces nouvelles valeurs de β et de V_{BE} dans la formule ci-dessus, tout en gardant les anciennes pour R_E , R_{B1} , R_{B2} , la nouvelle valeur de I_C (1,19 mA) accuse une variation de 19 % seulement.

On a donc obtenu une stabilisation en température largement suffisante pour les besoins courants en matière d'amplification de signaux alternatifs de faible amplitude. Bien entendu, l'effet correcteur propre au montage agit également sur la dispersion des caractéristiques, et même sur la tolérance des résistances, ce qui signifie qu'on peut parfaitement utiliser, dans une réalisation pratique, $R_{B1} = 330$ k Ω , $R_{B2} = 100$ k Ω .

Les conditions de départ, $V_{EM} = 1$ V et $I_1 = 5 I_B$, correspondent à des minima à partir desquels le montage peut être considéré comme rationnel sur le plan de la stabilisation en température. Ainsi, on obtiendra une stabilisation nettement

meilleure en adoptant $V_{EM} = 2 V$, $I_1 = 10 I_B$, par exemple. Cependant, un amplificateur opérationnel sera préférable, si on a besoin d'un très haut degré de stabilisation.

Calcul des condensateurs

Les deux condensateurs du montage, C_B et C_E , devront être d'autant plus grands qu'on veut transmettre des fréquences plus basses. Dans le cas d'un amplificateur dont l'étage de sortie attaque un haut-parleur de 6 à 8 cm, il est inutile d'assurer l'amplification de fréquences inférieures à 300 Hz, car le haut-parleur serait incapable de les rendre. Par contre, une limite inférieure de 30 Hz serait à prévoir dans un amplificateur de haute fidélité.

En plus de cette fréquence inférieure de coupure, f_b , la valeur des condensateurs dépend non seulement des éléments du montage, mais aussi du circuit qui précède. La figure 4 montre que ce circuit d'attaque peut toujours être ramené à une source de tension, v_1 , et à une « résistance d'attaque », R_A qui peut être tout simplement la résistance de charge d'un étage précédent. S'il n'y a pas d'étage précédent, R_A est la résistance interne de la source de modulation (microphone, tête d'électrophone), soit, en gros, une résistance de l'ordre du k.ohm s'il s'agit d'un dispositif magnétique, d'une centaine de k.ohm s'il s'agit d'un dispositif piézo-électrique.

Dans le montage même, c'est surtout la résistance d'entrée du transistor (r , fig. 4) qui intervient. En fait, R_{B1} et R_{B2} se trouvent (du point de vue alternatif) en parallèle à r , mais dans un montage bien calculé, elles sont suffisamment grandes devant r pour qu'on puisse ne pas en tenir compte. Quant à r , on peut la calculer par la relation approchée

$$r = \frac{0,025 \beta}{I_C}$$

dans laquelle le nombre 0,025 (dimension « volt ») est une constante de semiconducteur dont l'explication sortirait très largement du cadre de cette étude. Dans le cas de l'exemple ($\beta = 240$, $I_C = 1 \text{ mA}$), on aura

$$r = \frac{0,025 \times 240}{0,001} = 6\,000 \Omega$$

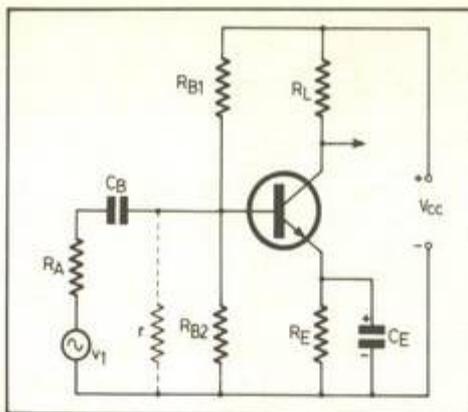


Fig. 4. — On démontre que ce circuit d'attaque se ramène à un générateur de tension et à une résistance d'attaque R_A .

Pour le calcul de C_B , il suffit de considérer la somme $R_A + r$:

$$C_B = \frac{1}{2 \pi f_b (R_A + r)}$$

soit, dans le cas d'un étage intermédiaire de petit récepteur, avec $R_A = 10 \text{ k}\Omega$, $f_b = 300 \text{ Hz}$,

$$C_B = \frac{1}{6,28 \times 300 \times (10\,000 + 6\,000)} = 33,2 \text{ nF}$$

En pratique, on pourra parfaitement utiliser un condensateur de 47 nF, car cela revient seulement à passer, dans l'amplificateur, des fréquences plus basses que prévu.

Si on prend maintenant l'exemple d'un amplificateur de haute fidélité ($f_b = 30 \text{ Hz}$), attaqué par un microphone dynamique ($R_A = 1 \text{ k}\Omega$), le calcul conduit à $C_B = 0,76 \mu\text{F}$. En pratique, on prendra $1 \mu\text{F}$ ou même $2 \mu\text{F}$, car le calcul effectué pour $f_b = 30 \text{ Hz}$ admet déjà un certain affaiblissement (3 dB) à cette fréquence de 30 Hz. S'il y a plusieurs étages contenant des condensateurs, ces affaiblissements s'ajoutent, si bien qu'on observerait une perte importante, aux fréquences très basses, dans le cas d'un amplificateur à plusieurs étages dont les condensateurs auraient été choisis d'une façon trop étroite.

Quant à C_E , c'est très simple, il faut prendre cette capacité β fois plus grande que C_B . On peut se passer d'une démonstration rigoureuse de cette relation en remarquant que l'intensité I_E est, en effet, β fois plus grande que I_B . Dans le cas des deux exemples qui précèdent, on est donc conduit à $C_E = 240 \times 33 \text{ nF} = 7,9 \mu\text{F}$ pour le premier (prendre $10 \mu\text{F}$ en pratique), et à une valeur d'au moins $220 \mu\text{F}$ pour l'amplificateur de haute fidélité. On arrive donc à une valeur qui correspond à un composant assez coûteux et encombrant, si bien qu'on peut se demander s'il n'y a pas une solution plus rationnelle. L'étude d'une telle solution sera abordée dans un prochain article.

H. SCHREIBER

BIBLIOGRAPHIE

LES AUTORADIOS

D. MOSKOVAKIS

Ouvrage de vulgarisation destiné au grand public, il contient une somme d'informations qui conviendra aussi aux professionnels de l'automobile et de la radio.

Après un court historique de la radio en général, l'auteur aborde successivement tous les aspects du problème autoradio, en particulier l'aspect pratique pour l'installation ou le transfert d'un poste. Il traite de tout ce qui intéresse l'amateur aussi bien que le professionnel :

Qu'est-ce que l'autoradio ? A quoi sert-il ? Comment peut-il évoluer ?

Le véhicule, comment accueille-t-il l'autoradio ?

Le budget, combien coûte une installation ?

Le poste lui-même, les caractéristiques, les gammes d'appareils.

Le haut-parleur et ses accessoires, le choix à faire.

L'antenne. Les différentes sortes, emplacement et position.

La pose. Le matériel, l'outillage, les opérations à effectuer.

Le déparasitage. Un chapitre important et délicat dont dépend l'agrément à l'usage.

Le transfert d'une voiture à une autre. Démontage, vérification et remontage.

La console, ce qu'il faut en attendre.

Les cassettes et lecteurs, les différents types, le stockage et la conservation.

La haute fidélité et la stéréophonie, les possibilités.

Schématique. Quelques schémas simples.

Le diagnostic. Une série de tableaux d'incidents possibles et leurs causes pour faciliter la recherche des pannes.

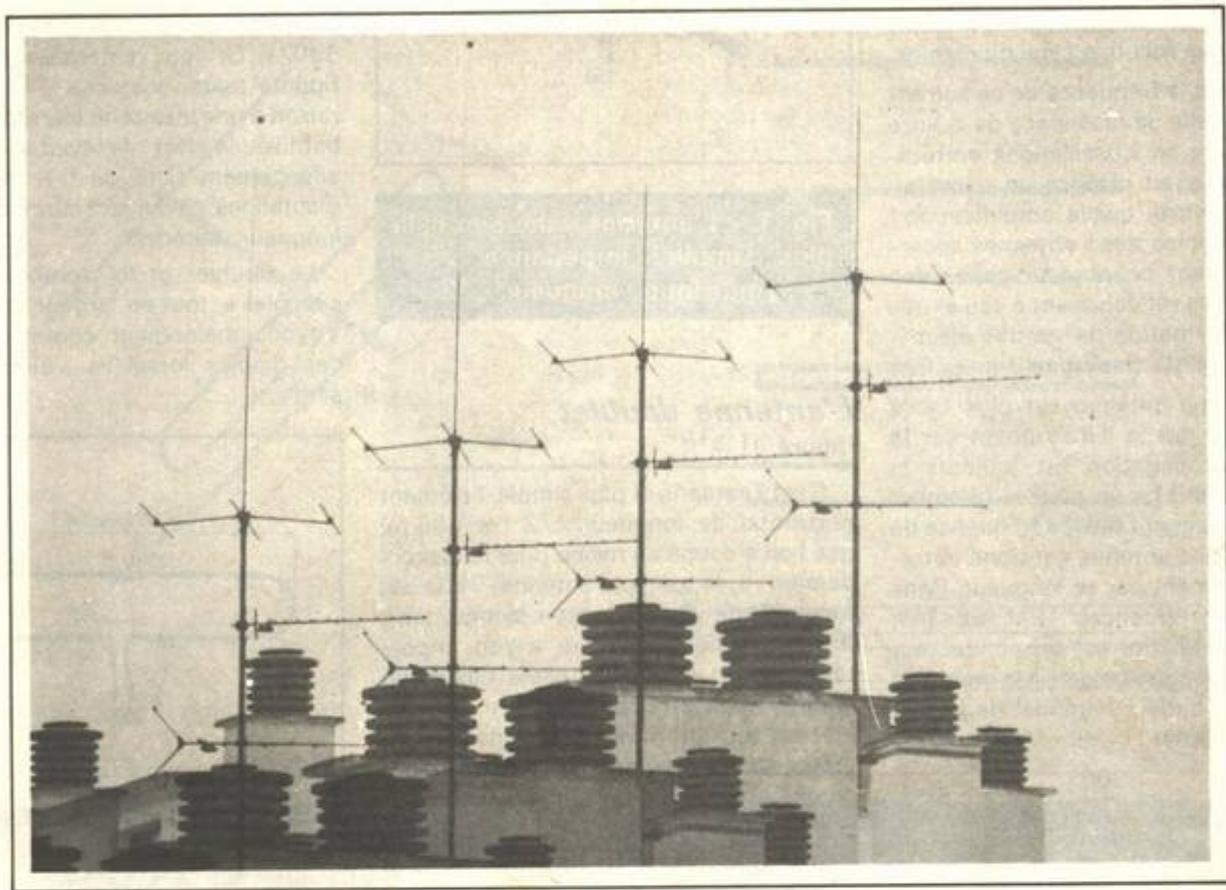
Radio-guidage et sécurité, les différents systèmes.

Les liaisons radio individuelles.

Et enfin, un lexique en français, anglais, allemand, espagnol et italien des termes utilisés en autoradio.

Les autoradios, un volume 21 x 27 contenant 25 schémas, 60 photos et 100 dessins. Prix : 40 F.

On peut se le procurer notamment à la Revue Technique Automobile (20/22, rue de la Saussière, 92100 Boulogne-Billancourt).



CONFECTION des antennes FM

POUR la réception d'un programme FM en mono, un simple fil de un mètre suffit souvent, mais pour la stéréophonie, le tuner a besoin d'un signal 15 fois plus fort pour fournir la même qualité, sinon c'est le souffle et la distorsion. Même avec un récepteur HiFi de haut de gamme, il est impossible d'obtenir une audition correcte en stéréo sans une bonne antenne.

Par chance, les super-antennes FM sont très faciles à réaliser et à bon compte, mais le problème consistera surtout à les dissimuler dans l'appartement car elles sont un peu encombrantes, bien qu'extra plates pour la plupart.

Un minimum de théorie

Une antenne est basée sur le phénomène de la « résonance ». De quoi s'agit-il ? Un choc mécanique ou sonore se propage dans un solide, s'arrête à ses extré-

mités et repart dans l'autre sens. Ainsi une corde de piano va vibrer à une fréquence qui lui est propre, déterminée par sa longueur et la vitesse de propagation. En divers endroits, on observe des amplitudes maximum – ce sont des « ventres » –, alors qu'ailleurs la corde est immobile

– ce sont les « nœuds ». On dit qu'un choc a provoqué des « ondes stationnaires » donnant à la corde sa « fréquence de résonance ».

Voyons maintenant un autre exemple bien connu : un gros camion passe au loin mais ce son grave et faible fait vibrer une

vitre intensément, au point que le bruit de la vitre est **plus fort** que celui du camion.

Cela parce que la fréquence de ce son est exactement celle de résonance de la vitre qui entre alors en « oscillations entretenues ». Si on avait disposé un micro au centre de la vitre, quelle amplification ! C'est là le principe des « antennes accordées », l'élément conducteur capte des électrons qui se réfléchissent à ses extrémités, d'où formation de ventres électriques où on prélèvera le signal à amplifier.

