

6 f

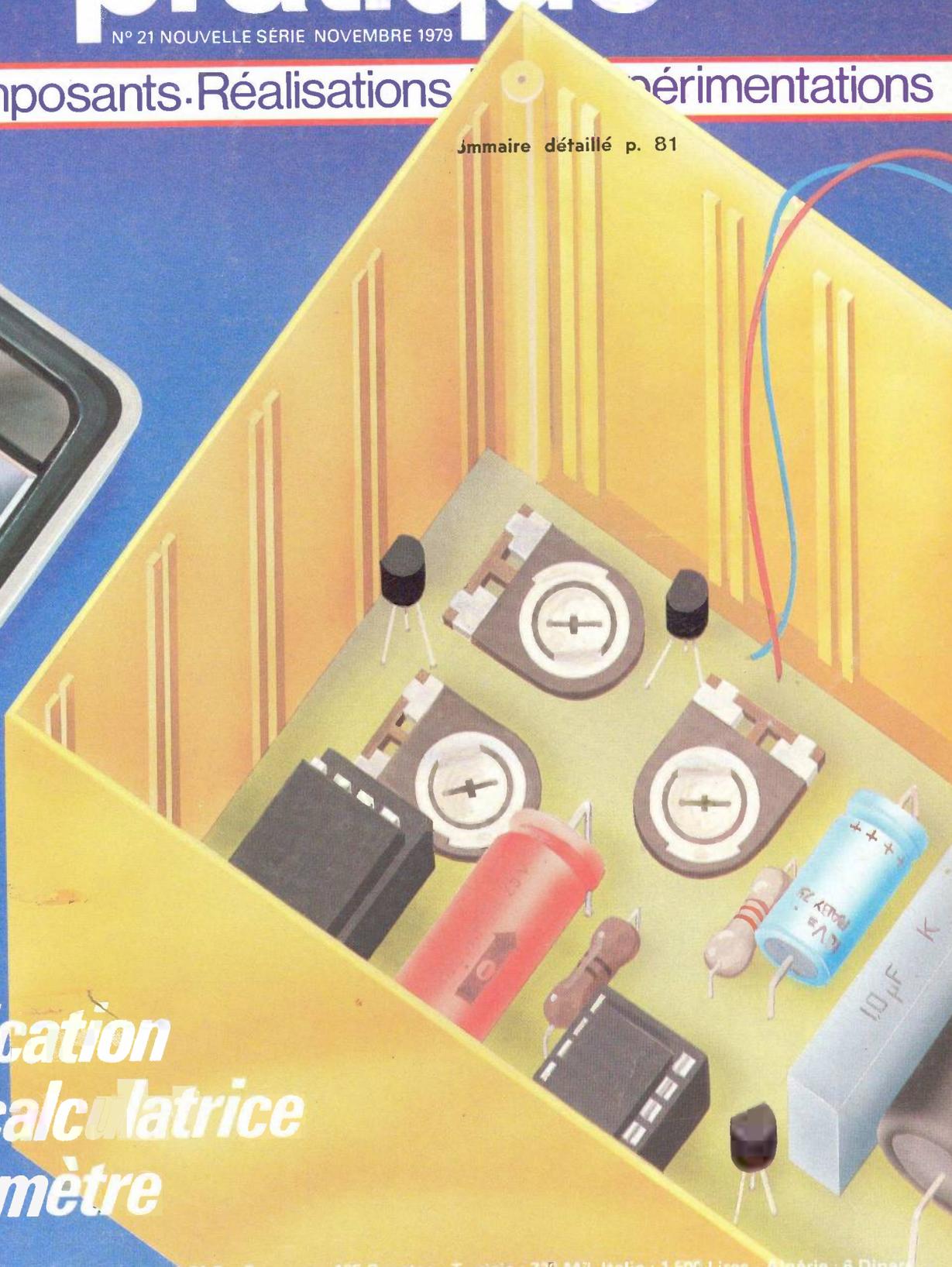
édité par le Haut-Parleur

électronique pratique

N° 21 NOUVELLE SÉRIE NOVEMBRE 1979

Initiation · Composants · Réalisations · Expérimentations

Sommaire détaillé p. 81



*Modification
d'une calculatrice
en voltmètre*

électronique pratique

REVUE
MENSUELLE

N° 21
NOUVELLE
SERIE

sommaire

Réalisez vous-mêmes

- 82 Un temporisateur à relais
- 89 Un pont de mesures R/C
- 97 Un répéteur de sonnerie téléphonique
- 110 Un voltmètre digital économique à l'aide d'une calculatrice de poche
- 117 Un flashmètre « reflex » de précision
- 129 Un module de distorsion pour guitare électrique
- 132 Une télécommande 8 canaux par rayonnement infrarouge
- 140 Une base de temps à quartz

En kit

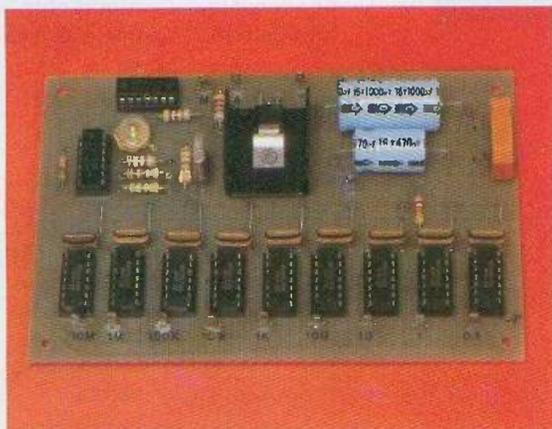
- 127 Le filtre d'écoute TSB 13 THOMSEN

Pratique et initiation

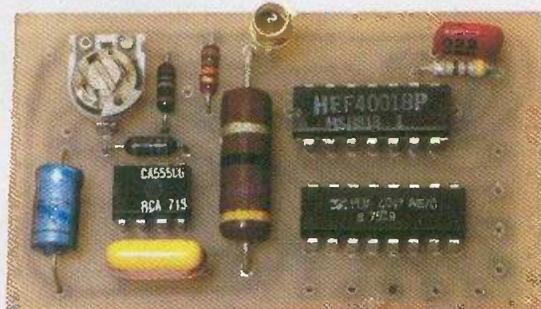
- 147 Choix et utilisation d'un multimètre
- 154 Parlez-moi du 4011
- 160 Technologie des composants
- 165 Applications des circuits intégrés
- 171 Applications du $\mu A 741$

Divers

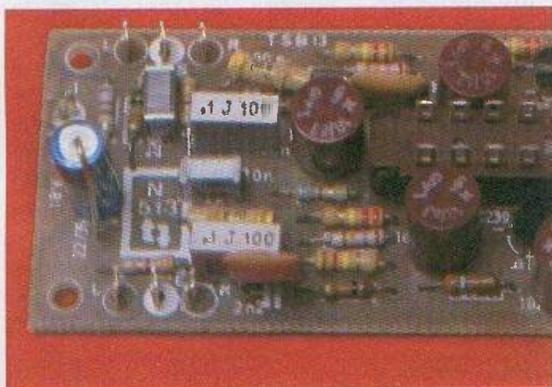
- 207 Nos lecteurs / Répertoire des annonceurs



La base de temps à quartz.



La télécommande infrarouge.



Le filtre d'écoute TSB 13.

ADMINISTRATION-REDACTION : Société des Publications Radio-Electriques 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, B. Roux, R. Knoerr, Y. Stransky, M. Archambault, J.P. Verpeaux, H. Schreiber, D. Roverch, R. Rateau, R. Cet, F. Jüster

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

PUBLICITE : Société Auxiliaire de Publicité, 70, rue Compans, 75019 Paris. - Tél. : 200.33.05 (lignes groupées) CCP 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 :

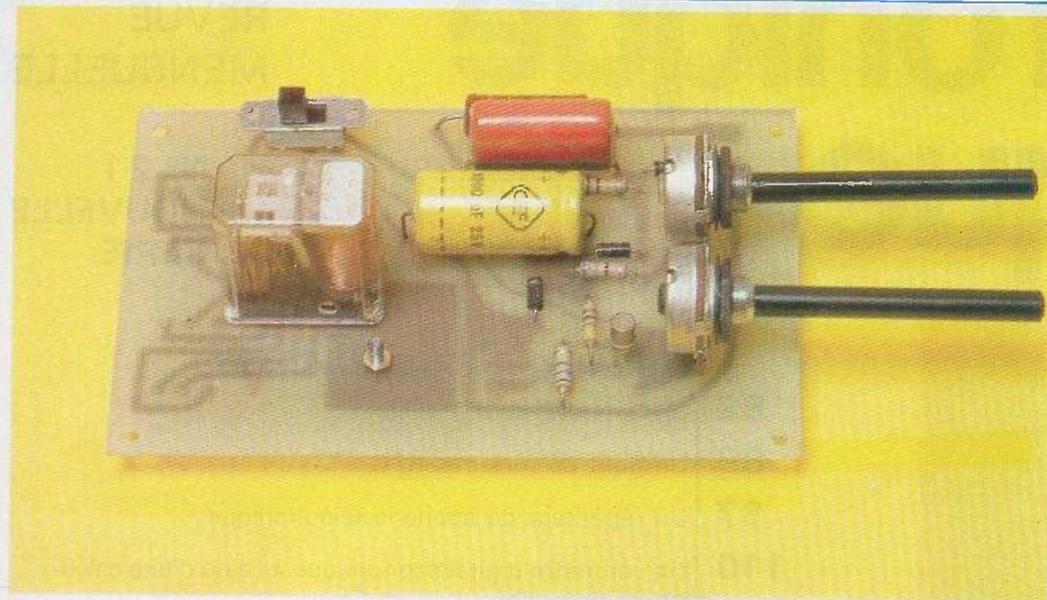
LE HAUT-PARLEUR + ELECTRONIQUE PRATIQUE à 125 F - Etranger à 195 F

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 adressées, soit le relevé des indications qui y figurent. ● Pour tout changement d'adresse, joindre 1 F et la dernière bande.



Temporisateur à relais

LES temporisateurs se révèlent des montages très utiles au niveau de la plupart des applications à usages domestiques. L'électronique dans la maison attire de plus en plus d'amateurs. Le fait de disposer d'un temporisateur, d'une minuterie ou bien d'un compte-pose rend les plus grands services.

Le montage que nous allons décrire pourrait se qualifier d'universel car en sortie, nous disposons d'un relais dont le pouvoir de coupure permet d'atteindre 1 500 W.

L'ensemble s'alimente directement sur le secteur 220 V et l'amateur dispose de deux réglages de temporisation, l'un normal et l'autre dit réglage fin. Avec les valeurs mentionnées, nous obtiendrons des temporisations de 0,5 s à 20 mn.

Le schéma de principe

Le schéma de principe du temporisateur à relais est présenté figure 1. Le montage se construit très simplement autour d'un transistor unijonction.

L'alimentation se réalise sans transformateur, on met à profit l'impédance d'un condensateur C_1 de $2,2 \mu\text{F}$ du type mylar « 250 V ». Les résistances R_1 et R_2 sont là en tant que protection. Une fois la tension secteur abaissée les diodes D_1 et D_2 assurent le redressement tandis que la zener D_3 fixe grossièrement la tension à 12 V. Le condensa-

teur C_2 procure un filtrage suffisant avec ses $1\,000 \mu\text{F}$ de capacité.

Le transistor unijonction constitue alors l'oscillateur à relaxation, ce dernier se compose d'un barreau de silicium de grande résistivité. Les extrémités de ce barreau sont nommées base 1 et base 2. Une jonction PN est formée près de la base 2 ; elle constitue l'émetteur ; cette jonction est unique d'où l'appellation « unijonction ».

Pour une certaine tension, dite tension de pic entre l'émetteur et B_1 , la jonction $E-B_1$ devient passante et le courant d'émetteur augmente car la résistance $E-B_1$ devient faible.

Si un condensateur est placé entre E et B_1 et qu'un courant de charge y circule la tension aux bornes du condensateur atteindra en un certain temps la tension de pic.

A ce moment la jonction $E-B_1$ sera passante et le condensateur se déchargera brutalement. Cette décharge positive provoquera l'amorçage du triac et le relais collera.

Les valeurs données à R_3 , P_1 , P_2 et C_3 permettront d'obtenir une temporisation de 0,5 s à 20 mn. L'exploitation des contacts « repos » et « travail » du relais permettra toutes les combinaisons.

Pour revenir à l'état initial puisque le relais restera tout le temps collé après l'amorçage, il faudra manœuvrer l'inverseur qui aura alors deux fonctions, la première de désamorcer le triac en provoquant une coupure dans le circuit d'alimentation et la deuxième de court-circuiter le condensateur C_3 afin d'obtenir une temporisation précise.

Réalisation pratique

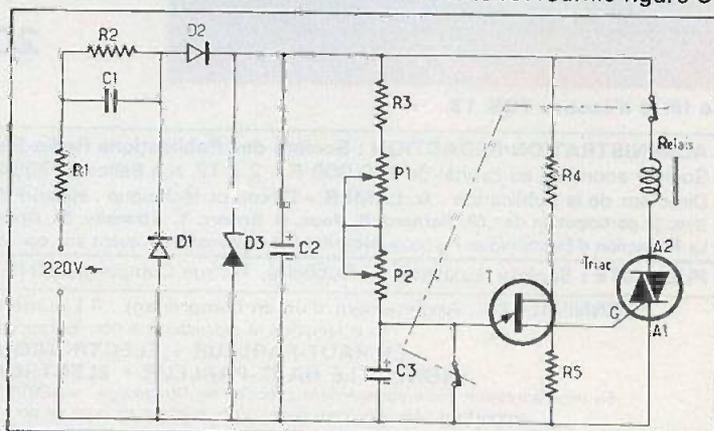
Nous avons eu recours à l'utilisation d'un circuit imprimé largement dimensionné, mais qui trouvera néanmoins place dans la plupart des coffrets classiques proposés sur le marché.

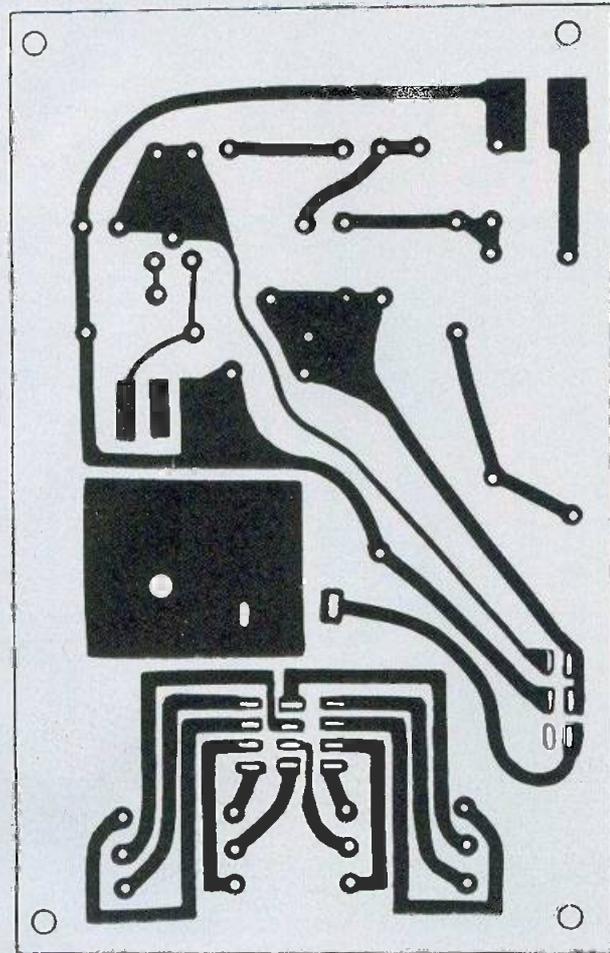
Nous nous sommes volontairement amusés à placer directement les cosses de sortie du relais sur le circuit imprimé afin de pouvoir disposer d'une meilleure utilisation des contacts.

Dans notre cas précis, nous avons affaire à un relais 4 RT. Il ne faudra, en conséquence, se livrer au tracé du circuit imprimé qu'en possession du type de relais, car l'implantation peut varier suivant le nombre de contacts et le fabricant.

Nous précisons figure 2 le tracé à l'échelle 1 afin de le reproduire facilement. Vous remarquerez qu'une partie cuivrée a été conservée afin de servir de refroidisseur au triac disposé côté cuivre.

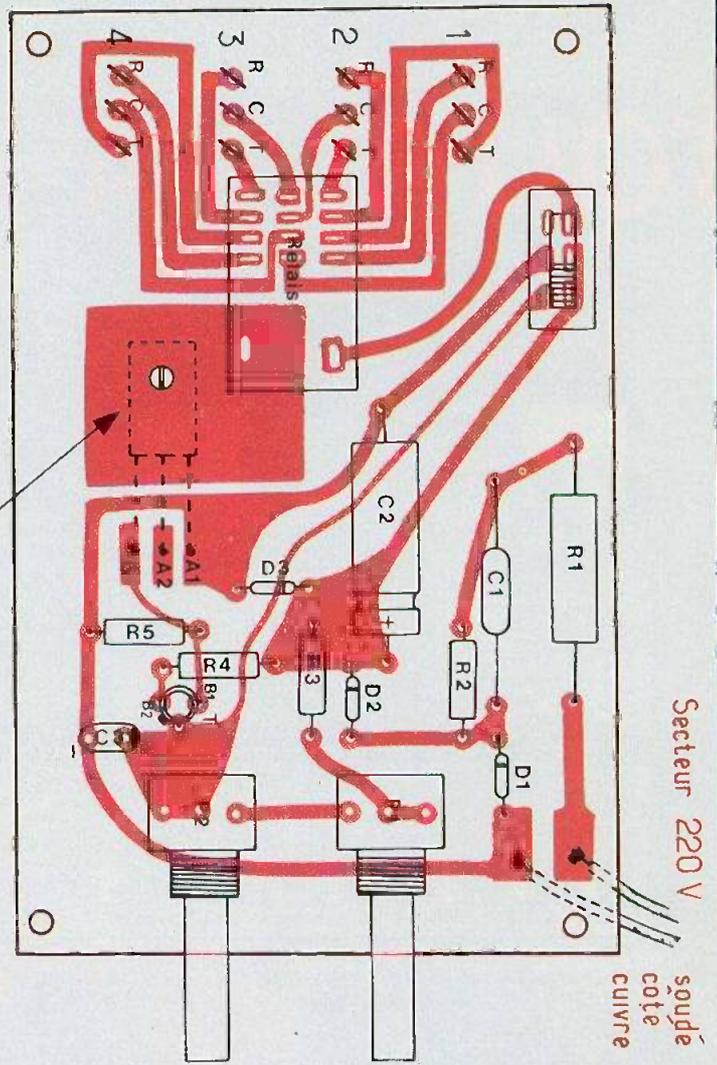
L'implantation pratique des éléments est fournie figure 3.





4 inverseurs indépendants

Triac fixe côté cuivre



Secteur 220 V

soudé
côté
cuivre

Les potentiomètres pourront éventuellement être déportés sur la face avant ainsi que l'inverseur de remise à zéro ou départ. On veillera scrupuleusement à l'orientation des diodes et des condensateurs électrochimiques.

Nous conseillons vivement d'introduire le montage à l'intérieur d'un coffret plastique en prenant toutes les précautions nécessaires d'isolation compte-tenu du type d'alimentation sans transformateur.

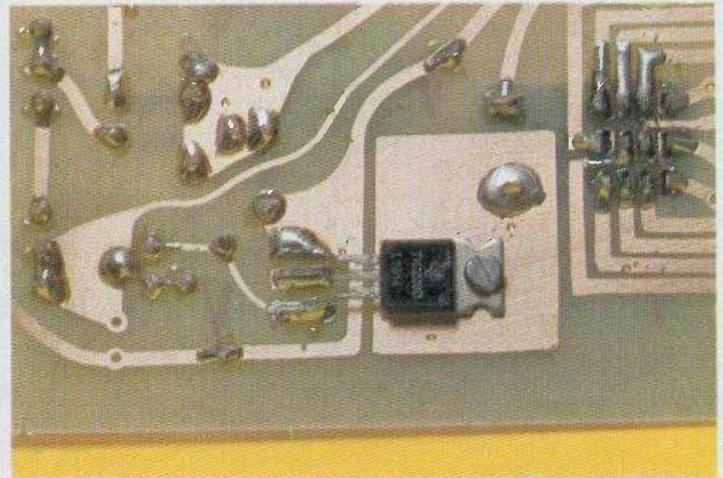
Le montage, pourra se compléter d'un fusible, et d'un voyant néon disposé après l'interrupteur arrêt/marche.

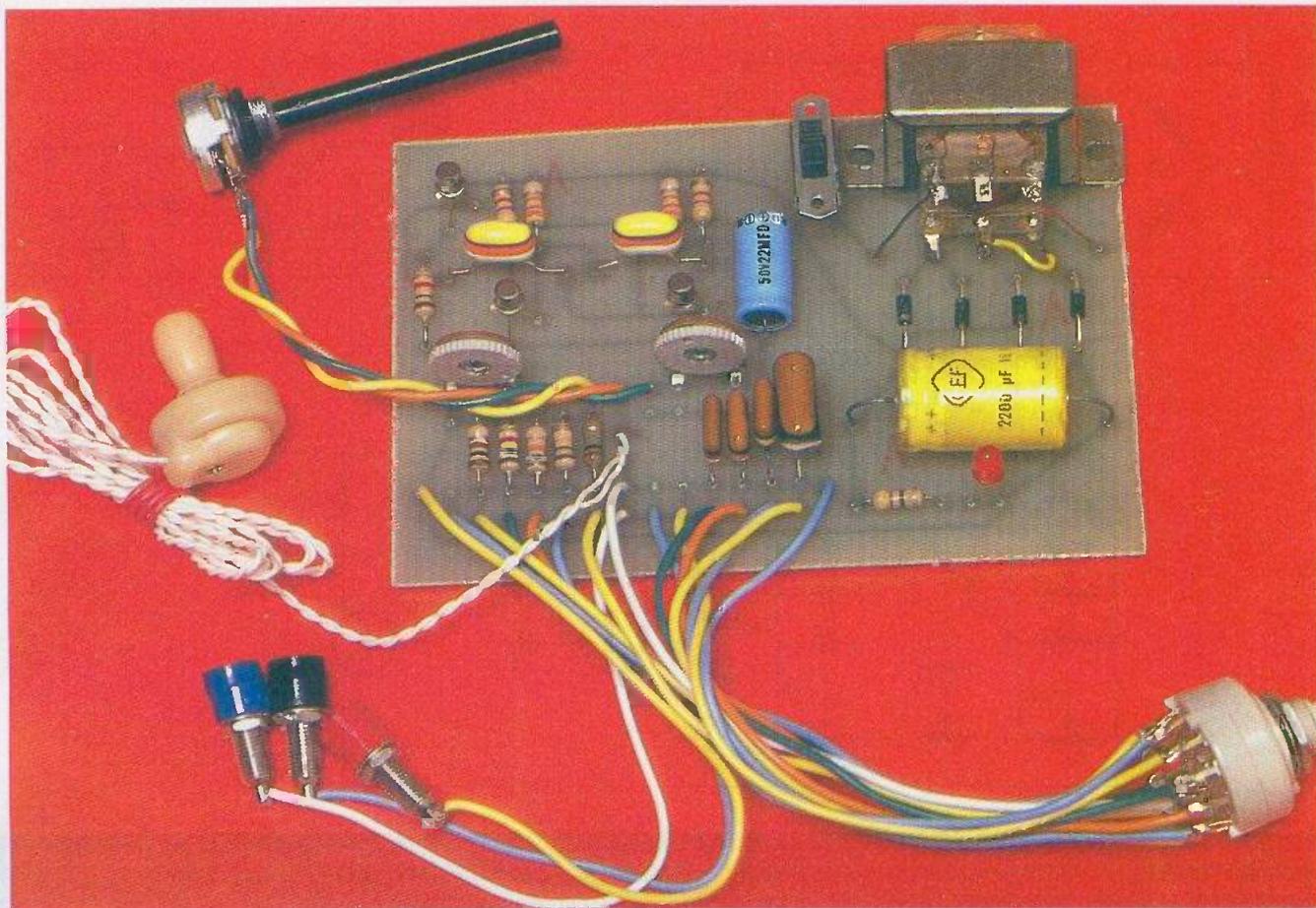
Le condensateur C_3 n'apparaît pas sur la photographie de présentation car nous avons procédé à plusieurs essais.

Liste des composants

- R_1 : 33 Ω (orange, orange, noir) 1 W
- R_2 : 100 k Ω (marron, noir, jaune).
- R_3 : 6,8 k Ω (bleu, gris, rouge).
- R_4 : 470 Ω (jaune, violet, marron).
- R_5 : 160 Ω (marron, bleu, marron).
- P_1 : 47 k Ω potentiomètre à variation « lin ».
- P_2 : 1 M Ω potentiomètre à variation « lin ».
- C_1 : 2,2 μ F/250 V mylar.
- C_2 : 1 000 μ F/25 V
- C_3 : 100 μ F/tantale ou ordinaire.
- D_1, D_2 : 1N4007, 1N4004
- D_3 : zener 12 V/400 mW.
- T_1 : 2N2646
- T_2 : triac 6 A/400 V.
- Relais 300 Ω Siemens 2 à 4 RT.
- Un inverseur glissière miniature.

Une partie cuivrée du circuit imprimé servira de dissipateur au triac monté du côté opposé aux composants.





Pont de mesures RC

NOUS vous proposons la description d'un pont de mesures qui vous permettra de déterminer la valeur des résistances et des condensateurs avec une bonne précision. L'ensemble comporte plusieurs gammes autorisant la plupart des mesures quelle que soit la valeur inconnue. Basé sur le principe du pont de Wheatstone, alimenté en alternatif par un oscillateur, le montage se révèle d'une simplicité désarmante et d'un prix de revient relativement bas, l'indicateur d'équilibre étant constitué d'un écouteur ou bien d'un casque.

Le schéma de principe

Les propriétés du pont de Wheatstone sont intéressantes à rappeler, basons-nous sur l'exemple à quatre résistances de la figure 1. Si on applique sur une diagonale de ce pont une tension alternative, on observera également entre les points A et B, une tension alternative qu'on pourra écouter à l'aide d'un casque.

En revanche, cette tension entre A et B s'annulera si :

$$\frac{R_1}{R_4} = \frac{R_2}{R_3}$$

Il suffit de mettre alors cette propriété à profit si R_2 s'avère être la résistance inconnue et qu'on dispose d'une résistance étalon R_3 et que les résistances R_1 et R_4 sont les deux sections de piste d'un potentiomètre, on déterminera la valeur inconnue. Pour cela, on manœuvrera le potentiomètre jusqu'à obtenir le silence dans le casque branché entre A et B. A cet instant la valeur de R_2 (ou résistance inconnue) sera donnée par :

$$R_2 = R_3 \frac{R_1}{R_4}$$

Si après étalonnage, le potentiomètre

est gradué, on obtiendra une lecture directe suffisamment précise.

Pour les condensateurs on fait appel au même principe comme le précise la figure 2. L'impédance d'un condensateur étant inversement proportionnelle à sa capacité, à l'équilibre on aura :

$$C_2 = C_3 \frac{R_4}{R_1}$$

Dans ces conditions la lecture de la mesure s'effectuera selon le même principe grâce au déplacement de l'index, dont est pourvu l'axe du potentiomètre, en regard des graduations étalonnées.

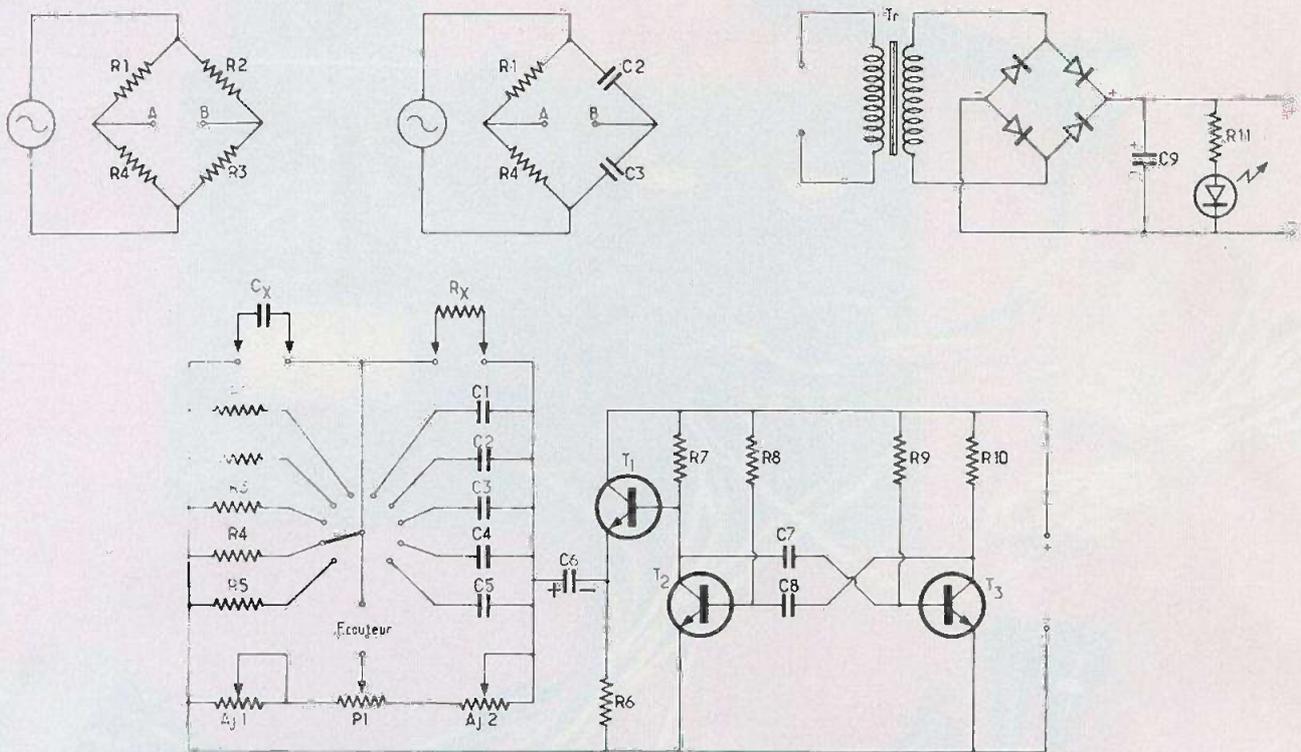


Fig. 1. à 4. – Un multivibrateur à couplage croisé génère une tension alternative ; celle-ci alimente un pont de Wheatstone dont on recherche l'équilibre par ajustage de résistances variables. On est tout à fait sûr de celui-ci lorsque l'on obtient le silence dans le casque branché sur une diagonale du pont.

Le schéma de principe complet du montage est présenté figure 3. Le générateur qui délivre la tension alternative est un multivibrateur à couplage croisé équipé de deux transistors NPN très courants T_2 et T_3 .

L'entretien des oscillations s'effectue à l'aide des condensateurs de couplage C_7 et C_8 . La fréquence de travail du multivibrateur dépend de la valeur des résistan-

ces R_8 et R_9 et de la valeur des condensateurs précités.

Un troisième transistor T_1 joue le rôle d'adaptateur d'impédance si bien qu'on retrouve notre signal alternatif audible aux bornes de la résistance R_6 .

Le pont de Wheatstone vous apparaît légèrement modifié mais il s'agit d'une impression due à une divergence de

représentation. Le montage est en effet doté d'un commutateur de gammes à plusieurs positions afin d'étendre les possibilités de mesures. Il va permettre l'insertion de plusieurs résistances étalons et de plusieurs condensateurs étalons.

Le montage pourra aussi bien s'alimenter par piles que par secteur à l'aide d'une petite alimentation (fig. 4) qui se passe de commentaires.

Photo 1. – Le moment où jamais de distinguer en couleur, 100 Ω , 1 k Ω , 10 k Ω , 100 k Ω et 1 M Ω .

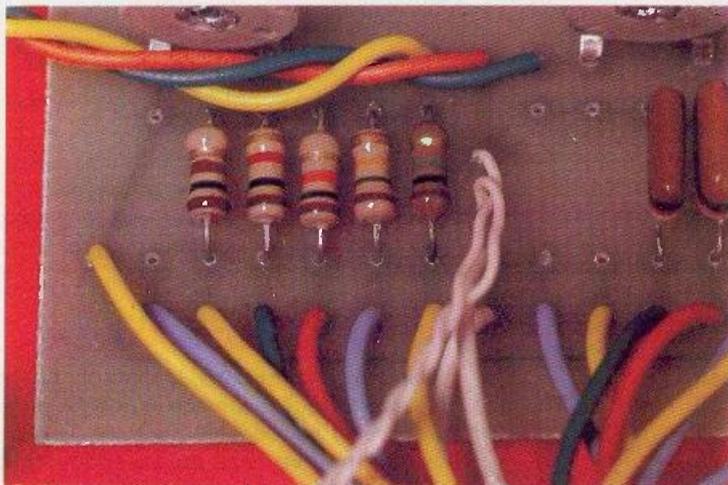
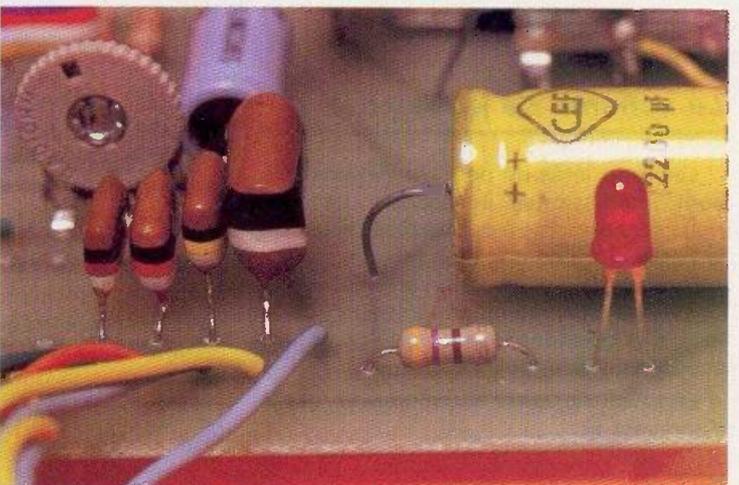


Photo 2. – Les condensateurs « mylar » présentent l'avantage d'être également très colorés...



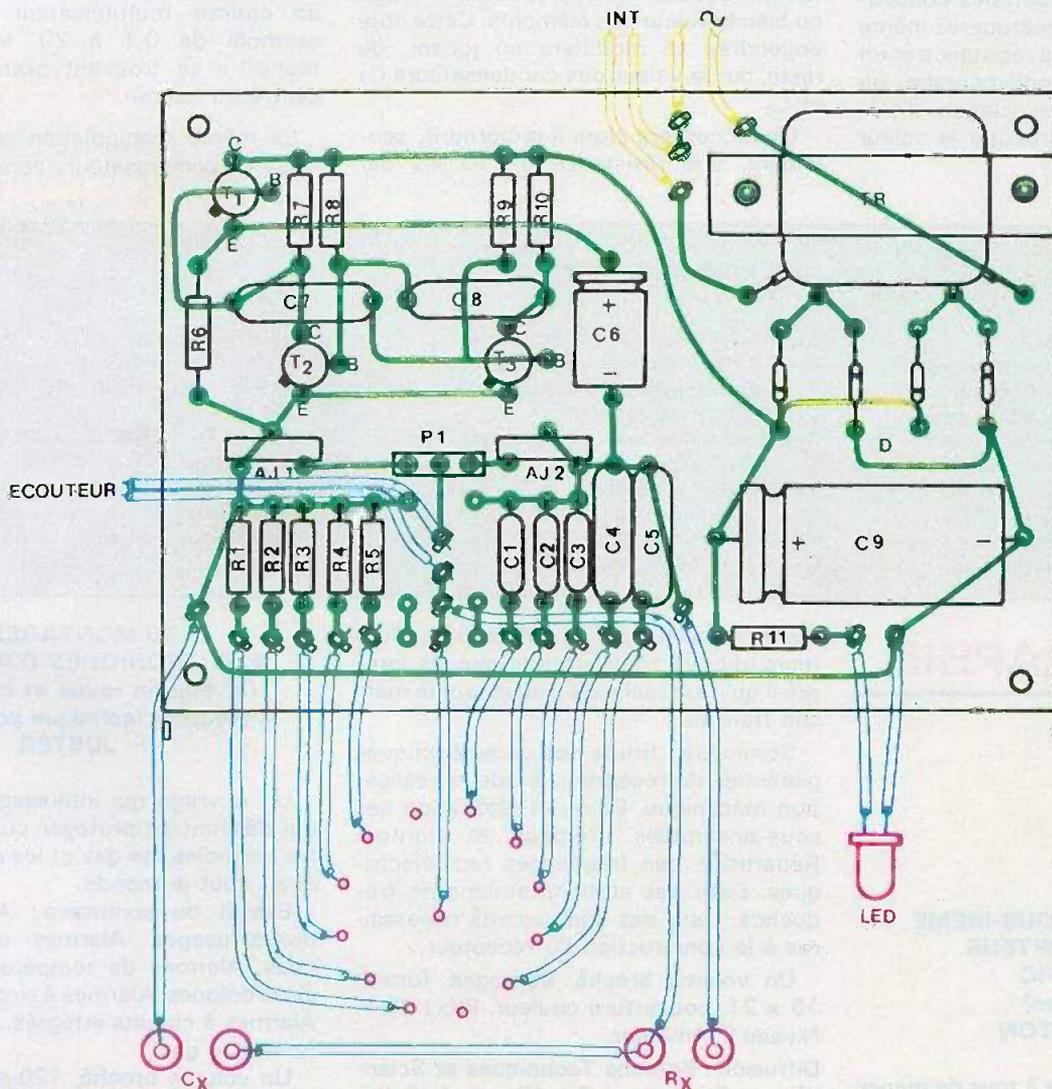
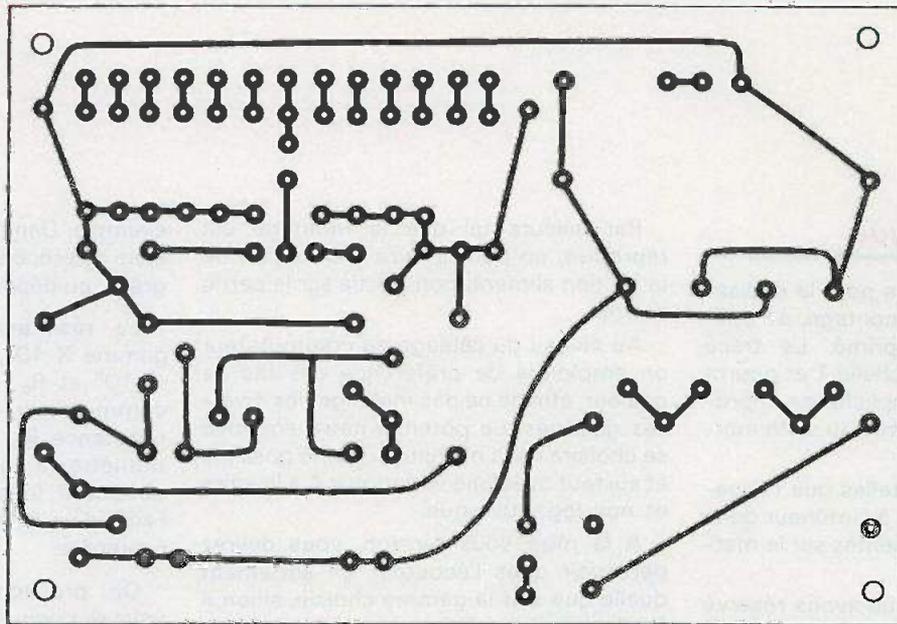


Fig. 5, et 6. - La reproduction du circuit imprimé, présenté grandeur nature, pourra s'effectuer au stylo marqueur. On choisira des fils de couleur pour les connexions extérieures, en particulier celles du commutateur douze positions.