Accorder une antenne est plus facile que pour une corde d'instrument car la vitesse de propagation est toujours la même : 300 000 km/s (sauf si l'élément capteur est vraiment fin). La fréquence de résonance d'une antenne est donc déterminée uniquement par sa longueur. Dans les hautes fréquences (FM et TV), l'antenne résonnante est un conducteur horizontal de longueur égale à la moitié de la longueur d'onde λ (lambda) de la fréquence F à capter :

$$\lambda = \frac{300}{F}$$

avec λ en mètres et F en MHz.

Ainsi pour la FM, λ varie de 2,88 m (104 MHz) à 3,43 m (87,5 MHz), ce qui conduit à une envergure moyenne de 1,50 m ($\lambda/2$) pour les antennes FM.

Les trajets de réflexions d'ondes, la géométrie de l'antenne, les endroits où on prélève le signal font apparaître une dernière notion, « l'impédance d'antenne », comprise entre 20 et 900 Ω environ ; à ne pas confondre avec sa résistance ohmique inférieure à 1 Ω . Un tuner comporte généralement deux prises d'entrées 75 et 300 Ω selon le modèle de l'antenne. Rassurez-vous, une erreur de branchement ne présente aucun danger mais simplement une perte de sensibilité, bien visible sur le vu-mètre indicateur de champ du tuner. Toujours la loi d'Ohm : cette impédance, c'est le rapport de l'amplitude par l'intensité. Soit deux antennes 75 et 300 Ω de puissances égales : avec la 300 Ω , nous aurons une amplitude quatre fois plus grande mais une intensité quatre fois plus faible ($P = E \times I$).

Enfin un rappel sur ce qu'on appelle « l'effet de peau » : les ondes HF circulent en surface et non à l'intérieur d'un conducteur ; donc à poids égal, mieux vaut un tube ou un ruban mince plutôt qu'un câble massif.

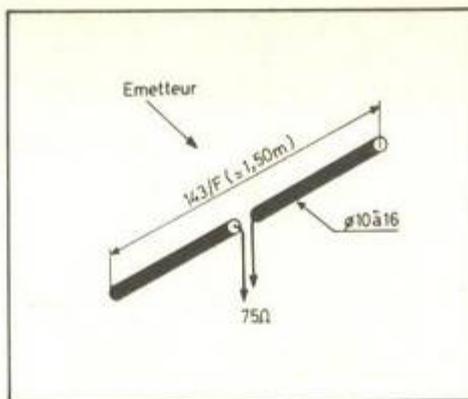


Fig. 1. – L'antenne « doublet », la plus simple : impédance 75 Ω symétrique ; longueur $\lambda/2$.

L'antenne doublet (figure 1)

C'est l'antenne la plus simple, l'élément horizontal de longueur $\lambda/2$ ($\approx 1,50$ m) que l'on a coupé au milieu pour le raccordement à la prise d'antenne 75 Ω du tuner. Cette antenne est « symétrique » droite-gauche, détail qui a son importance sur la nature du câble de liaison comme nous le verrons plus loin. Le doublet est souvent matérialisé dans le commerce sous forme de deux brins télescopiques orientables.

Dans une variante rare, l'antenne « gamma », l'élément n'est pas coupé et les prélèvements se font au milieu et vers le tiers de la longueur (réglage délicat) : c'est alors une antenne « asymétrique » de 75 Ω .

En fait pour des raisons pratiques, on préfère souvent au doublet sa variante « trombone ».

L'antenne trombone (figure 2 a)

C'est le doublet de la figure 1 dont on rejoint les deux extrémités par un élément de $\lambda/2$, ou plus concrètement un élément de longueur λ plié au quart ou aux trois quarts pour que ces extrémités soient à quelques centimètres l'une de l'autre, où nous ferons les raccordements de câble.

La puissance est sensiblement la même que celle du doublet mais l'impédance est de 300 Ω « symétrique ». Le grand avantage est l'existence d'un nœud (point N) au milieu de l'élément $\lambda/2$, que nous pourrions utiliser pour une fixation mécanique non isolée de l'antenne.

Comme le doublet, le trombone a un effet directif. On peut rendre l'antenne omnidirectionnelle en la cintrant comme indiqué figure 2 b. C'est ce qu'on appelle l'antenne « halo ».

Une envergure de $\lambda/2$ correspond à 150/F. Or vous remarquerez que sur les figures nous indiquons 143/F, ceci en raison d'une bizarrerie des antennes radio, baptisée « effet de bout », qui est un allongement fictif de 5 % des éléments d'antennes, ce qui raccourcit d'autant leur longueur matérielle.

Le doublet et le trombone sont des « dipôles », tout en largeur et extra plats. Voyons maintenant comment « doper » ces dipôles lorsqu'ils s'avèrent insuffisants.

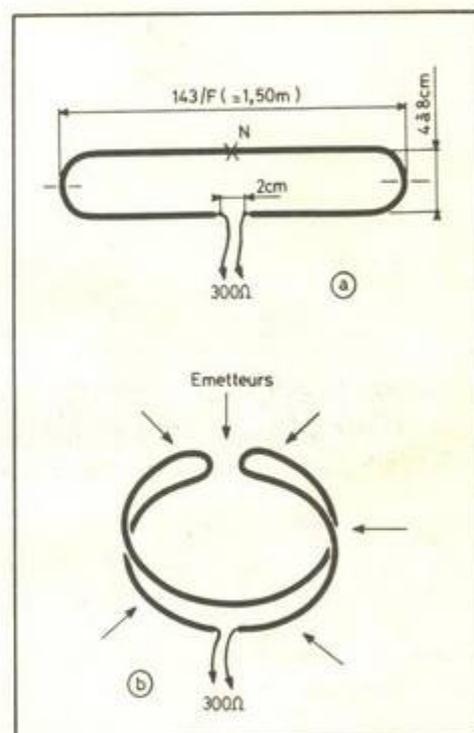


Fig. 2. – On utilisera l'antenne « trombone » droite ou cintrée ; dans les deux cas l'impédance reste de 300 Ω symétrique.

L'antenne Yagi (figures 3 et 4)

C'est un trombone (parfois un doublet) excité par des éléments $\lambda/2$ voisins et parallèles qui entrent eux aussi en résonance mais en transmettant une partie de leur énergie au dipôle par rayonnement ; on les appelle « éléments parasites ».

Celui situé derrière le dipôle s'appelle « réflecteur », celui ou ceux situés devant sont des « directeurs » ; le nombre de directeurs n'est pas limité. Par la conjugaison de leur résonance et du rayonne-

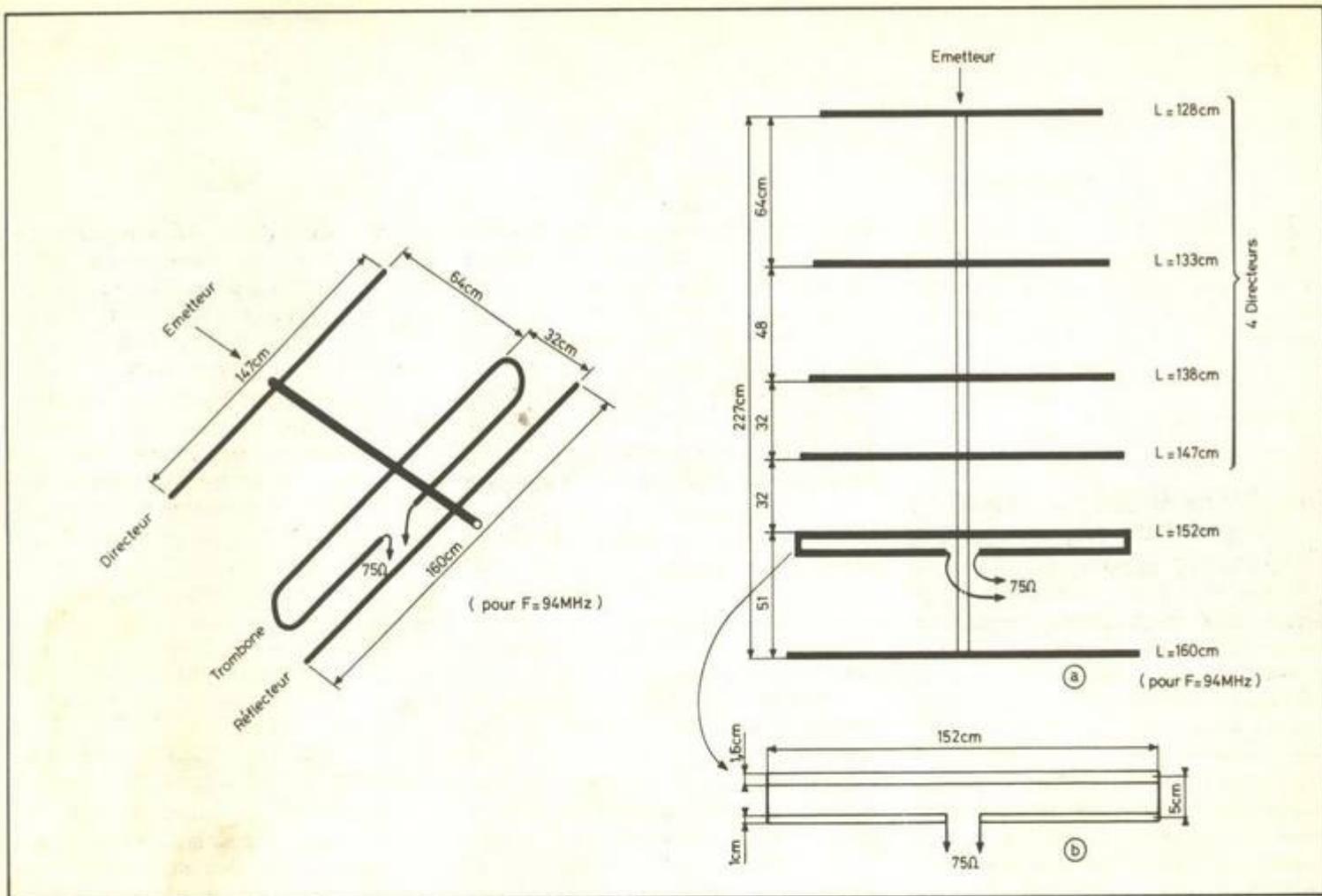


Fig. 3. et 4. – L'antenne « Yagi » : on la réalisera à partir d'un « trombone », d'un élément « réflecteur » et d'un ou de plusieurs éléments « directeurs » ; une panacée pour les réceptions difficiles.

ment reçu par leur prédécesseur, ils constituent des étages d'amplification jusqu'au dipôle. Vous avez bien sûr reconnu la forme des antennes télé. La directivité est accrue par le nombre d'éléments ; quant au gain par rapport au trombone seul, il est de 7 dB (tension x 2,24) avec trois éléments, et de 11 dB (tension x 3,5) avec six éléments. Par nombre d'éléments, nous entendons la somme : réflecteur + dipôle + directeurs.

L'antenne Yagi constitue donc une panacée pour les cas de réceptions difficiles, mais elle est hélas très encombrante et il est hors de question d'en faire une antenne intérieure...

Elle pourra être réalisée en tubes de fer \varnothing 10 à 16 mm soudés. Il n'y a en effet aucun inconvénient à relier tous les éléments par leur milieu par une nervure centrale métallique, qui sera bien sûr dirigée vers l'émetteur. A noter qu'en raison des éléments parasites, l'impédance de notre trombone tombe alors à 75 Ω symétrique.

Les longueurs et espacements que nous indiquons figures 3 et 4 ont été calculés pour 94 MHz qui est la valeur médiane de

la gamme FM. Si vous voulez concevoir une antenne accordée sur une fréquence F_0 bien déterminée, multipliez chacune des valeurs par le coefficient $K = 94 / F_0$. Valable de 70 à 800 MHz. Le diamètre \varnothing des éléments est compris entre $\lambda / 100$ et $\lambda / 300$.

L'antenne squelette (figure 5)

Une merveille ultra simple que vous devez essayer et qui a les mêmes performances qu'une antenne Yagi à trois éléments. Il s'agit d'un cadre vertical et plat de 1,50 m de haut sur 0,50 m de large, à réaliser en tubes ou en ruban métallique. Elle présente deux avantages énormes sur l'antenne Yagi : le plus piètre bricoleur peut la construire en une demi-heure, et on peut la dissimuler derrière une armoire ayant à peu près la bonne orientation. A titre d'exemple, cette antenne permet, dans la région lyonnaise, de capter clairement et de jour un programme FM italien ($F \approx 101,3$ MHz) ! Donc par-dessus les Alpes.

Les milieux (ventres) des barres verticales sont reliés par un câble dénudé de $\lambda / 2$

(1,50 m) plié en quatre endroits et sur lequel est prélevé le signal aux points A et B. En éloignant ou en rapprochant symétriquement ces points du milieu de ce câble, on peut obtenir toutes les impédances entre 75 et 600 Ω . En optant pour une impédance d'entrée, 300 Ω par exemple, l'emplacement des points A et B sera déterminé expérimentalement une fois pour toutes, avec des pinces crocodiles, jusqu'à obtenir la déviation maxi du vu-mètre. Penser à couper le CAG pour effectuer ce réglage.

Les milieux des barres horizontales sont des nœuds, donc d'éventuels points de fixation, même non isolés.

Si nous vous avons indiqué une certaine position pour ces antennes, trombone horizontal et squelette vertical, c'est parce que la presque totalité des émetteurs « polarisent » leurs ondes horizontalement. Il arrive toutefois que l'onde subisse une légère rotation (« vrillage ») sur un long trajet.