Réalisation pratique

Nous avons en recours pour la réalisation pratique de notre montage, à l'utilisation d'un circuit imprimé. Le tracé fourni est présenté à l'échelle 1 et pourra compte tenu de sa simplicité se reproduire très facilement même au stylo marqueur.

Les dimensions sont telles que l'appareil s'insérera facilement à l'intérieur de la plupart des coffrets présentés sur le marché.

Côté implantation, nous avons réservé une large place à l'insertion des condensateurs étalons. Vous remarquerez même la possibilité d'utiliser une résistance et un condensateur étalon supplémentaire, ou bien de réaliser une association d'éléments à défaut de se procurer la valeur recherchée.

Par ailleurs tel que le montage est reproduit, on pourra faire abstraction de la section alimentation sortie sur la partie droite.

Au niveau du câblage du commutateur on emploiera de préférence des fils de couleur, afin de ne pas mélanger les diverses gammes. Le potentiomètre employé se choisira de la meilleure qualité possible et surtout avec une variation « A » linéaire et non logarithmique.

A la mise sous tension, vous devrez percevoir dans l'écouteur un sifflement quelle que soit la gamme choisie, sinon il faudra revoir le câblage du multivibrateur ou bien la valeur des éléments. Cette note engendrée se modifiera en jouant, du reste, sur la valeur des condensateurs C_7 et C_8 .

On raccordera alors à la borne R_x seulement, une résistance de $10\text{ k}\Omega$ par

exemple. Dans ces conditions il sera possible de précéder à l'étalonnage du cadran grâce, au départ, à un morceau de bristol.

La résistance R_1 correspond à la gamme $X 10^2$, $R_2 - 10^3$, $R_3 - 10^4$, $R_4 - 10^5$ et $R_5 - 10^6$; en position 10^3 le commutateur assurant l'insertion de la résistance R_2 , en manœuvrant le potentiomètre à un instant déterminé on obtiendra le silence dans l'écouteur. A l'aide d'un trait de crayon, on effectuera un repère.

On procédera à l'aide de diverses valeurs connues et l'on finira par obtenir un cadran multiplicateur gradué par exemple de 0,1 à 20, le multiplicateur « 1 » se trouvant pratiquement au centre du cadran.

La même manipulation se réalisera à l'aide de condensateurs connus. ■

B.R.

Liste des composants

Aj1, Aj2 : ajustable $1\text{ k}\Omega$
 R_1 : $100\ \Omega$ (marron, noir, marron)
 R_2 : $1\text{ k}\Omega$ (marron, noir, rouge)
 R_3 : $10\text{ k}\Omega$ (marron, noir, orange)
 R_4 : $100\text{ k}\Omega$ (marron, noir, jaune)
 R_5 : $1\text{ M}\Omega$ (marron, noir, vert)
 R_6 : $1\text{ k}\Omega$ (marron, noir, rouge)
 R_7 : $4,7\text{ k}\Omega$ (jaune, violet, rouge)
 R_8 : $33\text{ k}\Omega$ (orange, orange, orange)
 R_9 : $33\text{ k}\Omega$ (orange, orange, orange)

R_{10} : $4,7\text{ k}\Omega$ (jaune, violet, rouge)
 R_{11} : $470\ \Omega$ (jaune, violet, marron)
 P_1 : potentiomètre $10\text{ k}\Omega$ variation « A »
 C_1 : 100 pF céramique
 C_2 : 1 nF céramique ou plaquette
 C_3 : 10 nF plaquette
 C_4 : 100 nF plaquette
 C_5 : $1\ \mu\text{F}$ plaquette
 C_6 : $22\ \mu\text{F}/25\text{ V}$
 C_7 : 47 nF plaquette

C_8 : 47 nF plaquette
 C_9 : $2200\ \mu\text{F}/16\text{ V}$ ou plus
 T_1, T_2, T_3 : BC 408B, BC 107, BC 108, BC 109, etc.
 D_1, D_2, D_3, D_4 : 1N4004 à 1N4007
Transformateur $220\text{ V}/6\text{ V}/9\text{ V}\ 0,45\text{ A}$
Diode LED rouge
Ecouteur cristal haute impédance
1 commutateur 1 circuit/12 positions

BIBLIOGRAPHIE

CONSTRUISEZ VOUS-MEME VOTRE RECEPTEUR DE TRAFIC DE 4^e édition) P. DURANTON

Cet ouvrage permettra à tous de mener à bien la réalisation complète de A à Z, d'un récepteur de trafic Ondes Courtes et V.H.F. et ceci sans nécessiter de coûteux appareils de mesure. L'emploi d'un petit grid-dip est souhaitable. On a délibéré-

ment choisi d'employer des semi-conducteurs (diodes, transistors et circuits intégrés) qu'il est facile de trouver sur le marché français.

Sommaire : Etude des caractéristiques générales du récepteur. Etude et réalisation mécanique. Etude et réalisation des sous-ensembles. Réglage et finition. Répartition des fréquences radioélectriques. Liste des stations étalons de fréquence. Liste des composants nécessaires à la construction du récepteur.

Un volume broché, 88 pages, format 15×21 , couverture couleur. Prix : 25 F. Niveau 2 Amateur.

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

Prix pratiqué par la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75480 Paris Cedex 10.

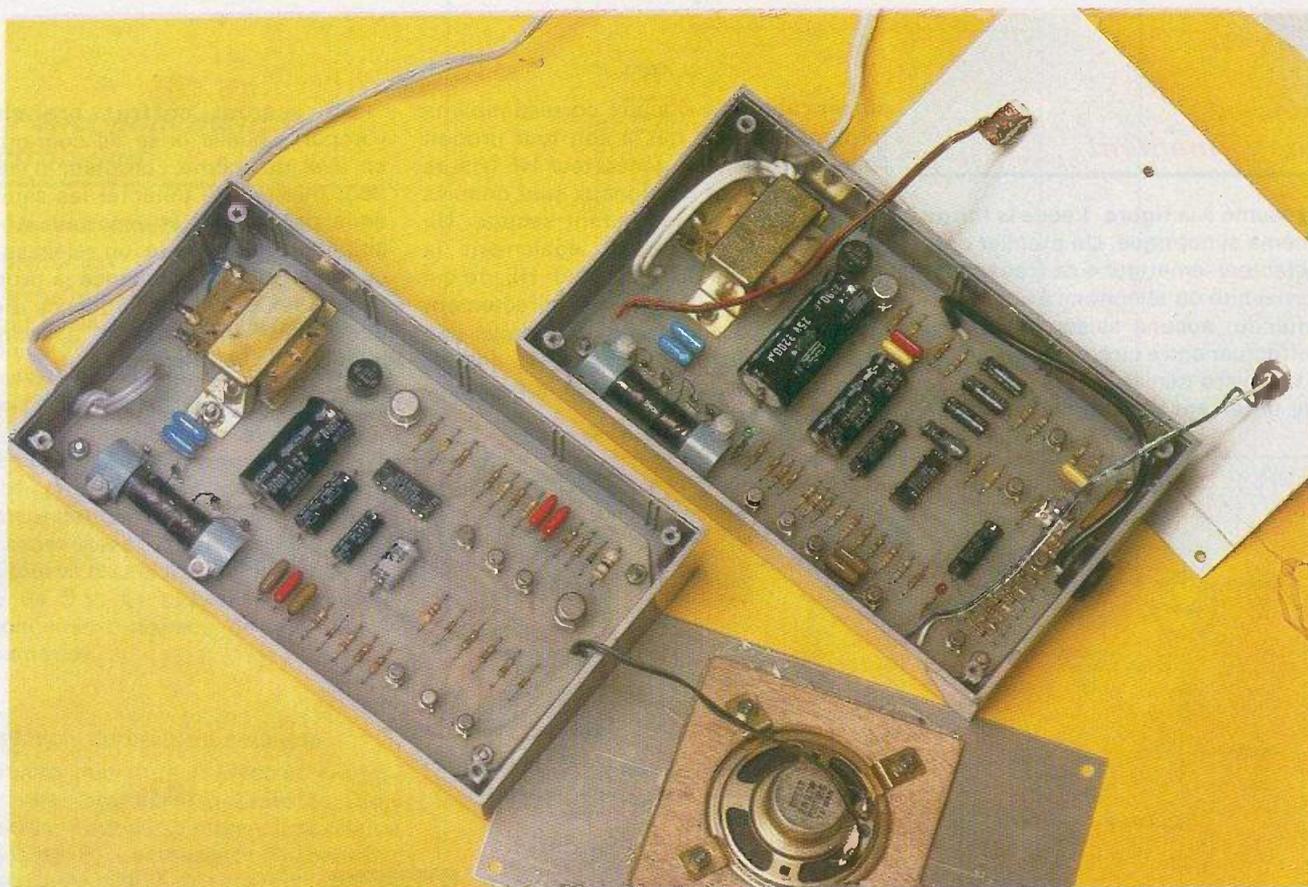
30 MONTAGES ELECTRONIQUES D'ALARME (3^e édition revue et corrigée) Collection technique poche n° 1 F. JUSTER

Un ouvrage qui intéressera tous ceux qui désirent se protéger contre les vols, les incendies, les gaz et les eaux, c'est-à-dire... tout le monde.

Extrait du sommaire : Alarmes pour divers usages. Alarmes optoélectroniques. Alarmes de température. Sirènes électroniques. Alarmes à circuits logiques. Alarmes à circuits intégrés. Détecteur de fumée de gaz.

Un volume broché, 120 pages, format $11,7 \times 16,5$, couverture couleur. Prix : 21 F. Niveau 2 Techniciens et Amateurs.

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



REPETITEUR de sonnerie téléphonique

Il arrive fréquemment que la sonnerie du téléphone se trouve inaudible aux endroits les plus éloignés de l'appareil téléphonique, d'autant plus que le tintement est souvent couvert par d'autres bruits tels que musique, conversations, etc. Ce problème existe également lorsque l'on se trouve par exemple au grenier, à la cave, dans le garage ou dans tout autre dépendance d'une maison. Or, il n'est guère possible de faire installer par les PTT des sonneries dans tous ces endroits.

Le dispositif décrit ci-après permet la répétition de la sonnerie téléphonique à n'importe quel lieu comportant une prise de courant secteur. En effet, les signaux correspondant à un appel téléphonique se trouvent « véhiculés » par les fils de l'installation électrique de la maison ou de l'appartement, situés en aval du compteur d'énergie électrique de l'abonné.

En outre, la réalisation ne fait appel qu'à de très classiques transistors disponibles chez tous les détaillants.

I - Principe de fonctionnement

Il est résumé à la figure 1 sous la forme d'un schéma synoptique. Un premier coffret « détecteur-émetteur » se trouve installé à proximité du téléphone à surveiller. Bien entendu, aucune liaison électrique n'est à effectuer entre ce coffret et le téléphone. Un micro miniature est chargé de capter le tintement de la sonnerie. Après

amplification, les signaux correspondants ferment un relais qui, à son tour produit l'alimentation d'un générateur HF (Haute Fréquence) dont les signaux sont couplés par induction sur le courant secteur. Un bouton-poussoir permet également la mise en marche du générateur HF, ce qui offre la possibilité d'appeler directement (en utilisant par exemple un codage) une personne se trouvant dans un endroit quelconque de la maison, de la propriété ou de l'appartement.

Un second coffret branché sur n'importe quelle prise de courant située en aval du même compteur d'énergie a pour mission de détecter les signaux HF émis par le coffret émetteur et de les amplifier. Par la suite, un relais se ferme, ce qui a pour conséquence la production de signaux BF, à une fréquence musicale, qui, après amplification actionnent la membrane d'un haut-parleur.

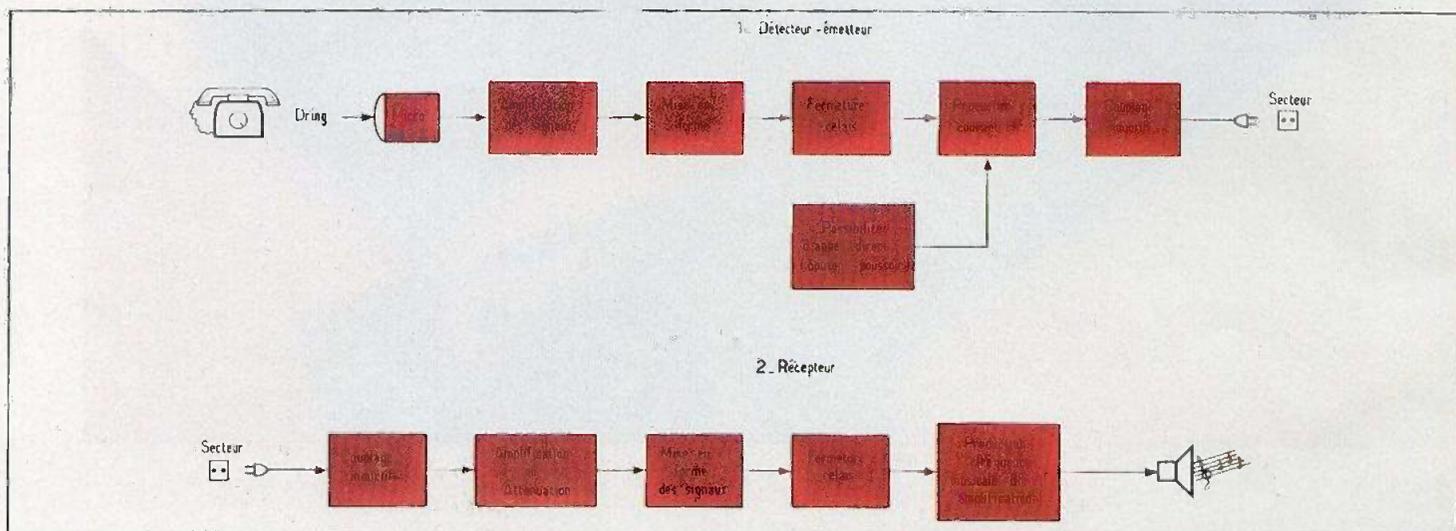


Fig. 1. - Synoptique du dispositif ; la ligne secteur véhicule l'information, pour que le système fonctionne, il sera donc nécessaire de n'utiliser que les prises situées en aval d'un même transformateur-disjoncteur E.D.F.



Photo 1. On remarquera l'utilisation d'un transformateur imprégné.

II - Fonctionnement électronique

1. Détecteur-émetteur (fig. 2)

a) Alimentation

Un transformateur 220 V/9 V - 0,2 A - fournit au niveau de son secondaire une tension de l'ordre de 9 V. Un pont assure le redressement de cette tension alternative, en bi-alternance. Une première capacité C_1 est chargée du filtrage avant l'entrée en action d'un transistor NPN T_1 branché en régulateur de tension. Ce régulateur comportant la résistance R_1 , la diode zener et les capacités de filtrage C_2 et C_3 , fournit à sa sortie une tension stabilisée de 9 V. La LED L_1 témoigne du fonctionnement correct de ce module d'alimentation.

b) Détection du bruit de sonnerie

Le micro miniature « Electret » comporte une première préamplification incorporée. Pour cette raison, il se trouve alimenté par R_4 . Le transistor T_2 constitue une deuxième cellule de préamplification. Il est monté en émetteur commun de façon tout à fait classique : polarisation par pont de résistances R_5 et R_6 , résistance R_8 d'émetteur de stabilisation et découplage de cette dernière par la capacité C_6 . La capacité C_5 assure la liaison entre micro et transistor T_2 . Les signaux ainsi amplifiés se trouvent recueillis au niveau du collecteur de T_2 . Ce premier étage se trouve découplé du restant de l'émetteur grâce à la cellule constituée par la résistance R_3 et la capacité C_8 . La figure 3 représente l'allure des signaux obtenus aux points C et E de ce premier étage d'amplification.

c) Amplification et intégration des signaux

Le transistor T_3 , monté lui aussi en émetteur commun, constitue l'étage d'amplification, de sensibilité variable. En effet, grâce à l'ajustable P, il est possible de faire varier la puissance des signaux recueillis au niveau du collecteur de T_3 d'une valeur nulle à une valeur maximale ainsi que le montre la courbe correspondante de la figure 3. Ces signaux attaquent à leur tour un dernier étage comportant le transistor PNP, T_4 . Au niveau du collecteur de ce dernier, est montée

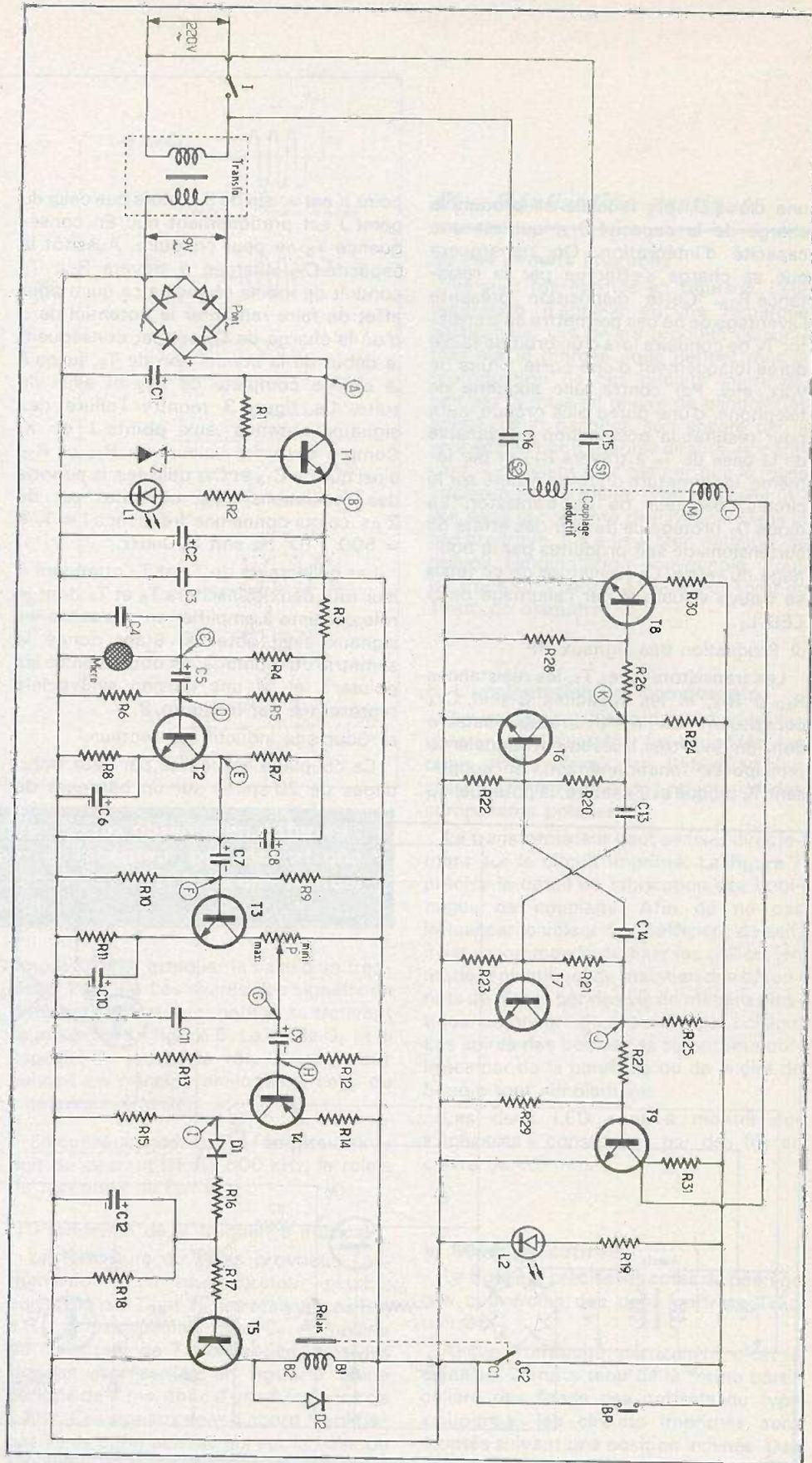


Fig. 2. - Le détecteur-émetteur volontairement entièrement à base de transistors classiques a comme particularité d'utiliser un couplage inductif sur le secteur pour transmettre l'information.

une diode D_1 , par laquelle se produit la charge de la capacité C_{12} , qui est une capacité d'intégration. On remarquera que sa charge s'effectue par la résistance R_{16} . Cette disposition présente l'avantage de ne pas permettre au transistor T_5 de conduire lors d'un bruit de faible durée (claquement d'une porte, bruits de voix, etc). Par contre, une sonnerie de téléphone, d'une durée plus grande, aura pour résultat la polarisation convenable de la base de T_5 à travers R_{17} et par là-même, la fermeture du relais monté sur le circuit collecteur de ce transistor. La diode D_2 protège ce dernier des effets de surtensions de self produites par le bobinage du relais. La fermeture de ce relais se trouve visualisée par l'allumage de la LED L_2 .

d) Production des signaux HF

Les transistors T_6 et T_7 , les résistances R_{20} à R_{25} , et les capacités C_{13} et C_{14} constituent un multivibrateur astable dont on peut très brièvement rappeler le principe de fonctionnement. En supprimant T_6 bloqué et T_7 saturé, le potentiel au

point K est voisin de 9 V alors que celui du point J est pratiquement nul. En conséquence T_6 ne peut conduire. Aussitôt la capacité C_{13} chargée à travers R_{24} , T_7 conduit de moins en moins ce qui a pour effet de faire remonter le potentiel de J d'où la charge de C_{14} et par conséquent le début de la conduction de T_6 , jusqu'à la charge complète de C_{13} et ainsi de suite. La figure 3 montre l'allure des signaux obtenus aux points J et K. Compte tenu des valeurs de R_{24} et R_{25} ainsi que de C_{13} et C_{14} utilisées, la période des oscillations ainsi obtenues est de $2 \mu s$, ce qui donne une fréquence $f = 1/T = 500 \cdot 10^3 \text{ Hz}$ soit 500 kHz.

Les collecteurs de T_6 et T_7 attaquent à leur tour deux transistors T_8 et T_9 dont le rôle consiste à amplifier en puissance les signaux ainsi obtenus. Etant donné la symétrie du montage, on obtient entre les points L et M une tension sinusoïdale représentée par la figure 3.

e) Couplage inductif sur secteur

Ce couplage est réalisé par deux bobines de 20 spires sur un bâtonnet de

ferrite. Le bobinage secondaire se trouve à son tour isolé du secteur par deux capacités C_{15} et C_{16} de faible valeur permettant l'écoulement du courant HF, mais bloquant la fréquence industrielle de 50 Hz.

Du point de vue du courant secteur, l'isolement entre secteur et émetteur est donc total.

La réalisation du couplage inductif sera revue de façon plus détaillée au chapitre « Réalisation pratique ».

Par ailleurs, et compte tenu des fréquences utilisées, les courants HF resteront bloqués en aval du compteur d'énergie.

2. Le récepteur (fig. 4)

a) Alimentation et couplage inductif sur secteur

L'alimentation est réalisée sur un principe analogue à celui utilisé pour le « détecteur-émetteur ». La tension de sortie, de l'ordre de 5 V, est toutefois plus basse étant donné que le relais 5 V se

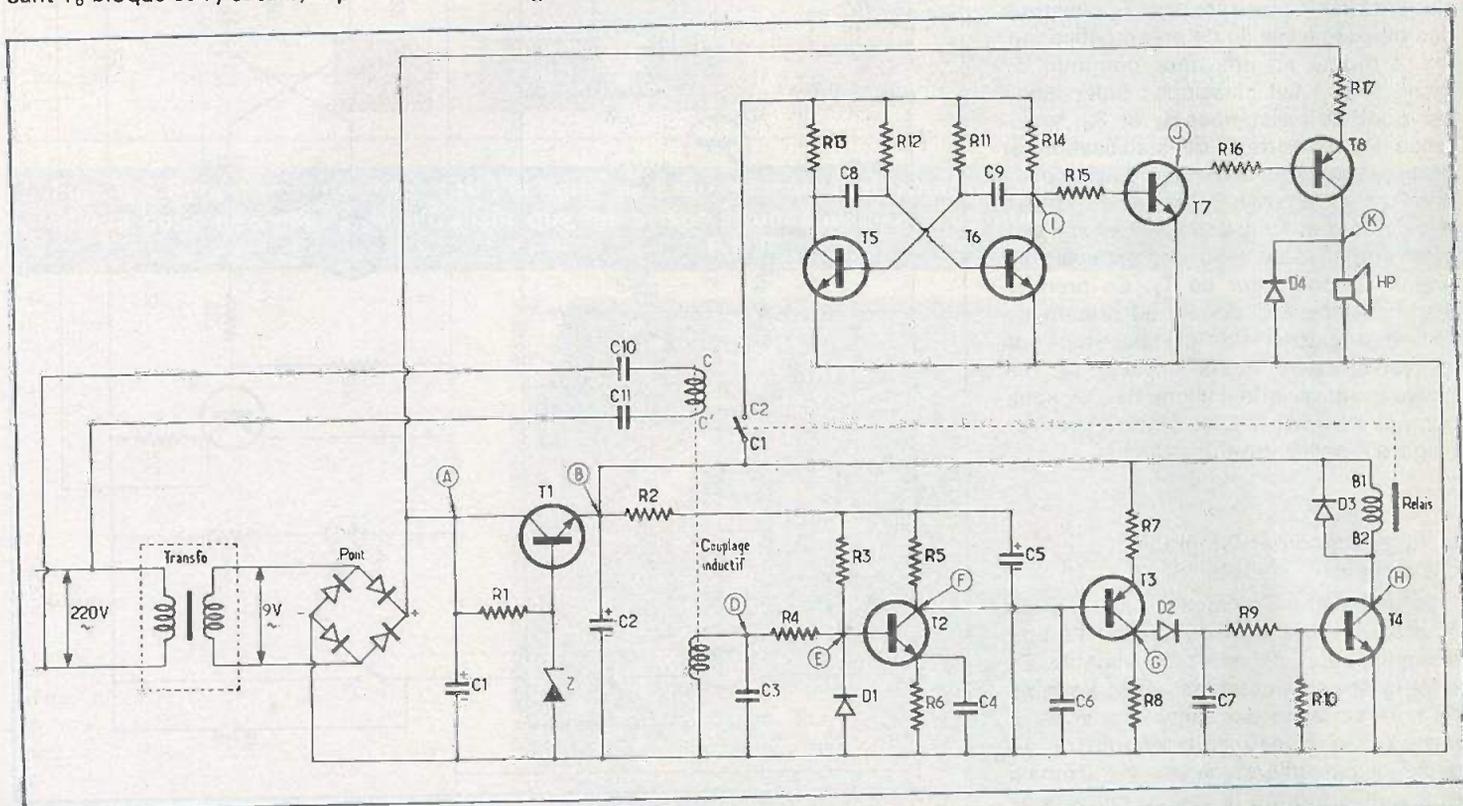


Fig. 4. - Le récepteur : de même que pour l'émetteur l'information est « récupérée » par couplage inductif. Après amplification et intégration des signaux, un relais alimente un multivibrateur astable qui va générer la fréquence musicale.

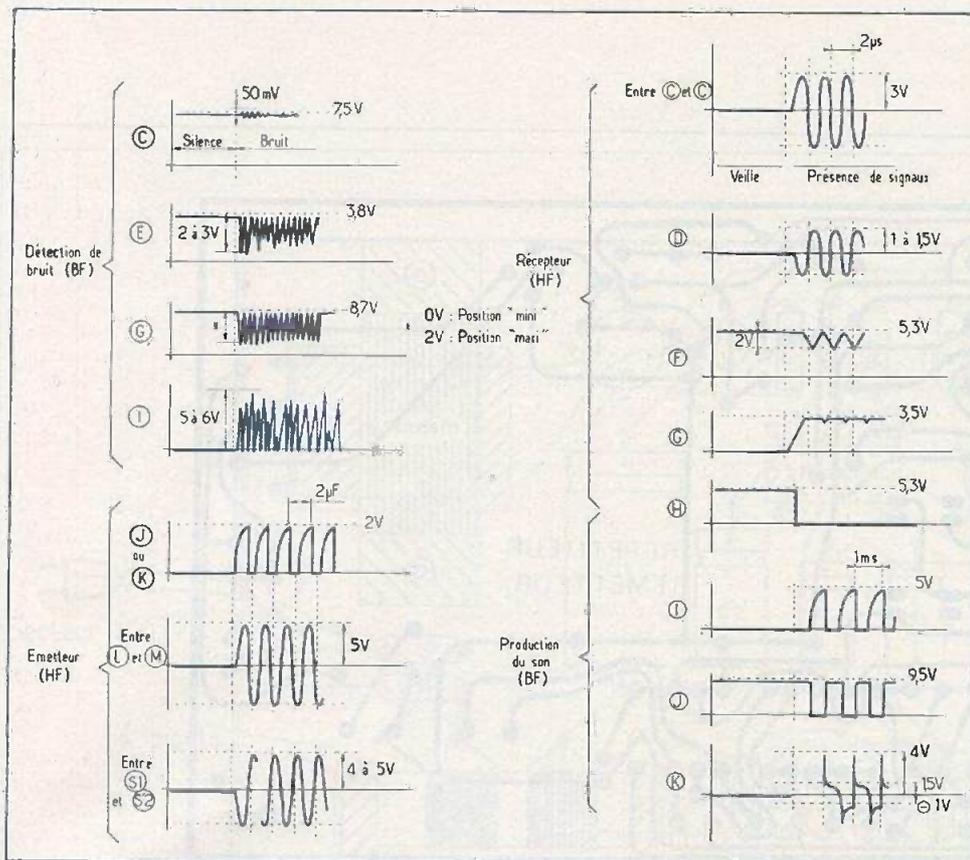


Fig. 3. et 5. – Le relevé de la forme des signaux obtenus en différents points repérés des circuits émetteur et récepteur permettent une meilleure compréhension du fonctionnement et aideront à un éventuel dépannage.

trouve alimenté sous la tension maximale dès la présence d'un signal HF, ce qui n'est pas le cas dans le « détecteur-émetteur ». En effet, dans le « détecteur-émetteur », la tension de 5 V aux bornes du relais est à obtenir comme nous le verrons au paragraphe « mise au point » par l'action sur l'ajustable P.

De même, le couplage inductif sur secteur est rigoureusement identique à celui du coffret « détecteur-émetteur ». Le secondaire de ce couplage forme avec la capacité C_3 un circuit bouchon présentant une impédance maximale pour la fréquence de 500 kHz.

b) Amplification et intégration des signaux

Le transistor T_2 , polarisé par le pont R_3 , R_4 est monté en émetteur commun. La diode D_1 assure l'écoulement des alternances HF négatives. Seules les alternances positives se trouvent donc amplifiées. La cellule d'amplification constituée par le transistor T_2 est découplée du restant du récepteur par R_2 et C_5 . Au niveau du collecteur de T_2 , sont prélevés les signaux

amplifiés pour attaquer la base d'un transistor PNP T_3 . Les allures des signaux en différents points du montage se trouvent représentés en figure 5. La diode D_2 et la capacité C_7 jouent le rôle d'intégrateur suivant un principe analogue à celui du « détecteur-émetteur ».

En conséquence, quand l'émetteur produit du courant HF de 500 kHz, le relais du récepteur se ferme.

c) Production de la fréquence musicale

La fermeture du relais provoque l'alimentation d'un multivibrateur astable constitué par T_5 et T_6 , les résistances R_{11} à R_{14} et les capacités C_8 et C_9 . Au niveau du collecteur de T_6 , on obtient ainsi les signaux représentés en figure 5 d'une période de 1 ms, donc d'une fréquence de 1 kHz. Ces signaux sont d'abord amplifiés par T_7 et enfin acheminés sur la base du transistor de moyenne puissance T_8 dont le circuit collecteur comporte le haut-parleur. La diode D_4 protège le transistor PNP T_8 des surtensions de self résultant du bobinage du haut-parleur.

III – Réalisation pratique

a) Les circuits imprimés

Ils sont représentés en figure 6. Leur réalisation n'appelle aucune remarque particulière. Les divers produits disponibles sur le marché vous permettront la reproduction de ces circuits imprimés, soit par la mise en œuvre de bandelettes adhésives et pastilles, soit encore par le procédé de photographie directe. Auparavant, il convient de s'assurer que le relais implanté est du même type que celui utilisé dans la présente description. Dans le cas contraire, il y a lieu, bien entendu, de prévoir l'implantation convenable. Tous les trous sont percés à l'aide d'un foret de 1 mm de diamètre.

b) L'implantation des composants

On implantera d'abord les diodes, les résistances, l'ajustable, les capacités, les relais et les transistors. Il faudra, bien entendu, veiller à la bonne orientation des composants polarisés.

Le transformateur peut se fixer directement sur le circuit imprimé. La figure 7 précise le détail de fabrication des bobinages de couplage. Afin de ne pas influencer la valeur du coefficient de self, il est recommandé de fixer les colliers (en matière plastique) de maintien des bâtonnets de ferrite par des vis en matière plastique, ou encore de procéder par collage. Les spires des bobinages seront immobilisées par de la paraffine ou de la cire de bougie tout simplement.

Les deux LED sont à monter sur « échasses » constituées par des fils en cuivre de 0,5 mm.

c) Mises en coffret

La figure 8 précise les cotes de perçage des couvercles des deux coffrets Teko utilisés.

Aucune difficulté particulière n'est à signaler. Compte tenu de la forme particulière des fonds des coffrets du type « pupitre », les circuits imprimés sont montés suivant une position inclinée. Des entretoises de longueur différente sont donc à prévoir. Le microphone peut se monter directement sur une face latérale du boîtier en utilisant un passe-fil en caoutchouc.

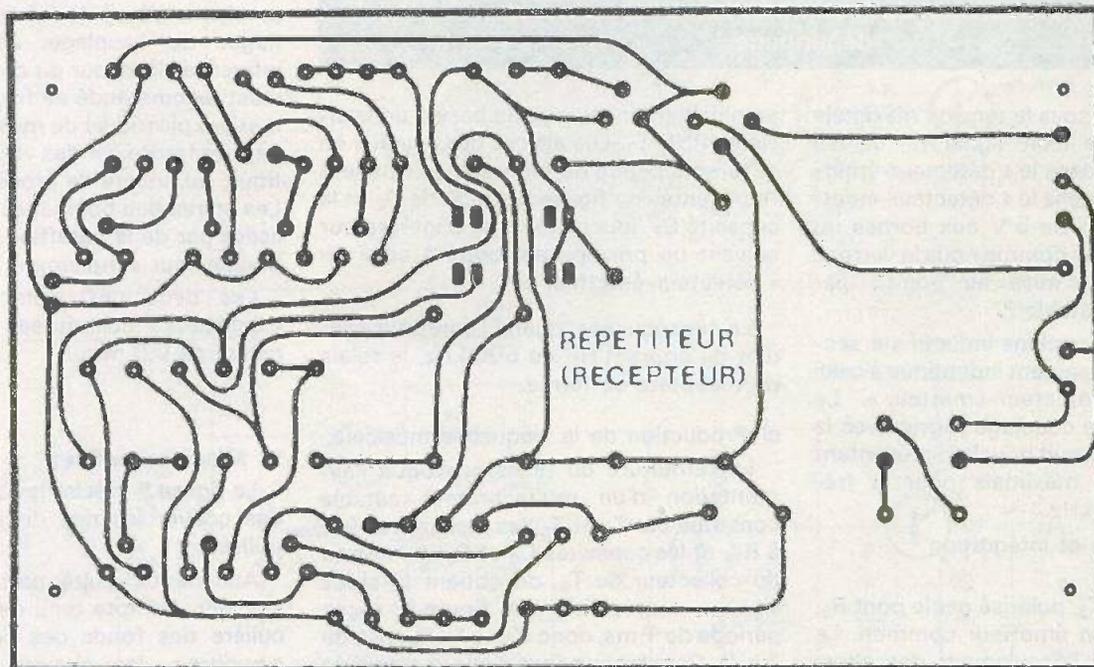
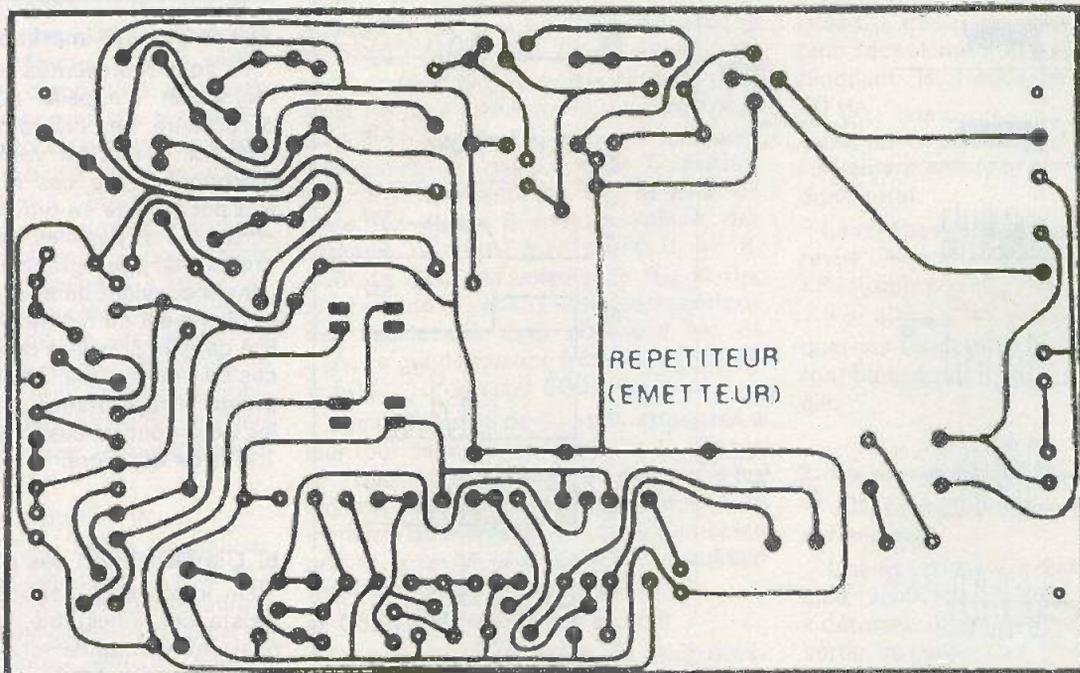


Fig. 6. - Tracés des circuits imprimés de l'émetteur et du récepteur à l'échelle 1. Avant de les réaliser, vérifier le brochage des relais utilisés ainsi que les dimensions du transformateur.

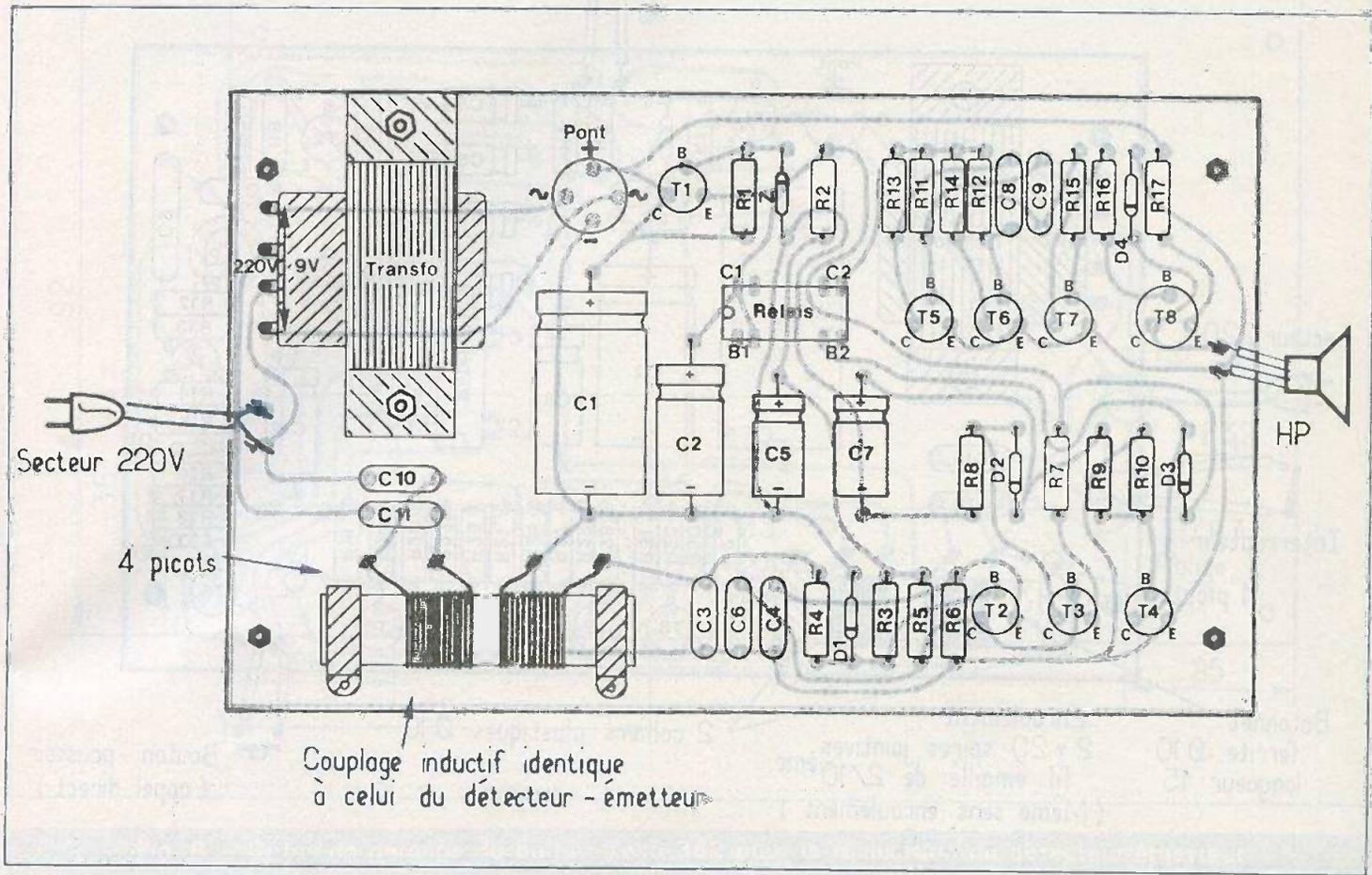


Fig. 7. - Avant de passer à l'implantation des composants on s'assurera du parfait état des bandes cuivrées, on aura, soigneusement la polarité

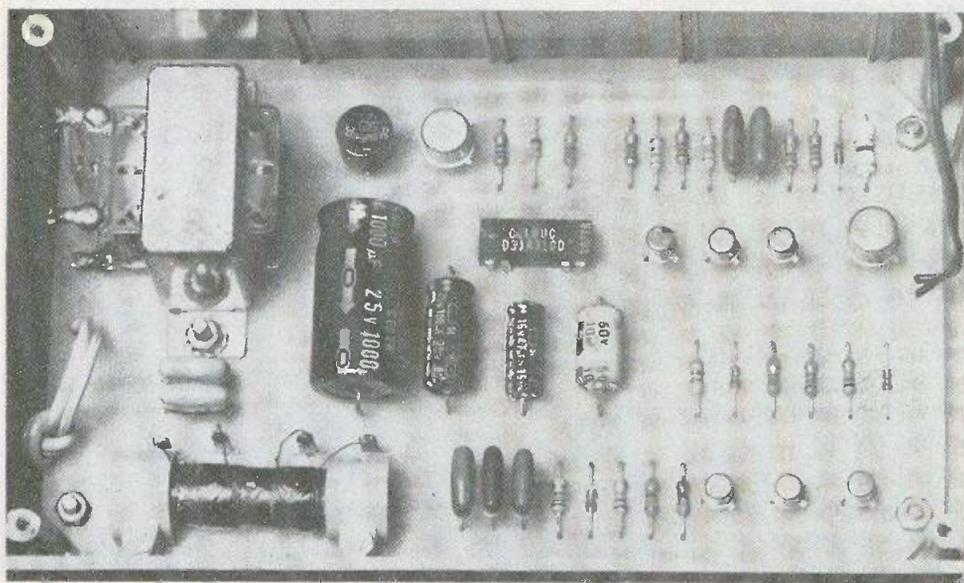
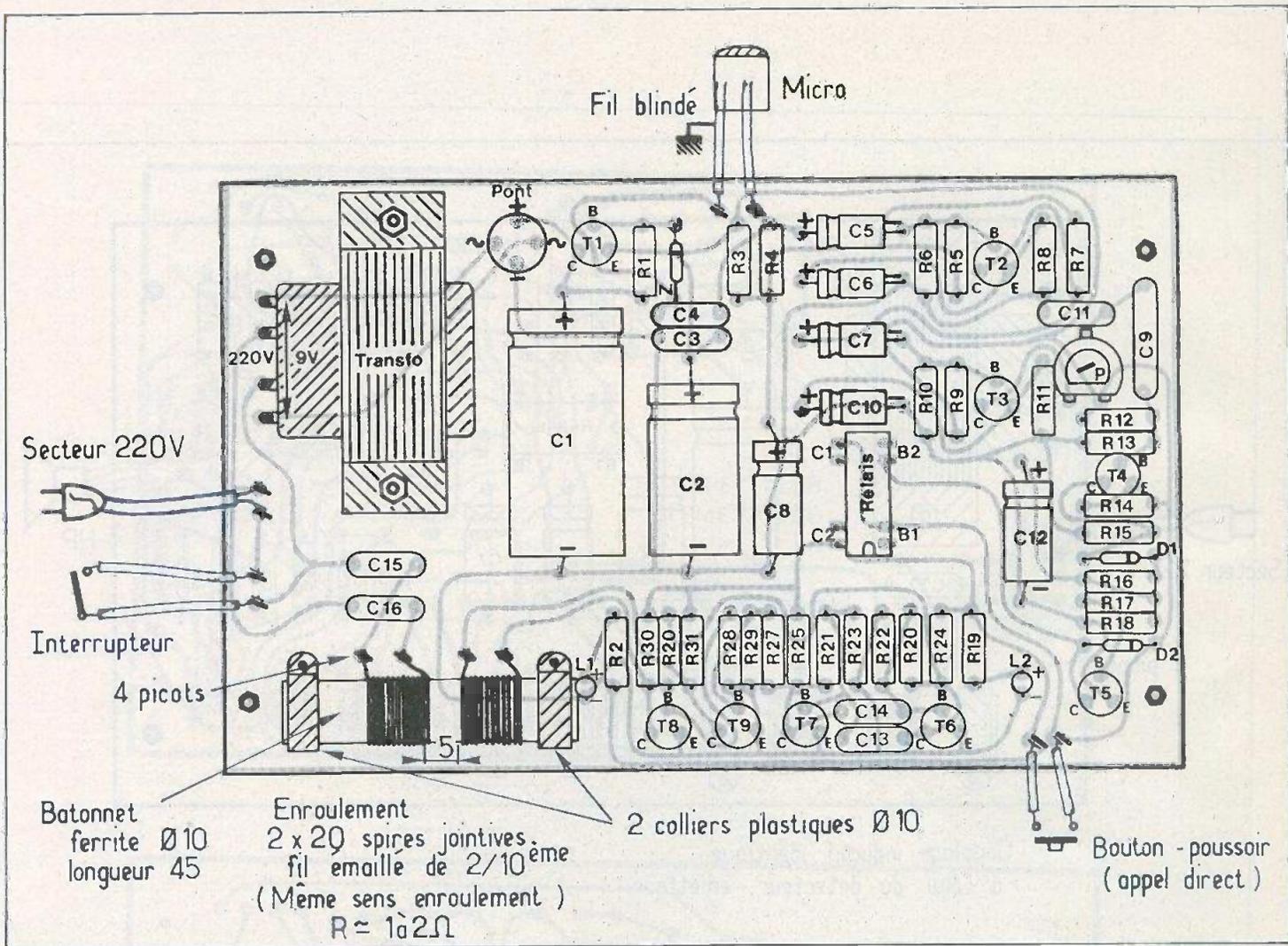


Photo 2. - Le récepteur ; une implantation soignée pour un repérage facilité. Deux colliers plastique maintiennent et isolent la bobine de couplage.



auparavant, pris soin de les frotter au tampon « Jex » pour en faciliter la soudure. On vérifiera ensuite très des divers composants.

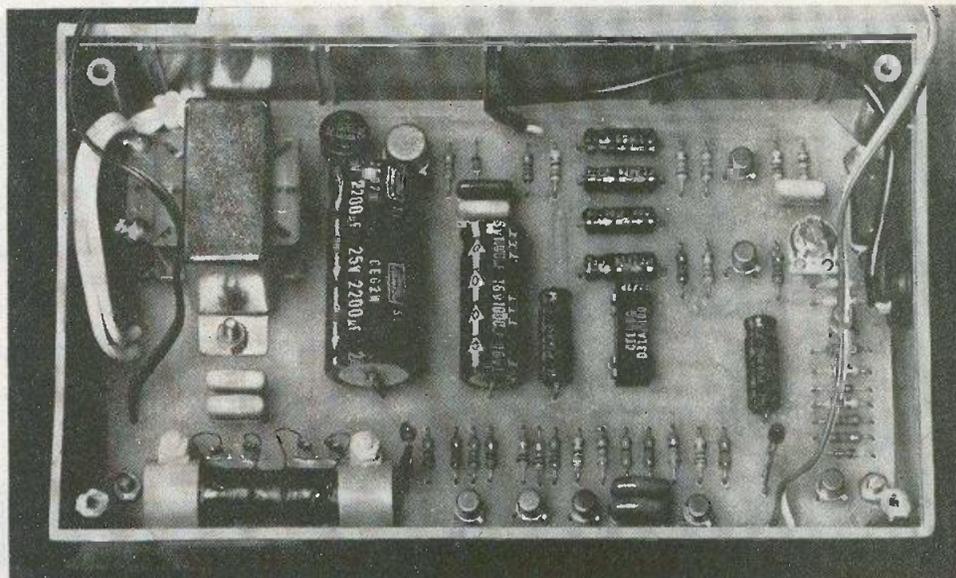


Photo 3. - L'émetteur ; le boîtier Teko pupitre 362 utilisé d'une façon optimum. La bobine est parfaitement identique à celle du récepteur.

1. Détecteur - Emetteur

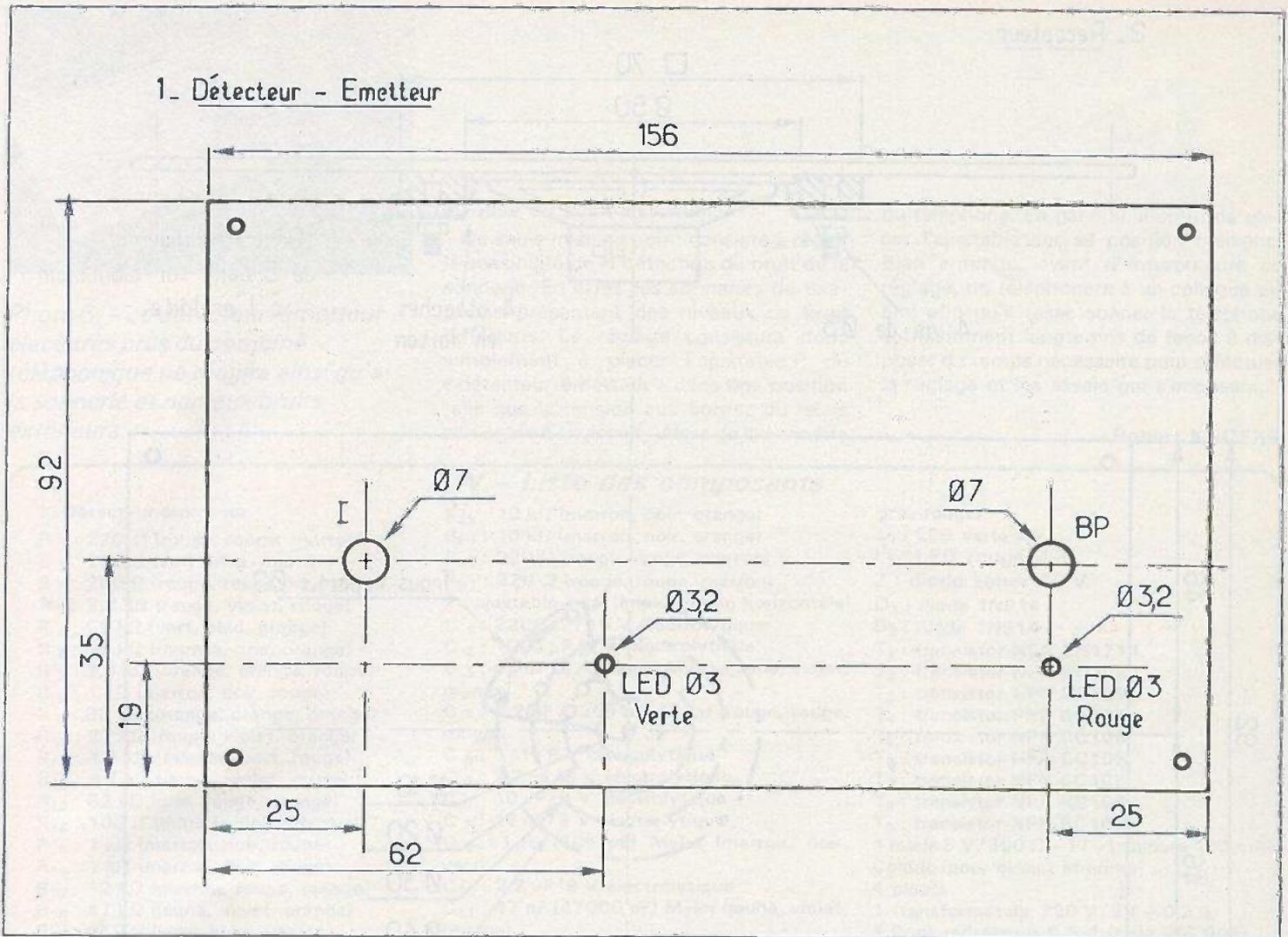


Fig. 8. - Cotes de perçage du boîtier Teko 362 pour la réalisation du détecteur-émetteur.

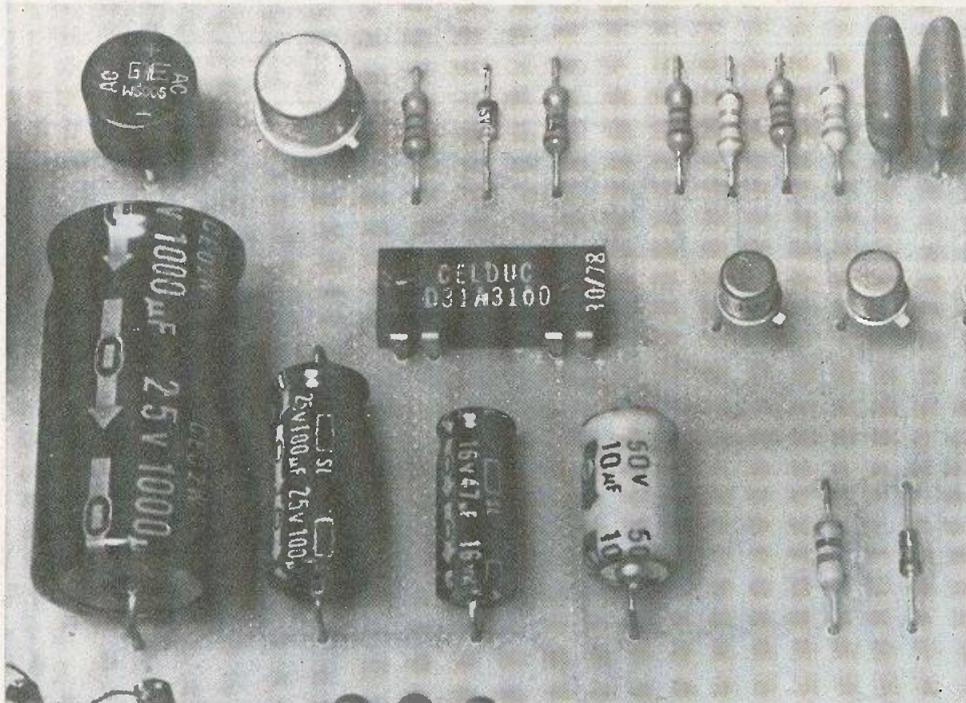


Photo 4. - Une nouvelle génération de relais a fait une entrée remarquable ; très facilement exploitables car en boîtier DIL, de faible consommation (principe REED), et ayant un pouvoir de coupure bien souvent suffisant. Mais attention ! D'un constructeur à l'autre, les brochages diffèrent.

2. Récepteur

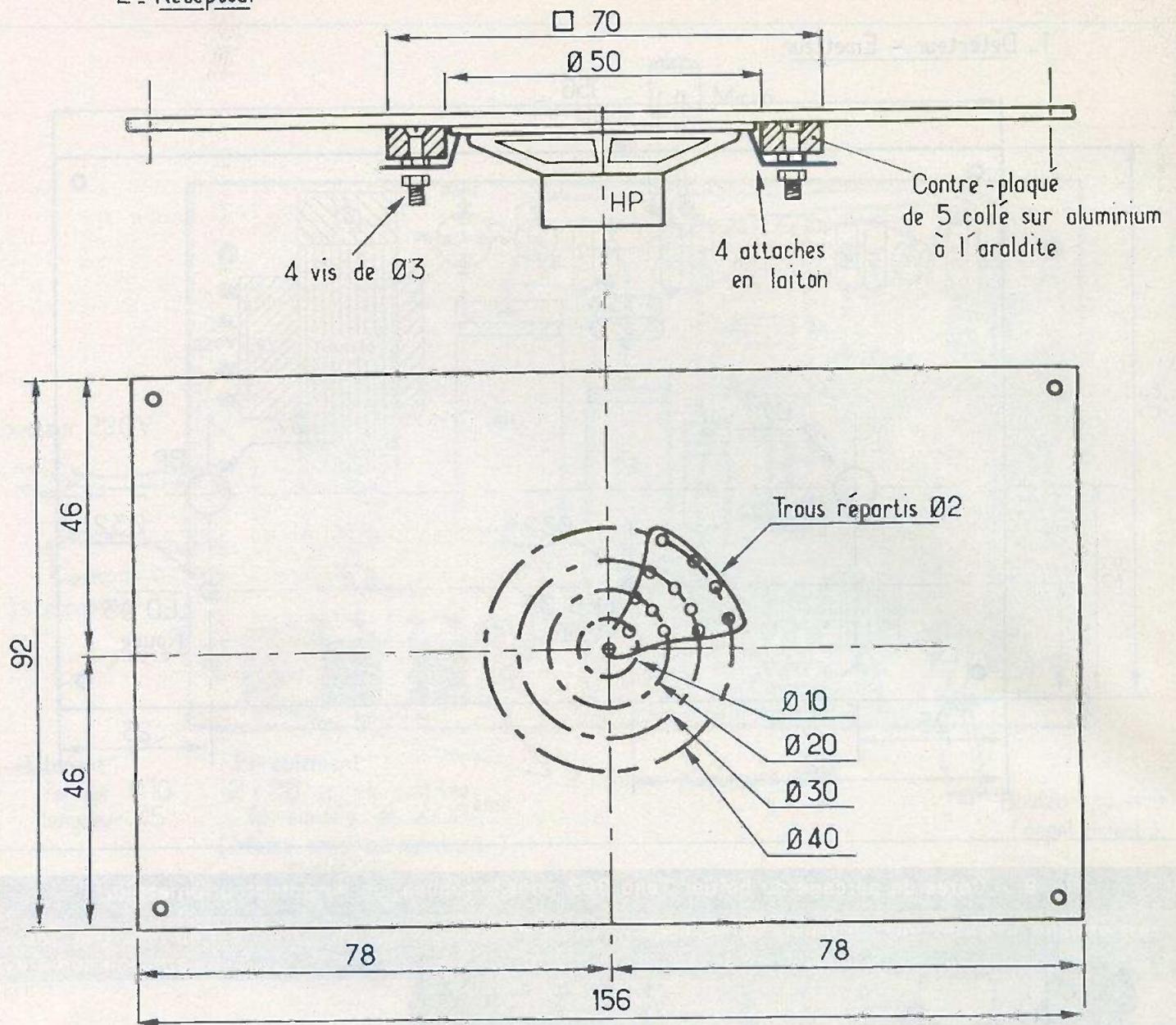
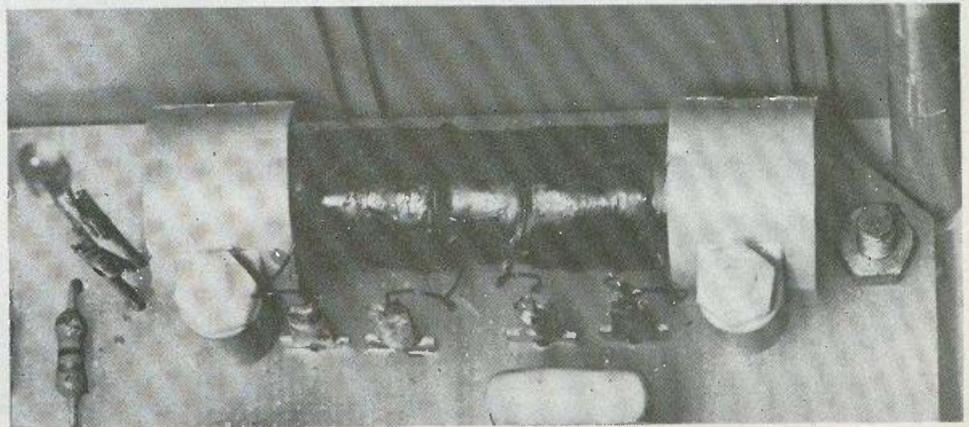


Fig. 8'. - Un petit « bricolage » astucieux permettra de fixer solidement le petit H.P. 8Ω sur la face avant du pupitre 362 contenant le récepteur. Pour l'audition de la fréquence musicale on percera des trous qui dessineront des cercles concentriques.

Photo 5. - Détails de réalisation de la bobine de couplage. De la cire de bougie immobilise les spires, des vis téflon ou plastique fixent les colliers également isolants, tout ceci afin d'éviter de modifier le coefficient de self.



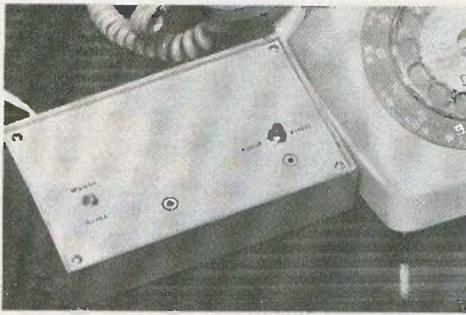


Photo 6. - Le détecteur-émetteur placé très près du combiné téléphonique ne réagira ainsi qu'à la sonnerie et non aux bruits extérieurs.

d) Mise au point éventuelle

La seule mise au point consiste à régler la sensibilité de la détection du bruit de la sonnerie. En effet, les sonneries de téléphone présentent des niveaux de bruit différents. Le réglage consistera donc simplement à placer l'ajustable P du « détecteur-émetteur » dans une position telle que la tension aux bornes du relais soit égale à environ 5 V lors de la sonnerie

du téléphone. En général, il suffit de placer l'ajustable sur sa position médiane. Bien entendu, avant d'entreprendre ce réglage, on téléphonera à un collègue ou ami afin qu'il fasse sonner le téléphone suffisamment longtemps de façon à disposer du temps nécessaire pour effectuer le réglage et les essais qui s'imposent.

Robert KNOERR

IV - Liste des composants

1. Détecteur-émetteur

R₁ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
 R₂ : 560 Ω (vert, bleu, marron)
 R₃ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
 R₄ : 2,7 kΩ (rouge, violet, rouge)
 R₅ : 56 kΩ (vert, bleu, orange)
 R₆ : 18 kΩ (marron, gris, orange)
 R₇ : 3,3 kΩ (orange, orange, rouge)
 R₈ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
 R₉ : 33 kΩ (orange, orange, orange)
 R₁₀ : 27 kΩ (rouge, violet, orange)
 R₁₁ : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)
 R₁₂ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
 R₁₃ : 82 kΩ (gris, rouge, orange)
 R₁₄ : 100 Ω (marron, noir, marron)
 R₁₅ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
 R₁₆ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
 R₁₇ : 12 kΩ (marron, rouge, orange)
 R₁₈ : 47 kΩ (jaune, violet, orange)
 R₁₉ : 560 Ω (vert, bleu, marron)
 R₂₀ : 3,3 kΩ (orange, orange, rouge)
 R₂₁ : 3,3 kΩ (orange, orange, rouge)
 R₂₂ : 330 Ω (orange, orange, marron)
 R₂₃ : 330 Ω (orange, orange, marron)
 R₂₄ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
 R₂₅ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
 R₂₆ : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)
 R₂₇ : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)

R₂₈ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
 R₂₉ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
 R₃₀ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
 R₃₁ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
 P : ajustable 1 kΩ (implantation horizontale)
 C₁ : 2200 μF / 16 V électrolytique
 C₂ : 1000 μF / 9 V électrolytique
 C₃ : 47 nF (47000 pF) Mylar (jaune, violet, orange)
 C₄ : 2,2 nF (2200 pF) Mylar (rouge, rouge, orange)
 C₅ : 1 μF / 9 V électrolytique
 C₆ : 2,2 μF / 9 V électrolytique
 C₇ : 10 μF / 9 V électrolytique
 C₈ : 47 μF / 9 V électrolytique
 C₉ : 1 μF (10⁶ pF) Mylar (marron, noir, vert)
 C₁₀ : 2,2 μF / 9 V électrolytique
 C₁₁ : 47 nF (47000 pF) Mylar (jaune, violet, orange)
 C₁₂ : 47 μF / 9 V électrolytique
 C₁₃ : 1 nF (1000 pF) Mylar (marron, noir, rouge)
 C₁₄ : 1 nF (1000 pF) Mylar (marron, noir, rouge)
 C₁₅ : 6,8 nF / 400 V (6800 pF) Mylar (bleu, gris, rouge)
 C₁₆ : 6,8 nF / 400 V (6800 pF) Mylar (bleu,

gris, rouge)

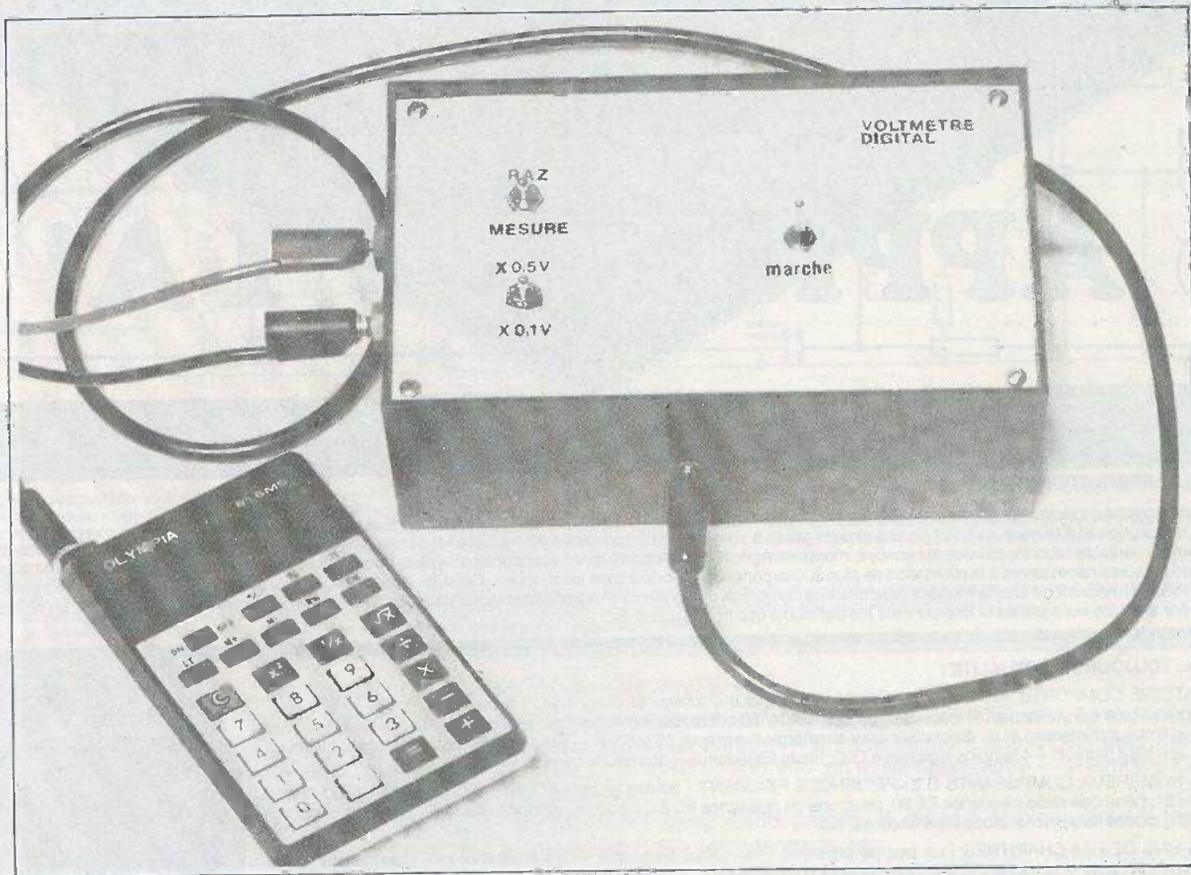
L₁ : LED verte Ø3
 L₂ : LED rouge Ø3
 Z : diode zener 10 V
 D₁ : diode 1N914
 D₂ : diode 1N914
 T₁ : transistor NPN 2N1711
 T₂ : transistor NPN BC108
 T₃ : transistor NPN BC108
 T₄ : transistor PNP BC177
 T₅ : transistor NPN BC108
 T₆ : transistor NPN BC108
 T₇ : transistor NPN BC108
 T₈ : transistor NPN BC108
 T₉ : transistor NPN BC108
 1 relais 5 V / 500 Ω - 1T - (coupure 100 mA)
 Celduc (pour circuit imprimé)
 4 picots
 1 transformateur 220 V / 9V - 0,2 A
 1 Pont redresseur 0,5 A (type WS 005)
 1 fiche mâle secteur plus fil
 1 interrupteur « miniature »
 1 bouton-poussoir à contact travail
 1 micro « Electret » référence : B marqué 0348 C 10 F
 Ferrite de Ø 10 plus fil émaillé de 2 / 10
 1 coffret Teko « pupitre » référence 362 (160 x 95 x 60 x 40)

2. Récepteur

R₁ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
 R₂ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
 R₃ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
 R₄ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
 R₅ : 560 Ω (vert, bleu, marron)
 R₆ : 330 Ω (orange, orange, marron)
 R₇ : 470 Ω (jaune, violet, marron)
 R₈ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
 R₉ : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)
 R₁₀ : 12 kΩ (marron, rouge, orange)
 R₁₁ : 33 kΩ (orange, orange, orange)
 R₁₂ : 33 kΩ (orange, orange, orange)
 R₁₃ : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)
 R₁₄ : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)
 R₁₅ : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)
 R₁₆ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
 R₁₇ : 39 Ω - 1/2 W - (orange, blanc, noir)
 C₁ : 1000 μF / 16 V électrolytique
 C₂ : 100 μF / 9 V électrolytique

C₃ : 1 nF (1000 pF) Mylar (marron, noir, rouge)
 C₄ : 10 nF (10 000 pF) Mylar (marron, noir, orange)
 C₅ : 47 μF / 9 V électrolytique
 C₆ : 2,2 nF (2200 pF) Mylar (rouge, rouge, rouge)
 C₇ : 10 μF / 9 V Electrolytique
 C₈ : 22 nF (22 000 pF) Mylar (rouge, rouge, orange)
 C₉ : 2,2 nF (22000 pF) Mylar (rouge, rouge, orange)
 C₁₀ : 6,8 nF / 400 V (6800 pF) Mylar (bleu, gris, rouge)
 C₁₁ : 6,8 nF / 400 V (6800 pF) Mylar (bleu, gris, rouge)
 Z : diode zener 5,6 V
 D₁ : diode 1N914
 D₂ : diode 1N914
 D₃ : diode 1N914

D₄ : diode 1N914
 T₁ : transistor NPN 2N1711
 T₂ : transistor NPN BC108
 T₃ : transistor PNP BC177
 T₄ : transistor NPN BC108
 T₅ : transistor NPN BC108
 T₆ : transistor NPN BC108
 T₇ : transistor NPN BC108
 T₈ : transistor PNP 2N2905
 Ferrite Ø10 plus fil émaillé 2 / 10^e
 1 fiche mâle plus fil secteur
 1 transformateur 220 / 9 V - 0,2 A
 1 pont redresseur 0,5 A (type WS 005)
 1 haut-parleur Ø 50 - 8 Ω - 0,2 W
 1 relais pour circuit imprimé Celduc 5 V / 500 Ω - 1T - (coupure 100 mA)
 4 picots
 1 boîtier Teko « pupitre » référence 362 (160 x 95 x 60 x 40).



notre couverture:



Modification
d'une calculatrice
en voltmètre

VOLTMETRE digital économique

LES appareils – multimètres, voltmètres ou hertzmètres – à affichage direct connaissent un succès grandissant, dû à leur précision, leur facilité d'emploi... et leur prix qui ne cesse de baisser. Toutefois, ces prix peuvent sembler encore trop importants, attendu qu'on peut, pour moins de 100 F, construire un appareil qui, s'il n'est pas aussi précis que ses confrères, l'est cependant assez pour toute mesure courante.

I - Principe de fonctionnement

1. Mesure d'une tension : généralités

Pour afficher en clair une tension, deux possibilités se présentent :

- Soit utiliser un réseau de comparateurs, découpant ainsi en tranches le domaine de mesure, et faire suivre ce réseau d'un décodeur approprié. Ce genre de montage a l'avantage d'avoir un temps de réponse quasiment nul, mais, nécessitant un comparateur par point de mesure, devient rapidement d'un coût prohibitif.
- Soit utiliser un compteur pour l'affichage, d'où nécessité de transformer une différence de potentiel en une grandeur mesurable par un tel dispositif. C'est cette dernière méthode qui est adoptée ici.

2. Transformation d'une d.d.p. en grandeur temporelle

Là encore, deux possibilités :

- Soit produire un signal périodique dont la fréquence est proportionnelle à une tension de commande (VCO), puis mesurer cette fréquence : c'est ce principe qui est généralement employé.
- Soit produire une impulsion dont la durée est proportionnelle à une tension de commande, et mesurer cette durée : c'est ce principe qu'on utilisera.

Pour ce faire, on produira une rampe de tension, c'est-à-dire une d.d.p. croissant proportionnellement au temps. On comparera cette rampe avec la tension à mesurer. Tant que cette dernière sera supérieure à la tension de rampe, une horloge enverra des signaux à un compteur. Dès que la tension de rampe dépassera la tension à mesurer, le comptage sera arrêté (voir synoptique fig. 2).

Dans ce cas, la durée de comptage, c'est-à-dire le résultat qu'affichera le compteur, sera proportionnelle à la tension à mesurer. En effet, soit U la tension de rampe. On pourra écrire $U = f(t) = at$; « t » étant le temps et « a » un coefficient quelconque. Soit V_e la tension à mesurer.

$$U = V_e \Leftrightarrow at = V_e \Leftrightarrow t = 1/a \cdot V_e = kV_e$$

En choisissant bien la valeur de k , on aura un affichage directement en volts.

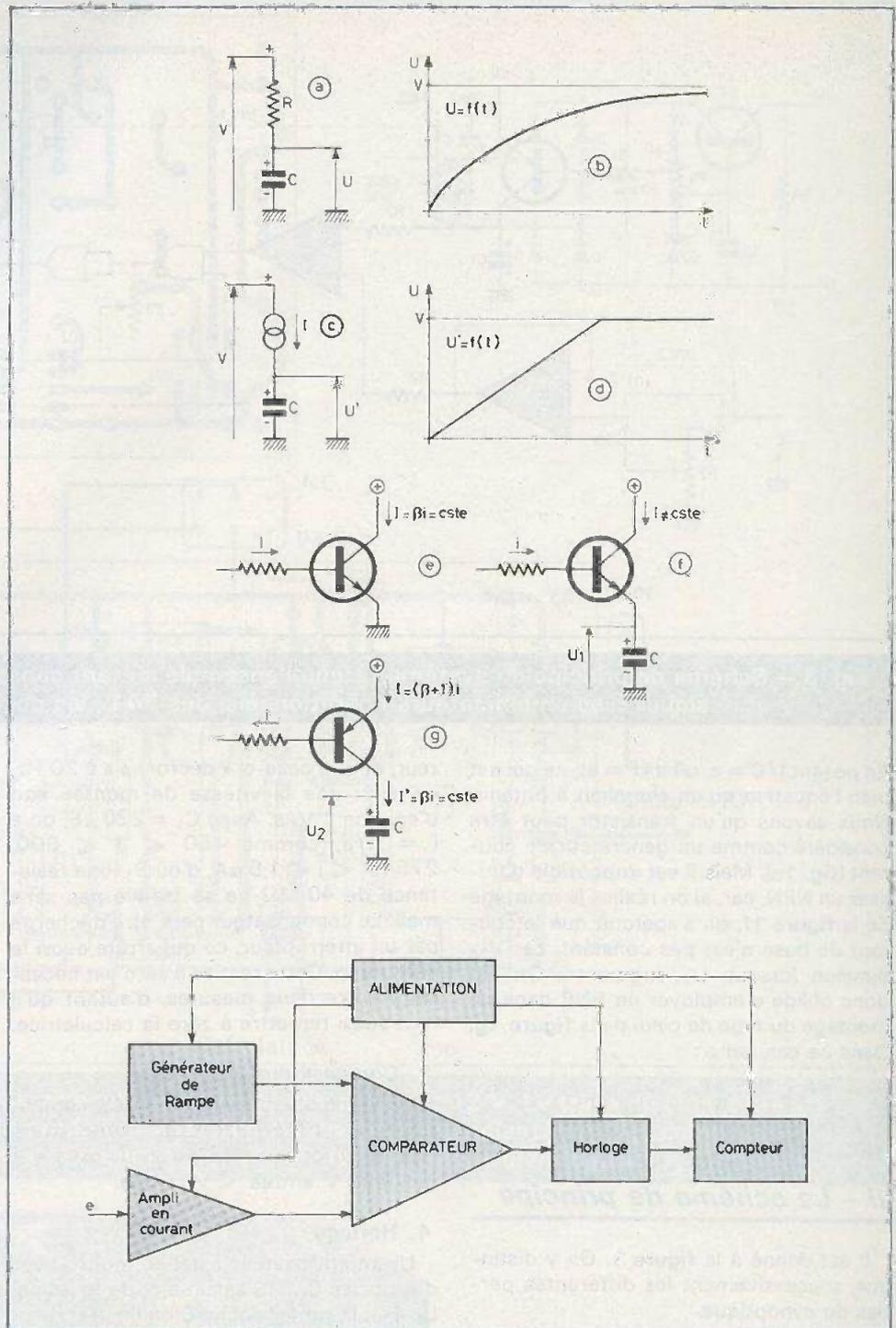


Fig. 1. et 2. - Différentes méthodes pour générer une différence de potentiel uniformément croissante encore appelée rampe de tension. Le synoptique indique la marche à suivre pour transformer une d.d.p. en « grandeur temporelle ».