Il existe encore de nombreux types d'antennes pour la FM, mais qui sont d'une réalisation plus délicate sans être plus efficaces ou moins encombrants.

$$15 \cdot 15 + 18 + 45 \cdot 45 = 138$$

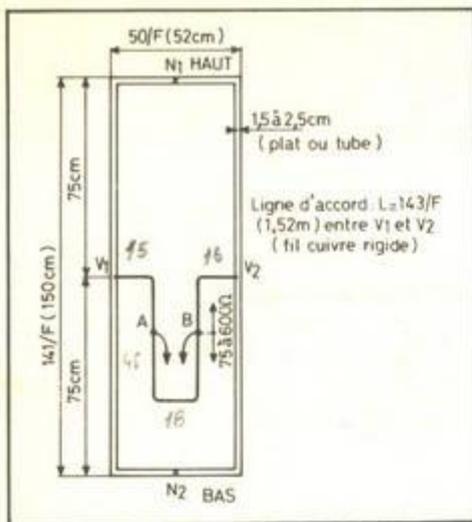


Fig. 5. – L'antenne « squelette » : ses performances se rapprochent de celles de la « Yagi » et son exécution réclame peu d'efforts.

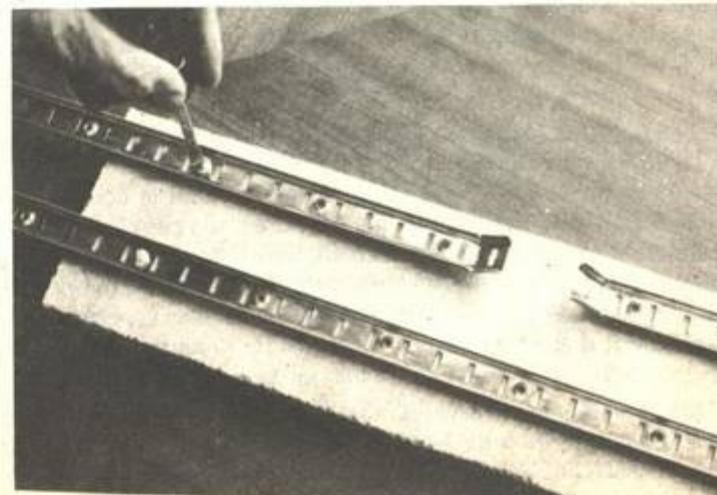
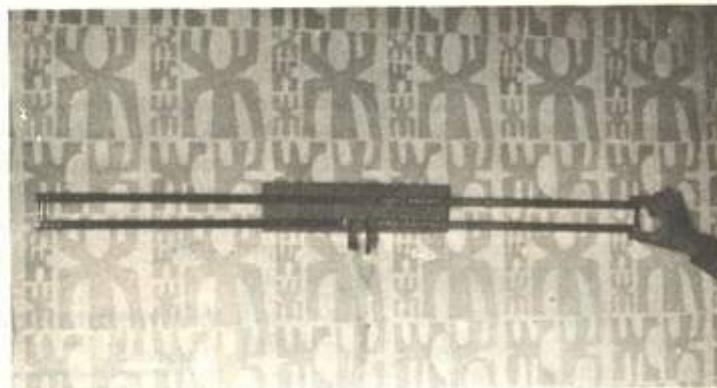
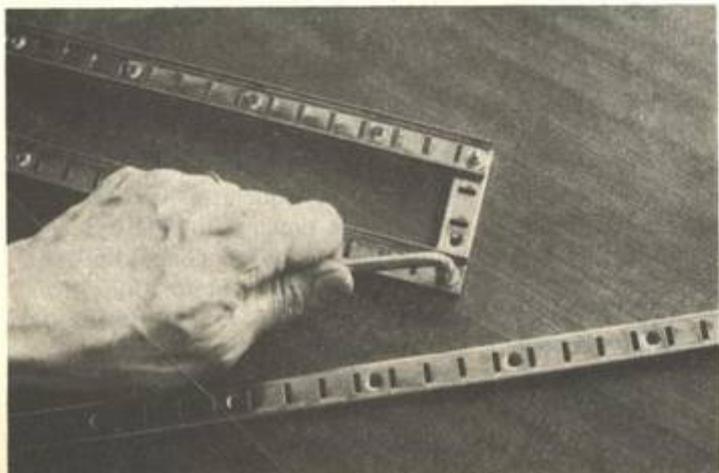
Et les antennes collectives ?

C'est généralement une Yagi à trois éléments située au-dessus de l'immeuble. Elles seraient parfaites si toutes les installations qui y sont raccordées étaient parfaites ; c'est hélas ! rarement le cas et l'on dispose souvent d'un signal très affaibli et entaché de parasites et de distorsions dans les fortissimi. Mieux vaut alors une

Photo 1. – Un matériau simple pour confectionner des antennes.

Photo 2. – Le centre du trombone est vissé sur une planchette pour assurer la rigidité de l'ensemble.

Photo 3. – Il faudra de l'imagination pour dissimuler cette antenne trombone de 1,50 m d'envergure.



antenne intérieure individuelle, même si elle est moins sophistiquée que celle du toit. Dans les cas désespérés, se brancher sur la prise VHF du séparateur d'entrée de la ligne télé (819 lignes) peut donner parfois quelque satisfaction (75 Ω asymétrique).

Les câbles d'antennes

Tout d'abord, une mise en garde contre la très grosse bêtise à ne pas faire et qui consiste à utiliser du câble blindé ordinaire pour la B.F. En effet, vu son faible diamètre, il présente une capacité parasite entre âme et blindage de quelques pF par mètre. On a ainsi vite atteint 10 pF. Or si cette valeur équivaut à 1 MΩ à 20 kHz, elle tombe à 150 Ω à 100 MHz... Quel beau shunt !

Si une antenne est symétrique, son câble doit l'être également, ce qui n'est pas le cas d'un blindé à un conducteur axial : on utilise alors du câble plat dit « 300 Ω (voir photo n° 4) où les deux conducteurs sont maintenus à distance. Si un blindage est nécessaire (rare en FM), on peut avoir recours au « 75 Ω bifilaire

blindé », assez difficile à trouver. Le blindage sera relié à la terre.

Pour les antennes asymétriques, on se sert de câble blindé à un conducteur, type télé VHF. L'âme est raccordée au point milieu de l'antenne. Une antenne symétrique collective est suivie d'un amplificateur sur le toit dont la sortie est presque toujours en 75 Ω asymétrique, car le câble rond blindé est plus facile à faire passer dans les gaines de descentes.

Rappelons que pour une antenne trombone intérieure, il faut du câble plat à raccorder sur la prise 300 Ω ; un doublet, même câble mais prise 75 Ω ; et pour le squelette, toujours le même câble avec le choix de l'impédance d'entrée, suivi de l'accord sur l'antenne (points A et B).

La réalisation pratique

Le cuivre n'est pas obligatoire. Il faut par contre une largeur d'au moins un centimètre pour les éléments. Nous avons utilisé avec succès des petites baguettes crémaillères perforées de 16 mm de large pour petits rayonnages (voir photo n° 1). C'est léger, suffisamment rigide, très

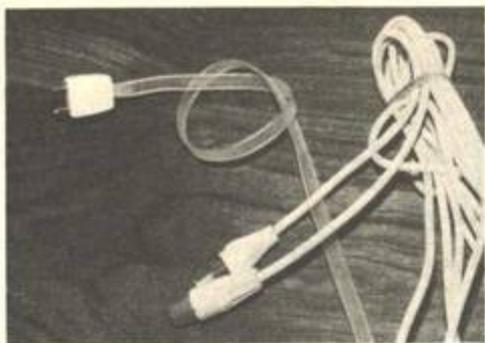


Photo 4. - Les câbles d'antennes FM : le ruban plat dit « 300 Ω » et le blindé « 75 Ω asymétrique ».

facile à travailler et bon marché (environ 2 F le mètre). Pour le trombone, nous avons vissé la partie centrale sur une petite planchette (photos n°s 2 et 3) pour la rigidité. Pour l'antenne squelette, 4 vis de 3 mm avec rondelles et écrous aux angles, plus deux aux points V_1 et V_2 (fig. 5) pour fixer la ligne d'accord en fil cuivre rigide \varnothing 1,5 mm dénudé.

L'idéal théorique est le tube cuivre \varnothing 10/12 mm ; ne pas oublier de recuire ce métal aux zones de cintrage.

Plus simple encore : notre première antenne fut un trombone en fil cuivre \varnothing 2 mm que nous avons agrafé au dos d'un meuble living, avec liaison au « ruban 300 Ω » avec un « sucre ». Les résultats

sont pratiquement aussi bons qu'avec le trombone en baguettes métal.

Si vous êtes bien placé par rapport à l'émetteur, l'amélioration apportée par l'antenne squelette sur le trombone est infime ; par contre, en cas de réception faible, la différence se passe de commentaires

Orientation et mise en place de l'antenne

Le pointage vers l'émetteur n'est pas aussi pointu qu'en télévision ; aussi il ne reste plus qu'à choisir le mur ayant la meilleure orientation. Couper le C.A.G. du tuner et commencer les tâtonnements en surveillant le vu-mètre indicateur de champ. Comme dans le cas d'une antenne intérieure de télé, la proximité de votre corps peut brouiller ou renforcer le signal. Prenez donc un peu de recul après chaque changement d'emplacement. Méfiez-vous du béton armé et des radiateurs de chauffage central qui font écran.

Un trombone se dissimule derrière un meuble long, un canapé, ou sous un lit, seul cas où on peut figoler l'orientation. Une antenne squelette sera glissée derrière une bibliothèque, déguisée en poster photo de 1,50 m de haut ou logée dans un placard voisin.

Conclusion

Toutes ces antennes ne sont pas applicables à la réception AM (GO, PO et OC). Par contre une antenne accordée sur une fréquence est identique pour l'émission ou la réception. Pour plus de détails sur ce vaste sujet, nous vous conseillons l'excellent ouvrage de Ch. Guilbert : « La pratique des antennes ». C'est un domaine qu'il fallait démystifier un peu, pour exploiter à fond et simplement les qualités d'un tuner, et peut-être aussi pour remplacer certains étendages de fils, impressionnants certes, mais peu efficaces...

Michel ARCHAMBAULT

à nice

KITS ET COMPOSANTS ELECTRONIQUES

en libre service

AMTRON • B.S.T
CELESTION
HAMEG • I.L.P
JOSTY • O.K
PANTEC
PLAY KIT
PRAL • SIARE
TEKO
THOMSEN etc...

UNE SEULE ADRESSE

19, rue Tond. de l'Escarène
Tél. (93) 80.50.50

HIFI DIFFUSION

Catalogue contre 10 F en timbres

J. EOUILLERAY NICE

ECOUTEZ LE MONDE...



devenez un
RADIO-AMATEUR !

Pour occuper vos loisirs
tout en vous instruisant

Notre cours fera de vous
un émetteur radio
passionné et qualifié

Préparation à l'examen des P.T.T.

GRATUIT ! Documentation sans engagement
Remplissez et envoyez ce bon à
INSTITUT TECHNIQUE ELECTRONIQUE
Enseignement privé par correspondance 35801 DINARD

NOM (majuscules S.V.P.) _____
ADRESSE _____

GRATUIT : un cadeau spécial à tous nos étudiants

SAMIPEC - Lorient

EPA 97



G.M.

Toutes les applications du — NE 555 —

Le 555 comme indicateur de cuisson d'œuf

La durée de cuisson d'un œuf (ou de plusieurs) en eau bouillante étant de 290 secondes (soit 5 minutes environ) il suffira qu'un montage électronique avertisse l'amateur d'œufs à la coque que les 290 secondes se sont écoulées et qu'il convient d'arrêter cette opération culinaire. L'avertisseur peut être un haut-parleur qui émettra un son aigu à 3 kHz par exemple.

Les lecteurs épris de simplicité pourront dire que l'on cuit des œufs depuis des siècles en s'aidant de sabliers ou de montres mais les autres lecteurs reconnaîtront qu'un œuf cuit en un temps correct grâce à un procédé électronique a une meilleure saveur (avec l'aide d'une bonne mayonnaise) que celui cuit comme au temps des Romains.

L'appareil qui sera décrit ici, intitulé

montre électronique pour œufs a été proposé par Michael Weinbrecht dans ELO 1979, vol. 5 (mai 79).

La présentation du « montre-alarme » est très simple. Un coffret de petites dimensions qui contient, la platine imprimée sur laquelle est réalisé le montage électronique, le haut-parleur avertisseur, le bouton de mise en marche et la source de tension continue de 9 V nécessaire au fonctionnement de cet appareil.

Voici à la figure 1 le schéma fonctionnel de l'appareil :

L'ensemble se compose de huit parties essentielles :

- l'alimentation par pile de 9 V,
- un poussoir I permettant la mise en marche,
- un circuit électronique de mise en marche,
- régulateur de tension,
- multivibrateur à 555 du type astable,
- inverseur,
- multivibrateur à 555 du type astable,
- inverseur.

g) deuxième multivibrateur astable à 555,

h) haut-parleur de plus de 60 Ω d'impédance.

A la figure 2 on donne le schéma complet de l'appareil avec toutes les valeurs des éléments et la nomenclature des composants actifs, transistors, diodes, circuits intégrés.

A la liste du matériel nécessaire, on ne manquera pas, afin de mener à bien cette opération électronique et gastronomique, de prévoir l'œuf et le récipient contenant l'eau à 100° (et un bon pot de mayonnaise)...

En tenant compte du schéma partons du bouton I.

Celui-ci doit être normalement en position de coupure de manière à ce que l'émetteur de Q₁ soit séparé du collecteur.

Remarquons que Q₁ est un PNP. L'émetteur est relié au + 9 V tandis que le pôle négatif de la source est à la masse de l'appareil, désignée par zéro volt.

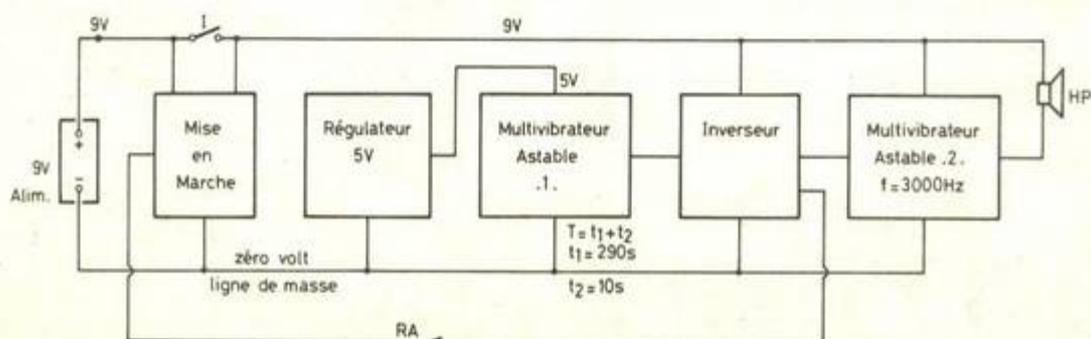


Fig. 1

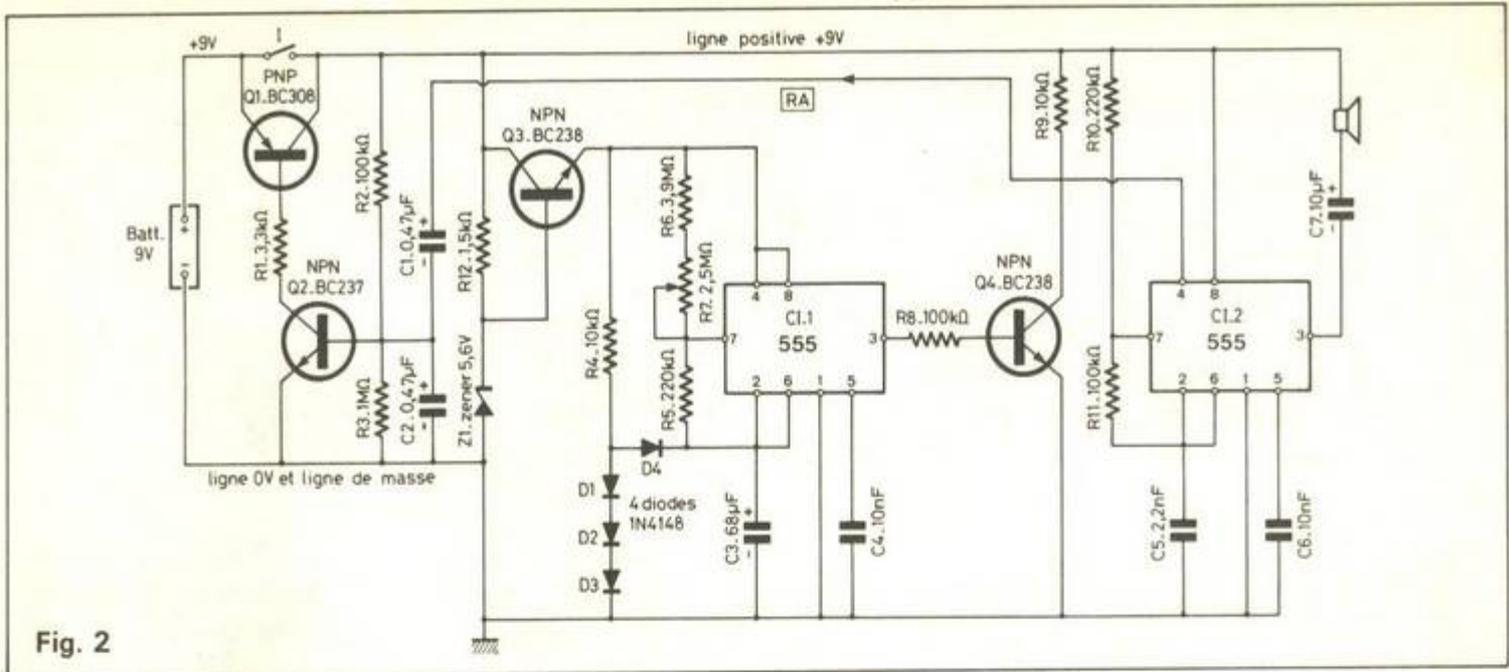


Fig. 2

Le collecteur de Q₁ est relié à la ligne positive d'alimentation.

L'opération de mise en marche du dispositif consiste à presser le bouton de I, au moment même où l'eau a commencé à bouillir, détail essentiel pour obtenir le résultat voulu.

Le transistor Q₂, un NPN, est monté en émetteur à la masse. Grâce au diviseur de tension R₂-R₃, la base de Q₂ est positive et celle de Q₁ est mise à la masse par l'espace collecteur-émetteur de Q₂ et R₁. De ce fait Q₁ est conducteur après que I est lâché. Q₁ continue ensuite à être conducteur et la ligne positive est alimentée. Cette alimentation, proche de + 9 V est utilisée par tous les semi-conducteurs du montage proposé. Le stabilisateur de tension Q₃, un NPN, fournit une tension de 5 V, régulée, au circuit intégré CI-1, NE555.

Elle est appliquée aux points 4 et 8 réunis.

Le 555 commence alors à fonctionner comme multivibrateur astable.

Avec les valeurs des éléments, la période du signal est,

$$T = t_1 + t_2$$

avec $t_1 = 290 \text{ s}$
 $t_2 = 10 \text{ s}$

ce qui donne :

$$T = 300 \text{ s et } f = \frac{1}{300} \text{ Hz} = 0,00333... \text{ Hz}$$

La période est donc de 5 minutes dont la majeure partie est consacrée à l'opération de cuisson requise, et 10 secondes au signal d'alarme.

Pendant la période partielle t₁ de 290 secondes, le point 3 de sortie de CI-1 est au niveau haut. Il en résulte que la base de Q₄, un NPN avec émetteur à la

masse sera également à ce niveau, Q₄ devient par conséquent conducteur et le collecteur de ce transistor sera au niveau bas. Comme ce collecteur est relié au point 4 de CI-2, le deuxième 555 monté en multivibrateur astable, ce CI ne fonctionnera pas et aucun son ne sortira du haut-parleur.

Pendant le temps t₁, C₃, le condensateur de charge et de décharge de CI-1, se chargera jusqu'à 0,66 V. Cette tension étant atteinte, aux points 2 et 6 réunis, l'oscillation de CI-2 cessera et la sortie 3 reviendra au niveau bas. Dès lors, la base de Q₄ est mise à un potentiel très proche de celui de la masse.

Q₄ est alors bloqué. Le collecteur et le point 4 de CI-2 sont au niveau haut, ce qui met en fonctionnement ce 555, comme multivibrateur astable, accordé sur 3 000 Hz. La sortie 3 fournit le signal qui est transmis par C₇ au haut-parleur.

Il est recommandé de se servir d'un reproducteur de plus de 60 Ω. Si l'on ne possède qu'un modèle de moindre impédance, par exemple 15 Ω, compléter par une résistance de 60-15 = 45 Ω, la charge de sortie.

Il va de soi que le haut-parleur n'a aucun besoin de bénéficier de tous les perfectionnements modernes actuels. Tout haut-parleur, de petites dimensions, de faible puissance et juste bon pour reproduire un signal sonore aigu, fera l'affaire. Aucune enceinte n'est nécessaire, le coffret de l'appareil étant suffisant.

La durée du signal avertisseur sonore étant t₂ = 10 secondes lorsque ces 10 secondes seront écoulées; le CI-1, premier multivibrateur, repassera à l'oscillation, donc le point 3 de sortie reviendra au niveau haut.

Le transistor Q₄ sera alors, conducteur

et le point 4 de CI-2 et le collecteur de Q₄, seront au niveau bas, ce qui arrêtera l'oscillation de CI-2.

En même temps, l'impulsion négative produite est transmise par C₁ à la base de Q₂ qui se bloque. De ce fait, la base Q₁ sera coupée de la masse et ce transistor ne laissera plus passer le courant de la source de 9 V vers la ligne positive.

Pour recommencer l'opération on devra à nouveau presser le bouton I pendant un temps très court et le lâcher ensuite.

Voici quelques indications sur le fonctionnement de cet appareil :

- Tension d'alimentation 9 V.
- Courant consommé 12 à 20 mA.
- Durée de l'opération 225 à 360 secondes, réglable avec R₇ de 2,5 MΩ.
- Courant de repos 0,3 nA

De ce fait, un interrupteur d'alimentation semble inutile car 0,3 nA c'est très peu de courant.

556 ou deux 555 pour temporisations de longues durées

Dans le montage de la figure 3 proposé par Signetics, dans une de ses documentations, on utilise deux 555 ou un seul 556 associés à un diviseur de fréquence du type NE8281 de la même marque (actuellement associée à RTC - La Radio-technique).

On peut à l'aide de ce montage obtenir des périodes très longues : 30 minutes, 1 heure, 2 heures, 4 heures et plus. En général, des durées aussi longues sont difficiles à atteindre en raison des pertes des condensateurs de charge dont la valeur doit être élevée.

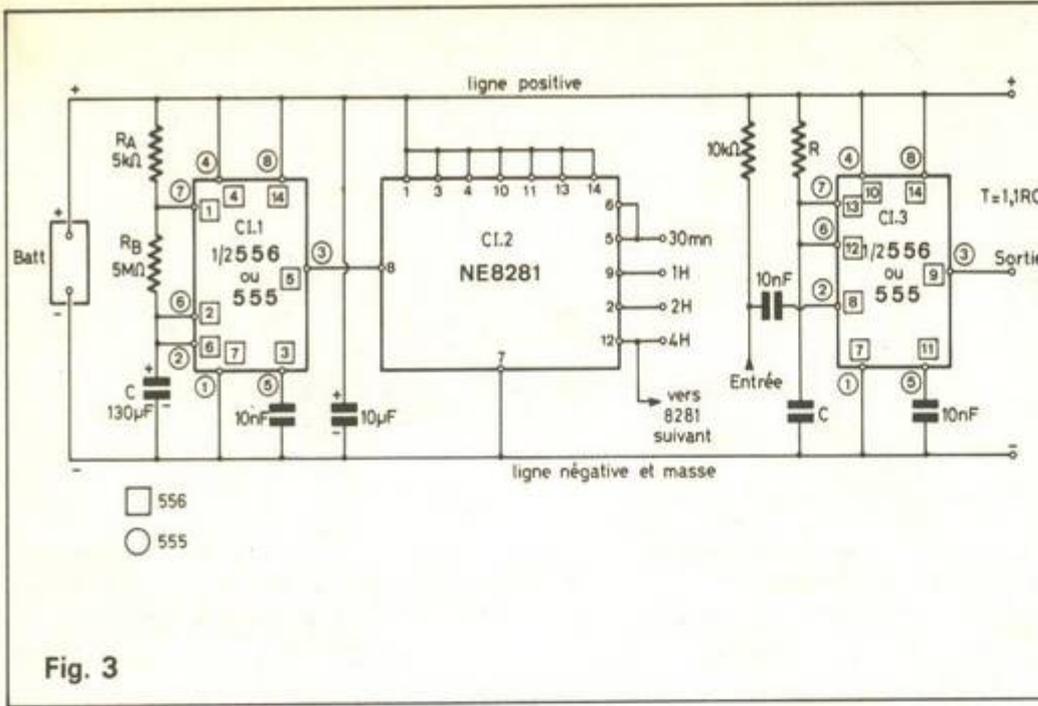


Fig. 3

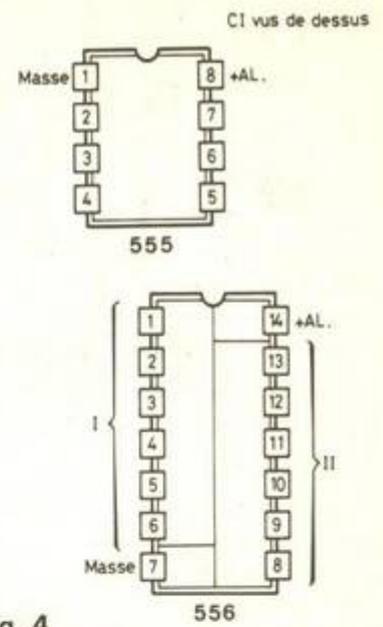


Fig. 4

De ce fait, un montage normal avec 555 ou 556 donnera une période de 10 minutes avec un choix de condensateurs de bonne qualité.

L'emploi d'un compteur NE8281 comme diviseur de fréquence (donc, comme multiplicateur de période) permettra d'obtenir des périodes nT, n étant le rapport diviseur et T la période du signal appliqué au compteur.