3. Génération d'une rampe de tension

Pour produire une d.d.p. uniformément croissante, la solution la plus simple consiste à charger un condensateur. Réalisons donc le montage de la figure 1a. La tension U va certes augmenter, mais d'une façon asymptotique à V (voir fig. 1b). Si, par contre, nous chargeons le

condensateur à courant constant, (fig. 1c), la tension U' va croître linéairement sans pouvoir toutefois dépasser la tension d'alimentation V (voir fig. 1d).

En effet, si on désigne par q la charge instantanée de C , on a $q = CU' \Rightarrow U' = q/C$. Or, $q = It$ puisque I est constant, d'où $U' = \frac{I}{C} t$

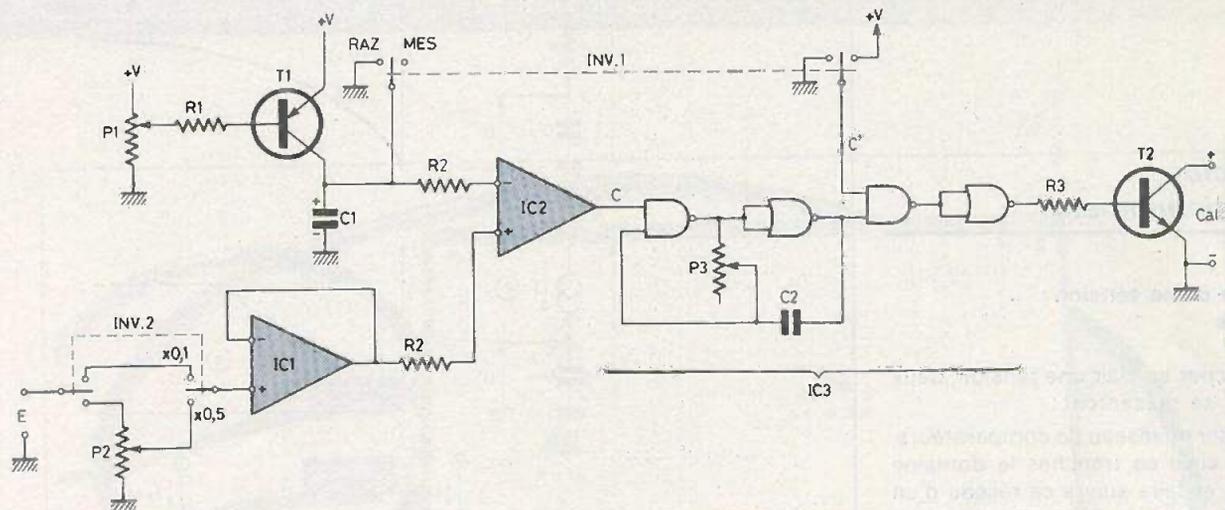


Fig. 3. - Schéma de principe du système retenu, l'ensemble n'étant constitué que de composants très classiques : les amplificateurs opérationnels, des 741 ; les portes NAND, un 4011.

En posant $I/C = a$, on a $U' = at$, ce qui est bien l'équation qu'on cherchait à obtenir. Nous savons qu'un transistor peut être considéré comme un générateur de courant (fig. 1e). Mais il est impossible d'utiliser un NPN, car, si on réalise le montage de la figure 1f, on s'aperçoit que le courant de base n'est pas constant, car V_{BE} diminue lorsque U_1 augmente. On est donc obligé d'employer un PNP dans un montage du type de celui de la figure 1g. Dans ce cas, on a :

$$U_2 = \left(\frac{\beta_1}{C}\right) t = at$$

II - Le schéma de principe

Il est donné à la figure 3. On y distingue, successivement les différentes parties du synoptique.

1. Etage d'entrée (IC1)

Constitué par un ampli opérationnel monté en « suiveur ». Le potentiomètre P_2 permet de diviser par 5 la tension d'entrée pour les valeurs de plus de 10 V. Sa valeur (1 M Ω) peut être augmentée jusqu'à 10 M Ω sans problème (un voltmètre ayant intérêt à avoir une résistance d'entrée forte)

2. Générateur de rampe (P_1, R_1, T_1, C_1)

Nous ne reviendrons pas dessus. Puisque, comme on va le voir, on utilise une calculatrice électronique comme comp-

teur, et que celle-ci « décroche » à 20 Hz, on veut que la vitesse de montée soit d'environ 1 V/s. Avec $C_1 = 220 \mu\text{F}$, on a $i = C/\beta$, comme $150 \leq \beta \leq 800$, $275 \text{ nA} \leq i \leq 1,5 \mu\text{A}$, d'où P_1 (une résistance de 40 M Ω ne se trouve pas sans mal). Le condensateur peut être déchargé par un interrupteur, ce qui arrête aussi le comptage. Cette remise à zéro est nécessaire entre deux mesures, d'autant qu'il faut aussi remettre à zéro la calculatrice.

3. Comparateur

Un ampli opérationnel, monté en amplificateur différentiel à grand gain (100 000) joue ce rôle. Sa sortie est à + V tant que $V_{\text{entrée}} < V_{\text{rampe}}$.

4. Horloge

Un multivibrateur astable, monté avec des portes CMOS assume cette fonction. Un état 0 sur la broche C ou un état 0 sur la broche C' arrête le comptage. Sa fréquence est d'une dizaine de hertz.

5. Compteur

Il est constitué par une machine à calculer type « bazar » (4 opérations), sur laquelle on a soudé des fils aux endroits correspondant à la touche « = » (voir EP janvier 1979 et avril 1977). Ces deux fils seront soit soudés à un JACK 2,5 mm monté sur la calculatrice, soit sortis et reliés à une prise femelle quelconque. Mais repérer celui des deux qui correspond au pôle + ! Le transistor T_2 reliera ces fils à chaque impulsion d'horloge, provoquant ainsi un comptage.

III - Réalisation pratique

1. Circuit imprimé

Il est donné à la figure 4 à l'échelle 1. Il pourra être réalisé à l'aide de pastilles de transfert (indispensables pour les IC), et une bande de 1 mm sera suffisante. Percer les trous au \varnothing de 1,2-1,5 mm, sauf ceux des circuits intégrés, qui seront percés à 0,8 mm.

L'implantation des composants ne posera aucun problème, attention à l'orientation des transistors, des diodes (zener en particulier) et des circuits intégrés. Ces derniers pourront être montés sur supports, surtout IC₃ (CMOS). L'unique strap S sera réalisé, par exemple, avec un morceau de « patte » d'une résistance.

Les composants D, C₃, C₄, R₄, DZ, R₅, T₃ font partie d'une alimentation 12 V (schéma fig. 6) ultra-classique. Le transformateur pourra être un modèle quelconque 15-20 V, 0,1-0,5 A.

2. Mise en coffret

Un P3 de Teko a été choisi, malgré ses dimensions trop importantes pour la maquette, à cause du transformateur employé. Le plan de perçage du fond et du couvercle est donné aux figures 7 et 8. Le circuit imprimé pourra, par exemple, être fixé par 4 vis, avec écrou et contre-écrou (fig. 9). L'entrée se fera par deux prises « banane » (rouge et verte par exemple), la sortie (vers calculatrice) par une prise quelconque (JACK). On

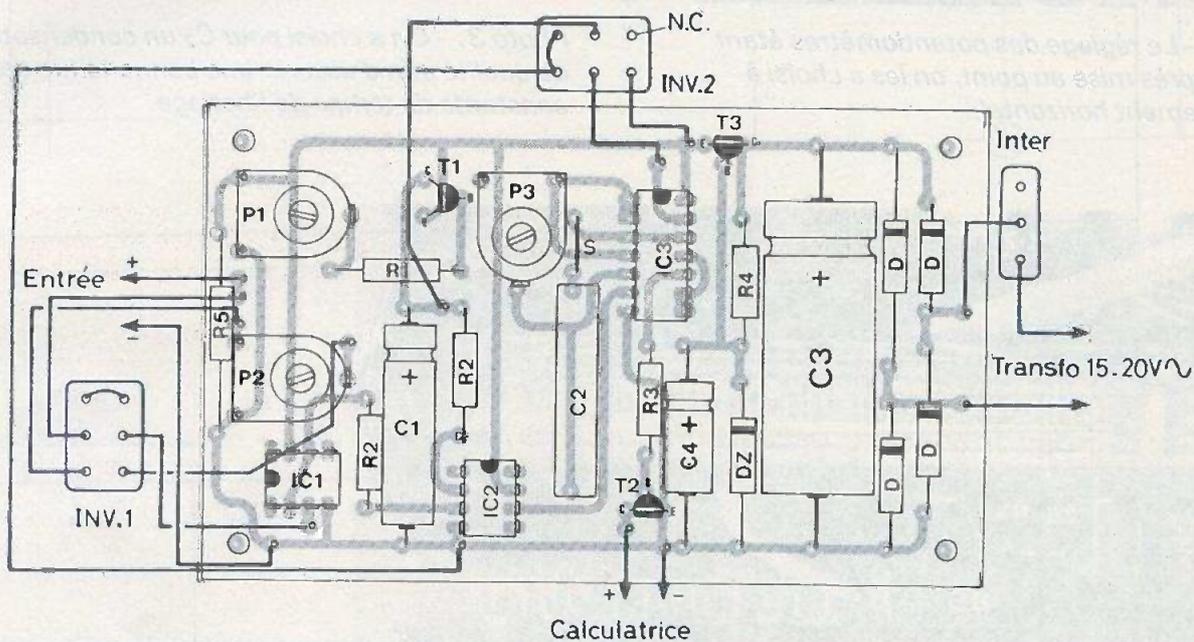
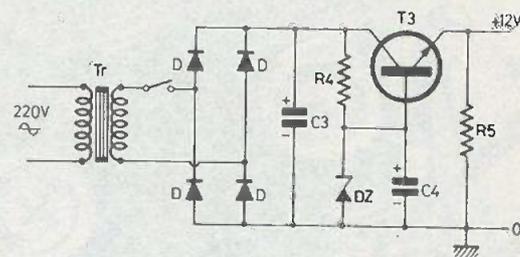
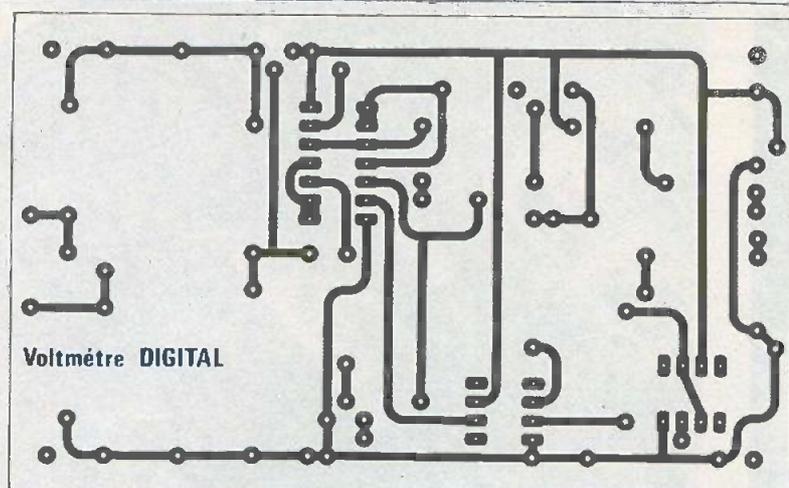


Fig. 4. à 6. - L'ensemble nécessite une alimentation très simple délivrant 12 V. Le tracé du circuit présenté à l'échelle 1 se reproduira à l'aide de produits transferts. Au niveau de l'implantation des composants, on n'oubliera pas le strap que l'on pourra réaliser en fil de cuivre nu.

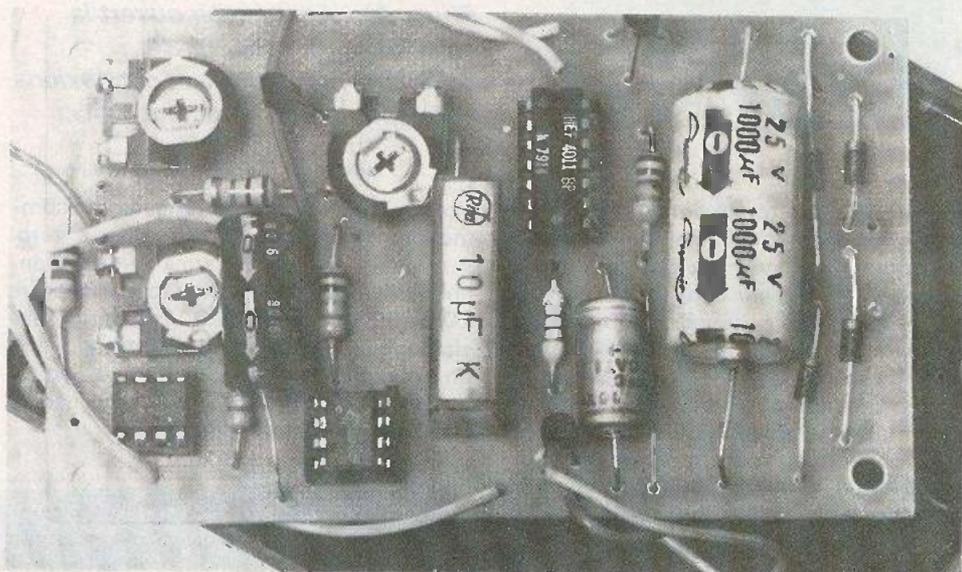


Photo 1. - Pour plus de sécurité, les circuits intégrés ont été disposés sur support.

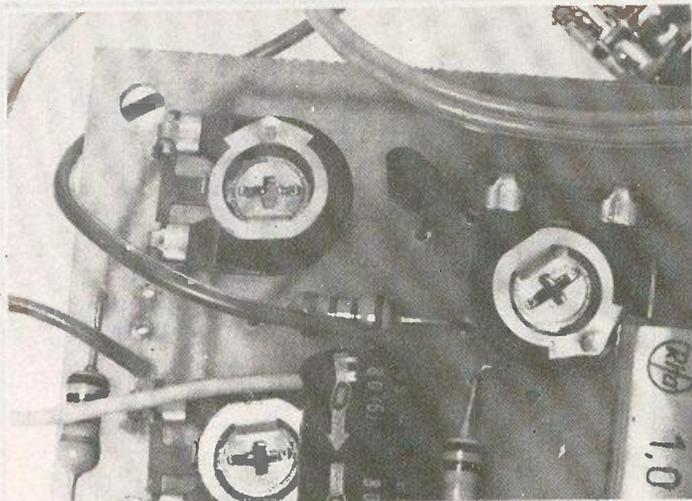


Photo 2. – Le réglage des potentiomètres étant définitif après mise au point, on les a choisis à positionnement horizontal.

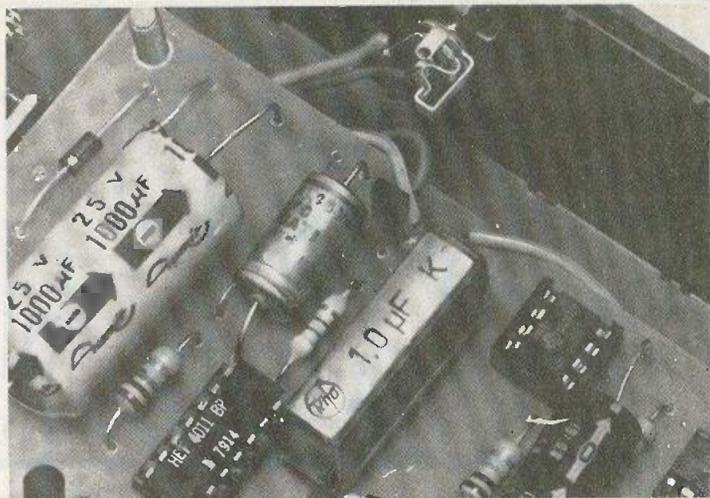


Photo 3. – On a choisi pour C_2 un condensateur mylar de qualité afin d'assurer une bonne tenue de la constante de temps de l'horloge.



Photo 4. – Après avoir ouvert la calculatrice, on repèrera soigneusement les deux connexions correspondant à la touche « = ».

n'oubliera pas l'interrupteur de marche/arrêt, et le nœud d'arrêt sur le cordon secteur.

3. Mise au point

Mettre sous tension le montage, brancher l'interrupteur A/M. L'inverseur [1] sera sur la position « RAZ », le [2] sur la position $\times 0,1$. Brancher, à l'entrée, une tension de 10 V environ (pile de 9 V par exemple), afficher un chiffre sur la calculatrice et presser la touche « + ». Puis basculer « INV 1 » sur la position « MES ». La calculatrice compte pendant un certain

temps, puis s'arrête. Régler P_1 jusqu'à ce que le temps de comptage soit d'environ 10 s (pour avoir un nouveau comptage, basculer « INV 1 » sur « RAZ », remettre à zéro la calculatrice, afficher un nombre, presser la touche « + » et basculer « INV 1 » sur « MES »). Puis brancher à l'entrée une tension connue entre 4 et 9 V (alimentation stabilisée, pile qu'on aura mesurée au voltmètre précédemment). Basculer « INV 1 » sur « RAZ », afficher 0,1 sur la calculatrice, presser la touche « + », puis basculer « INV 1 » sur « MES ». Régler P_3 jusqu'à obtenir une mesure

exacte. Pour refaire une mesure, recommencer la procédure de remise à zéro. Puis basculer « INV 2 » sur « $\times 0,5$ », brancher à l'entrée une tension (connue) entre 20 et 50 V (3 piles de 9 V en série, tension mesurée d'abord au voltmètre). Faire une mesure, en affichant 0,5 au lieu de 0,1 sur la calculatrice. Régler P_2 jusqu'à obtenir une mesure exacte.

4. Remarques

Sur la gamme « 0,1 », l'appareil est utilisable entre 2 V et 10 V. Sur la gamme « 0,5 », entre 10 V et 50 V. Les bornes

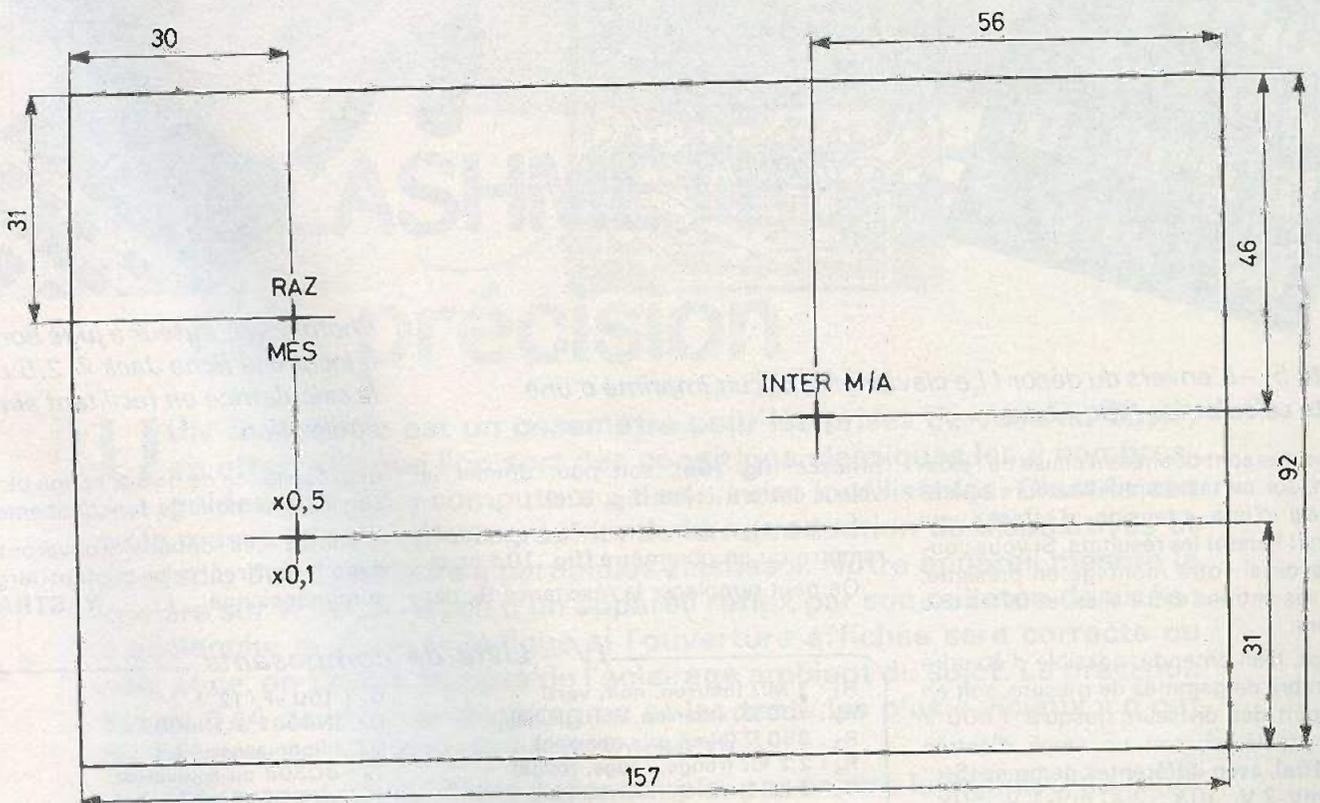
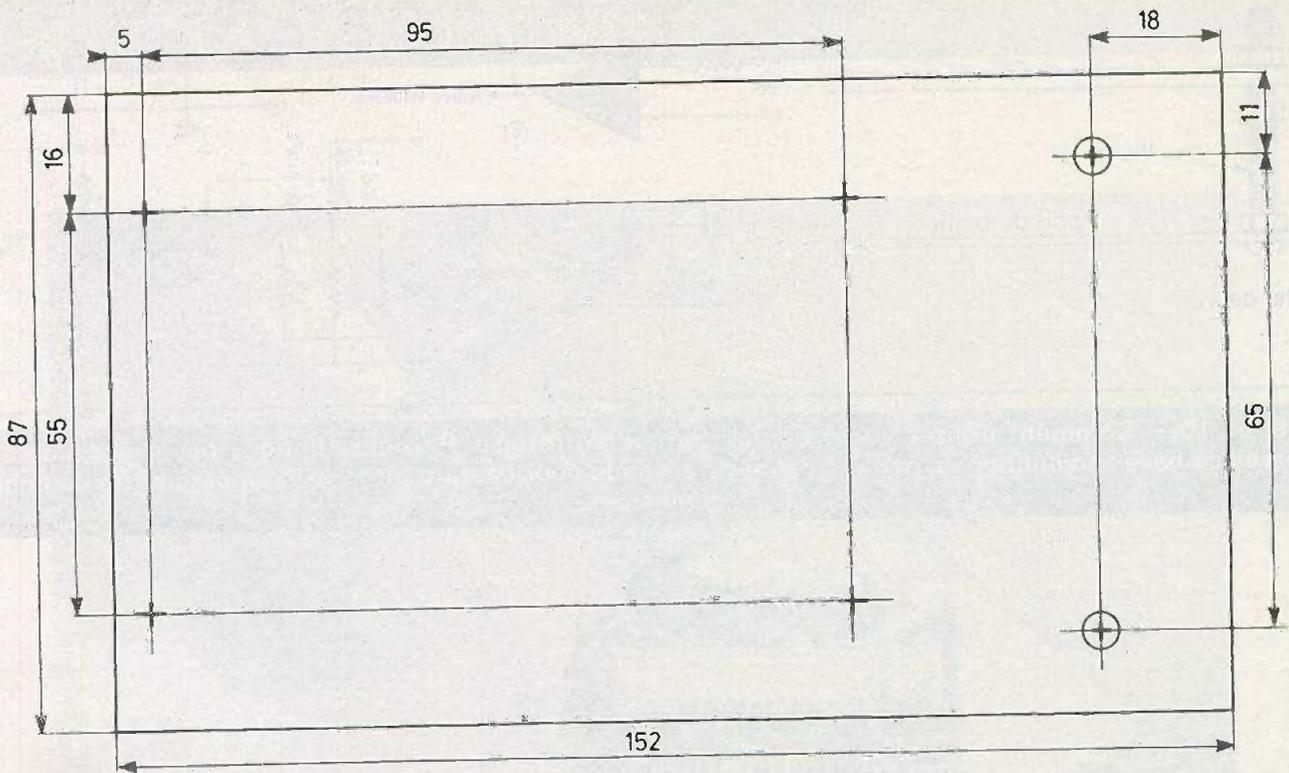


Fig. 7. à 8. - Le dispositif vient se loger dans un coffret Teko P2 à cause du transformateur. Les perçages du fond et du couvercle seront facilités par les cotes indiquées.

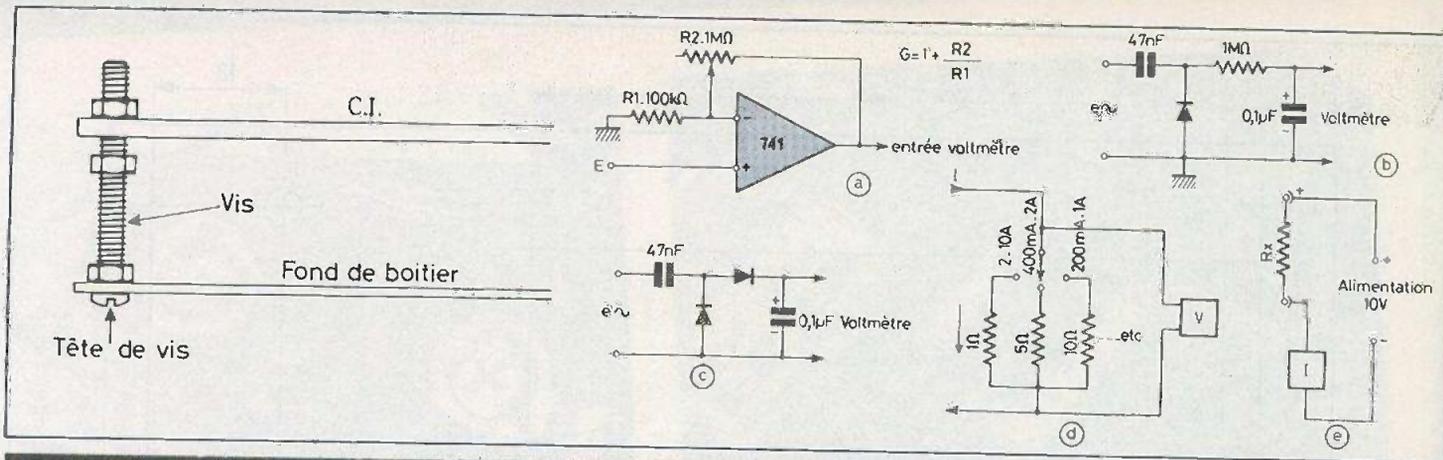


Fig. 9. et 10. – Comment utiliser vis et écrous comme entretoise. Plusieurs options peuvent s'ajouter à l'appareil de base : adjonction de gamme de mesure, sonde pour courant alternatif, ampèremètre ou encore ohmmètre.

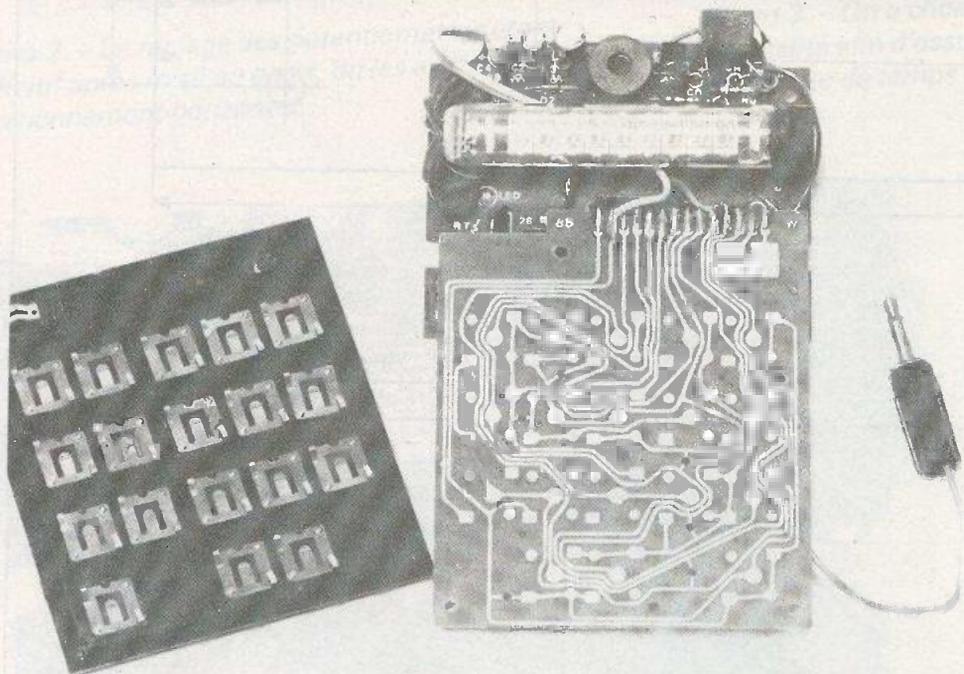


Photo 5. – L'envers du décor ! Le clavier et le circuit imprimé d'une petite calculatrice type « bazar ».



Photo 6. – L'auteur a jugé bon d'inclure la fiche Jack Ø 2,5 mm à la calculatrice en facilitant ainsi l'utilisation.

inférieures sont données à cause de l'existence, sur certains amplificateurs opérationnels d'une « tension d'offset » qui pourrait fausser les résultats. Si vous voulez savoir si votre montage en présente, relier les entrées entre elles, et faites une mesure.

Il est, bien entendu, possible d'étendre le nombre de gammes de mesure, soit en rajoutant des diviseurs (jusqu'à 1 000 V sans problème), soit un ampli d'entrée (fig. 10a), avec différentes gammes (5x : 400 mV-2 V, 10x : 200 mV-1 V, 50x : 40 mV-200 mV, 100 x : 20 mV-100 mV), au-delà, brancher deux amplificateurs en série.

Une sonde pour courant alternatif peut être réalisée, soit pour donner la valeur

efficace (fig. 10b), soit pour donner la valeur crête à crête (fig. 10c).

Le montage peut être utilisé en ampèremètre ou en ohmmètre (fig. 10d et c).

On peut remplacer la résistance R_5 par

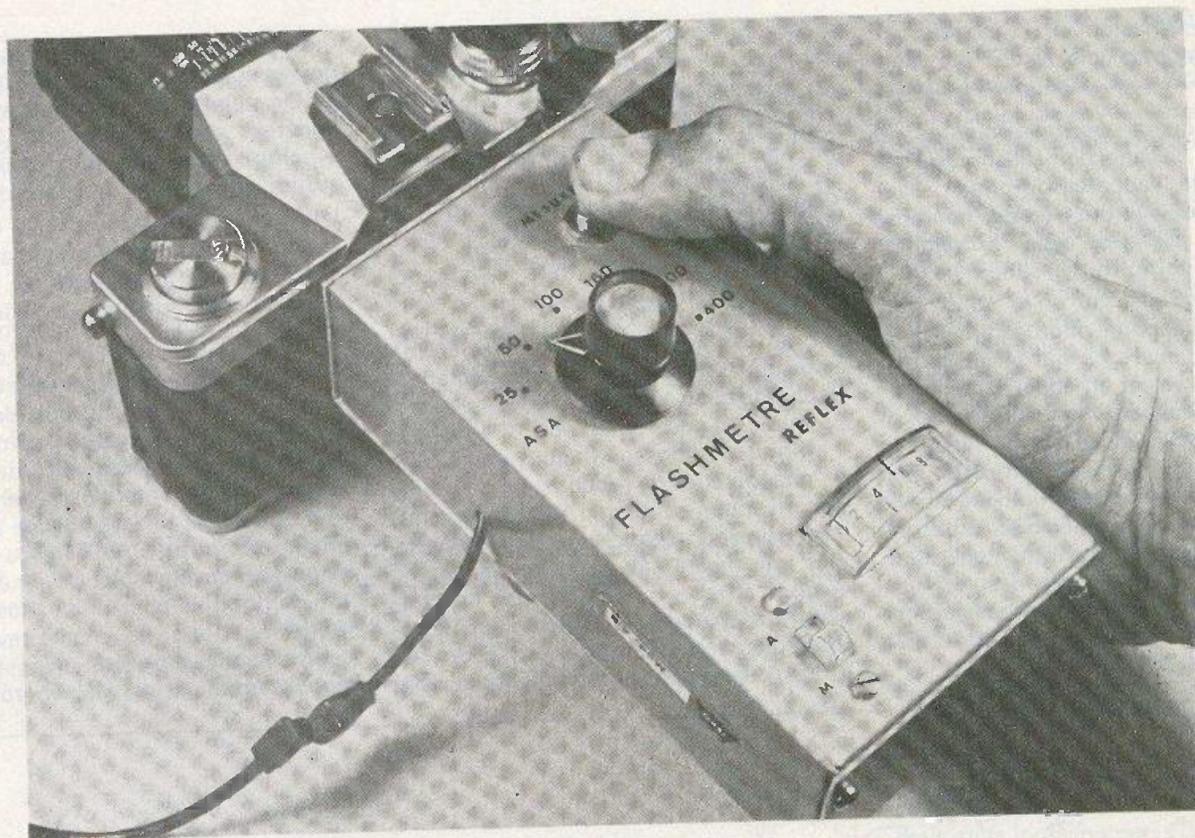
une résistance de 680 Ω et une LED, pour servir de témoin de fonctionnement.

Toutes ces options trouveront place dans le coffret, celui-ci étant largement surdimensionné.

Y. STRANSKY

IV – Liste de composants

- R₁ : 1 MΩ (marron, noir, vert)
- R₂ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
- R₃ : 680 Ω (bleu, gris, marron)
- R₄ : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
- R₅ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
- P₁ : résistance ajustable 1 MΩ
- P₂ : résistance ajustable 1 MΩ à 10 MΩ
- P₃ : résistance ajustable 220 kΩ
- C₁ : 220 μF / 12 V
- C₂ : 1 μF / Mylar
- C₃ : 1 000 μF / 25 V
- C₄ : 100 μF / 12 V
- D : 1N4001 à 1N4007
- DZ : diode zener 13 V
- T₁ : BC308 ou équivalent
- T₂-T₃ : BC238 ou équivalent
- Transfo 220-15 V (20 V), 0,3 A
- 1 INTER. simple
- 2 inverseurs doubles
- IC1 = IC2 = μA 741
- IC3 : CD4011
- 1 cordon secteur



UN FLASHMETRE-REFLEX de précision

UN flashmètre est un posemètre pour les prises de vues au flash ; en effet, dès que l'on sort des conditions classiques les « nombres-guides » et les « computers » deviennent inutilisables. C'est le cas de la macro et microphotographie, de la reproduction de diapositives et du studio avec plusieurs « parapluies-flashes ». Notre appareil mesure la lumière sur le verre dépoli d'un appareil réflex par son œilleton de visée ; il déclenche le flash et indique si l'ouverture affichée sera correcte ou non, et ce, en tenant compte de l'éclairage ambiant du sujet. La précision est de 1/4 de cran de diaphragme et les tests les plus « vicieux » n'ont pu entamer la fiabilité de ce flash-mètre.

L'étalonnage définitif est super simple, par contre le principe de fonctionnement est assez complexe, ce qui n'empêche pas un prix de revient inférieur à 200 F.

Le principe de la mesure

On remarquera que dans tous les cas précités, où l'usage d'un flashmètre est indispensable, l'appareil de prise de vue doit être fixé sur un trépied, heureuse coïncidence car c'est aussi la condition d'utilisation de notre réalisation.

Cadrage et mise au point étant faits, l'objectif de l'appareil photo est mis sur la position « manuel » ce qui ferme le diaphragme à la valeur affichée, par exemple $f : 11$, cela provoque bien sûr un assombrissement de la visée sur le dépoli. Le flash est chargé mais son cordon de synchro est provisoirement branché sur le flashmètre ; l'« œil » de celui-ci est appliqué contre l'oculaire de visée. L'opérateur appuie alors sur le bouton « mesure » (voir photo de titre), ce qui déclenche l'éclair et provoque une déviation de l'aiguille d'un petit vumètre.

Si l'aiguille est à mi-course, l'exposition sera parfaite, si la déviation est trop forte, on recommence l'opération avec un diaphragme plus fermé ou en éloignant le flash du sujet, et inversement. L'indication du galvanomètre reste fixe pendant une dizaine de secondes, puis revient automatiquement à zéro ; ce qui aura donné le temps au flash de se recharger.

Que s'est-il passé ?

L'action sur le bouton-poussoir « mesure » a déclenché simultanément le départ de quatre bascules monostables, la première d'une durée de 2 secondes « affirme » le poussoir et nous met à l'abri de phénomènes de rebonds. La deuxième met en action pendant $1/60^{\circ}$ de seconde la mesure photoélectrique ce qui charge plus ou moins un petit condensateur, celui-ci conservera sa charge. La troisième bascule va déclencher le flash électronique avec un retard de l'ordre de $1/200^{\circ}$ de seconde, donc au cours de la

mesure opto de $1/60^{\circ}$ de seconde. Rappelons au passage que $1/60^{\circ}$ de seconde est le temps d'exposition minima des appareils photo reflex ; pour les boîtiers synchronisés à une vitesse différente, il suffira de modifier la valeur d'une résistance.

Enfin le quatrième monostable va, dix secondes plus tard, décharger le condensateur, ce qui ramènera l'aiguille du galvanomètre à zéro.

Revenons à ce simple petit condensateur qui est, en fait, l'âme de toute la mesure : il a intégré toute la lumière reçue par la cellule pendant $1/60^{\circ}$ de seconde, la lumière ambiante plus celle de l'éclair tout comme le fera l'émulsion photographique. En effet, si un film de 100 ASA exige de recevoir toujours la même quantité de photons pour une exposition correcte, il en va de même avec notre condensateur, en série avec la cellule, lequel devra emmagasiner toujours la

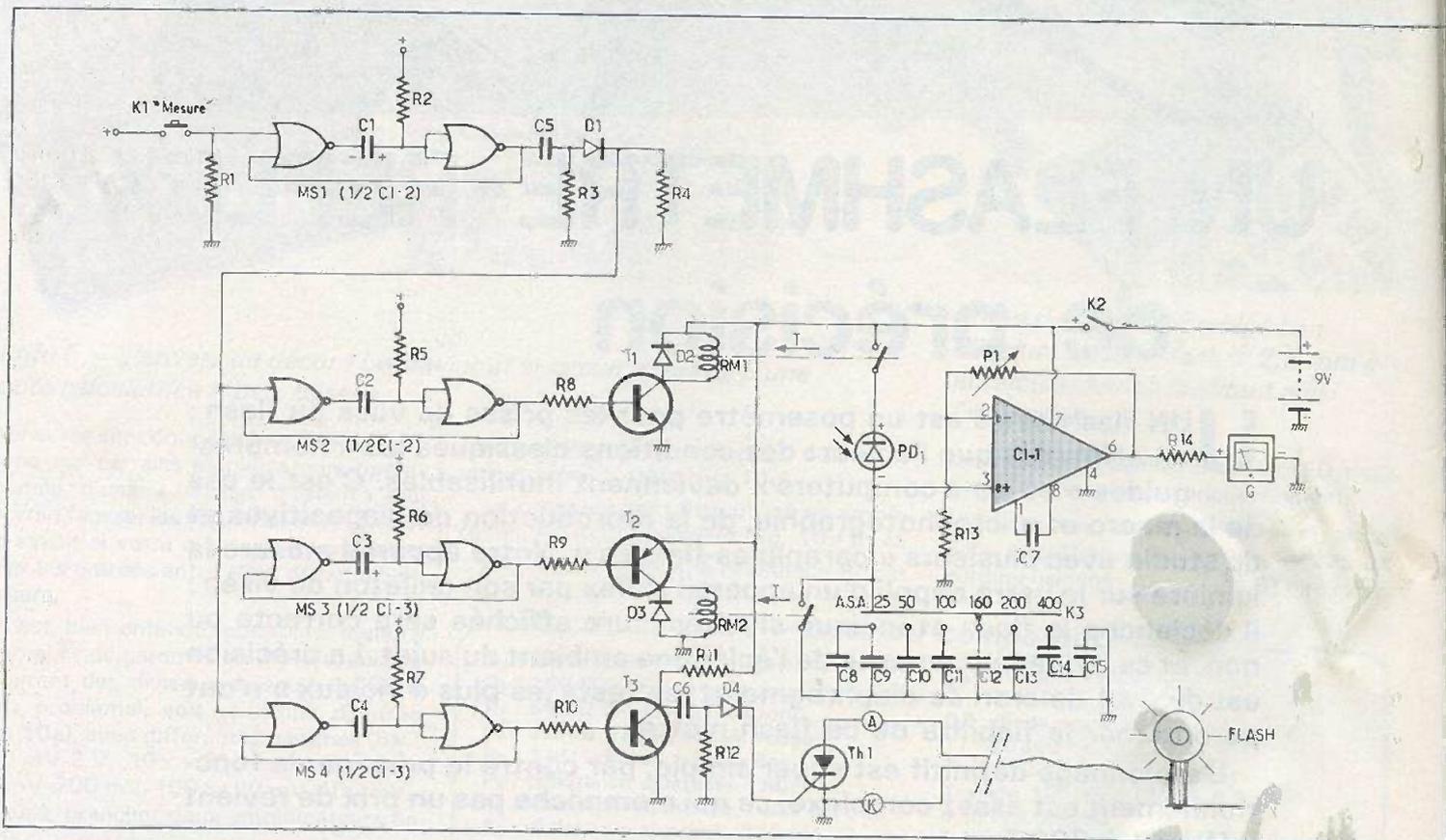


Fig. 1. et 2. - Quatre bascules monostables régissent le cycle de mesure tandis qu'une photodiode BPW 3 tableau cinétique facilitera la compréhension

même quantité d'électrons, donc aboutir toujours au même potentiel de charge. Un potentiel précis mais arbitraire et dont on se moque, car il suffira de l'amplifier plus ou moins (ce sera le seul tarage à effectuer), pour obtenir une autre tension voisine de 4,5 V qui provoquera la déviation à mi-course d'un galvanomètre quelconque.

Il est amusant de constater que nous ferons des mesures très précises avec une cascade de composants très mal définis, à savoir la sensibilité de la cellule, la valeur et le potentiel de charge du condensateur, la sensibilité du vu-mètre et un angle arbitraire de sa déviation, ici la moitié parce que c'est plus pratique. Mais tout sera remis en ordre par un ajustable qui fixera le gain d'un amplificateur de tension à impédance d'entrée infinie.

Ainsi pour un cran de diaphragme trop fermé, l'aiguille ne déviara que d'un quart alors que pour un ou plusieurs crans trop

ouverts, l'aiguille ira à bout de course (sans risque pour le galva).

Et pour les autres sensibilités de films ? Ne touchons plus à ce qui a été réglé pour 100 ASA. Puisque une pellicule de 50 ASA doit recevoir deux fois plus de lumière, il suffit de remplacer le condensateur par un autre de valeur double, ou moitié pour 200 ASA, etc. Ainsi l'étalonnage initial reste valable de 25 à 400 ASA tant sur les plans théorique que pratique.

Le principe étant (enfin !) expliqué, venons-en à l'électronique qui est nettement plus classique.

Le schéma électronique (figures 1 et 2)

Les quatre bascules monostables (MS₁, MS₂, MS₃ et MS₄) font appel à des portes logiques NOR en C-MOS (Cl₂ et Cl₃) com-

mandées par une impulsion positive, elles délivrent une tension de 9 V pendant un temps en secondes égal à 0,38 RC avec l'alimentation en 9 V. La précision de ces constantes de temps a peu d'importance.

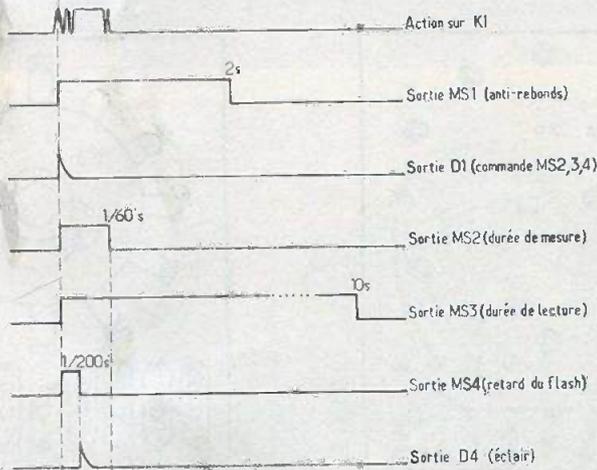
Le premier monostable MS₁ fournit un créneau de deux secondes mais seul le front montant est pris en compte par C₅ et D₁ qui le traduisent en une brève impulsion positive pour commander les trois autres bascules, sur lesquelles nous reviendrons.

La cellule est une photodiode silicium de type P.I.N. enfin très répandue, la célèbre BPW 34. Sa grande surface la rend très sensible mais avec un courant d'obscurité quasi-nul (2 nA), un temps de réponse très bref (50 ns) et une linéarité parfaite. Son seul défaut étant la présentation de son boîtier, pas très pratique (voir photo 4). Pendant la mesure, son courant va charger un condensateur (C₈ à C₁₅) sélectionné par le rotacteur K₃ qui constitue le changement de sensibilité de films.

Il va falloir mesurer la tension du condensateur en service (12 à 200 nF) mais sans le décharger, aussi l'amplificateur de tension Cl₁ n'est pas un 741 mais son homologue en BI-FET, le CA 313Q dont la résistance d'entrée est d'un million et demi de mégohms (Voir « Electronique Pratique nouvelle série, n° 20 page 130). D'autre part pour l'alimentation de la photodiode pendant 1/60° de seconde et pour le circuit de décharge du condensateur, il faut avoir recours à deux relais magnétiques RM₁ et RM₂, car les meilleurs transistors fuiraient encore trop.

Nous avons utilisé des relais « REED » miniatures en boîtiers DIL qui ont un temps de réponse de l'ordre de 1 ms et parfois moins. Leurs bobines sont alimentées par des transistors ordinaires T₁ et T₂, eux-mêmes commandés par les bascules MS₂ et MS₃.

La tension de sortie de Cl₁ varie entre 0 et 8,7 V et la résistance chutrice R₁₄ a une valeur telle que l'aiguille du galvanomètre va en bout d'échelle pour cette tension maxi. Vous pouvez remplacer R₁₄ par un ajustable de 220 kΩ. Ainsi le vu-mètre peut aussi vérifier la tension de la pile de 9 volts : il suffit pour cela de braquer la cellule vers une lumière assez vive et d'appuyer sur le bouton « mesure » (K₁), pour que l'aiguille aille en bout de course.



associée à un amplificateur BIFET assurent la section « opto ». Le

Le déclenchement du flash est commandé par la bascule MS₄ dont le front descendant est transformé en une impulsion positive, par l'ensemble T₃, C₆ et D₄ qui rend conducteur le thyristor Th₁ lequel va court-circuiter les électrodes du câble synchro du flash. Rappelons à ce sujet que ce câble est connecté à l'intérieur du flash aux bornes d'un condensateur qui se charge entre 150 et 250 V, selon les modèles.

Les circuits imprimés (figures 3 et 4)

Outre le module principal nous avons regroupé les condensateurs commutables C₈ à C₁₅ sur un petit circuit imprimé lui-même soudé au rotacteur à 6 positions K₃. Quant au support de la photo-diode c'est une chute d'époxy 18 x 18 mm avec une saignée dans le cuivre, genre « gravure anglaise ».

Le module principal

Les pattes de C₁ ont été séparées et pliées en position « DIL 8 ». Pour les condensateurs nous avons prévu plusieurs entr'axes pour s'accommoder à tous les modèles. Les C₂ et C₃ sont des C-MOS donc à souder avec un fer relié à la terre.

Le brochage de vos relais REED sera à vérifier ; signalons à ce propos qu'il existe des relais tout aussi rapides mais présentés en boîtiers cylindriques. Une autre cause de modification du tracé cuivre concerne le brochage du thyristor au cas où vous auriez un boîtier plat au lieu d'un rond ; il s'agit d'un thyristor de faible puissance sans radiateur mais avec une tension maxi de 300 ou 400 V et un courant de gâchette inférieur ou égal à 10 mA. Ne pas oublier le strap côté cuivre entre les deux pastilles triangulaires.

Le module rotacteur

Ces rotacteurs encapsulés ressemblent à des potentiomètres et sont bon marché. On prendra un « deux voies/6 positions » ; une voie sera donc inutilisée. Toutes les cosses périphériques seront pliées à angle droit vers l'extérieur puis légèrement étamées. Souder un fil de 2 cm sur la cosse centrale (commun) utilisée. Les trous du circuit disposés en cercle sont équipés de cosses poignard qui seront ensuite pliées à plat puis étamées (voir figure 4).

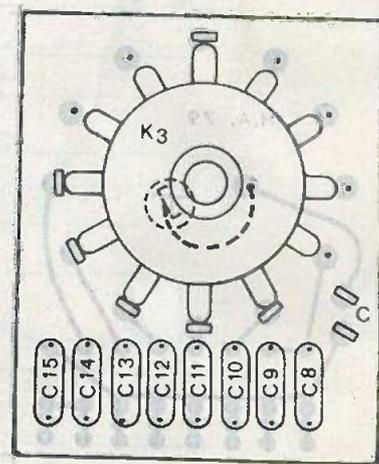
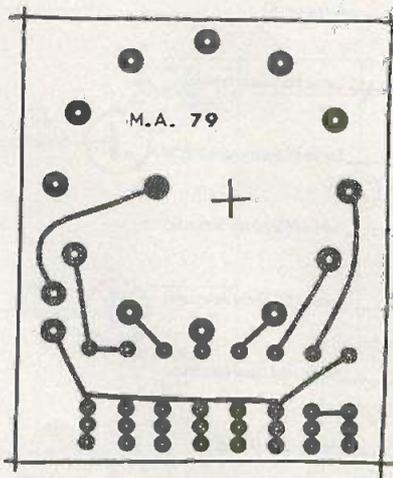
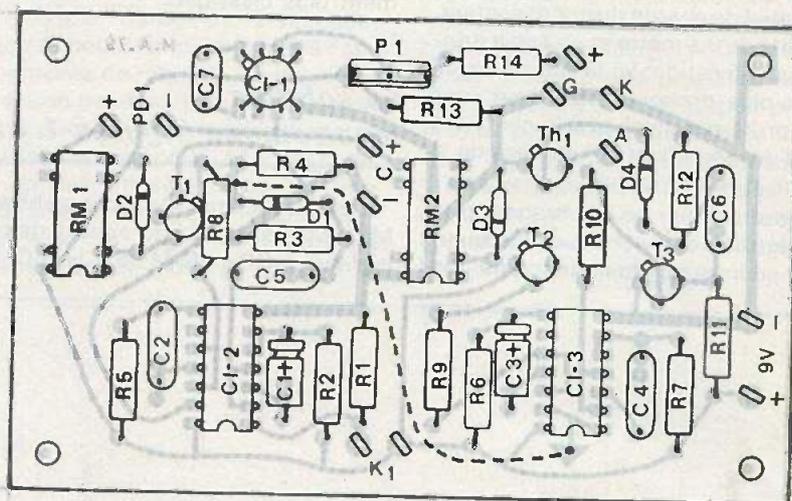
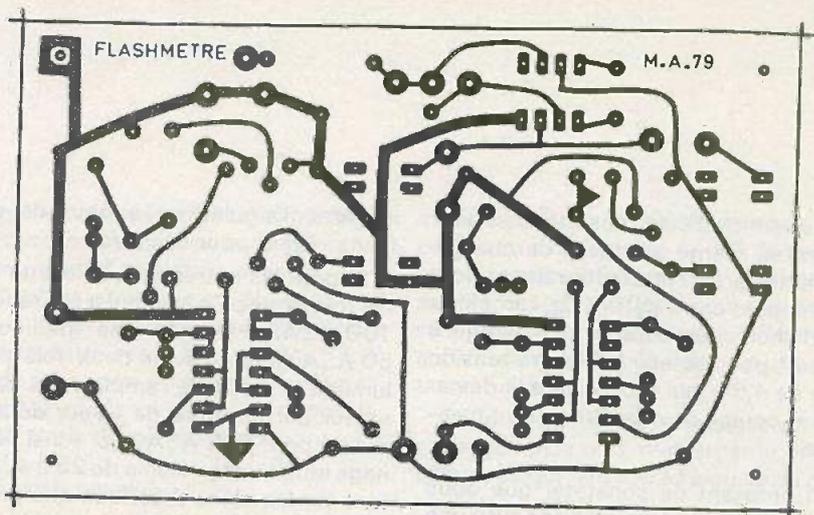


Fig. 3 et 4. - Comme d'usage, tracés des deux circuits imprimés à l'échelle 1. Au niveau de l'implantation un strap en fil isolé relie les deux pastilles de cuivre triangulaires.

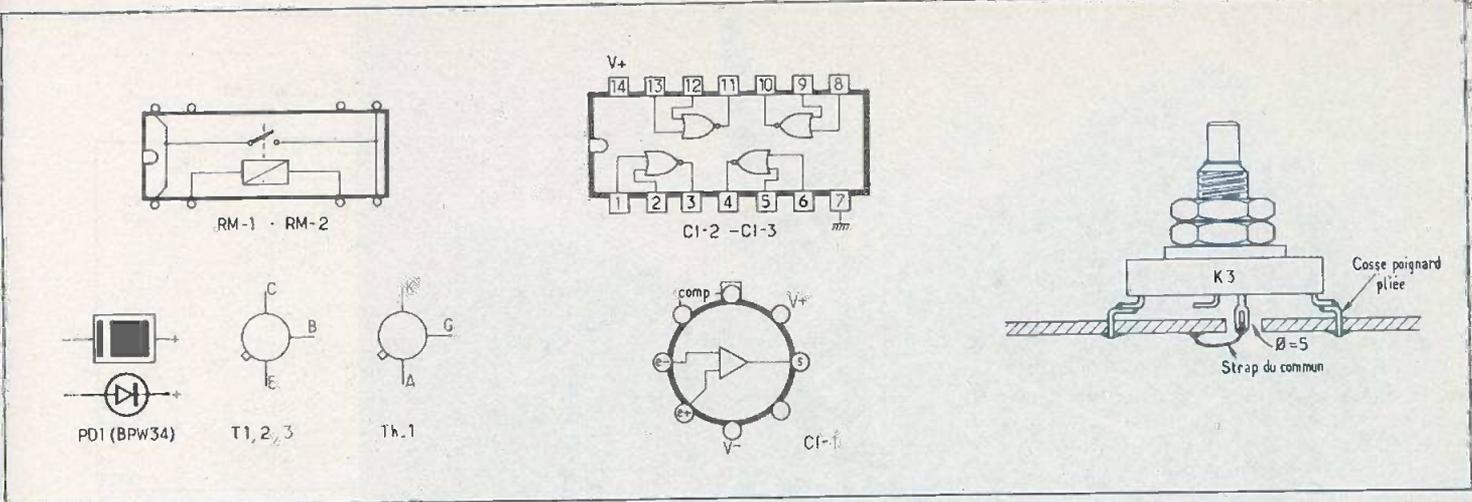


Fig. 4 bis. - Brochage des composants utilisés vus de dessus. Une particularité du module rotacteur : la fixation de K₃ par des cosses poignards pliées et pré-étamées.

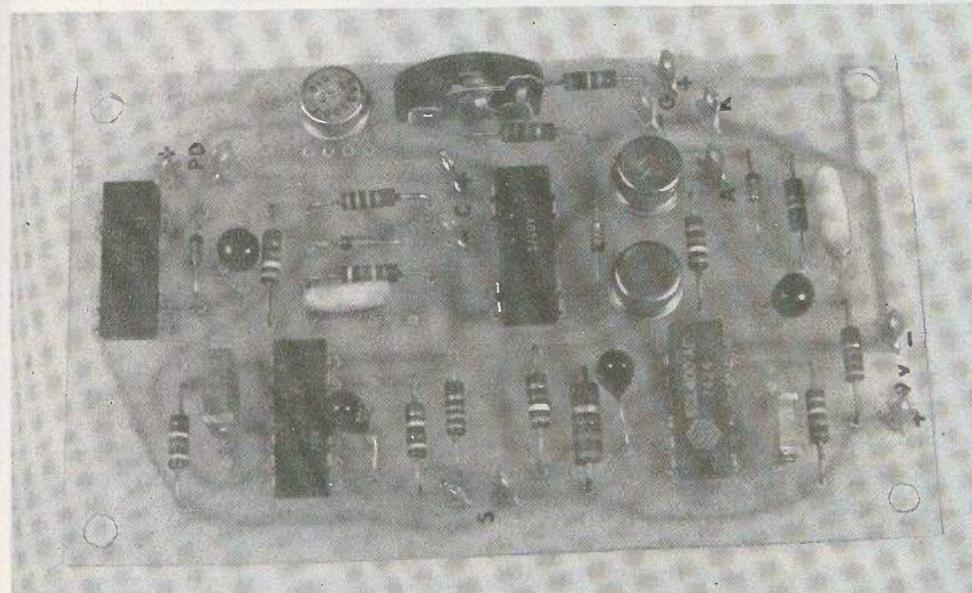


Photo 1. - Le module principal laisse apparaître les deux relais REED en boîtier DIL

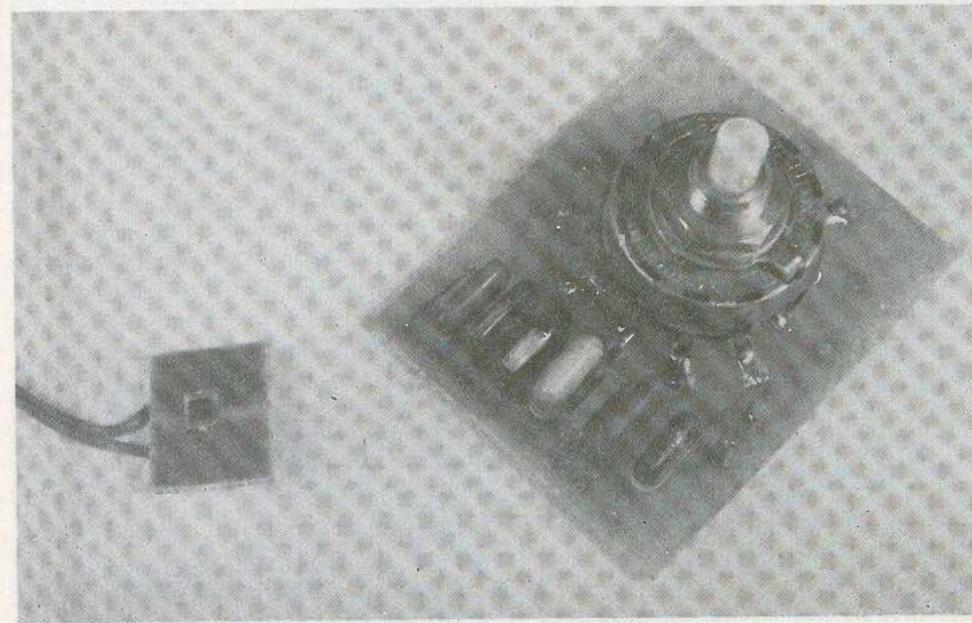


Photo 2. - Le rotacteur directement soudé sur la platine. La photodiode a également nécessité un mini-circuit.

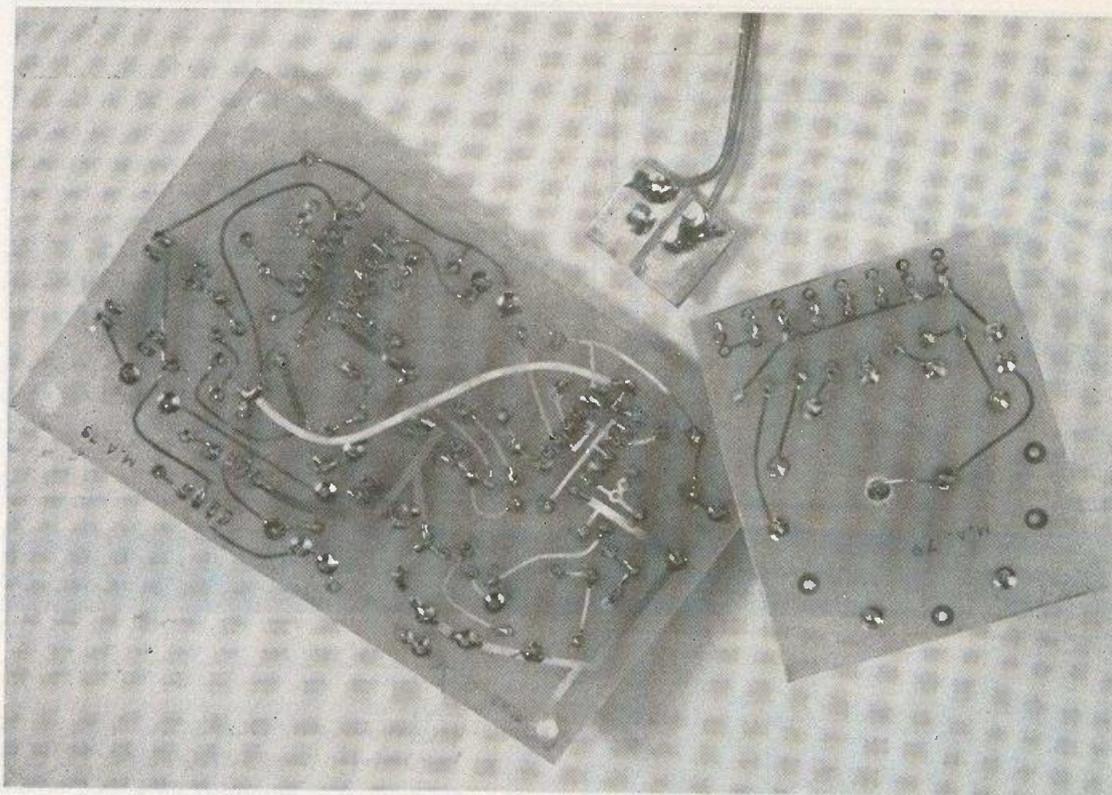


Photo 3. – Les circuits vus côté cuivre : on remarquera le strap en fil isolé sur le circuit principal et la liaison du commun du rotacteur.

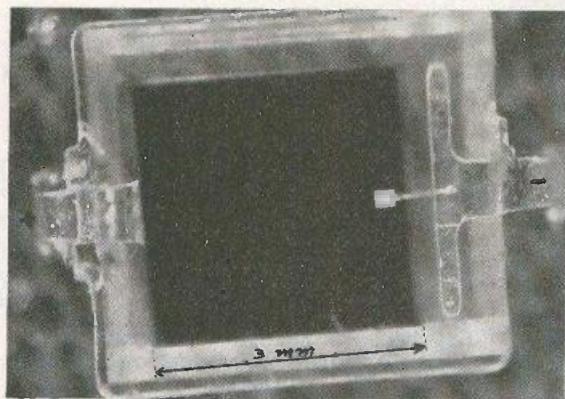


Photo 4. – Gros plan sur la photodiode BPW 34 : Une surface utile d'environ 8 mm² !

Faire passer le fil de 2 cm par le trou $\varnothing 5$ dans l'époxy et positionner soigneusement le rotacteur sur les cosses-poinçard, puis souder en posant simplement le fer sur les cosses du rotacteur. Le fil de 2 cm sera ensuite soudé à la pastille cuivrée proche du trou $\varnothing 5$.

Les condensateurs C_9 à C_{15} devront être aussi précis que possible ; à défaut de capacimètre utiliser des polyester métallisés gris qui sont à $\pm 5\%$ (parce que découpés au laser). Attention à l'implantation de C_{15} (position 400 ASA) : la valeur théorique est de 12,5 nF aussi le circuit a été prévu pour la mise en série de deux 22 nF, mais on peut facilement les remplacer par un seul marqué 10 nF faisant 11 ou 12 nF (ce que nous avons fait). En ce cas, il est impératif de mettre un petit strap sur l'emplacement vide.

La mise en coffret (photo 5)

Il faut obligatoirement un boîtier métallique relié à la masse du circuit. Les modules ont été conçus pour que tout puisse être logé facilement dans le coffret aluminium Teko 4/B, à condition de respecter nos plans de perçage (voir figure 5).

La partie extérieure du coffret reçoit le module principal et la cellule, alors que la partie interne (celle ayant des bords repliés) supporte le rotacteur avec son module, le vu-mètre, le bouton-poussoir K_1 , l'inter marche-arrêt K_2 et le passage du câble se raccordant au câble synchro du flash.

Le module principal est maintenu par

quatre vis de 3 mm avec des écrous en guise d'entretoises. La plaquette supportant la cellule est collée derrière le trou $\varnothing 10$ de l'avant de l'appareil. L'ajustable P_1 est un modèle « vertical » qui doit pouvoir être commandé boîtier fermé ; aussi relever avec précision les coordonnées de son axe pour percer un regard $\varnothing 5$ dans le flanc droit du couvercle.

Le vu-mètre est simplement collé par l'intérieur. Toutes les liaisons sont en fils fins isolés (fil en nappe), les moins longues possible avec les deux éléments du boîtier disposés comme il est indiqué sur la photo 5.

Un petit travail délicat va consister à confectionner avec du contreplaqué de 3 ou 5 mm un gabarit de guidage pour la cellule. Mesurez sur votre appareil photo

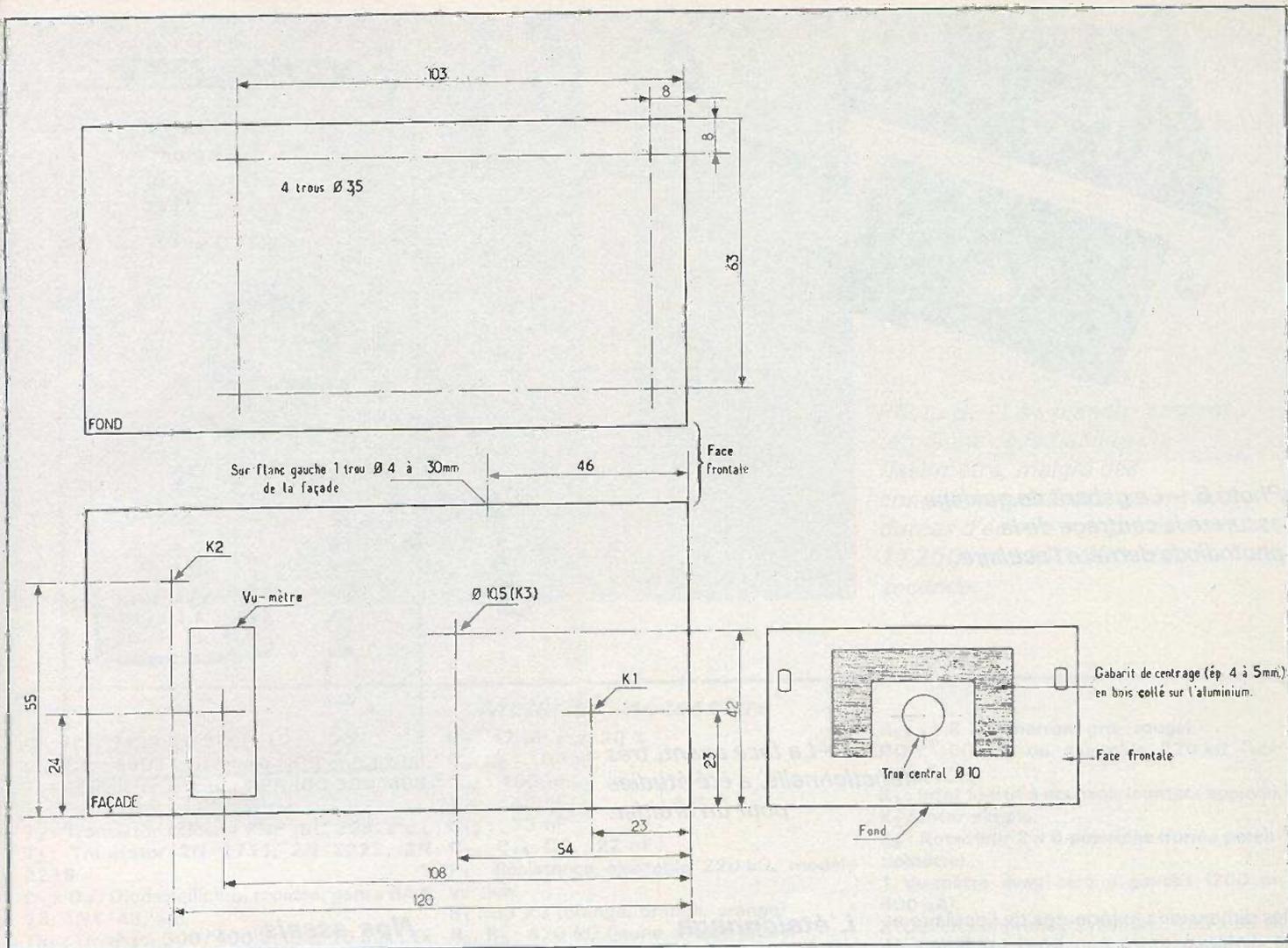


Fig. 5. - Le montage s'introduit très bien dans un coffret de la gamme TEKO, référence 4B. Le perçage présenté vu de l'extérieur, s'effectuera selon les cotés indiqués.

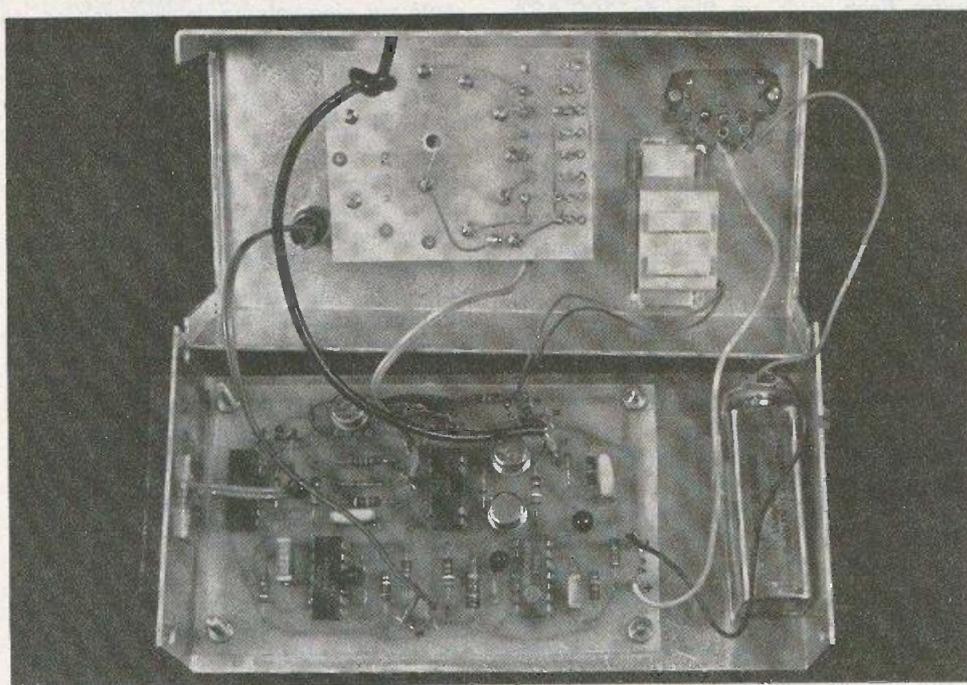


Photo 5. - Les divers modules trouvent parfaitement leur place dans le boîtier Teko 4B.

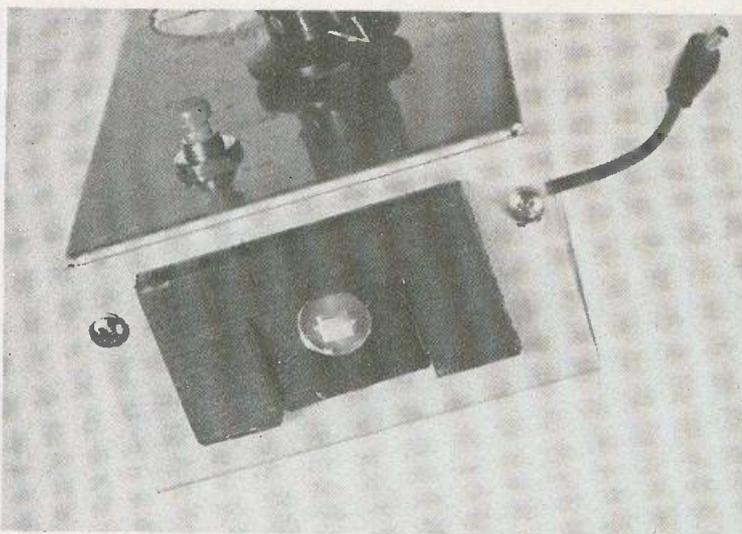


Photo 6. – Le gabarit de guidage assurera le centrage de la photodiode derrière l'oculaire.

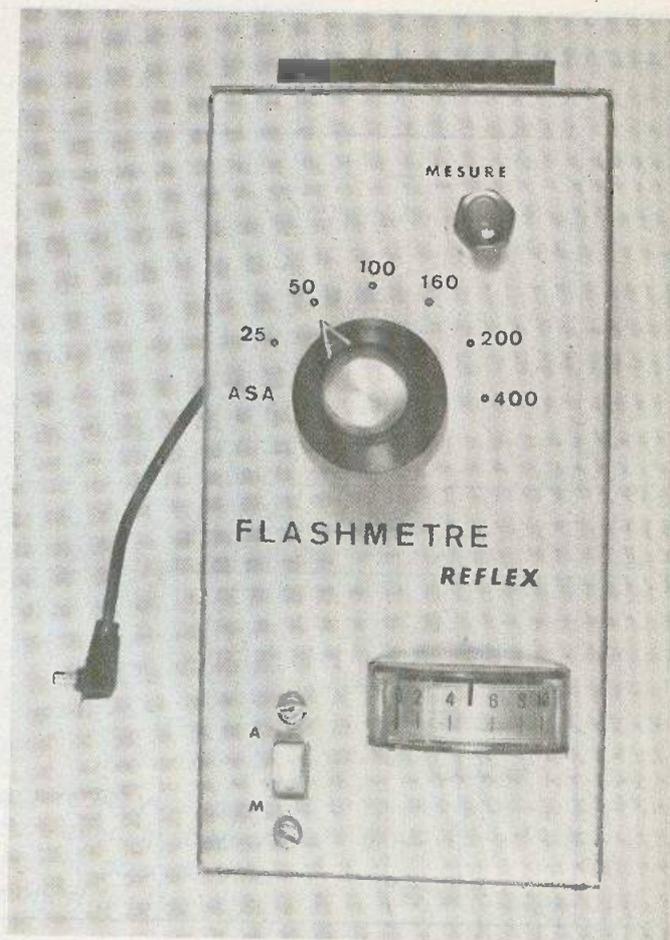


Photo 7. – La face avant, très fonctionnelle, a été étudiée pour un droitier.

les dimensions extérieures de l'oculaire et la distance entre son bord supérieur et l'axe optique de visée. Découpez dans le bois cette sorte de U renversé qui sera ensuite collé sur l'aluminium (fig. 5 et photo 6). Un jeu latéral de 1 à 2 mm est tolérable. Noircir avec un marqueur feutre.

Enfin le problème du raccordement du flash. Avec un voltmètre de préférence à haute impédance, s'assurer que la polarité de son câble synchro est bien conforme à la norme à savoir : Broche axiale « + », tube « - » (attention ≈ 200 V continu). Acheter une petite rallonge pour flash et couper la rallonge à 20 cm de cet embout. Enfiler ce fil par le trou $\varnothing 4$ pratiqué dans le flanc gauche du couvercle (fig. 5b) et faire un nœud d'arrêt d'intérieur à 5 cm de l'embout. Souder le conducteur « + » à la cosse « A » et le « - » à la cosse « K » du module principal).

La consommation du circuit n'étant que de 12 mA on peut se contenter d'une pile de 9 V ordinaire, laquelle sera disposée verticalement entre le vu-mètre et le boîtier (photo 5). Fermer le boîtier ; rappelons que pour le premier vissage d'un coffret métallique Teko, il faut graisser légèrement les quatre petites vis Parker.