Pour mieux identifier les points de terminaison du 556, moins connu de nos lecteurs que le 555, nous indiquons à la figure 3, par des nombres circlés les points du 555 et par des nombres entourés de carrés, ceux du 556 qui contient deux éléments de 555. A la figure 4 on rappelle les brochages des deux CI. Sur le 556, on indique les deux éléments, chacun équivalent à 555. Les points 7 = masse et 14 = + alimentation (maximum 15 V, bonne valeur 12 V). La période totale du signal engendré par CI-1 est,

$$T = 0,693 (R_A + 2R_B) C$$

Avec les valeurs des composants données sur le schéma, à titre d'exemple, on a, avec R en MΩ et C en μF,

$$T = 0,693 (10,05) 120 \text{ s}$$

ce qui donne, $T = 905,4 \text{ s.}$

$$\text{ou, } T = 905,4 / 60 =$$

15,09 mn.

soit, 15 mn environ.

Ce signal étant appliqué au compteur donne par multiplication de périodes :

2 fois 15 = 30 minutes aux points 5 et 6 réunis

4 fois 15 = 60 minutes = 1 heure au point 9

8 fois 15 = 120 minutes = 2 heures au point 2

16 fois 15 = 240 minutes = 4 heures au point 12

Si un deuxième compteur monté comme le premier est branché avec l'entrée à son point 8, on aura à ses sorties 6, 9, 2, 12 des périodes de 8, 16, 32, 64 heures respectivement.

Remarquons que le compteur est connecté de la manière suivante : point 7 à la masse ; points 1, 3, 4, 10, 11, 13, 14 à la ligne positive, entrée au point 8 sortie au point 12. Le boîtier du 8281 est le même que celui du 556, à deux fois 7 broches = 14, avec le + au 14 et le - au 7.

Les signaux de longue durée ainsi obtenus peuvent être utilisés directement.

On peut aussi appliquer celui qui est choisi au point 8 du deuxième élément du 556, CI-3 (ou un 555). Cet élément donnera des impulsions de durée de,

$$T = 1,1 RC$$

à la sortie 9 (ou 3 pour 555)

Le temps total de la temporisation est donc une fonction de la valeur de n et de la période (ou de la fréquence) du signal appliqué à l'entrée. CI-3 est monté en monostable.

Générateur de salves

Ce « Tone-Burst » proposé également par Signetics utilise un 556 ou deux 555.

Il est représenté à la figure 5 en version 556. L'élément aboutissant aux points 1 à 6, est monté en multivibrateur, tandis que l'élément aboutissant aux points de terminaison 8 à 13 est monté en multivibrateur astable.

Si l'entrée 6 du monostable reçoit des signaux d'une source extérieure, ce CI

donnera un signal à impulsion à la même fréquence. La durée des impulsions est, $T_1 = 1,1 RC,$

ou R et R₁ et C est C₁ sur le schéma proposé.

La valeur minimum de R₁ est 2 kΩ. Elle peut atteindre plusieurs mégohms pour obtenir des impulsions longues.

En ce qui concerne C₁ on le choisira de manière à ce que la durée T soit obtenue.

Soit par exemple T₁ = 1 ms et R₁ = 4 kΩ. La valeur de C₁ sera :

$$C_1 = \frac{T_1}{1,1 R} = \frac{10^{-3}}{1,1 \cdot 0,004} \text{ microfarads,}$$

ce qui donne C₁ = 0,22 μF

On pourra prendre aussi, C₁ = 22 nF et R₁ = 40 kΩ

Le signal de sortie du monostable étant disponible au point 5 est appliqué par la liaison directe au point d'entrée 8 du multivibrateur astable.

Dans cette partie la fréquence du son Burst est déterminée par,

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0,693 (R_A + 2R_B) C}$$

dans laquelle, R_A est R₂, R_B est R₃ et C est C₂ sur le schéma proposé

La valeur minimum admissible pour R₂ est 2 kΩ. Celles de R₃ et C₂ seront établies d'après le choix de f ou de T.

On a vu plus haut que dans le cas d'une impulsion de 1 ms, il fallait prendre R₁ = 4 kΩ et C₁ = 0,22 μF. Si le signal appliqué à l'entrée a une période T₁ = 10 ms, cela correspond à une fréquence,

$$f = \frac{1}{10^{-2}} = 100 \text{ Hz}$$

Un signal à 100 Hz peut moduler un signal de fréquence plus élevée, par

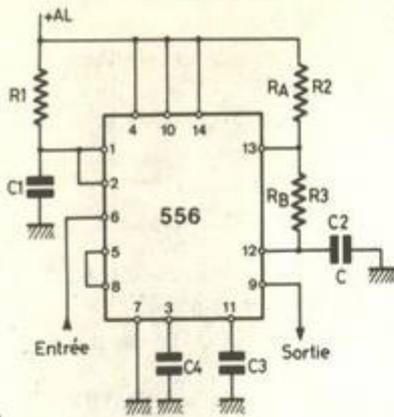


Fig. 5

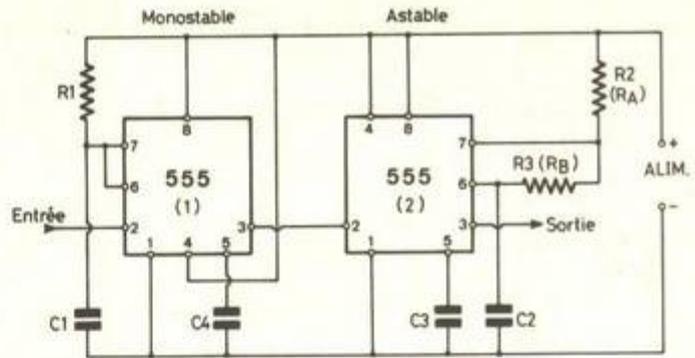


Fig. 6

exemple $f = 1000 \text{ Hz}$. Dans ce cas, la formule donnée plus haut, avec $f = 1000$, $C = 1 \mu\text{F}$ et $R_2 = 4 \text{ k}\Omega$ s'écrit,

$$1000 = \frac{1}{0,693 (0,004 + 2R_3) \cdot 0,1}$$

de laquelle on déduit la valeur de R_3 , $R_3 = 0,07 \text{ M}\Omega = 70 \text{ k}\Omega$ environ.

En prenant $C_2 = 10 \text{ nF}$, on obtiendra $f = 10000 \text{ Hz}$, etc.

prendre $C_4 = C_5 = 0,1 \mu\text{F}$.

A titre d'exercice, transposons le montage de la figure 5 en montage à deux 555. Pour faciliter le travail voici la correspondance des points de terminaison, au tableau ci-après :

TABLEAU I		
556 Élément 1 à 6	555	556 Élément 8 à 13
1	7	13
2	6	12
3	5	11
4	4	10
5	3	9
6	2	8
7	1	7
14	8	14

En tenant compte des correspondances de ce tableau, on aboutit au montage de la figure 6 sur lequel les branchements sont familiers aux expérimentateurs donnant leur préférence aux 555, ce qui est d'ailleurs recommandé. Utiliser des supports pour les 555 ou 556. Voici encore un exemple numérique de calcul des éléments R_1 , R_2 , R_3 , C_1 et C_2 en fonction des fréquences d'entrée et de sortie. La fréquence d'entrée est de 10 Hz , c'est donc une fréquence très basse. Celle de sortie est de 5000 Hz .

Pour $f_1 = 10 \text{ Hz}$, on a $T_1 = 0,1 \text{ seconde}$. La formule à appliquer est donc,

$$T_1 = 1,1 R_1 C_1$$

qui, avec les données choisies s'écrit :

$$0,1 = 1,1 R_1 C_1$$

ou $R_1 C_1 = 0,1/1,1 = 0,09 \text{ seconde}$ car $R_1 C_1$ est homogène à un temps.

On doit prendre $R_1 > 2 \text{ k}\Omega$. Prendre $R_1 = 20 \text{ k}\Omega$ ou en mégohms, $R_1 = 0,02 \text{ M}\Omega$.

On en déduit :

$$C_1 = \frac{0,09}{0,02} = 4,5 \mu\text{F}$$

Pour la seconde fréquence, celle du multivibrateur astable, prenons,

$$f_2 = 5000 \text{ Hz}$$

avec $R_2 = 4 \text{ k}\Omega = 0,004 \text{ M}\Omega = R_3$

En appliquant la formule bien connue, $1/f = T = 0,693 (R_2 + 2R_3) C_2 = 1/5000$ on obtient,

$$C_2 = 0,024 \mu\text{F} \text{ ou } 24 \text{ nF}$$

Si l'on doit utiliser un condensateur de valeur normalisée on adoptera la valeur la plus proche de celle calculée et on montera à la place de R_2 et R_3 des potentiomètres ou des résistances ajustables.

Cette recommandation est à suivre lorsqu'on demande des valeurs précises des fréquences f_1 ou f_2 ou les deux. La tolérance sur les valeurs des résistances et des condensateurs étant généralement

grande, la meilleure solution est l'emploi d'ajustables qui permettent d'obtenir très exactement les fréquences désirées.

Indiquons aussi que l'on pourra réaliser des montages à plusieurs gammes de fréquences en rendant R_1 et R_2 (ou R_3) réglables et en prévoyant plusieurs valeurs de C_1 et C_2 mises en circuit à l'aide de commutateurs à plusieurs positions. Voir la figure 7. Avec cette variante on aura créé un appareil à multiples usages : alarme, instrument musical, etc.

Astable avec un 556

Un montage proposé par Signetics permet de réaliser un multivibrateur astable avec un seul 556 ou deux 555. Avec ce montage, dont le schéma est donné à la figure 8 on notera la ressemblance avec le multivibrateur classique d'Abraham et Bloch, en raison des couplages croisés entre la sortie d'un élément et l'entrée de l'autre.

Dans un multivibrateur comme celui proposé les formules données plus haut pour la fréquence et le rapport cyclique doivent être modifiées.

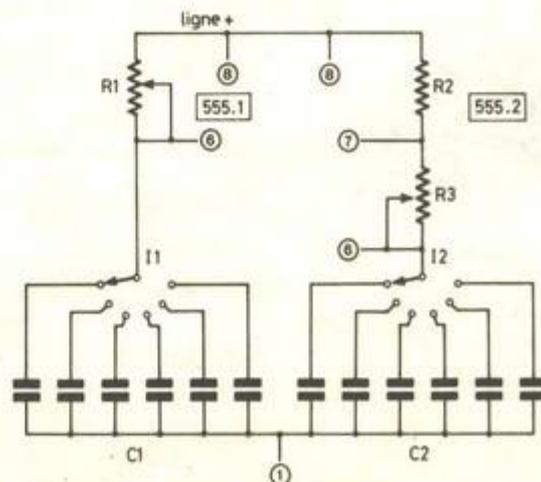
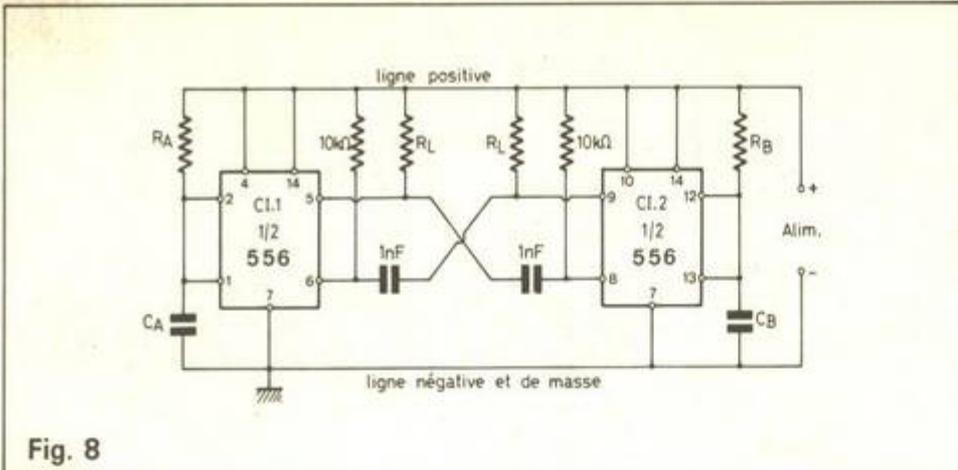


Fig. 7



très simple. Soit par exemple $f = 1000$ Hz et $r = 0,5$.

Il vient tout naturellement à l'esprit de prendre $R_A = R_B$ ce qui donnera bien $r = 0,5$ (ou 50 %). Dès lors, la formule qui donne f s'écrit :

$$f = \frac{0,91}{2 R_B \cdot C} \text{ Hz}$$

ou $C_1 = C_2 = C$, avec C en microfarads et R_B en mégohms.

Si $f = 1000$ Hz, on a,

$$R_B C = \frac{0,91}{2000} = 0,00182 \text{ s}$$

Si l'on prend $C = 0,1 \mu\text{F}$, il vient, $R_B = 0,00182 \text{ M}\Omega$ ou $R_B = 1820 \Omega$.

Cette valeur est plus petite que les valeurs recommandées.

Prenons R_B quatre fois plus grande, $R_B = 7280 \Omega$

$C_1 = C_2 = C$, quatre fois plus petite que $0,1 \mu\text{F}$, soit $C = 0,025 \mu\text{F}$ ou 25 nF .

On pourra prélever le signal de sortie sur une des résistances R_L .

Ce montage peut être réalisé avec deux 555 en effectuant la transformation du schéma d'après les indications données plus haut, au tableau I.

F. JUSTER

La fréquence d'oscillation est donnée par la formule,

$$f = \frac{0,91}{(R_A + R_B) C}$$

d'où la période égale à $1/f$,

$$T = 1,1 (R_A + R_B) C$$

on voit que R_B apparaît en simple et non en double.

Le rapport cyclique est donné par la formule,

$$r = \text{Rapp. Cycl.} = \frac{R_B}{R_A + R_B}$$

La valeur de r peut varier de 0 à 1. Elle est égale à 1 si $R_A = 0$ mais, pra-

tiquement R_A ne peut être nulle mais petite devant R_B . On peut voir que r est indépendant de C et ne dépend que de R_A et R_B .

Par contre f ou T , dépendent des trois paramètres R_A , R_B et C .

Le multivibrateur fonctionne dès que la tension d'alimentation est appliquée aux bornes correspondantes. Elle peut être de 5 à 16 V. 9 et 12 V sont de bonnes valeurs. Les valeurs de R_L sont de quelque milliers d'ohms, par exemple 1000 ou 2000 Ω . Pour calculer ce montage, c'est-à-dire déterminer les valeurs de R_A , R_B , C_B en fonction de f et de r , on utilisera les formules données plus haut. Le calcul est

3 francs le watt efficace HI-FI

décidément, les Anglais sont étonnants!

REALISER vos rêves de puissance en profitant de l'expérience d'un spécialiste britannique réputé dans le domaine des modules audio-précablés, c'est vous offrir le luxe et la puissance pour un prix raisonnable : 3 francs le watt efficace, c'est

ce qu'il en coûte avec l'ampli AL 250 puisque vous possédez 125 watts pour 375 F. Etre en outre assuré que les modules BI-KITS sont compatibles avec tous les équipements audio, qu'ils vous permettent de construire des ensembles sur mesure, qu'ils

sont montés et testés en usine et ne comportent que des composants de première qualité, c'est une grande sécurité. Et comme nous sommes sûrs de BI-KITS, nous garantissons ce matériel 1 AN et nous en assurons le service après-vente.

AL 250* AMPLIFICATEUR 125 W EFFICACES **375 F**
Etudié pour la sonorisation, les discothèques, etc. il est protégé contre les surcharges et les courts-circuits. Utiliser un transfo 55 V/125 W par module. Circuit époxy, taux de distorsion inférieur à 0,1 %.

S 450 TUNER FM STEREO phase lock-loop **395 F**
Permet la pré-sélection de 4 stations. Réglage rapide par 4 boutons. Equipé d'une diode d'accord Varicap, d'un étage d'entrée à P.E.T. et d'un indicateur stéréo à LED. A utiliser avec tous les équipements audio. Alimentation si nécessaire par transfo 18 V/5 W et composants de redressement.

ALIMENTATIONS STABILISÉES

TYPE	MODULES ALIMENTES	PRIX
SPM 80	2xAL 60	79,00 F
SPM 12055	2xAL 80	105,00 F
SPM 12065	2xAL 120 ou 1xAL 250	105,00 F



AL 120 AMPLIFICATEUR 60 W EFFICACES **215 F**
Particulièrement étudié pour la Hi-Fi domestique, il présente de remarquables performances. Raccordé au tuner 450, au pré-amplificateur PA 100 et à de bonnes enceintes, il permet de constituer une chaîne de qualité.

MPA 30 PRÉ-AMPLI POUR CELLULE MAGNÉTIQUE **79 F**
Placé à la sortie d'une cellule magnétique de tourne-disque, il permet l'utilisation de pré-ampli. conçus pour les entrées ayant les caractéristiques des cellules céramiques. Utilisable sur le STEREO 30. Fourni avec prise DIN.

TRANSFORMATEURS

18 V/5 W	S 450	28,20 F
24 V/24 W	STEREO 30	49,40 F
40 V/72 W	2xAL 60 ou 2xAL 80 ou 1xAL 120	89,00 F
55 V/120 W	2xAL 120 ou 1xAL 250	115,50 F

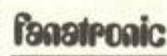
PA 100 PRÉ-AMPLI STÉRÉO **280 F**
Avec contrôle de tonalité, il constitue l'unité d'entrée des amplis stéréo et ensembles audio. Il comporte 6 touches de sélection pour le choix de l'entrée. 2 filtres graves et aiguës, et une sortie magnétophone. Circuit imprimé époxy 8 transistors à faible bruit. Face avant disponible.

AL 60 85 F **AL 80 145 F**
AMPLIFICATEURS 25 ET 35 W EFFICACES
Présentant un taux de distorsion inférieur à 0,1 %. Alimentation de deux AL 60 ou de deux AL 80 par le module SPM 80, transfo 40 V/72 W.

Stéréo 30 CHASSIS ALIM. AMPLI PRÉ-AMPLI **345 F**
Comporte un pré-ampli, un ampli stéréo, et l'alimentation sans le transfo. Livré avec face avant, boutons de réglage, fusible. Circuit époxy. A utiliser avec un tuner stéréo, magnétophone stéréo, et tourne-disque à cellule céramique. Pour une cellule magnétique, insérer un module pré-ampli RIAA MPA 30. Alimenter par un transfo 24 V/24 W. Habillage en teck possible.

Documentation contre 2 timbres

COMMANDE PAR CORRESPONDANCE;



35, RUE DE LA CROIX-NIVERT, 75015 PARIS — 306.93.69

N° MODULES	QUANTITE	PRIX

Ci-joint un chèque de _____ F comprenant les frais de port (5 F par module, 10 F par transfo).

NOM _____

ADRESSE _____



DISTRIBUÉ PAR JCS COMPOSANTS
35, RUE DE LA CROIX-NIVERT, 75015 PARIS

Toutes les applications du μA 741

Alimentations régulées à tension de sortie réglable

DEUX montages seront analysés sommairement. Ils utilisent des 741, en association avec des régulateurs tripôles familiers à tous nos lecteurs.

Ces dispositifs ont été décrits dans **ELO Vol. 5-1979** par Dieter Nuhrmann. Celui de la **figure 1** présente l'avantage de fournir une alimentation régulée positive réglable entre 0,5 V et 23 V et une alimentation négative de -7,5 V par rapport à la ligne de masse.

La variation de la tension positive s'effectue à l'aide du potentiomètre P_1 qui règle le gain du 741. Le curseur de P_1 est relié à l'entrée non inverseuse de ce CI amplificateur opérationnel.

Lorsque la tension du secteur varie au-dessous de sa valeur nominale, la tension redressée par D_3 et D_2 en bialternance baisse aussi, la valeur + 25 V étant le maximum obtenu pour un secteur de 220 V.

De ce fait, la tension positive de sortie sera réglée entre 0,5 V et une valeur supérieure dont le maximum est de 23 V et le minimum déterminé par la baisse de tension du secteur. La tension négative s'obtient aux bornes du condensateur C_2 . La diode zener Z_1 est de 7,5 V et maintient à cette valeur, la tension négative.

Remarquons que le branchement du CI 741 au point « COMM » (commun) du tripôle régulateur de 5 V permet d'obtenir à la sortie, aux bornes de C_6 , une tension supérieure à cette dernière valeur. Le redressement est en bialternance et uti-

lise deux diodes, D_1 et D_2 pour la tension positive.

Pour + 25 V par rapport à la masse à la borne E du tripôle, il faut que le secondaire S du transformateur d'alimentation TA fournisse une tension alternative de $20 + 20$ V, soit 40 V à prise médiane.

Celle-ci est aussi la « masse » du montage.

La tension négative obtenue grâce à la diode redresseuse D_1 apparaît sur C_1 . Elle est filtrée par C_1 , R_1 , C_2 et elle vaut 7,5 V comme indiqué plus haut.

Voici les valeurs des éléments de cette alimentation : $D_1 = D_2 = D_3 =$ BYW 54 ou 1N5060 ; $Z_1 =$ diode zener de 7,5 V, CI = 741, $R_1 = 1,2$ k Ω , $R_2 = 10$ k Ω , $R_3 = 2,2$ k Ω , $R_4 = 1$ k Ω , $C_1 = 250$ μ F 35 V, $C_2 = 0,22$ μ F, $C_3 = 1\ 000$ μ F 35 V, $C_4 = 0,22$ μ F, $C_5 = 0,1$ μ F, $C_6 = 10$ μ F 35 V.

$P_1 = 10$ k Ω , $P_2 = 5$ k Ω (ajustable). Régulateur tripôle de 5 V.

Le deuxième montage est donné à la **figure 2**. Il s'agit d'un dispositif plus simple car il ne donne qu'une tension positive par rapport à la ligne de masse. Partons du primaire P du transformateur d'alimentation TA cet enroulement doit être prévu pour la tension du secteur dont dispose l'utilisateur ; par exemple 220 V

Le secondaire doit fournir 20 V environ, à la tension nominale du secteur pour obtenir 25 V aux bornes de C_1 . A la sortie on obtiendra selon la position du curseur de R_3 et de la tension réelle du secteur, 7 à 23 V par rapport à la masse.

La chute de tension minimum dans le régulateur tripôle est de 2 V, dans le cas où l'on a 23 V en sortie.

Remarquons que le 741 est monté en

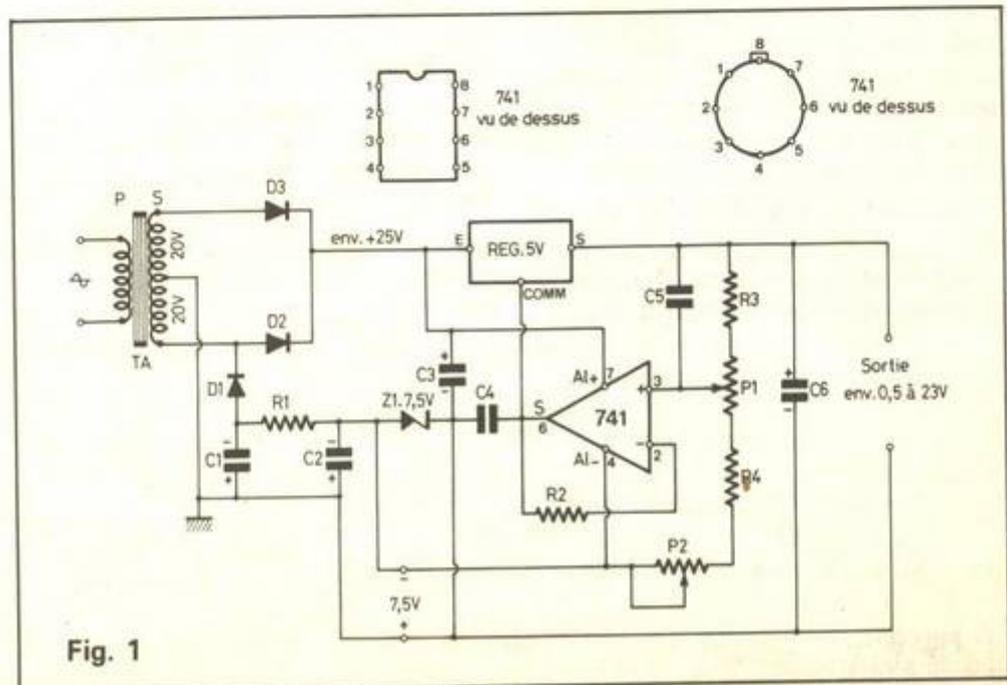


Fig. 1

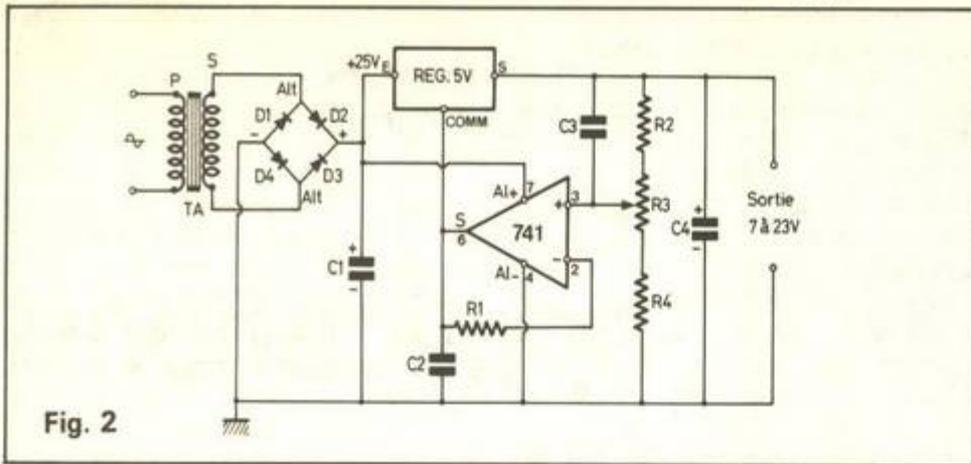


Fig. 2

amplificateur non inverseur avec contre-réaction entre la sortie S et l'entrée inverseuse.