L'étalonnage

Installez votre appareil sur un trépied à 2 ou 3 mètres d'un mur. Déterminez le diaphragme qu'il faudrait utiliser avec votre flash avec un film de 100 ASA. Reportez cette valeur sur votre objectif en position « manuel ».

Positionnez le flashmètre sur 100 ASA et branchez-y le cordon du flash. Appliquez l'appareil sur l'oculaire et appuyez un coup sur le bouton « mesure ». Le flash part et le vu-mètre dévie, puis reviendra à zéro 10 secondes plus tard (environ). Si la déviation est inférieure à la mi-échelle, agir sur P_1 avec un petit tournevis par le trou $\varnothing 5$ dans le sens anti-horaire, ou inversement si la déviation est trop forte.

Recommencer les essais jusqu'à ce que l'aiguille ait la bonne déviation. Ce réglage est définitif, il restera valable pour les autres sensibilités de films, la macrophotographie, d'autres objectifs et d'autres « flashes ». Par contre, il devra peut-être être retouché si vous changez de dépoli ou de boîtier d'appareil photo, car vous avez sans doute remarqué que la luminosité des viseurs reflex varie beaucoup d'une marque à une autre...

Nos essais

Pour cet étalonnage, nous disposons d'un flash professionnel à computer, le METZ 402, dont l'automatisme peut être réglé sur cinq valeurs de diaphragme, ce qui nous a permis de constater que l'étalonnage effectué à f 11 restait exact à f : 4, f : 5,6, f : 8 et f : 16 et de 25 à 400 ASA.

Enfin les essais en conditions réelles, (photo 8), un sujet en macrophoto avec bague allonge et un film de 50 ASA. D'abord le METZ 402 à pleine puissance (durée de l'éclair 1/250 s) mais dirigé vers le plafond, c'est-à-dire en éclairage indirect ce qui nous a donné f : 8. Puis deux essais en éclairages directs avec computer pour avoir f : 4 et f : 11 ; ce dernier cas correspondant à une durée d'éclair de 1/40 000 seconde ! Le développement du négatif a fourni trois clichés de densités identiques et d'expositions parfaites.

Nous reproduisons sur la photo 8 la « planche contact » de ce négatif pour bien montrer qu'il n'y a pas de tricherie et que ce flashmètre reflex est vraiment un appareil de précision : comme quoi une certaine complexité électronique est parfois payante...

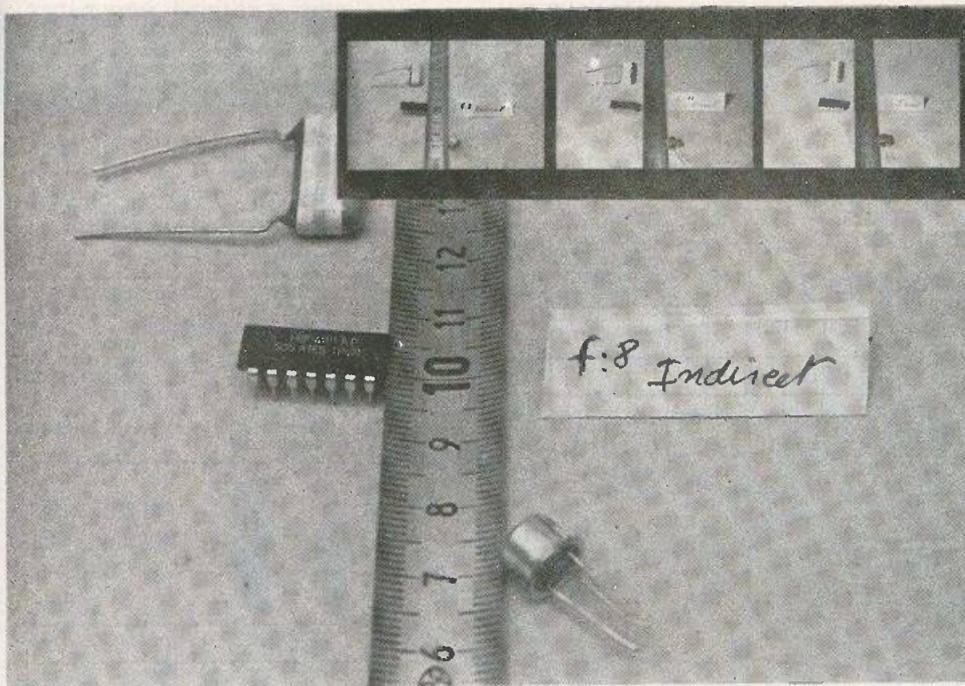


Photo 8. — La « planche contact » témoigne de la fiabilité du flashmètre, malgré des conditions extrêmes, soient des durées d'éclairs comprises entre $1/250^{\circ}$ et $1/40\ 000^{\circ}$ de seconde.

Matériel nécessaire

CI₁ : CA 3130 (ou TL080).
CI₂, CI₃ : 4001 (quadruple NOR en CMOS).
T₁ : Transistor silicium NPN (BC 109, 408, etc.).
T₂ : Transistor silicium PNP (BC 308, etc.).
T₃ : Transistor 2N 1711, 2N 2222, 2N 2219.
D₁ à D₄ : Diodes silicium rapides, genre BAX 13, 1N4148, etc.
Th₁ : Thyristor 300/400 V. $I_g \leq 10$ mA : Ex 17.T.4 (Sescosem).
PD₁ : Photo-diode P.I.N. BPW 34 (Siemens).
RM₁, RM₂ : Relais REED-CED (1T) ou équivalent.
C₁, C₃ : 10 μ F / 10 V
C₂, C₄ : 100 nF
C₅, C₆ : 47 nF

C₇ : 47 pF à ± 20 %
C₈, C₉ : 100 nF
C₁₀ : 100 nF
C₁₁ : 47 nF
C₁₂ : 33 nF
C₁₃, C₁₄, C₁₅ : 22 nF
P₁ : Résistance ajustable 220 k Ω , modèle vertical.
R₁ : 33 k Ω (orange, orange, orange)
R₂, R₃ : 470 k Ω (jaune, violet, jaune)
R₄ : 33 k Ω (orange, orange, orange).
R₅ : 470 k Ω (jaune, violet, jaune).
R₆ : 1,2 M Ω (marron, rouge, vert).
R₇ : 180 k Ω (marron, gris, jaune).
R₈, R₉, R₁₀ : 3,9 k Ω (orange, blanc, rouge).
R₁₁ : 470 Ω (jaune, violet, marron).
R₁₂ : 100 k Ω (marron, noir, jaune).

R₁₃ : 1,8 k Ω (marron, gris, rouge).
R₁₄ : 100 k Ω ou ajustable 220 k Ω (voir texte).
K₁ : inter fugitif à poussoir (contact appuyé).
K₂ : inter simple.
K₃ : Rotacteur 2 x 6 positions (forme potentiomètre).
 1 Vu-mètre avec zéro à gauche (200 ou 400 μ A).
 2 Circuits imprimés à réaliser : 105 x 65 et 60 x 50 mm.
 20 Cosses-poignard.
 1 Rallonge pour câble flash.
 1 Pile 9 V miniature.
 1 Prise agrafe pour pile 9 V miniature.
 1 Boîtier Teko 4/B.

Michel ARCHAMBAULT

BIBLIOGRAPHIE

L'ELECTRONIQUE DANS L'AUTOMOBILE

S'IL est un secteur de notre industrie qui doit continuellement innover pour faire face aux problèmes de notre temps : pollution, économie d'énergie, sécurité..., il s'agit bien de l'industrie automobile.

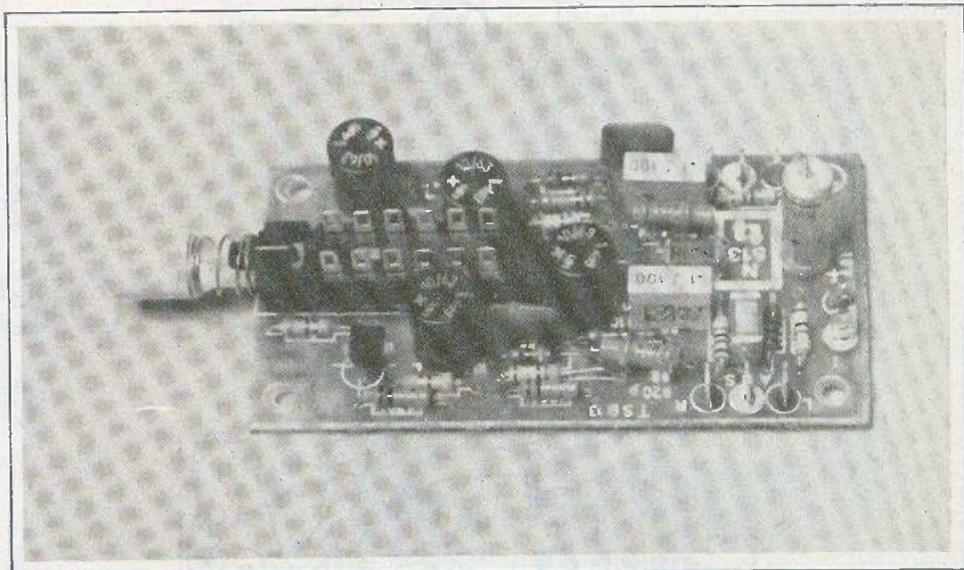
Jusque vers les années 70 nous étions

plongés dans une période de croissance ininterrompue et les constructeurs envisageaient l'avenir avec sérénité. A l'heure actuelle la situation s'avère différente et l'emploi de simples palliatifs n'est plus de mise. Il apparaît donc normal de faire de plus en plus appel à l'électronique pour optimiser le rendement de notre bon vieux moteur à explosion au même titre que ses organes connexes.

Notre confrère « Le HAUT-PARLEUR » vient de publier un numéro spécial entièrement consacré à l'électronique dans l'automobile et propose, notamment, la

réalisation par l'amateur, d'un allumage électronique à décharge capacitive.

Au sommaire : L'électronique dans les dispositifs d'allumage. L'allumage par batterie. Combustion et allumage. Télécommande d'ouverture de porte de garage. L'allumage électronique intégral MOTOROLA. Un régulateur électronique de tension pour alternateur d'automobile. L'antiparasitage. Compte-tours électronique. L'autoradio et son évolution. L'amplificateur de puissance PA 130 et le correcteur graphique CA 200 F TEN. Nouveautés.



Filtre d'écoute THOMSEN TSB 13

NOUS avons déjà eu l'occasion de publier des modules de conception Thomsen ; plus particulièrement le préampli stéréo linéaire (N° 1601 de juin 1977), le filtre de présence (N° 1605 de juillet 1977). Celui que nous vous proposons aujourd'hui viendra s'ajouter sans problème aux précédents.

I - Principe de fonctionnement (figure 1)

Le filtre d'écoute s'insère entre le correcteur de tonalité et l'ampli de puissance.

Ce module d'un faible encombrement constitue un filtre sélectif en fréquence. Les valeurs des éléments R.C. constituant ce filtre ont été choisis en fonction de la courbe de sensibilité de l'oreille.

En effet, on sait la mauvaise sensibilité de l'oreille humaine aux fréquences extrêmes (du spectre audible bien entendu). Pour pallier ce manque il est donc intéressant de « creuser » les médium (mieux perçus).

Après filtrage, le signal, par l'intermédiaire d'un pont diviseur, attaque la base du transistor qui assure une basse impédance de sortie grâce à son montage en émetteur suiveur.

Le découplage du deuxième canal est assuré par la résistance de 680 Ω et le condensateur de 22 μ F.

Le filtre proprement dit est constitué de 6 résistances et de 4 condensateurs.

L'entrée du signal s'effectue par l'intermédiaire du condensateur de 10 μ F.

II - Caractéristiques techniques

- Tension d'alimentation : + 18 V.
- Courant d'alimentation : 1,5 mA.
- Impédance d'entrée : 47 k Ω .
- Impédance de sortie : 320 Ω .
- Tension de sortie maxi sans distorsion : 2 Veff.
- Réponse en fréquence : 16 dB à 50 Hz ; 26 dB à 1 kHz ; 20 dB à 8 kHz.

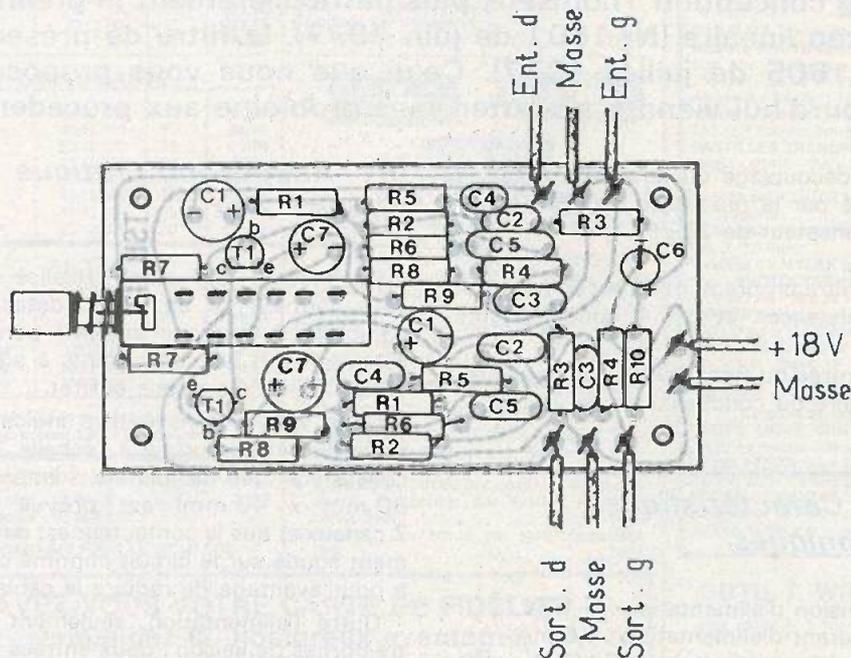
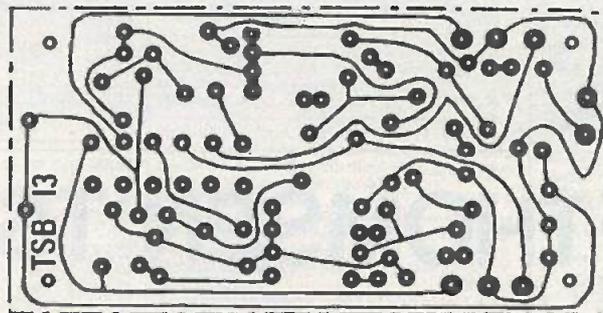
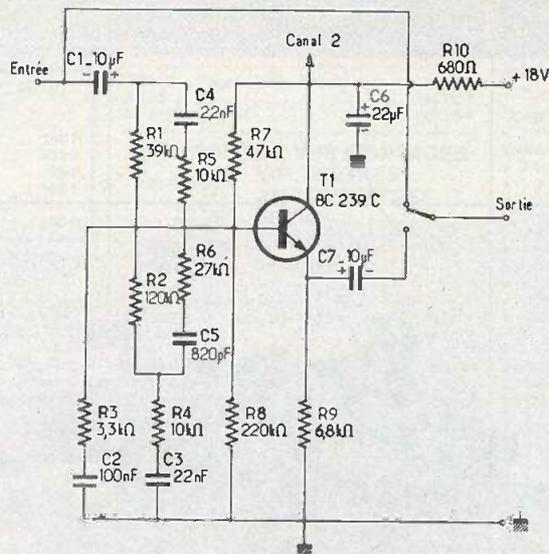
III - Réalisation pratique (figures 2 et 3)

Ce module est commercialisé sous deux formes : kit en pièces détachées, comprenant le circuit imprimé percé et sérigraphié et les composants à souder ou kit monté mais sans coffret.

Nous vous livrons à titre indicatif le tracé du circuit imprimé à l'échelle 1. On constatera que la platine (dimensions 80 mm x 40 mm) est prévue pour 2 canaux et que le contacteur est directement soudé sur le circuit imprimé ce qui a pour avantage de réduire le câblage.

Outre l'alimentation, seulement quatre bornes de liaison : deux entrées (gauche et droite), deux sorties (gauche et droite).

En ce qui concerne la réalisation proprement dite et compte tenu du nombre élevé de composants proportionnellement à la surface de la plaque d'époxy, on



s'en tiendra à un ordre de montage classique : résistances, condensateurs, contacteur et enfin transistors.

Une fois le module soudé, nettoyé et éventuellement vernis on pourra l'insérer entre le correcteur de tonalité et l'amplificateur de puissance ou l'ajouter aux autres modules TSB.

Le constructeur précise que le fonctionnement correct du TSB 13 est assuré s'il est monté à 10 mm d'une plaque de blindage que l'on pourra réaliser à l'aide de plaques époxy cuivrées vierges dont on reliera la face conductrice à la masse.

On pourra également ajouter une résistance de 39 k Ω entre chaque sortie et le négatif du condensateur de 10 μ F qui lui correspond ceci afin d'atténuer les bruits de commutation sur les amplificateurs de forte puissance.

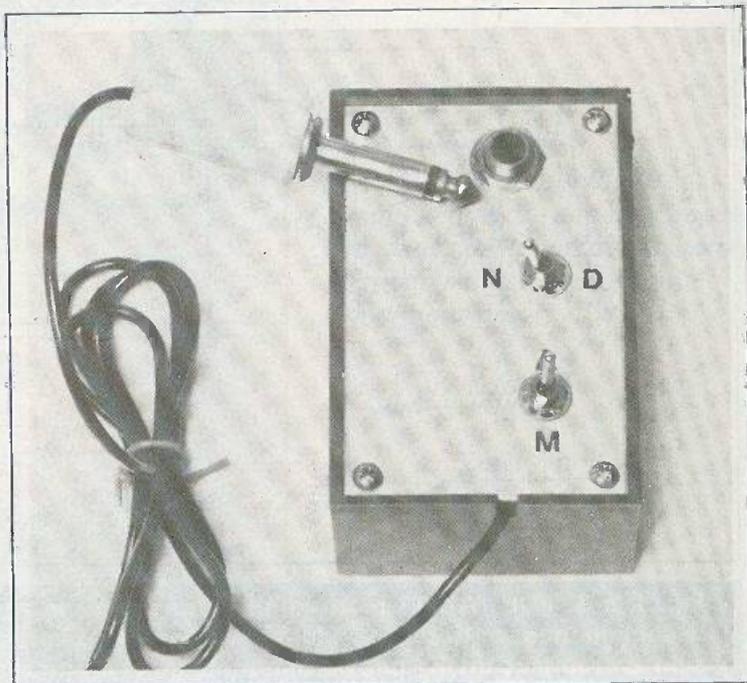
B.R.

Liste des composants pour un canal

- R₁ : 39 k Ω (orange, blanc, orange)
- R₂ : 120 k Ω (brun, rouge, jaune)
- R₃ : 3,3 k Ω (orange, orange, rouge)
- R₄ : 10 k Ω (brun, noir, orange)
- R₅ : 10 k Ω (brun, noir, orange)
- R₆ : 27 k Ω (rouge, violet, orange)
- R₇ : 47 k Ω (jaune, violet, orange)
- R₈ : 220 k Ω (rouge, rouge, jaune)
- R₉ : 6,8 k Ω (bleu, gris, rouge)
- R₁₀ : 680 Ω (bleu, gris, brun)
- C₁ : 10 μ F, 63 V chimique
- C₂ : 100 nF plaquette
- C₃ : 22 nF plaquette
- C₄ : 2,2 nF disque
- C₅ : 820 pF disque
- C₆ : 22 μ F, 40 V chimique
- C₇ : 10 μ F, 63 V chimique
- T₁ : NPN BC 239C
- 1 plaque époxy simple face 80 mm x 60 mm (2 canaux)
- 8 cosses pour circuit imprimé
- 1 contacteur pour circuit imprimé.

Fig. 1. à 3. - Thomsen commercialise de nombreux kits dans le domaine de la HiFi. Nous vous proposons la description du filtre d'écoute. Le tracé du circuit imprimé et l'implantation des éléments sont précisés à titre indicatif.

MODULE DE DISTORSION pour guitare



INTERCALE entre une guitare électrique et son amplificateur, ce petit module permet d'obtenir un effet spécial dit « distorsion » utilisable dans les rythmes modernes et plus particulièrement quand le guitariste fait un solo.

Réalisé avec un seul composant actif : un amplificateur opérationnel ; cet appareil ne consomme que 3 ou 4 mA ce qui permet d'envisager de longues périodes d'utilisation sans avoir à changer la pile.

Fonctionnement succinct

Le cœur du montage est un amplificateur opérationnel type 741, monté en multiplicateur inverseur. Le gain de l'étage est très important (de l'ordre de 2000) ; cela implique que l'amplitude maximum du signal d'entrée pouvant être amplifiée sans distorsion, ce dernier sera très bas (environ 2 mV). Une guitare électrique délivrant en moyenne un signal de niveau bien supérieur, verra son signal écrêté et transformé en signal carré célèbre pour sa richesse en harmoniques.

Le signal de la guitare qui normalement s'amortit en quelques dizaines de ms, conservera avec la distorsion une amplitude constante tant que le niveau à l'entrée de l'appareil sera supérieur à 2 mV. A partir de 2 mV l'amplitude du signal de sortie diminuera (sans distorsion) jusqu'à l'extinction totale. On pourra avoir ainsi l'impression que l'accord ou la note jouée dure très longtemps.

Le signal d'entrée ayant été fortement amplifié, il faudra en sortie de l'ampli-op, le réduire pour que son amplitude maximum soit sensiblement égale à l'amplitude moyenne du signal fourni par la guitare.

Fonctionnement détaillé

Le signal électrique délivré par la guitare est appliqué à la prise Jack femelle reliée à l'inverseur double. Cet inverseur permet de faire transiter le signal à travers le générateur de distorsion ou au contraire de le retrouver en sortie sans lui avoir fait subir la moindre modification.

En position « distorsion », le signal est appliqué à l'entrée inverseuse de l'ampli-op, par l'intermédiaire d'un condensateur d'isolement C_1 et de la résistance R_1 . Cette résistance détermine avec R_2 le gain en tension de l'étage. Ce gain a été choisi de 1800 soit 66 dB, en appliquant

la formule suivante :

$$G = \frac{R_2}{R_1} = \frac{1,8 \text{ M}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} = 1\ 800$$

Le son de la guitare pourra être distordu si son amplitude crête à crête est supérieure à l'amplitude maximale que peut délivrer le 741 divisée par le gain. En pratique l'effet de distorsion se produira pour un signal d'entrée de 6 mV crête à crête, soit environ 2 mV efficaces. L'entrée du montage pourra recevoir sans danger un signal dont l'amplitude peut atteindre 1 ou 2 V.

La résistance R_2 qui amène le signal de contre-réaction peut être remplacée par un potentiomètre de 2 M Ω en série avec une résistance fixe de 300 k Ω afin de pouvoir disposer d'un dosage de l'effet de distorsion.

L'amplificateur opérationnel, bien qu'alimenté par une seule pile de 9 V, fonctionne avec une alimentation symétrique + et - 4,5 V. Ce type d'alimentation

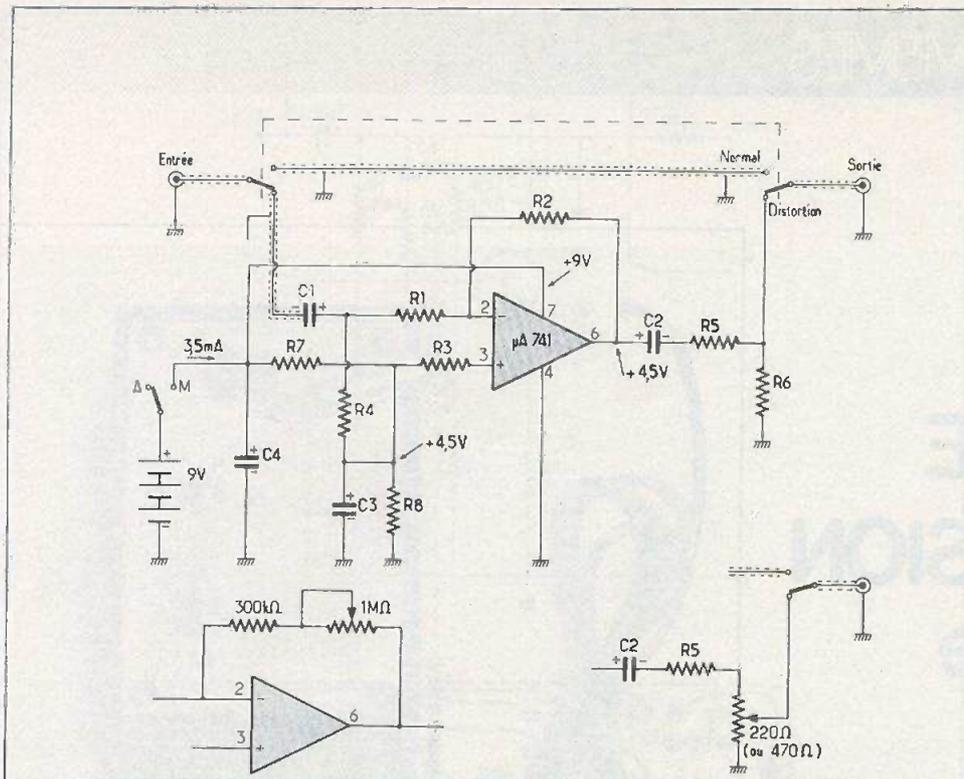


Fig. 1. à 3. – Un μA 741 monté en multiplicateur inverseur constitue le seul élément actif de ce module. On pourra doser l'effet de distorsion en remplaçant R_2 par un ajustable suivi d'une résistance talon. De même, on pourra régler le niveau de sortie grâce à un potentiomètre de 220Ω .

est obtenu grâce à un pont diviseur (R_7 et R_8) au milieu duquel on dispose d'une tension de $+4,5 V$ par rapport à la masse. Ce point sert de référence $0 V$, tandis que la masse devient la ligne $-4,5 V$ et la borne $+$ de la pile la ligne $+4,5 V$. Le diviseur de tension est découplé par le condensateur C_3 dont la valeur doit être au moins égale à $22 \mu F$; la pile de même doit être découplée par C_4 (minimum $47 \mu F$).

Les entrées $+$ et $-$ de l'ampli-op seront polarisées à plus $4,5 V$ à l'aide des résistances R_3 et R_4 de façon à ce que le potentiel de repos de la sortie soit à $+4,5 V$, pour avoir un effet de distorsion parfaitement symétrique.

En sortie du 741 (borne 6), le signal atteint une amplitude supérieure à $6 V$ crête/crête (si la tension d'entrée est supérieure à $2 mV$). Ce signal est trop fort pour pouvoir être dirigé vers l'amplificateur de la guitare, il faut le diminuer de façon à le rendre à peu près égal au signal maximum que peut fournir la guitare. Pour cela on utilise un diviseur de tension (R_5/R_6) qui divise par 55 la tension de sortie. Selon l'instrument utilisé, la tension de sortie pourra être beaucoup plus forte ou beaucoup plus faible que le signal normal, on devra alors modifier la valeur de R_6 (si R_6 augmente le niveau de sortie augmente). Une autre solution consiste à

remplacer R_6 par un potentiomètre (220 ou 470Ω) la sortie se faisant sur le curseur. On peut ainsi adapter exactement le niveau de sortie à l'instrument et même compenser l'usure des piles.

Le condensateur C_2 sert à arrêter la composante continue ($4,5 V$) et à n'envoyer vers l'amplificateur que le signal alternatif.

Réalisation pratique

La réalisation a fait l'objet d'un circuit imprimé de très petites dimensions pouvant entrer dans un boîtier Teko modèle P/1. Ce boîtier est toutefois un peu juste et le choix d'un modèle légèrement plus grand permettra de loger aisément la pile, le circuit imprimé et les jacks d'entrée et de sortie.

Si on désire disposer de potentiomètres de réglage (effet et niveau de sortie), on choisira le boîtier Teko P/2.

Le câblage du signal d'entrée vers l'ampli-op sera fait obligatoirement avec du fil blindé. La liaison directe entre l'entrée et la sortie peut se faire en fil ordinaire si elle est très courte.

Le câblage de la sortie (R_6) vers le Jack peut se faire en fil non blindé, même plusieurs mètres, car le signal est délivré sous très basse impédance (180Ω).

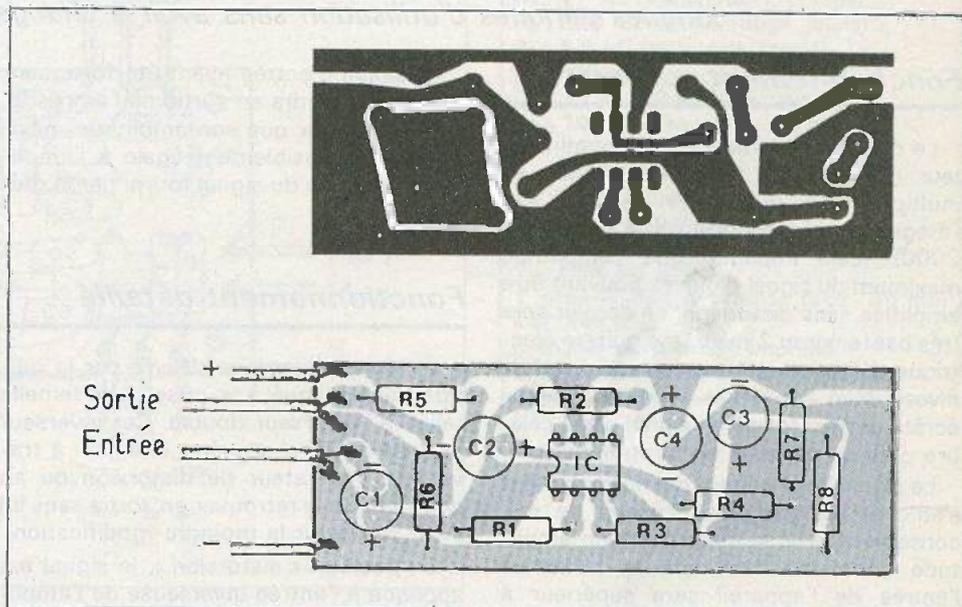


Fig. 4. et 5. – Comme d'usage, le tracé du circuit imprimé est représenté à l'échelle 1. Côté implantation, on choisira des condensateurs à sorties axiales afin de gagner de la place.

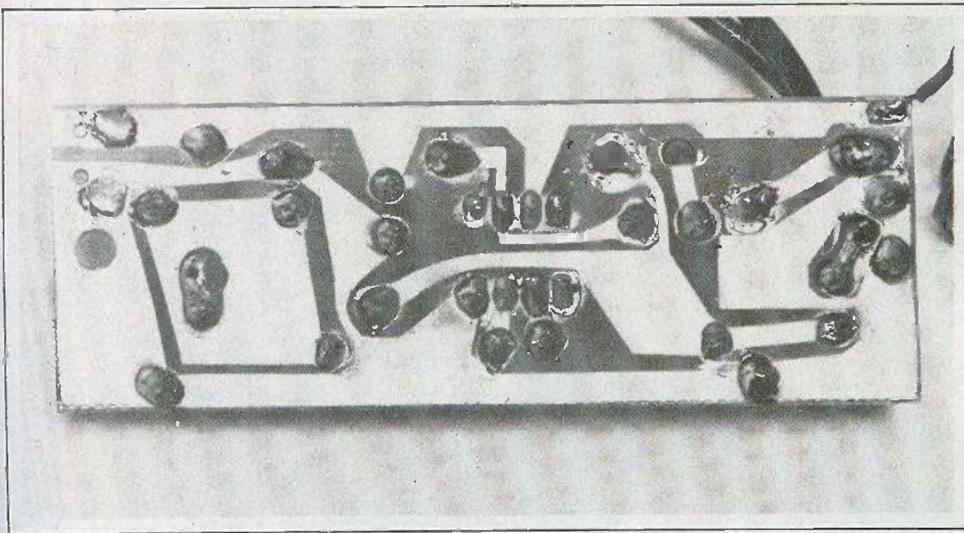


Photo 1. – Pour reproduire ce circuit, la gravure directe s'impose. Les plages de cuivre nécessiteront du ruban adhésif noir découpé aux dimensions.

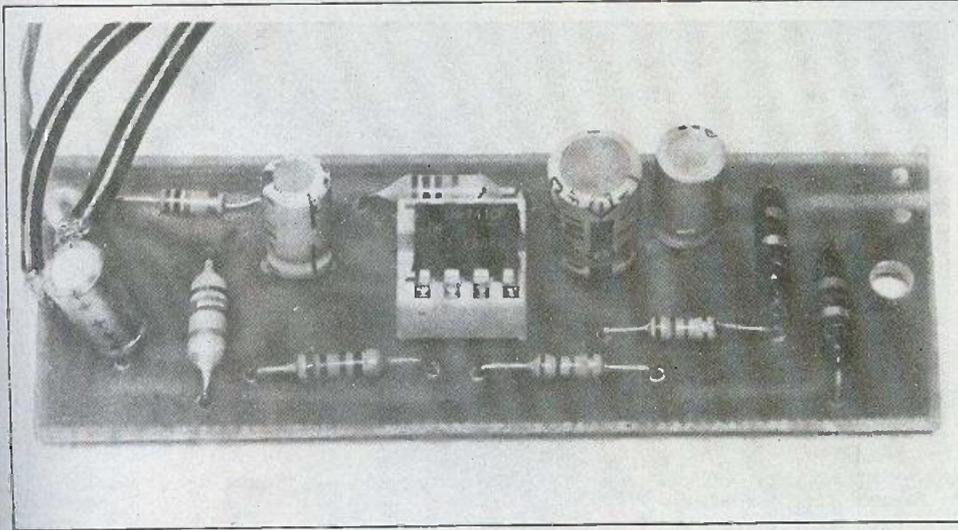


Photo 2. – Un socle à huit broches reçoit le 741. Cette solution laisse la possibilité de réaliser des essais avec différents types d'amplificateurs opérationnels.

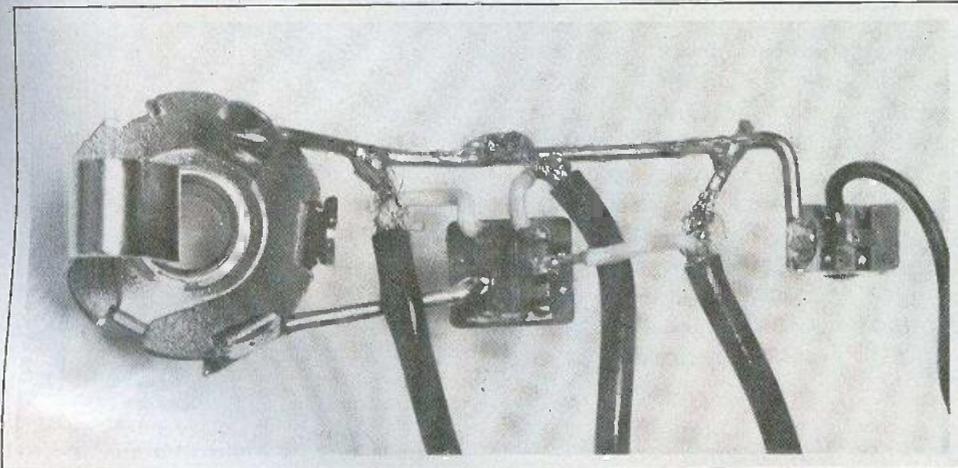


Photo 3. – Les connexions avec les éléments extérieurs s'effectueront en fil blindé ; les tresses, donc le blindage, véhiculant la masse.

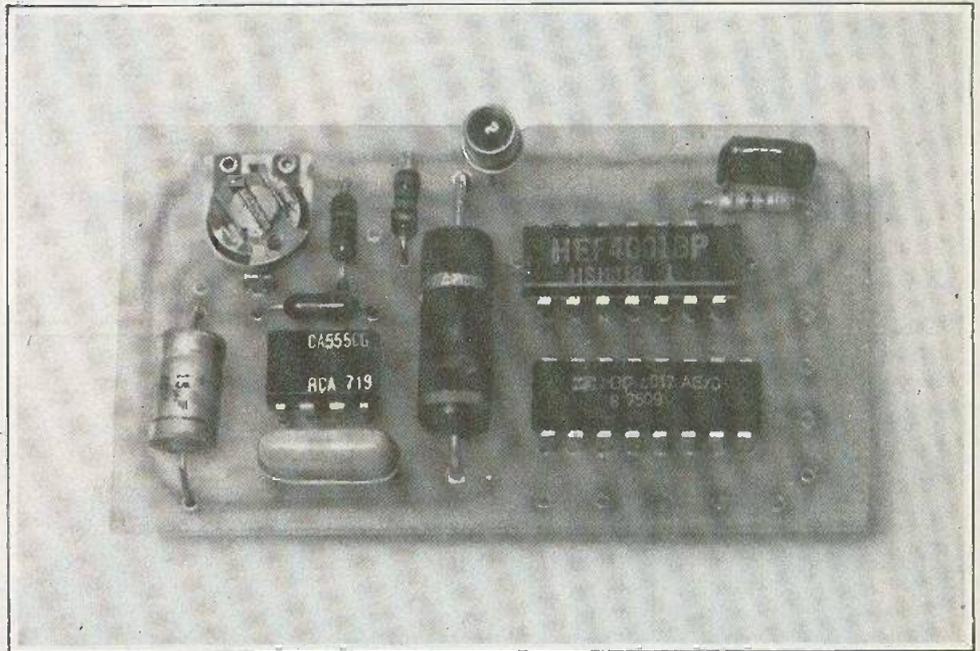
L'amplificateur opérationnel sera soudé avec ou sans support. On veillera au sens de branchement (l'encoche du côté de C_2). Le circuit 741 peut être remplacé avantageusement par un ampli-op Bifet type TL071 ou TL081. Dans cette éventualité, le support devient obligatoire.

J.-Paul VERPEAUX

Liste des composants

R_1 : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
 R_2 : 1,8 M Ω (marron, gris, vert)
 R_3 et R_4 : 22 k Ω (rouge, rouge, orange)
 R_5 : 10 k Ω (marron, noir, orange)
 R_6 : 180 Ω (marron, gris, marron)
 R_7 et R_8 : 1,8 k Ω (marron, gris, rouge)
 C_1 : 10 μ F / 9 V
 C_2 : 22 μ F / 9 V
 C_3 : 33 μ F / 6 V

C_4 : 100 μ F / 9 V
 IC : SN72741 ou μ A 741, en boîtier 2 x 4 broches
 2 prises Jack de diamètre 6,35 mm. mono, pour châssis
 1 double inverseur miniature
 1 inter Marche / Arrêt
 1 pile de 9 V à pression, avec son connecteur
 1 boîtier Teko plastique P / 1.



Télécommande 8 canaux par rayonnement infrarouge

LES téléviseurs modernes comportent un circuit de télécommande qui offre, certes, un grand nombre de possibilités, mais dont on ne peut se servir que pour commander son téléviseur. Or, il peut être très commode de disposer également d'une télécommande pour des éclairages, la radio, l'enregistreur magnétique, un ventilateur, etc., et ce notamment pour des personnes alitées ou ayant des difficultés pour se déplacer. Le dispositif de télécommande décrit ci-dessous permet de transmettre jusqu'à huit ordres, tout en ne faisant appel qu'à des moyens simples : émetteur et récepteur se logent chacun sur une platine imprimée de 38 x 65 mm. Bien entendu, le principe mentionné peut également être étendu à une commande d'engins autonomes, ainsi qu'à des vecteurs autres que le rayonnement infrarouge.