Le C1 est alimenté par une seule source, le + est la tension redressée et le - est la masse. Voici les valeurs des éléments de cette alimentation positive : transformateur 220 V au primaire et 20 V au secondaire, régulateur tripôle de 5 V, C1741. D₁ à D₄ = 1N5060 ou BYW 54, C₁ = 1000 µF 35 V, C₂ = 0,22 µF, C₃ = 0,1 µF, C₄ = 10 µF 35 V, R₁ = 10 kΩ, R₂ = 2,7 kΩ, R₃ = potentiomètre de 10 kΩ, R₄ = 1,2 kΩ.

Préamplificateur pour photodiode

Dans de nombreuses applications on a besoin d'un préamplificateur permettant de coupler un capteur optoélectronique à un amplificateur de puissance quelconque.

Le montage de la figure 3 utilisant un 741 et peu de composants passifs, donnera entière satisfaction. En raison de sa simplicité il ne doit pas être difficile de l'essayer et sa construction sera aisée et rapide. Ce préamplificateur est proposé dans *Popular Electronics Vol. 15 n° 3* de mars 79 par Forest M. Mins auteur bien connu des lecteurs du monde entier.

Voici une analyse rapide de ce montage.

La lumière modulée peut être blanche ou de couleur. Il est également possible

d'appliquer à la photodiode P.D., des rayons invisibles, pourvu que le capteur soit sensible à ces rayons. Des capteurs pour infra-rouge sont disponibles partout.

Pour faciliter l'installation du préamplificateur, on a relié le capteur à l'entrée inverseuse du C1, par un câble blindé CB1, et par une résistance de 1 kΩ cette dernière étant disposée près du C1. Le 741 est monté en amplificateur inverseur avec contre-réaction entre la sortie et l'entrée inverseuse.

A noter que les numéros des points de terminaison du 741 correspondent aux boîtiers cylindrique ou rectangulaire à 8 fils (ou broches) (voir aussi figure 1).

La contre-réaction étant effectuée avec une résistance de 100 kΩ le gain sera important. A la sortie, un deuxième câble CB2 permettra de relier le préamplificateur à un amplificateur quelconque dont l'entrée sera à moyenne ou haute impédance.

En pratique on pourra dans de nombreux cas, supprimer un des câbles figurants sur le schéma. Deux sources d'alimentation sont nécessaires, chacune de 9 V. Elles seront montées en série avec leur point commun à la ligne de masse. Cela est indiqué sur le schéma.

On pourra éventuellement utiliser l'alimentation + 9 V de l'amplificateur au cas ou celui-ci serait alimenté sur des batteries.

Grâce à R₂ de forte valeur, le gain de tension, $G_v = R_2/R_1 = 100/1 = 100$ fois

sera suffisant dans la plupart des applications.

La formule donnant G_v permet de voir que si ce gain était trop élevé on pourrait le diminuer en diminuant R₂ ou en augmentant R₁.

Lorsque la lumière appliquée à la photodiode est constante la résistance ce ce capteur prend une certaine valeur R_p de sorte que le gain sera R₂/(R₁ + R_p) de valeur constante.

Aucune tension variable ne sera alors fournie à la sortie.

Si la lumière varie, R_p variera aussi. De ce fait, G_v variera également et une tension variable sera disponible à la sortie.

On se souviendra du fait que la résistance R_p de la photodiode est faible si la lumière est intense et très élevée si la lumière est très réduite ou nulle.

Il est important de connaître le comportement de ce montage en fonction du milieu.

La photodiode peut être disposée dans un endroit ou, en dehors de la source de lumière modulée existent d'autres sources, indésirables, évidemment.

Pour éviter l'entrée dans le préamplificateur, des signaux autres que ceux désirés, on prendra les précautions qui s'imposent, comme les suivantes :

1) La source de rayons visibles, ou invisibles, sera disposée aussi près que possible du capteur photodiode, ce qui permettra à celui-ci de recevoir le maximum de signal utile, comparativement aux signaux parasites.

2) Si la source de signaux utiles doit être située à une certaine distance du capteur, on lui adjoindra un système optique, qui enverra sur le capteur, un pinceau de rayons.

3) Le niveau du signal utile doit être élevé autant que possible, afin qu'il soit très supérieur aux niveaux des signaux parasites.

4) Si le gain du préamplificateur est très élevé, celui-ci peut capter aussi les sons du milieu dans lequel il se trouve, surtout si ces sons sont puissants.

Dans ce cas, réduire le gain du préamplificateur. La résistance de 100 kΩ pourrait être remplacée par une résistance ajustable ou par deux résistances en série, une fixe de 20 kΩ et l'autre réglable de 100 kΩ ou plus.

La ligne de masse du préamplificateur pourrait être mise à la terre. Dans tous les cas elle sera reliée à la masse de l'amplificateur.

Des vérifications du fonctionnement du préamplificateur peuvent être effectuées sans l'amplificateur. Il suffira de connecter un écouteur entre la sortie 6 du C1 et la masse.

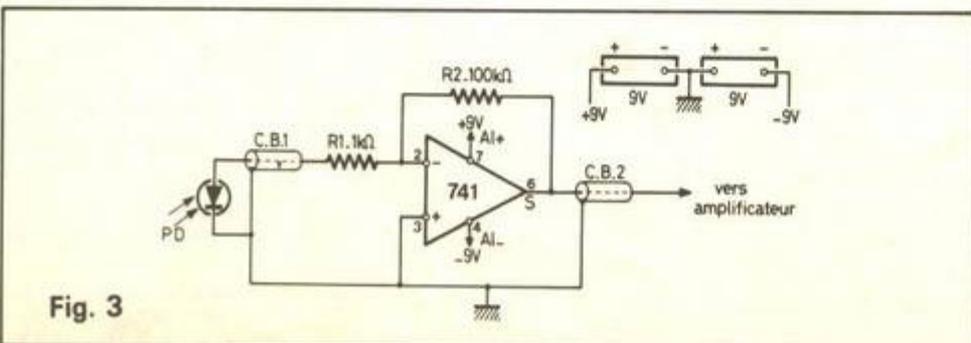


Fig. 3

Mélangeur préamplificateur et commande de tonalité à six 741

Schéma général. Les montages que nous allons décrire sont les parties constituantes d'un mélangeur à quatre entrées spécialisées et d'un ensemble de tonalité, le tout aboutissant sur l'entrée d'un amplificateur de puissance à transistors « discrets » (c'est-à-dire : individuels, non inclus dans un circuit intégré).

L'appareil complet a été proposé dans **Eti International Vol. 8 n° 2** (février 79).

L'auteur est **Richard Becker**. La partie préamplificatrice et celle de tonalité, utilisent des 741 et nous en donnons ci-après une analyse.

L'amplificateur de puissance ne sera pas décrit ici.

Toutes les parties constituent un appareil intitulé 100 W Disco Mixer Amplifier.

Pratiquement, l'amplificateur de puissance est indépendant des parties qui le précèdent. Voici à la **figure 4** le schéma synoptique du mélangeur.

A gauche on a représenté les quatre sources de signaux à basse fréquence : pick-up, phono, microphone, source à bas niveau 10 mV, source à haut-niveau 100 mV.

Ces sources se branchent par les points (a) (b) (c) (d) aux entrées des préamplificateurs PR correspondants. Les sorties de ces dispositifs sont (e) (f) (g) et (h). Elles sont réunies par la ligne (ou BUS) de mélange (i) reliée à l'entrée (j) de l'amplificateur de puissance.

A noter que tout autre amplificateur de très bonne qualité et même de moindre puissance que 100 W, pourrait convenir également pour des auditions dans des locaux de moindre superficie. Indiquons

que chaque préamplificateur du mélangeur est de schéma différent des autres, de manière à fonctionner comme correcteur fixe de tonalité pour les signaux issus de la source correspondante. Aucun réglage n'existe dans les préamplificateurs, les corrections étant établies une fois pour toutes.

Passons maintenant à l'analyse des différentes parties dont nous donnons les schémas complets avec les valeurs des composants actifs et passifs.

Préamplificateurs phono. Son schéma est donné à la **figure 5** où on retrouve les points de branchement (a) pour la source (le pick-up magnétique) et (e) pour la sortie, mentionnés sur le diagramme fonctionnel de la figure précédente.

Il s'agit évidemment d'un circuit « égaliseur » qui compense la courbe RIAA des disques actuels, le PU magnétique ayant une courbe linéaire.

Cette compensation est obtenue par la contre-réaction sélective réalisée avec la boucle composée de R_2 , R_3 , R_4 , C_1 , C_2 et C_3 , montés entre la sortie du CI741 et l'entrée inverseuse marquée - sur le schéma. Le signal est appliqué à l'entrée non inverseuse du 741, marquée +.

Ces signes + et - (plus et moins) n'ont rien de commun avec les alimentations qui sont branchées aux points convenables (7) pour le + 12 V et (4) pour le - 12 V.

A noter que les 741 sont alimentés par deux sources de 12 V pour CI-1 à CI-4 et par deux sources de 15 V pour CI-5 et CI-6 que l'on trouvera sur le schéma suivant.

A la **figure 4** on a montré le branchement des sources ± 12 V. Celui des sources ± 15 V se fait de la même manière.

En revenant au préamplificateur de signaux de PU, l'impédance d'entrée est de 47 k Ω et le signal admissible peut être

aussi petit que 3 mV pour obtenir la puissance maximum à la sortie de l'ensemble. Bien entendu, le PU se branchera avec un conducteur au point d'entrée (a) et l'autre conducteur généralement la tresse métallique qui blinde le premier, à la masse.

Indiquons aussi que la ligne de masse et celle des autres préamplificateurs, seront reliées à la ligne de masse du circuit de tonalité et à la masse de l'amplificateur.

En partant maintenant de la sortie du CI, point 6 on trouve un condensateur de transmission et d'isolation en continu, C_4 de 4,7 μ F et le potentiomètre RV1 doseur du signal de PU qui sera transmis à la ligne de mélange (e) (f) (g) (h) (i) (j).

Préamplificateur de microphone. Son schéma est donné à la **figure 6**.

On peut voir que son montage est plus simple que celui du préamplificateur de pick-up. La contre-réaction, réalisée avec la boucle composée de R_{11} et R_{12} est « apériodique » autrement dit, elle n'est pas sélective, agissant ainsi, à toutes les fréquences de la gamme de signaux à transmettre.

En effet, les microphones fournissent des signaux selon une courbe que l'on considère comme linéaire. Pratiquement, si les préamplificateurs de microphones sont à gain linéaire, rien n'empêche l'utilisateur de se servir des réglages de tonalité qui sont justement prévus pour corriger les auditions selon les goûts des auditeurs et les imperfections des sources. Ce préamplificateur se branche en (b) au microphone et en (f) à la ligne de mélange. Remarquons le potentiomètre de dosage RV2 et la résistance séparatrice R_9 de 22 k Ω . Des résistances séparatrices de ce genre (R_5 , R_9 , R_{13} et R_{16}) évitent que les potentiomètres RV se branchent en parallèle. De cette manière chaque réglage RV est indépendant des autres. Impédance d'entrée : 1 k Ω , et signal : 1 mV.

Préamplificateur bas niveau. Son schéma est analogue à celui du microphone. Il est donné à la **figure 7**. Les valeurs des éléments sont différents pour certains composants R et C des circuits d'entrée et des boucles de contre-réaction, par rapport à celle de la figure précédente. Le signal de bas niveau est de 10 mV. L'impédance d'entrée est de 10 k Ω . R_{10} est donc de 10 k Ω alors que R_6 n'est que de 1 k Ω . Remarquons que les niveaux d'entrée étant différents le « Concepteur » du montage a prévu des gains différents pour chaque préamplificateur ce qui a pour résultat de trouver à peu près la même tension aux bornes des potentiomètres doseurs RV.

L'établissement correct du gain est obtenu par contre-réaction.