Codage par trains d'impulsions

La figure 1 montre le principe utilisé pour l'émetteur. La diode lumineuse (LED) qui émet le rayonnement infrarouge, est alimentée par un multivibrateur travaillant sur une fréquence de 5 kHz. Il produit une modulation du rayonnement d'émission, lequel pourra ainsi être séparé, lors de la réception, du rayonnement ambiant.

A son tour, le multivibrateur de 5 kHz se trouve modulé, en tout ou rien, sur sa commande d'arrêt, à laquelle on applique une rectangulaire de fréquence beaucoup plus basse, 5 Hz environ. Parallèlement, on dispose d'un compteur-décodeur qui compte les impulsions successives de 5 Hz et qui valide (fait passer à « 1 ») d'abord sa sortie n° 1, puis sa sortie n° 2, etc. Les « sorties décodées » du compteur sont reliées à un commutateur de programmation. Si on met ce commutateur par exemple sur la sortie décodée n° 4, la

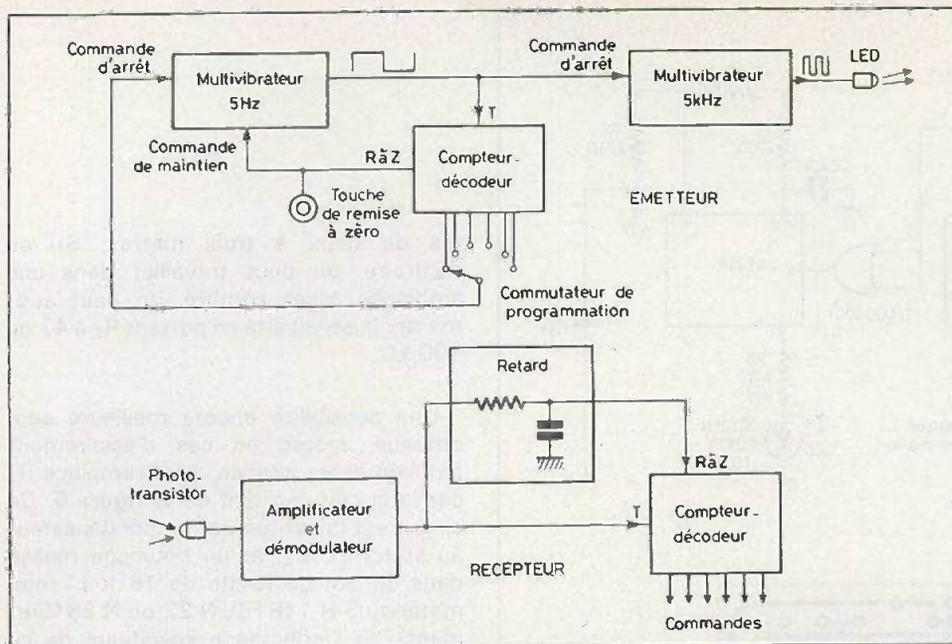


Fig. 1. et 2. - Synoptique du dispositif : une LED infra-rouge voit son rayonnement modulé par deux multivibrateurs ; un générateur très basse fréquence hâche en tout ou rien la modulation à 5 kHz. A la réception : un phototransistor.

commande d'arrêt du multivibrateur de 5 Hz sera actionnée dès le début de la 4^e impulsion, et cela se passe si rapidement qu'on n'obtient, en fait, que les trois premières impulsions à la sortie de l'émetteur.

A la réception (fig. 2) on restitue, après amplification et démodulation, les impulsions du multivibrateur de 5 Hz. Il suffit donc de disposer d'un compteur-décodeur, identique à celui de l'émetteur, pour mémoriser le nombre d'impulsions reçues, et pour actionner la commande correspondante par l'intermédiaire d'un triac, par exemple.

Si on veut maintenant envoyer un nouvel ordre, il faut d'abord remettre les deux compteurs à zéro. Du côté émetteur, c'est très simple, il suffit de manœuvrer une touche qui agit sur l'entrée correspondante du compteur. Simultanément, cette touche applique une commande de maintien au multivibrateur de 5 Hz. Ce « maintien » signifie que la sortie de ce multivibrateur reste en permanence au niveau qui lève la commande d'arrêt du multivibrateur de 5 kHz. Ainsi, l'émetteur fonctionne « à jet continu » pendant qu'on manœuvre la touche.

Si on met maintenant - sans lâcher la touche - le commutateur de programmation sur une nouvelle position, l'émission « à jet continu » aura duré suffisamment longtemps pour que le circuit de retard du récepteur puisse s'en rendre compte, et il répondra par la mise à zéro du compteur-décodeur.

Si on lâche maintenant la touche de remise à zéro, les deux compteurs (émission et réception) partiront « d'un même pied » et progresseront simultanément, comme cela avait été indiqué plus haut.

Circuit d'émission

La figure 3 montre que le multivibrateur lent fonctionne avec deux des quatre portes NOR que contient le circuit CMOS CD4001 (ou HEF4001, 34001). Une autre de ces portes sert d'inverseur, alors que la quatrième reste inutilisée. Les connexions d'alimentation des circuits intégrés ne sont pas représentées sur le schéma.

Pour le multivibrateur de 5 kHz, on se sert d'un NE555 (ou CA555 CG), car celui-ci est capable d'une intensité de sortie pouvant atteindre 200 mA, pour la commande de la diode émettrice d'infrarouges. Les types indiqués pour cette dernière ont un effet directif assez prononcé, ce qui assure une bonne concentration de l'énergie émise, tout en demandant une orientation assez précise.

Une seule LED assure une portée suffisante pour les applications domestiques envisagées. On peut néanmoins augmenter la portée de l'émetteur - sans augmenter sa consommation d'énergie - en connectant plusieurs diodes d'émission en série (jusqu'à 5). Il convient alors de diminuer R_5 de 8 Ω environ pour chaque nouvelle diode qu'on ajoute.

Le circuit de sortie comporte un élément ajustable, R_4 , permettant d'ajuster la fréquence du second multivibrateur sur celle du filtre sélectif du récepteur.

La réalisation du récepteur est illustrée par la figure 4. Le circuit imprimé a été conçu pour un boîtier Teko P/2, où il occupe suffisamment peu de place pour qu'on puisse également y loger le bouton poussoir, un interrupteur, le commutateur, ainsi qu'une petite pile de 9 V. Bien que la consommation de l'émetteur soit de 100 à 200 mA, une petite pile suffit, car l'appareil peut être coupé après chaque exécution de commande.

On aura avantage à souder la diode émettrice sur la face cuivrée du circuit, et de loger ce circuit près de l'une des parois latérales du boîtier, en perçant, dans cette paroi, une ouverture en face de la diode.

Circuit de réception

Pour une application domestique, on aura avantage à utiliser, à la réception, un phototransistor assez peu directif, tel que BP102, BP103, BPW13, BPW42, TIL99. Cependant, si la transmission se fait toujours sur un même axe, des types plus directifs, tels que BPW14, BPX43, BPX99, BPY62, TIL78, TIL81, permettront d'obtenir une portée plus grande.

Dans le schéma de la figure 5, le phototransistor, T_1 , se trouve suivi d'un double amplificateur opérationnel, TL082 CP. L'un des éléments de ce circuit est utilisé comme filtre actif passe-bande, accordé sur 5 kHz environ. Après démodulation et filtrage, le second amplificateur intervient comme trigger, pour l'attaque du compteur. Le circuit de retard, mentionné dans la figure 2, est constitué par C_7 et R_{12} . La diode D_3 connectée aux bornes de R_{12} fait que ce retard n'intervient que lors de la montée du signal. Mais quand la sortie du trigger retourne à zéro, C_7 se trouve immédiatement chargé par D_3 , si bien que la commande « reset » du CD4017 se trouve aussitôt levée.

La lumière ambiante provoque, dans le phototransistor, une tension électrique de bruit qui limite la sensibilité utilisable du récepteur. On a donc intérêt à placer le récepteur de façon qu'il soit le moins possible frappé par une source d'éclairage ou par la lumière du jour. Autrement, son

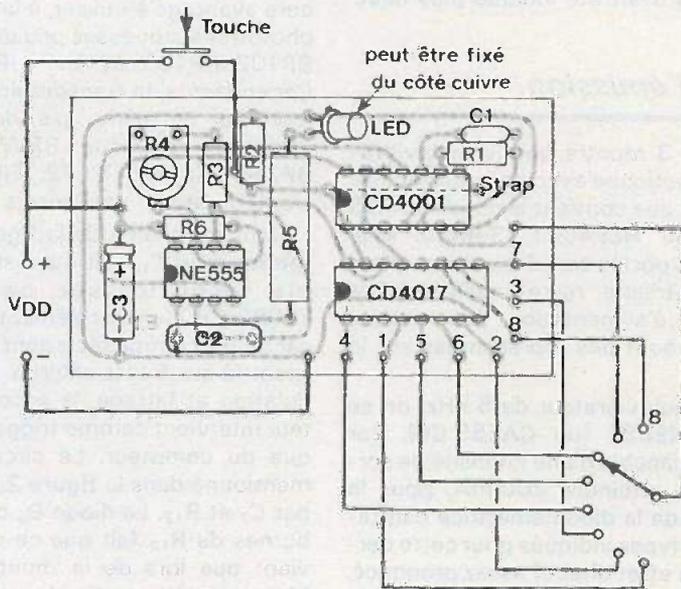
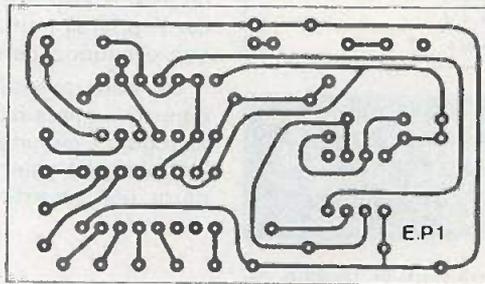
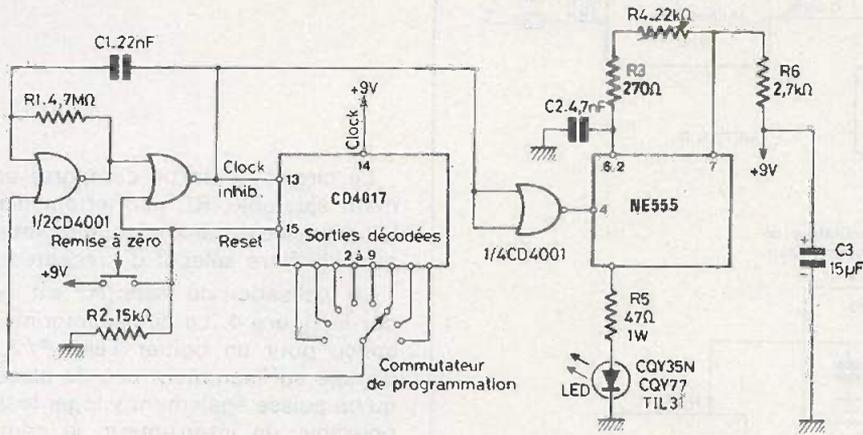


Fig. 3. et 4. - Schéma de principe du circuit émission : seuls des circuits intégrés courants. Tracé du circuit et implantation des composants grandeur nature. Attention au strap sous le CD 4001.

compteur risque d'avancer, de façon sporadique, par les irrégularités du bruit, à moins que celui-ci ne détermine une remise à zéro permanente. Si on ne peut y remédier par une orientation adéquate

de l'appareil, ou par un cône en papier noir qui abrite le phototransistor de la lumière ambiante, on peut diminuer R_1 (jusqu'à 2 k Ω , au besoin), mais on perd alors en sensibilité, et on n'obtiendra qu'une por-

tée de deux à trois mètres. Si, au contraire, on peut travailler dans une ambiance assez sombre, on peut augmenter la sensibilité en portant R_1 à 47 ou 100 k Ω .

Une sensibilité encore meilleure sera obtenue, même en cas d'éclairage ambiant assez intense, si on remplace R_1 par le circuit oscillant de la figure 6. Ce circuit est constitué par un condensateur au styroflex, C_A , et un bobinage réalisé dans un pot de ferrite de 18 x 11 mm, matériau 3 H 1 (RTC), N 22 ou N 28 (Siemens). Si l'inductance spécifique de ce pot est de 400 nH/sp², il convient de bobiner 200 + 350 spires (fil de 0,15 mm, émaillé), alors qu'une inductance spécifique $A_L = 315$ nH/sp² mène à un enroulement de 225 + 400 spires. D'autres valeurs de L_1 et de C_A sont utilisables, si on obtient une fréquence de résonance comprise entre 4,7 et 5,3 kHz avec un facteur de surtension voisin de 100, et une impédance de l'ordre de 50 k Ω à l'endroit où on connecte l'émetteur de T_1 . L'utilisation du filtre LC confère au récepteur une sensibilité telle qu'un fonctionnement par réflexion sur un plafond devient possible, si on munit l'émetteur de plusieurs diodes à rayonnement infrarouge et si on procède très précisément à l'accord de fréquence (R_4 , fig. 3).

Sur la platine imprimée du récepteur, figure 7, l'emplacement du filtre LC a été prévu. Si on se contente de la version à résistance (fig. 5), il suffit d'omettre C_A et de remplacer L_1 par R_1 , entre émetteur de T_1 et masse. On remarquera qu'une connexion passe entre deux cosses inutilisées du CD4017. On aura donc avantage à ne pas entourer ces cosses de l'habituel îlot de cuivre. Les dimensions de la platine sont encore adaptées à un boîtier Teko P/2 qui pourra également recevoir les circuits d'utilisation et d'alimentation, décrits plus loin.

L'ajustage de fréquence (R_4 , fig. 3) peut se faire en recherchant le maximum de déviation d'un contrôleur universel qu'on connecte aux bornes de C_4 (fig. 5). Il convient d'éloigner l'émetteur à une distance telle que le contrôleur n'indique qu'une tension de l'ordre du volt, car autrement on risque de saturer le récepteur.

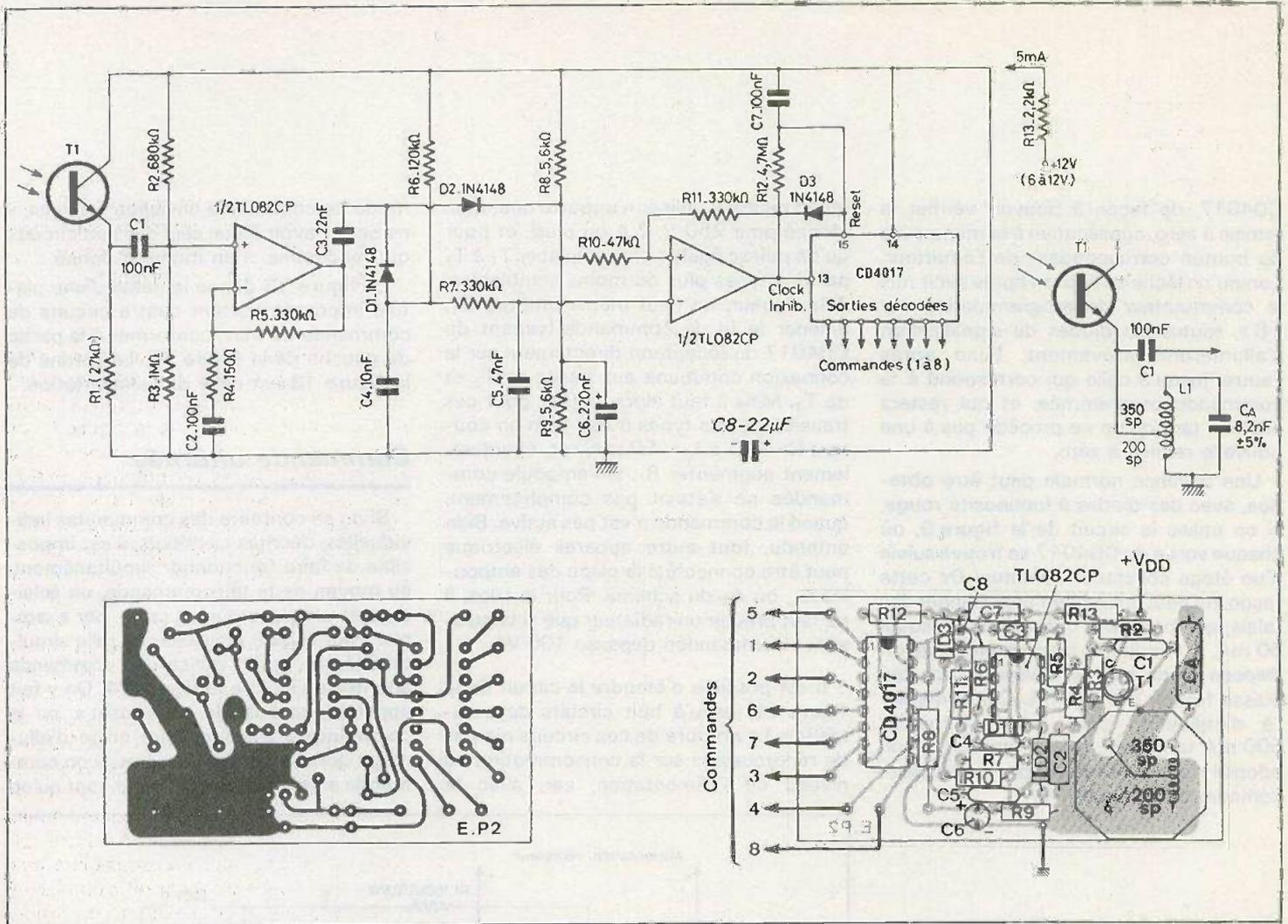


Fig. 5. à 7. - Schéma de principe du circuit de réception : les deux amplificateurs opérationnels sont de type BIFET. Là encore, tracé et implantation à l'échelle 1. On a prévu l'emplacement du filtre LC facultatif.

Circuits d'expérimentation et d'utilisation directe

Lors de l'expérimentation de l'ensemble émetteur-récepteur, il peut être intéressant de disposer d'une signalisation simple pour un premier contrôle du fonctionnement, sur alimentation de laboratoire. Pour cela, on peut, comme le montre la figure 8, connecter une diode à luminescence rouge sur chacune des sorties du compteur-décodeur de réception. Or, certains échantillons de ce circuit ne fournissent qu'une intensité de l'ordre du milliampère sur ses sorties, si bien qu'on est obligé, pour éviter toute surcharge, de limiter l'intensité par une résistance de 8,2 kΩ. Dans ces conditions, la luminosité des diodes de signalisation reste si faible qu'on est obligé de les abriter de la lumière ambiante, pour pouvoir les observer commodément.

On a avantage à monter une telle diode de signalisation aussi sur la sortie « 0 » du

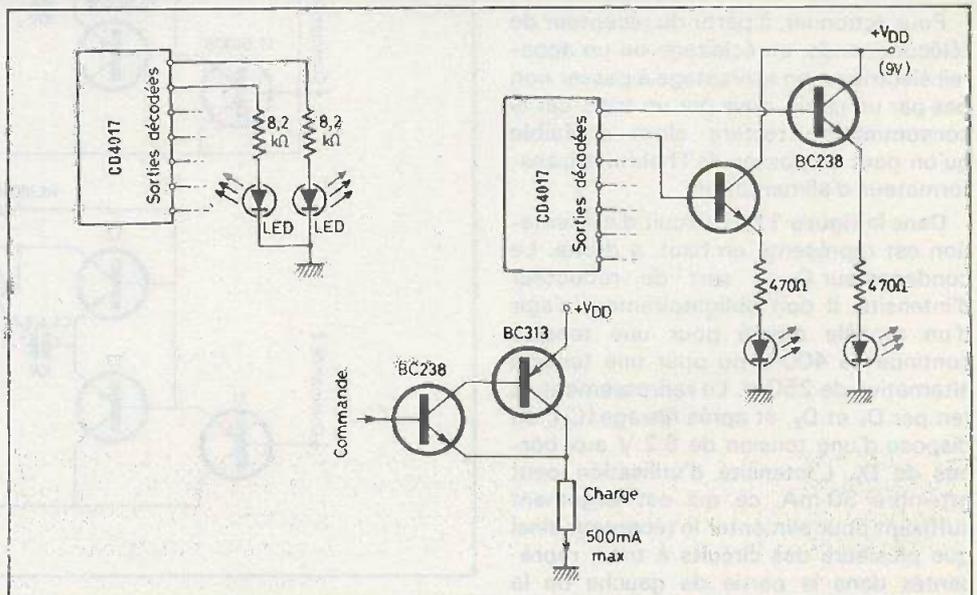


Fig. 8. à 10. - Trois dispositifs d'expérimentation pour une utilisation directe.

CD4017, de façon à pouvoir vérifier la remise à zéro, consécutive à la manœuvre du bouton correspondant de l'émetteur. Lorsqu'on lâche ce bouton après avoir mis le commutateur de programmation sur « 8 », toutes les diodes de signalisation s'allumeront brièvement, l'une après l'autre, jusqu'à celle qui correspond à la commande programmée, et qui restera allumée tant qu'on ne procède pas à une nouvelle remise à zéro.

Une brillance normale peut être obtenue, avec des diodes à luminosité rouge, si on utilise le circuit de la figure 9, où chaque sortie du CD4017 se trouve suivie d'un étage collecteur commun. De cette façon, on peut également commander des relais qui pourront consommer jusqu'à 50 mA, à condition, bien entendu, qu'on dispose d'une source d'alimentation qui puisse fournir ces 50 mA. Cette intensité d'utilisation peut même atteindre 500 mA (ampoule, relais, moteur), si on adopte le montage super-collecteur-commun de la figure 10.

Commande de triacs et alimentation sans transformateur

Pour actionner, à partir du récepteur de télécommande, un éclairage ou un appareil électrique, on a avantage à passer non pas par un relais, mais par un triac, car la consommation restera alors si faible qu'on peut se passer de l'habituel transformateur d'alimentation.

Dans la figure 11, le circuit d'alimentation est représenté en haut, à droite. Le condensateur C_3 y sert de réducteur d'intensité. Il doit obligatoirement s'agir d'un modèle donné pour une tension continue de 400 V ou pour une tension alternative de 250 V. Le redressement se fait par D_1 et D_2 , et après filtrage (C_2), on dispose d'une tension de 8,2 V aux bornes de D_z . L'intensité d'utilisation peut atteindre 30 mA, ce qui est largement suffisant pour alimenter le récepteur ainsi que plusieurs des circuits à triac, représentés dans la partie de gauche de la figure 11.

Ces circuits de commande de triac fonctionnent en régime impulsif et ils ont été calculés assez largement pour

qu'on puisse y utiliser n'importe quel triac (donné pour 250 V, 2 A ou plus), et pour qu'on puisse également remplacer T_1 à T_3 par des types plus ou moins semblables. A la rigueur, on peut même omettre T_1 , amener le fil de commande (venant du CD4017 du récepteur) directement sur la connexion commune aux bases de T_2 et de T_3 . Mais il faut alors utiliser, pour ces transistors, des types à fort gain en courant (> 100 à $I_c = 50$ mA), et, éventuellement augmenter R_1 , si l'ampoule commandée ne s'éteint pas complètement, quand la commande n'est pas active. Bien entendu, tout autre appareil électrique peut être connecté à la place des ampoules A_1 , ou A_2 du schéma. Pour le triac, il ne faut prévoir un radiateur que si la puissance commandée dépasse 100 W.

Il est possible d'étendre le circuit de la figure 11 jusqu'à huit circuits de commande. Le nombre de ces circuits n'a pas de répercussion sur la consommation au niveau de l'alimentation, car, avec le

mode de commande envisagé jusqu'ici, il ne peut y avoir qu'un seul des huit circuits qui fonctionne, à un moment donné.

La figure 12 donne le détail d'une platine imprimée portant quatre circuits de commande de triac, conformes à la partie de gauche de la figure 11. La platine de la figure 13 est celle de l'alimentation.

Commande alternée

Si on se contente des commandes individuelles, décrites ci-dessus, il est impossible de faire fonctionner simultanément au moyen de la télécommande, un éclairage et un récepteur de radio, par exemple. Pour rendre possible une telle simultanéité, on peut utiliser la commande alternée qu'illustre la figure 14. On y fait appel à une bascule « set-reset », ou la commande « 7 » donne un ordre d'allumage qui est maintenu, même si on commande autre chose par la suite, tant qu'on

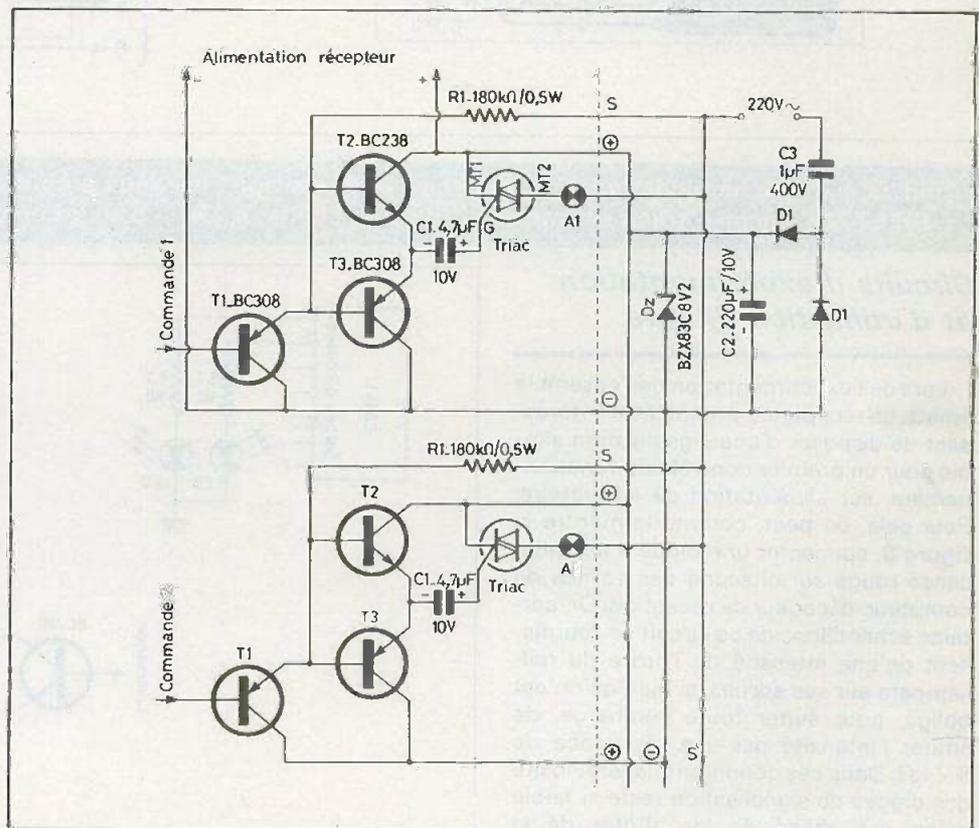


Fig. 11. - Pour une question de consommation, on aura tout avantage à commander des triacs, ce qui permettra une alimentation sans transformateur.

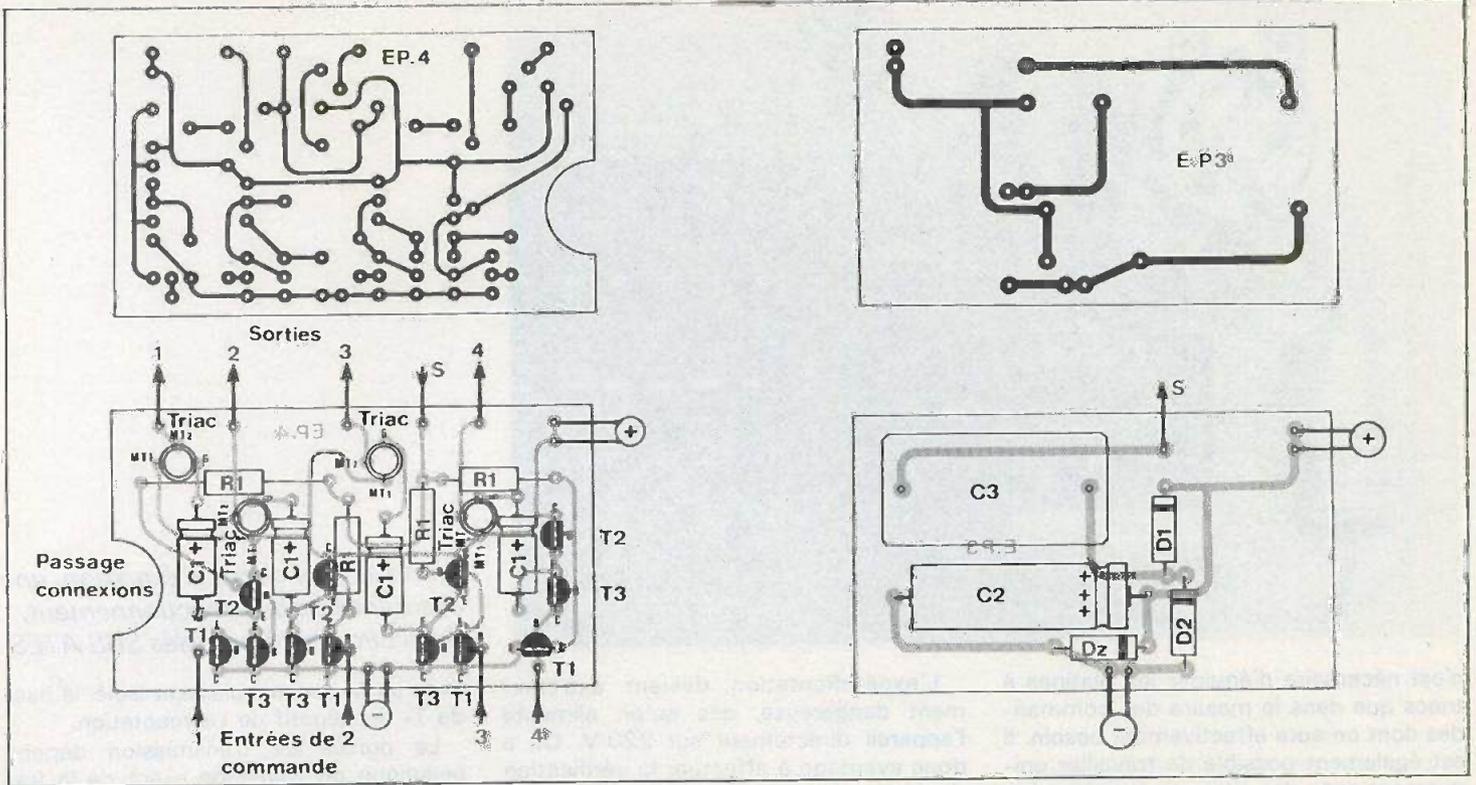


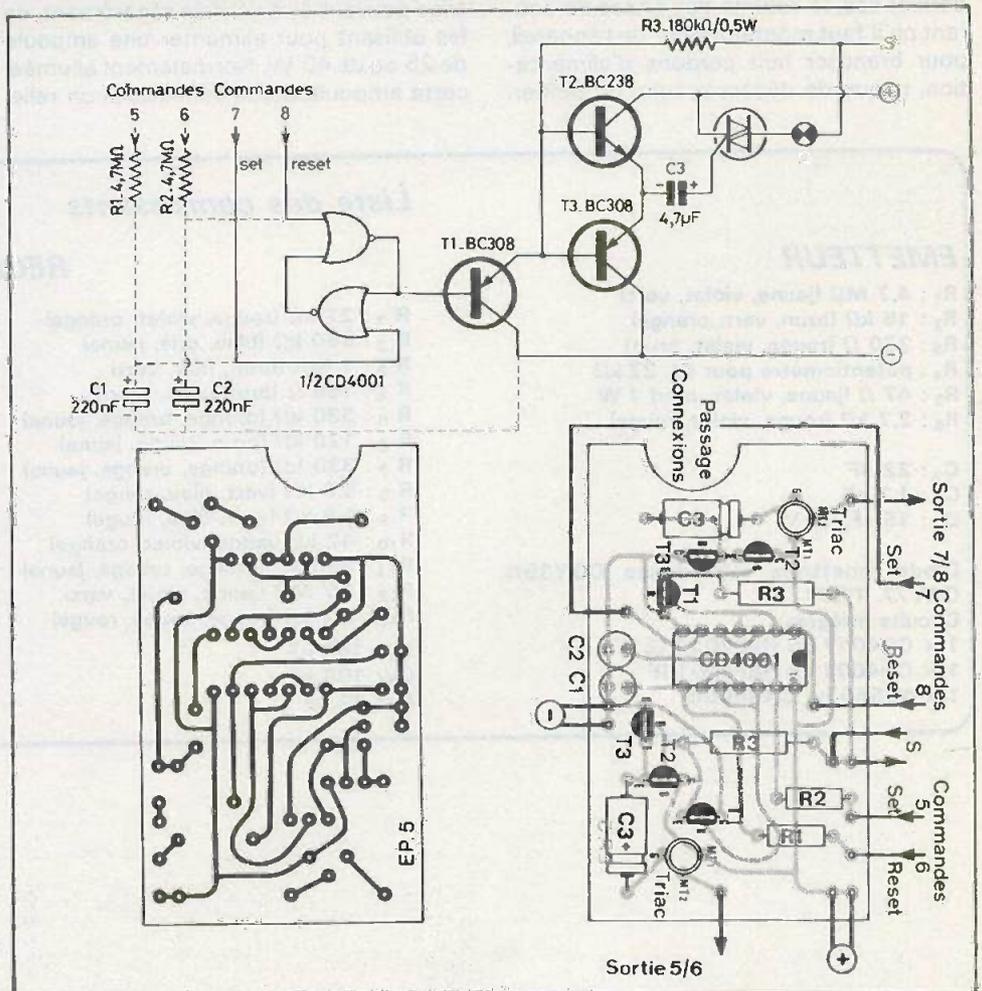
Fig. 12. et 13. - Tracés des circuits et implantation des composants, pour une platine regroupant quatre commandes de triac et, sur une autre platine, alimentation simple.

n'a pas donné l'ordre « 8 », lequel détermine l'extinction de l'ampoule A.

Bien entendu, ce mode de commande ne fonctionne que sur les deux derniers pas du programme. En effet, si on met l'allumage sur « 5 » et l'extinction sur « 6 », on ne pourra plus jamais aller jusqu'à « 7 » ou « 8 », sans provoquer l'extinction. A moins de prévoir un retard, comme cela est indiqué, en pointillé, dans la figure 14. Ce retard est suffisamment long pour que le circuit ne puisse répondre, quand le compteur passe rapidement sur « 1 » à « 6 », pour atteindre « 7 », par exemple.

La figure 15 illustre un circuit imprimé qui porte le montage de la figure 14 en deux exemplaires : une fois avec et une fois sans cellules de retard. Sur ce circuit, comme sur celui de la figure 12, on a prévu deux accès pour les interconnexions « + », « - » et « S ». On pourra ainsi connecter plus facilement les platines entr'elles, avec des fils souples, avant de les enfiler dans les rainures correspondantes du boîtier.

Dans ce boîtier, le récepteur est à loger près d'une paroi latérale, dans laquelle on perce un trou, en face du phototransistor, lequel est à disposer du côté cuivre de la platine. Ensuite, on peut loger, dans ce même boîtier, un circuit de la figure 12, et un de la figure 15, et celui d'alimentation (fig. 13). Bien entendu, il



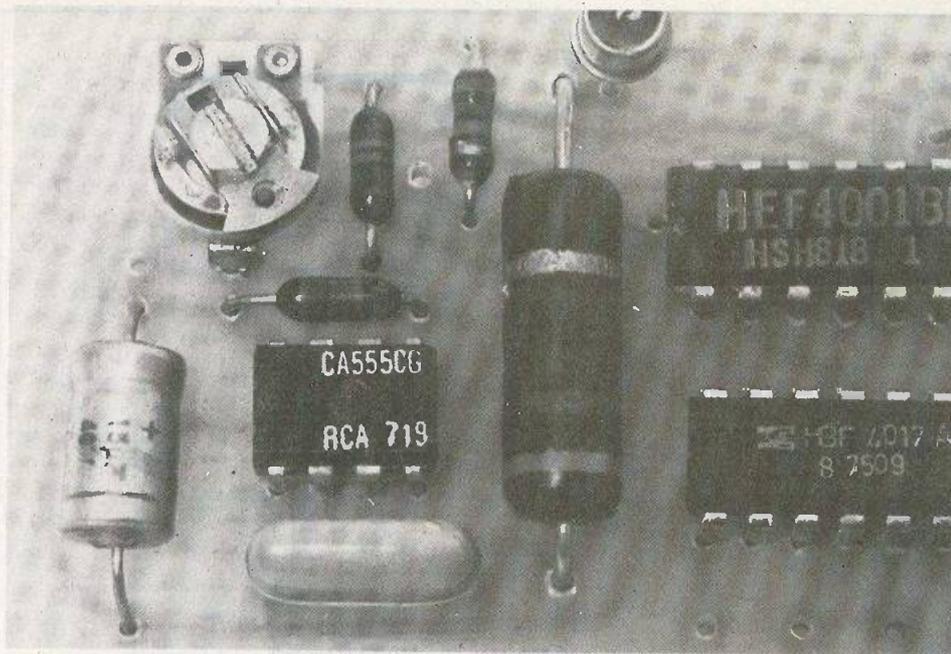


Photo 1. - Le circuit d'émission, une assurance de bon fonctionnement, deux circuits estampillés SGS ATES.

n'est nécessaire d'équiper les platines à triacs que dans la mesure des commandes dont on aura effectivement besoin. Il est également possible de travailler uniquement avec des commandes alternées (deux platines suivant figure 15) ou uniquement avec des commandes simples (deux fois figure 12), bien que, dans ce dernier cas, le volume des prises de courant qu'il faut monter autour de l'appareil, pour brancher huit cordons d'alimentation, risque de dépasser celui du boîtier.

L'expérimentation devient extrêmement dangereuse, dès qu'on alimente l'appareil directement sur 220 V. On a donc avantage à effectuer la vérification du récepteur avec une alimentation de laboratoire, ou sur piles, en se servant, pour l'indication, des circuits des figures 8 ou 9. Les circuits de commande de triac peuvent être vérifiés séparément, en les utilisant pour alimenter une ampoule de 25 ou de 40 W. Normalement allumée, cette ampoule doit s'éteindre, si on relie,

avec un fil convenablement isolé, la base de T_1 au négatif de l'alimentation.

La portée de transmission dépend beaucoup de l'ajustage exact de la fréquence d'émission (R_4 , fig. 3) sur la fréquence de sélection du récepteur. Cet ajustage est facile à effectuer, si on augmente progressivement la distance entre émetteur et récepteur, et il ne saura être critique pour les applications domestiques courantes.