Préamplificateur haut-niveau. On donne à la **figure 8** son schéma encore

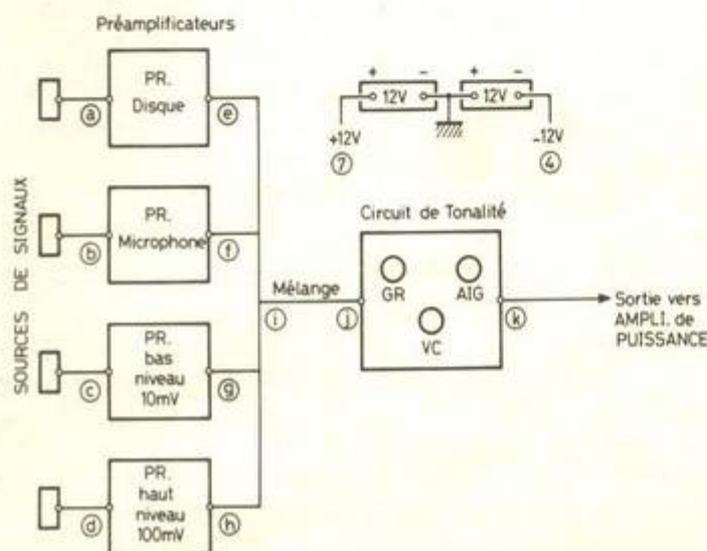


Fig. 4

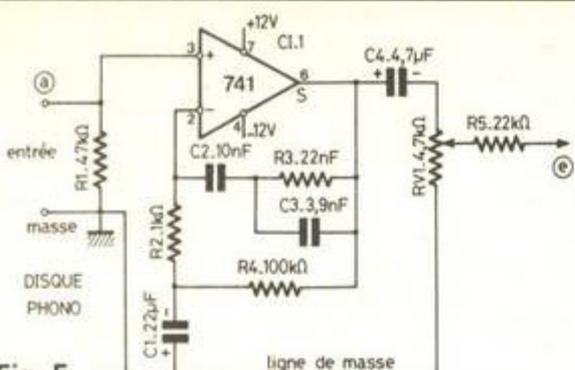


Fig. 5

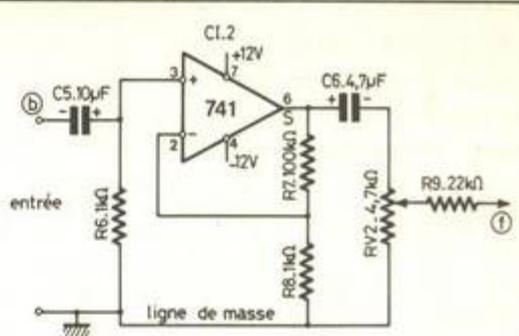


Fig. 6

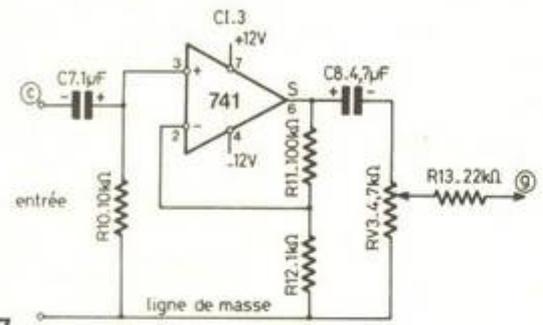


Fig. 7

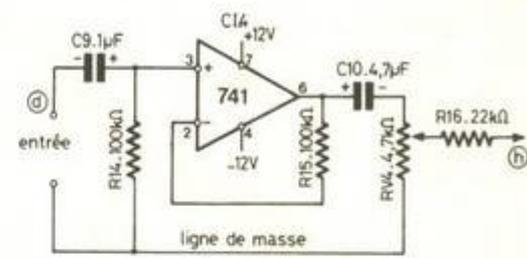


Fig. 8

plus simple que ceux des trois autres préamplificateurs. Il n'y a pas de résistance entre l'entrée 2 et la masse. Remarquons la contre-réaction plus intense que dans les cas précédents, ce qui diminue le gain de ce préamplificateur. Aucune correction de courbe de réponse n'est prévue.

Le signal d'entrée peut atteindre 100 mV. L'impédance d'entrée est, grâce à R₁₄ de 100 kΩ. Les préamplificateurs de haut et bas niveau, sont en quelque sorte universels. On les utilise pour toutes les sources telles que les sorties de détecteurs radio AM ou FM des sorties de son TV, des cellules photoélectriques, d'autres microphones, etc.

En général, une sortie radio ou de son TV, donne un signal de haut niveau, parfois supérieur à 100 mV. Comme dans les cas précédents, on effectuera les liaisons selon les indications données par les points d'entrée et de sortie.

Circuit de tonalité. Passons au montage représenté par le schéma de la figure 9, plus important que les précédents. L'entrée est aux points (i) et (j) BUS de réunion des points de sortie des préamplificateurs analysés plus haut.

On remarquera d'abord la présence de deux circuits intégrés 741, CI-5 à l'entrée et CI-6 à la sortie. Entre la sortie de CI-5 et l'entrée de CI-6 sont disposés les circuits de tonalité. Le 741 d'entrée, CI-5 reçoit le signal sur l'entrée inverseuse (2) tandis que l'entrée non inverseuse (3) est mise à la masse.

Notons pour les deux CI, l'alimentation de ± 15 V indiquée sur la figure 9. On a prévu une contre-réaction encore moins

énergique que celles des montages précédents effectuée avec R₁₇ de 180 kΩ. Le gain de CI-5 est donc plus important.

Le signal amplifié est transmis aux circuits de tonalité qui sont inspirés des montages Baxandall, donc à contre-réaction sur le circuit intégré CI-6 disposé à la sortie.

En partant du point (6) de CI-5, on trouve d'abord le dispositif de tonalité agissant sur le gain aux fréquences basses, composé de R₁₈, RV5, R₁₉, C₁₁ et C₁₂.

Le réglage s'effectue avec RV5 et permet d'obtenir, aux limites extrêmes et à 30 Hz, un gain pouvant varier entre + 15 dB et - 15 dB.

Ensuite on trouve le dispositif de tonalité des aiguës composé de R₂₀, C₁₃ RV6,

C₁₄, R₂₁. Bien entendu, RV6 règle le gain aux fréquences élevées. Par exemple, à f = 15 kHz, le gain peut varier entre + 15 dB et - 15 dB.

Le circuit de tonalité du médium se compose de R₂₂, RV7, C₁₆ et R₂₃. On pourra, à f = 1 kHz, faire varier le gain entre + 15 dB et - 15 dB.

A remarquer les mêmes variations ± 15 dB pour les trois gammes de fréquences.

En ce qui concerne le dispositif de médium, C₁₆ réduit le gain aux fréquences élevées C₁₈ le gain aux basses d'où la spécialisation de ce réglage au médium.

Alimentation. Si elle est sur batterie de piles ou d'accumulateurs, elle sera très simple. On aura besoin de quatre batteries deux de 12 V et deux de 15 V. Les

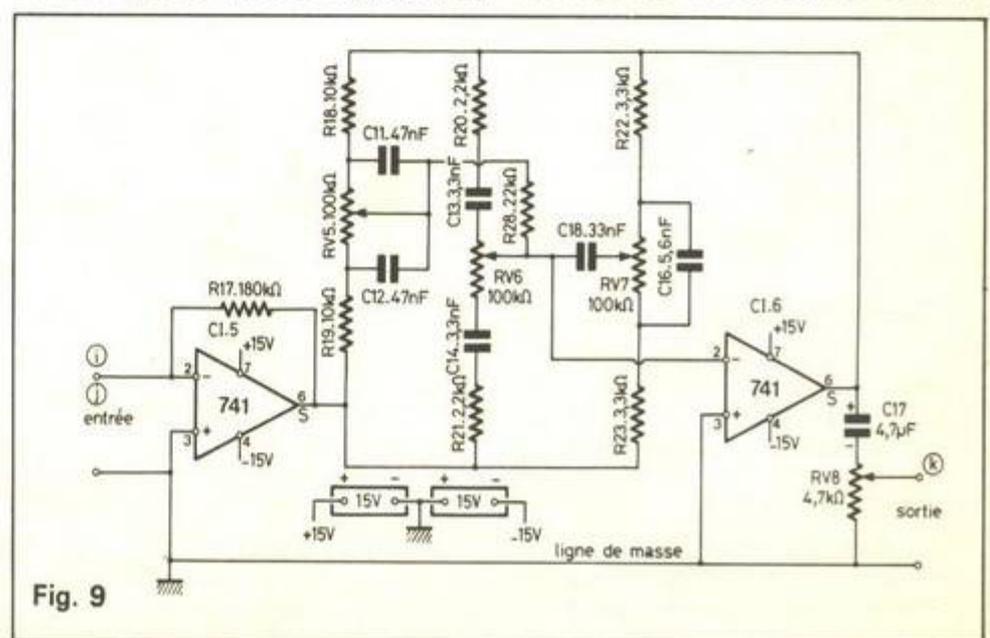
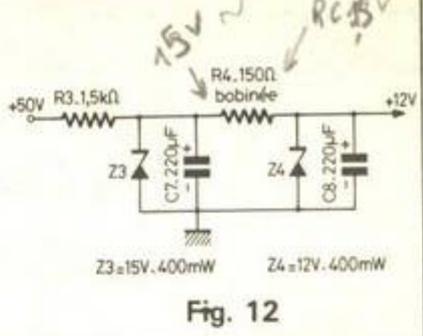
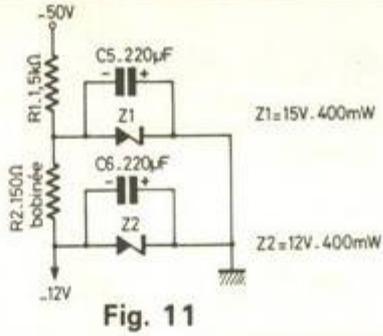
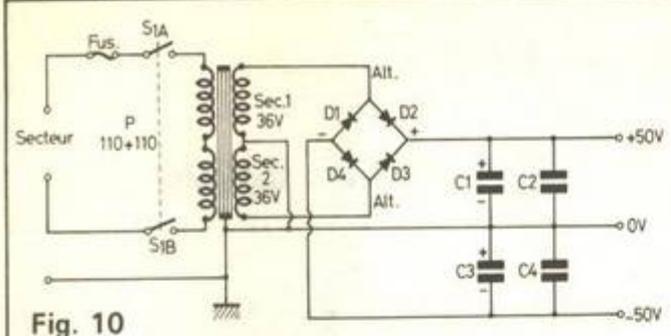


Fig. 9



points communs seront mis à la masse (voir fig. 4 et 9).

Il y a également une possibilité d'alimenter les montages décrits en ± 12 V et ± 15 V par le secteur. L'amplificateur de puissance étant presque toujours alimenté à partir du secteur, on pourra réduire les tensions continues qui l'alimentent pour en tirer ± 12 V. Dans le cas de l'amplificateur de 100 W proposé son alimentation nécessite ± 50 V c'est-à-dire deux sources de 50 V montées en série.

Voici d'abord à titre documentaire, à la figure 10 le schéma de l'alimentation de ± 50 V proposée pour la totalité de la chaîne 100 W.

Les valeurs des éléments sont les suivantes: transformateur à primaire de 220 V (ou 2 fois 110 V) secondaire de 36 + 36 V. Pont redresseur D₁ à D₄ =

1N5402, C₁ = C₃ = 4700 μ F, C₂ = C₄ = 0,1 μ F.

Pour la tension de - 12 V, on a établi le montage de la figure 11 avec les composants suivants R₁ = 1,5 k Ω , R₂ = 150 Ω bobinée, C₅ = C₆ = 220 μ F, Z₁ = diode zener de 15 V 400 mW, Z₂ = diode zener de 12 V, 400 mW.

Pour la tension de + 12 V, voir la figure 12. Dans ce montage, Z₃ est une zener de 15 V 400 mW et Z₄, une zener de 15 V 400 mW également.

Remarquons que les puissances dissipées par les résistances R₁ à R₄ des montages réducteurs et régulateurs de tension, des figures 11 et 12, ne sont pas négligeables.

En effet R₁ de 1 500 Ω donne lieu à une chute de tension de 50 - 15 = 35 V. Le courant est alors de 35/1 500 ampères = 0,0233 A ce qui correspond à une puis-

sance P = 35,0,0233 = 0,81 W. Une résistance de 2 ou 3 W est nécessaire.

La résistance R₂ est parcourue par un courant I = (15-12)/ 150 = 0,02 A, ce qui correspond à une puissance P = 3,0,02 = 0,06 W. Une résistance de 0,5 ou de 1 W conviendra.

Les puissances de R₃ et R₄ seront égales à celles de R₁ et R₂ respectivement.

Les courants consommés sous 12 V sont évidemment 20 mA sur chaque voie de 12 V.

Il doit être possible de remplacer la tension de ± 15 V de CI-5 et CI-6 par une tension de ± 12 V.

Remarquons toutefois que des tensions de 15 V pourront être obtenues aux points de réunion de R₁ et R₂ (- 15 V) et de R₃ et R₄ (+ 15 V).

F. JUSTER



à CLERMONT-FD

ELECTRON-SHOP
20, av. de la République. CFd 92-73-11

TOUS COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

- Semi conducteurs
- Transfos d'alimentation de 4 à 400 VA
- Potentiomètres toutes valeurs
- Condensateurs ● Résistances
- Composants divers

- PRODUITS CHIMIQUES**
pour l'électronique
- APPAREILS DE MESURE**
CENTRAD, VOC, ISKRA, PANTEC, etc.
- HAUT-PARLEURS**
- KITS ÉLECTRONIQUES**
AMTRON, JOSTY, IMD

↓ PROMOTION du MOIS ↓

SEMI-CONDUCTEURS :

AD 139 .. 5,00 F	AD 161 .. 4,00 F
AD 162 .. 4,00 F	1N 4004 .. 0,80 F
2N 1711 .. 3,00 F	2N 2222 .. 2,00 F
2N 2906 .. 2,50 F	2N 2907 .. 2,50 F

CIRCUITS INTEGRES :

TBA 790KB .. 14 F	TDA 1054 .. 19 F
TBA 940 33 F	TDA 2002 .. 22 F
HEF 4025	2,00 F

SPOT 60 W (6 couleurs) 9,90 F	10 pièces : 80 F.
FLOOD 150 W, 6 couleurs : 24 F.	
MONTRE à quartz voiture MA 1003	93,00 F
MONTRE digitale MA 1012	73,50 F
TRANSFO pour montre	56,00 F
CONTACTEURS galette Jean Renaud :	
mécanisme	17,00 F
galette 1 circ.	7,60 F
galette 2 circ.	9,40 F
galette 3 circ.	14,00 F

KITS AMTRON :

UK 45, Flash-light	60,00 F
UK 125, correcteur tonalité stéréo	90,00 F
UK 255, indic. de niveau	90,00 F
UK 880 relaxateur électronique	75,00 F
CASSETTES C60, 10 pour ..	40,00 F