H. SCHREIBER

Liste des composants

EMETTEUR

R_1 : 4,7 M Ω (jaune, violet, vert)
 R_2 : 15 k Ω (brun, vert, orange)
 R_3 : 270 Ω (rouge, violet, brun)
 R_4 : potentiomètre pour CI, 22 k Ω
 R_5 : 47 Ω (jaune, violet, noir) 1 W
 R_6 : 2,7 k Ω (rouge, violet, rouge)

C_1 : 22 nF
 C_2 : 4,7 nF
 C_3 : 15 μ F, 25 V

Diode émettrice infrarouges CQY35N, CQY77, TIL31

Circuits intégrés :

1 x CD4017 ou HBF4017AE
 1 x CD4001 ou HEF4001BF
 1 x NE555 ou CA555CG

RECEPTEUR

R_1 : 27 k Ω (rouge, violet, orange)
 R_2 : 680 k Ω (bleu, gris, jaune)
 R_3 : 1 M Ω (brun, noir, vert)
 R_4 : 150 Ω (brun, vert, brun)
 R_5 : 330 k Ω (orange, orange, jaune)
 R_6 : 120 k Ω (brun, rouge, jaune)
 R_7 : 330 k Ω (orange, orange, jaune)
 R_8 : 5,6 k Ω (vert, bleu, rouge)
 R_9 : 5,6 k Ω (vert, bleu, rouge)
 R_{10} : 47 k Ω (jaune, violet, orange)
 R_{11} : 330 k Ω (orange, orange, jaune)
 R_{12} : 4,7 M Ω (jaune, violet, vert)
 R_{13} : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)

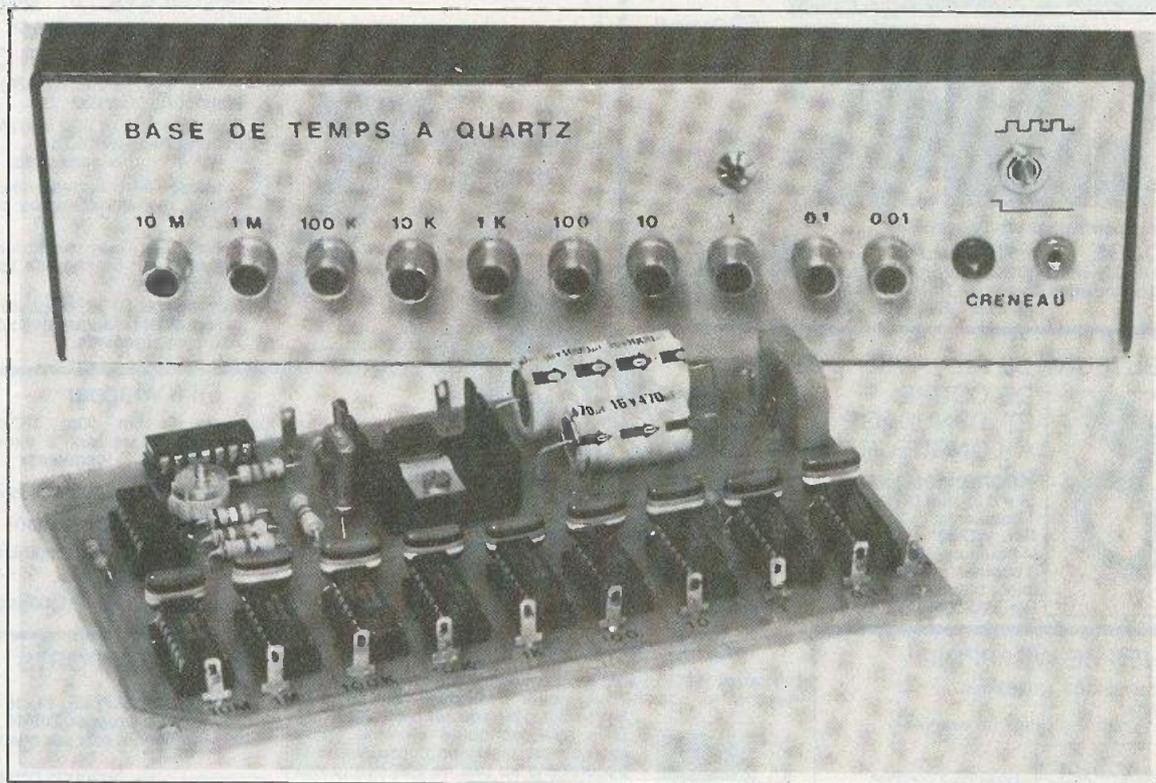
C_1 : 100 nF
 C_2 : 100 nF
 C_3 : 22 nF

C_4 : 10 nF
 C_5 : 47 nF
 C_6 : 220 nF, tantale ou non polarisé
 C_7 : 100 nF
 C_8 : 22 μ F 25 V
 D_1, D_2, D_3 : 1N4148

T_1 : phototransistor peu directif (voir texte) : BP102, BP103, BPW13, BPW42, TIL99
 phototransistor directif (voir texte) : BPW14, BPX43, BPX99, BPY62, TIL78, TIL81

Circuits intégrés :

1 x CD4017
 1 x TL082 CP.



Base de temps à quartz 10 MHz - 0,01 MHz

LORSQUE l'on manipule des circuits logiques TTL ou MOS, il arrive fréquemment d'avoir besoin de signaux de fréquence ou de période bien établie pour la mise au point des maquettes. Nous avons donc pensé qu'une base de temps à quartz intéresserait un grand nombre de lecteurs, étant donné son faible prix de revient en regard des performances très élevées de ce type de montage. En outre, nous avons opté pour une large gamme de fréquences utilisables pour rendre cette base de temps universelle. On peut ainsi obtenir sans problème 10 MHz, 1 MHz, 100 kHz, 10 kHz, 1 kHz, 100 Hz, 10 Hz, 1 Hz, 0,1 Hz, 0,01 Hz, avec la possibilité de sortir les fréquences intermédiaires. L'auteur a, pour sa part, utilisé le signal 1 Hz pour piloter une horloge électronique. La dérive due à la fréquence est de l'ordre de 30 s/an soit une erreur de 0,0001 %. Nous sommes donc loin de la précision de l'EDF (0,5 %). Signalons pour terminer que l'étalonnage en fréquence est très simple à réaliser si on possède un récepteur radio GO.

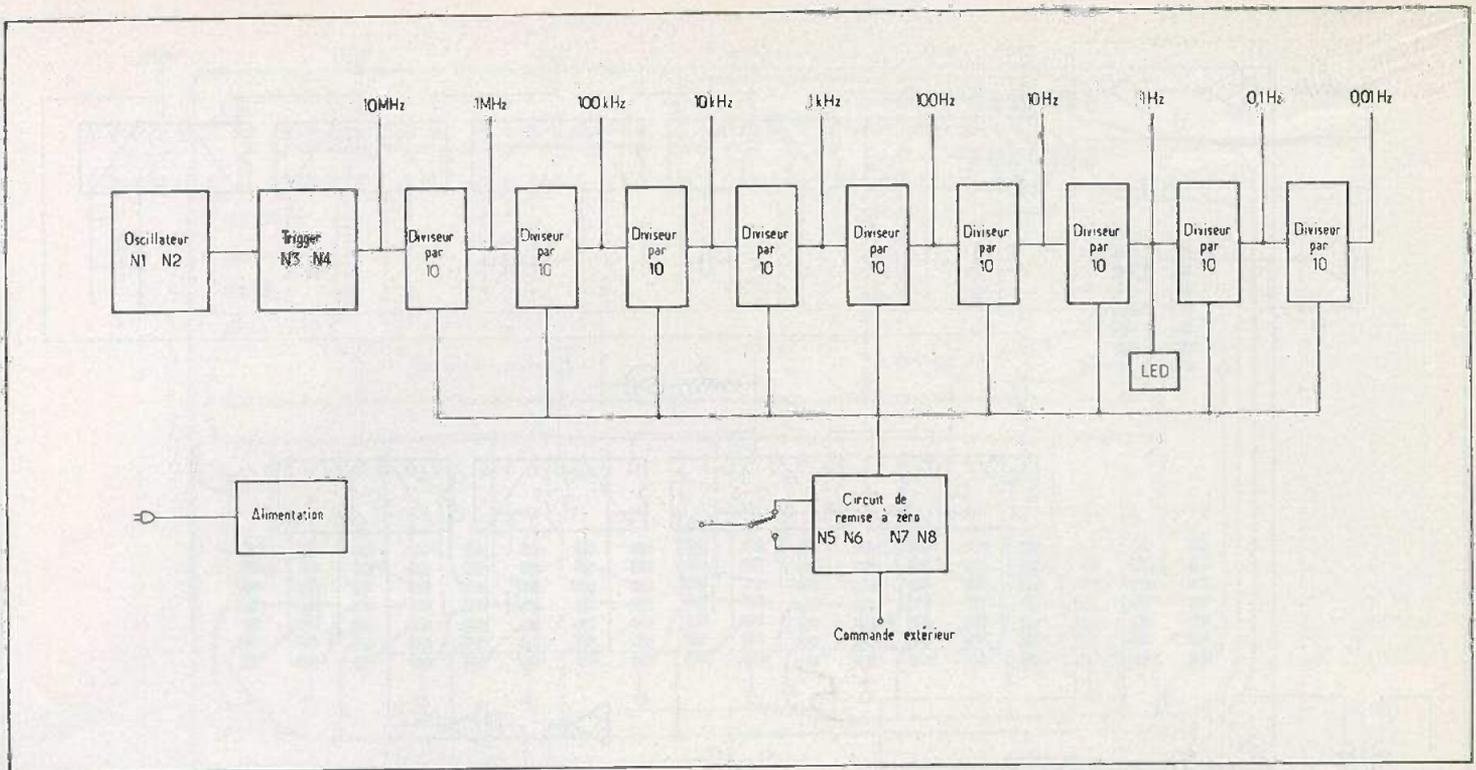


Fig. 1. - Synoptique du dispositif ; une cascade de dix compteurs en technologie TTL divisent par dix une fréquence initiale de 10 MHz.

Schéma synoptique

Son dessin est donné à la figure 1. On peut remarquer que la réalisation a été confiée à des circuits logiques TTL. Ces circuits bien qu'ayant quelques servitudes (alimentation 5 V, consommation importante) permettent d'obtenir un niveau de sortie à basse impédance. En outre, ils sont disponibles partout et à bas prix.

L'oscillateur est réalisé grâce aux portes N_1 et N_2 . Le signal de 10 MHz ainsi obtenu est transmis à un trigger de Schmidt N_3 et N_4 . A la sortie on obtient un signal utilisable de 10 MHz.

On attaque ensuite, une chaîne de diviseurs par 10 pour obtenir les fréquences de 1 MHz, 100 kHz, etc.

On remarque qu'un circuit de remise à zéro est prévu. Il permet d'une part de bloquer à 0 tous les compteurs et d'obtenir dès la commande un signal d'une période bien définie. Ainsi si on avait utilisé un interrupteur placé sur le 10 MHz, on aurait obtenu, par exemple sur la sortie 1 Hz un signal d'une période de 0,4 s, selon la position des compteurs au moment de la commande. Tandis qu'avec ce système, dès l'action, on obtient bien précisément une période d'une seconde.

L'alimentation, issue du secteur est transmise à tous les circuits TTL. Un voyant LED permet de visualiser la sortie 1 Hz pour vérifier le bon fonctionnement de l'ensemble.

Schéma de principe

L'oscillateur est réalisé autour des portes NAND N_1 et N_2 . Les valeurs des résistances ont été choisies pour un fonctionnement dans la gamme correspondante. Comme dans tout oscillateur, la sortie est rebouclée sur l'entrée. Ici, on utilise un quartz de précision 10 MHz, qui a la propriété de vibrer à une fréquence propre. De ce fait, les NAND sont forcées à osciller à la fréquence du quartz. En outre, un condensateur ajustable est également prévu, en série avec le quartz, pour assurer le réglage parfait de la fréquence. N'oublions pas qu'un quartz est sujet à un certain vieillissement qui se répercute à la longue, sur la fréquence. On constate alors, une dérive, très faible d'ailleurs, qu'il est utile de pouvoir corriger. C'est pourquoi, il est bon de réétalonner la base de temps deux fois par an environ.

Sur les deux positions extrêmes du condensateur ajustable, nous avons obtenu 9 999 500 Hz et 10 000 500 Hz soit un réglage possible de 0,005 % de la fréquence pure.

Le signal est ensuite transmis à un trigger de Schmidt qui n'a pas d'autre rôle que d'améliorer la forme du signal avant de pouvoir l'utiliser. Grâce à N_3 et N_4 on arrive facilement à un bon résultat.

On dispose donc de 10 MHz. Il suffit donc de diviser ce signal par 10 pour obtenir une fréquence dix fois plus faible.

En divisant neuf fois par dix ce signal on arrive avec une fréquence de 0,01 Hz. La division par 10 est réalisée grâce aux compteurs 7490. On obtient le signal divisé par 10 sur la sortie D. La figure 3 permet de constater les signaux disponibles sur les différentes sorties de ce circuit. On remarque que si la fréquence est bien divisée par dix sans problème, le signal de sortie n'est pas symétrique. En effet dans le cas d'un signal d'entrée de 10 Hz par exemple, la sortie D sera à 1 pendant 0,2 s et à 0 pendant 0,8 s. Cette situation est cependant acceptable car la base de temps est prévue pour alimenter d'autres circuits logiques qui ne requièrent pas de signaux symétriques.

La base de temps est commandée par K_1 . En position Arrêt, un niveau 0 est appliqué à l'entrée de N_5 . La sortie N_5 est donc à 1. La sortie N_6 passe à 0. Les sorties N_7 et N_8 passent à 1 : les compteurs décimaux ont leurs entrées RAZ à 1, ils se maintiennent à 0. Toutes les sorties des diviseurs restent à 0. En position marche, le phénomène inverse se produit et grâce à K_1 on obtient un niveau 0 sur les sorties N_7 et N_8 . Les diviseurs débloqués, fonctionnent librement.

On remarque que le circuit RAZ est scindé en deux parties. N'oublions pas que la sortie des NAND ne peut alimenter que dix entrées au maximum (sortance 10). Il est donc nécessaire de répartir les 18 entrées sur deux NAND différentes N_7 et N_8 .

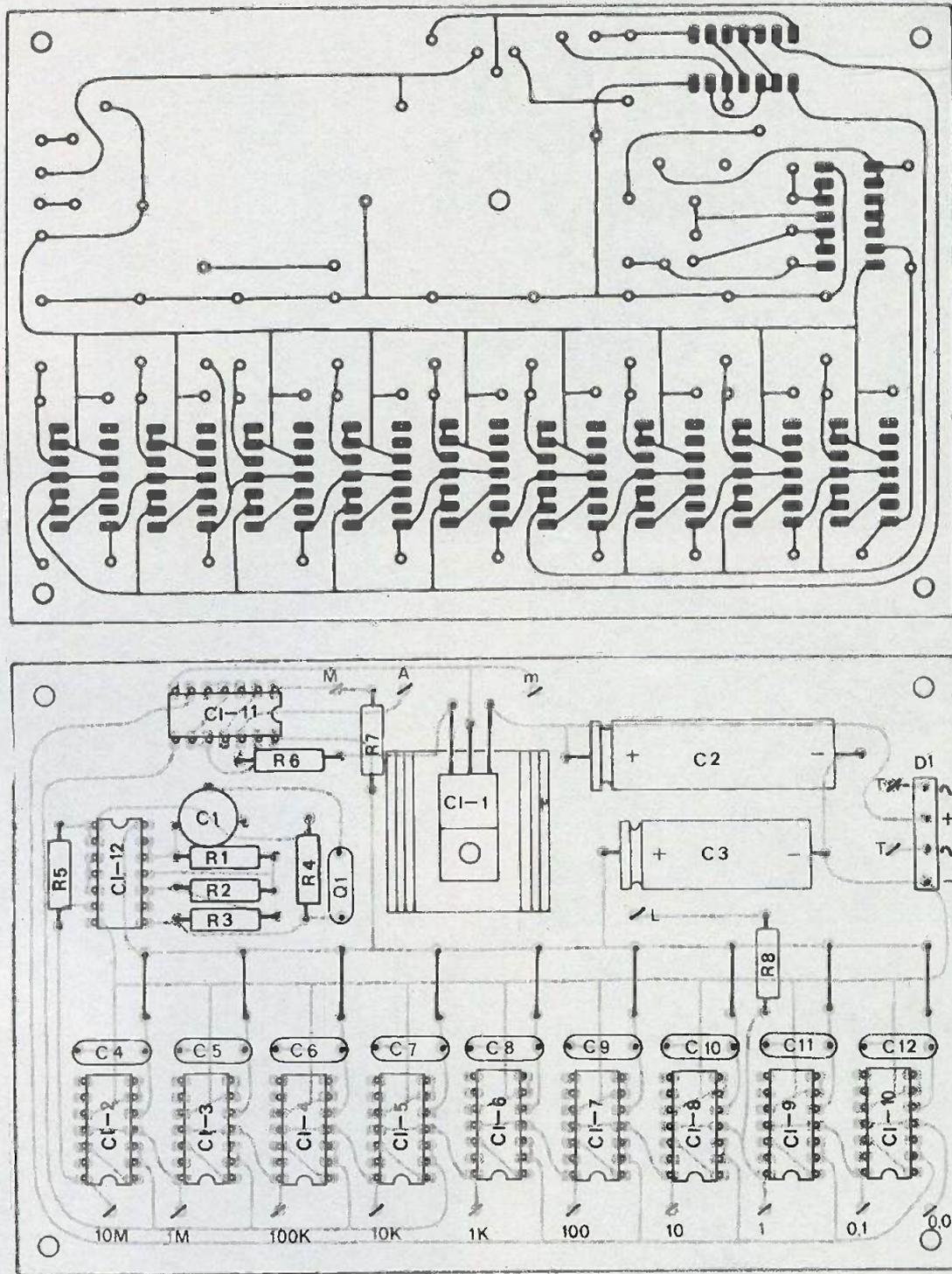


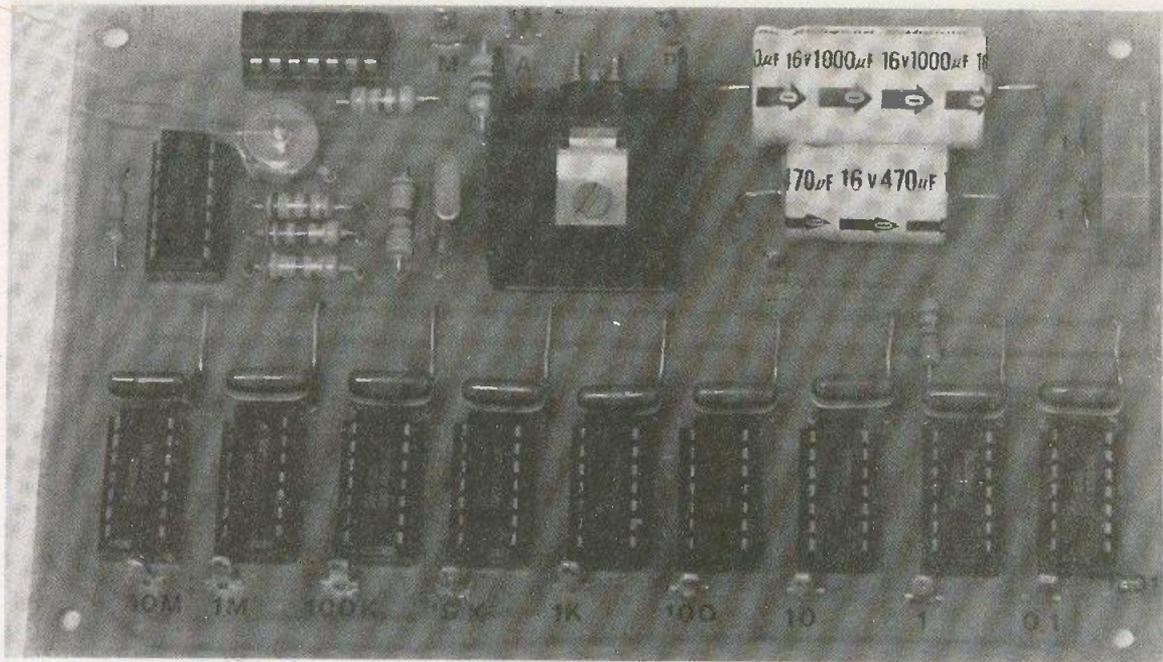
Fig. 4. et 5. - Tracé du circuit imprimé donné grandeur nature. Au niveau de l'implantation des composants, on n'oubliera pas les straps que l'on pourra réaliser en fil de cuivre nu.

Le circuit imprimé (fig. 4) a ses dimensions dictées par le coffret. Le transfo, étant donné la diversité des modèles, sera extérieur au circuit imprimé.

Afin d'obtenir un montage propre, on utilisera de préférence une plaque de verre époxy de 95 x 145 mm.

On décatera soigneusement avant tout le cuivre au Mirror. Les mieux outillés pourront utiliser la méthode photographique, bien que la méthode de gravure directe reste possible. Pour les circuits intégrés, il est vivement conseillé d'utiliser des transferts. L'emploi d'un stylo mar-

queur serait source d'échecs. Après mise en place de tous les transferts (CI et pastilles) on reliera les symboles grâce à du ruban adhésif de 1 mm de large par exemple. Ce n'est qu'après une très sérieuse vérification qu'on plongera la plaquette dans le perchlore.



	1
2	3
4	5

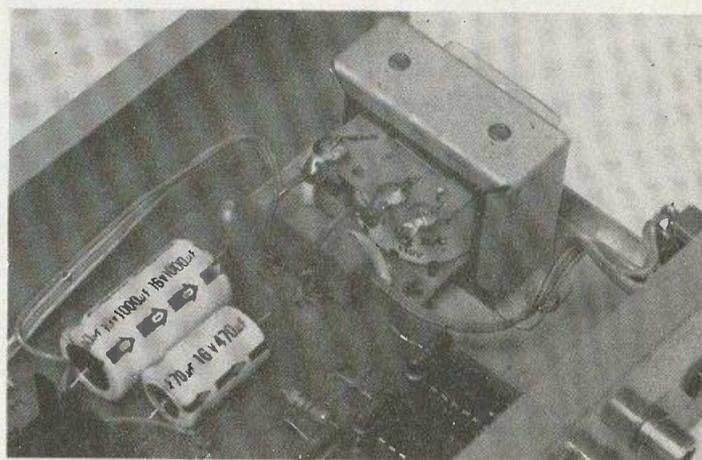
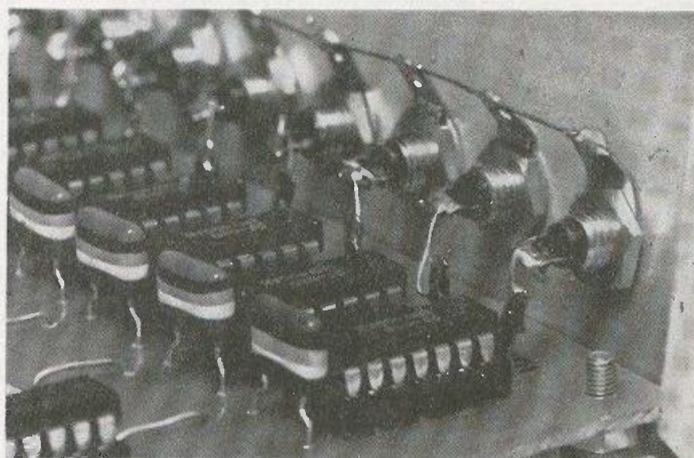
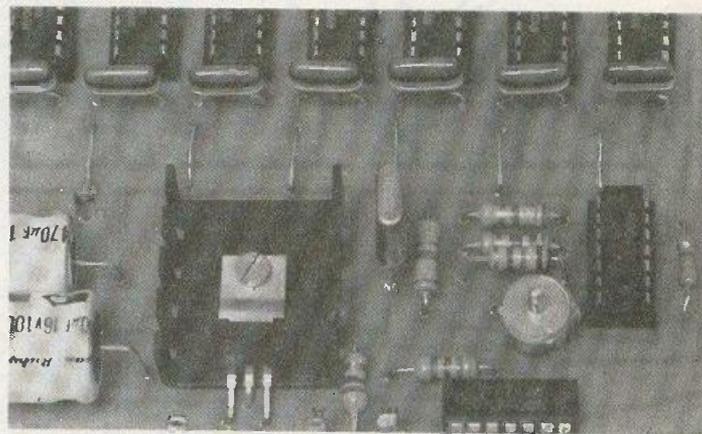
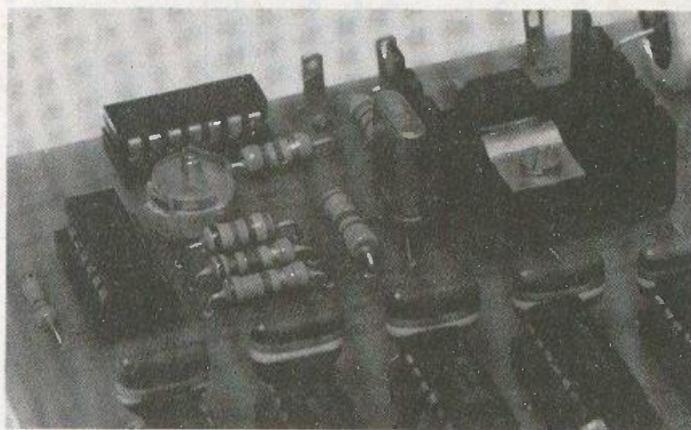


Photo 1. – Pour simplifier le repérage des sorties on utilise des lettres transferts face à chaque picot.

Photo 2. – Le circuit intégré régulateur de tension de la série 78XX nécessite un radiateur qui, peint en noir, diffusera la chaleur en excès au sein du composant.

Photo 4. – Les liaisons les plus courtes possibles, aux prises CINTCH, s'effectueront en fil de cuivre nu.

Photo 3. – Tous les circuits intégrés TTL disposent d'un support, une solution « riche » mais tellement plus pratique.

Photo 5. – Pour un problème d'encombrement, l'auteur a préféré fixer le transformateur au fond du coffret. Des fils isolés assurent la liaison avec le circuit.

Le circuit gravé sera alors rincé à l'eau et astiqué au Mirror. Percer les trous des CI à 0,8 mm, les pastilles à 1 mm et les trous de fixation à 3 mm. Repérer avec des lettres transferts les différentes sorties.

L'implantation des éléments (fig. 5) ne pose aucun problème. On utilisera des supports pour les CI. Si vous faites un court-circuit entre une sortie et la masse, le 7490 a de grandes chances de ne pas apprécier. En général, le dessoudage d'un CI DIL 14 n'est pas évident. Soigner particulièrement les soudures au niveau des circuits intégrés. Ne pas oublier le radiateur pour CI_1 . Penser également aux straps d'alimentation.

Montage final-étalonnage

Après une soigneuse vérification d'implantation et des soudures, on pourra percer le fond du boîtier selon la figure 6. De même la figure 7 permettra de percer l'avant du coffret pour les prises et le commutateur.

Fixer le transfo à l'aide de deux vis 3 mm. Un cordon secteur sera prévu. On réalisera pour cela un trou $\varnothing 5$ mm à l'arrière du boîtier. Fixer le circuit imprimé en le surélevant du fond à l'aide d'écrous 4 mm en guise d'entretoises. Mettre en place également les prises sur l'avant et l'interrupteur. La LED sera fixée ou collée selon le modèle choisi.

Effectuer le câblage intérieur selon la figure 8. On choisira du fil de couleur pour les liaisons de commande. Les sorties des fréquences seront les plus courtes possible.

Brancher le secteur sur le transfo. La LED doit battre la seconde en agissant sur K_1 . Quelque soit la position de C_1 , le montage doit fonctionner aussitôt. Ceux qui possèdent un oscilloscope pourront vérifier la présence de signaux de hautes fréquences. Fermer le boîtier. Laisser le montage se stabiliser en température pendant une demi-heure. Sortir un fil ordinaire de la prise 100 kHz et l'approcher près d'un récepteur radio GO calé sur la BBC (200 kHz). Ouvrir le boîtier et en agissant sur C_1 , on doit entendre un sifflement dans le poste. Ce sifflement se transforme en battements lorsqu'on est très près du réglage. On réglera C_1 pour

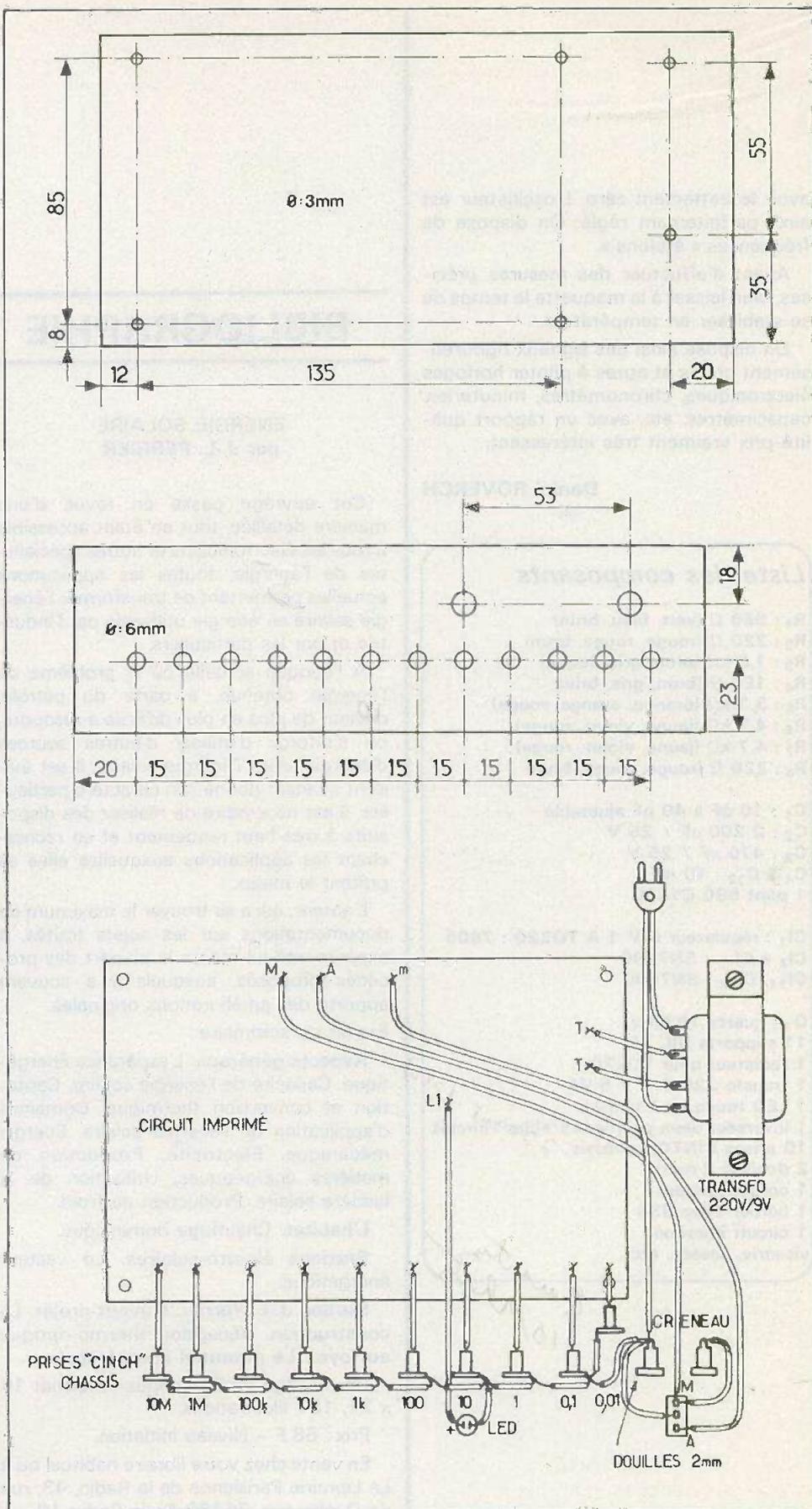


Fig. 6. à 8. - Plans de perçage du boîtier Teko 334. Schéma de connexions aux fiches CINTCH et autres éléments extérieurs.

avoir le battement zéro. L'oscillateur est ainsi parfaitement réglé. On dispose de fréquences « étalons ».

Avant d'effectuer des mesures précises, bien laisser à la maquette le temps de se stabiliser en température.

On dispose ainsi des signaux rigoureusement précis et aptes à piloter horloges électroniques, chronomètres, minuteries, capacimètres, etc. avec un rapport qualité-prix vraiment très intéressant.

Daniel ROVERCH

Liste des composants

R₁ : 560 Ω (vert, bleu, brun)
R₂ : 220 Ω (rouge, rouge, brun)
R₃ : 1,8 kΩ (brun, gris, rouge)
R₄ : 180 Ω (brun, gris, brun)
R₅ : 3,3 kΩ (orange, orange, rouge)
R₆ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
R₇ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
R₈ : 220 Ω (rouge, rouge, brun)

C₁ : 10 pF à 40 pF ajustable
C₂ : 2 200 μF / 25 V
C₃ : 470 μF / 25 V
C₄ à C₁₂ : 10 nF
1 pont B80 C1500

Cl₁ : régulateur 5 V 1 A TO220 : 7805
Cl₂ à Cl₁₀ : SN7490
Cl₁₁, Cl₁₂ : SN7400

Q₁ : quartz 10 MHz
11 supports DIL 14
1 radiateur pour TO220
1 transfo 220 V / 9 V 5 W
1 LED rouge pour châssis
1 inverseur deux positions stables 1 circuit
10 prises CINTCH châssis
2 douilles 2 mm
1 cordon secteur
1 boîtier Teko 334
1 circuit imprimé
visserie, cosses, etc.

BIBLIOGRAPHIE

ENERGIE SOLAIRE par J.-L. PERRIER

Cet ouvrage passe en revue d'une manière détaillée, tout en étant accessible à tous les électroniciens et autres spécialistes de l'énergie, toutes les applications actuelles permettant de transformer l'énergie solaire en énergie utilisable par l'industrie et par les particuliers.

A l'époque actuelle où le problème de l'énergie obtenue, à partir du pétrole, devient de plus en plus difficile à résoudre, on s'efforce d'utiliser d'autres sources d'énergie, dont l'énergie solaire, il est évident qu'étant donné son caractère particulier, il est nécessaire de réaliser des dispositifs à très haut rendement et en recherchant les applications auxquelles elles se prêtent le mieux.

L'auteur, qui a su trouver le maximum de documentations sur les sujets traités, a expérimenté lui-même la plupart des procédés proposés, auxquels il a souvent apporté des améliorations originales.

Extrait du sommaire :

Aspects généraux. L'espérance énergétique. Capacité de l'énergie solaire. Capture et conversion thermique. Domaines d'application de l'énergie solaire. Énergie mécanique. Électricité. Production de matières énergétiques. Utilisation de la lumière solaire. Production de froid.

L'habitat. Chauffage domestique.

Stations électro-solaires. Le vecteur énergétique.

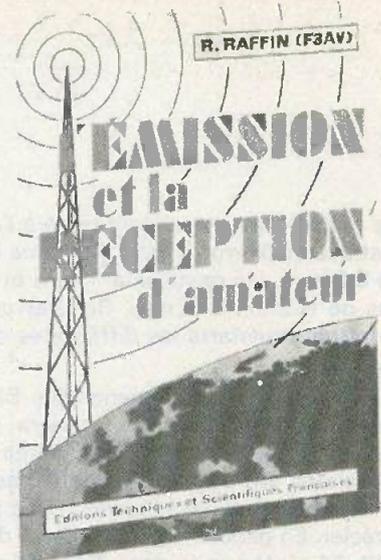
Station J.-L. Perrier. L'avant-projet. La construction. Réception thermo-optique au foyer. Le potentiel énergétique.

Un ouvrage de 328 pages - Format 15 x 21, 181 illustrations.

Prix : 68 F - Niveau initiation.

En vente chez votre libraire habituel ou à La Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75480 Paris Cedex 10.

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



L'ÉMISSION ET LA RÉCEPTION D'AMATEUR PAR Roger A. RAFFIN 9^e édition

Depuis de très nombreuses années, cet ouvrage constitue le livre de chevet des radioamateurs. Arrivé à sa 9^e édition, il a été totalement remanié, modernisé, exclusivement axé sur la radio-amateurisme de notre temps.

Si des montages complets, tant émetteurs que récepteurs, sont décrits, ce livre offre également la possibilité d'élaboration de n'importe quel autre schéma de récepteur ou d'émetteur par assemblage judicieux de divers schémas partiels.

Rien n'a été laissé dans l'ombre : préparation à l'examen d'opérateur, modulation d'amplitude, modulation de fréquence, modulation à bande latérale unique, télégraphie, antennes, bandes décimétriques, bandes VHF et UHF, appareils de mesure, etc. Un rapide coup d'œil sur la table des matières, particulièrement copieuse, convaincra...

Naturellement, cette nouvelle édition met en valeur les plus récents progrès de la technique (transistors, circuits intégrés, etc.) ; néanmoins, on appréciera l'équilibre soigneusement établi entre la majorité des montages à semi-conducteurs et quelques montages à lampes toujours à l'ordre du jour.

Un volume de 626 pages, format 15,5 x 21,565 schémas, couverture couleur pelli-culée.

Prix : 128 F. Niveau 2 - Amateurs initiés.

En vente chez votre libraire habituel ou à La Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75480 Paris Cedex 10.

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



Choix et utilisation d'un MULTIMETRE NUMERIQUE

« **L'**affichage digital, c'est une mode... », disent certains en pensant à des domaines où il n'apporte rien ; ils ont souvent raison, mais en ce qui concerne le remplacement des galvanomètres dans les appareils de mesure, le digital constitue un progrès énorme, et ce pour un prix plus que compétitif : par la publicité vous avez pu constater que les prix se rejoignent à présent entre ces deux techniques.

Nous vous proposons donc de mieux vous faire connaître ce genre d'appareils avec ses possibilités et aussi ses quelques petits inconvénients. Le fonctionnement électronique étant très complexe, nous ne nous bornerons qu'à exposer son principe, ce qui est bien suffisant pour une utilisation rationnelle de ces petites merveilles.

Etude comparative digital / galvanomètre

Cette comparaison rappelle très exactement une autre d'il y a peu d'années : calculatrice électronique contre règle à calcul... Commençons par les avantages :

La précision qui n'est plus tributaire d'un organe de fine mécanique ; elle varie selon les modèles de ± 1 à $\pm 0,01\%$ alors que les galvanomètres de haut de gammes n'atteignent que $\pm 1,5\%$ à pleine échelle, donc $\pm 3\%$ à mi-course, etc.

Le confort de la lecture directe qui supprime les confusions d'échelles, de décimales et ces estimations entre deux graduations sur le cadran.

La lecture à distance qui devient aussi précise que de près.

Les protections contre les fausses manœuvres est quasi-totale, ainsi envoyer du 600 volts sur le calibre 200 mV est sans conséquence, alors que dans l'autre cas... Mieux, certains appareils plus sophistiqués se mettent automatiquement sur le bon calibre et en affichant l'unité !

La polarité automatique en mesurés de tension ou d'intensité continues, évite encore des fausses manœuvres ou des permutations de fiches : l'affichage indique simplement « + » ou « - ».

La définition est bien supérieure puisque les calibres les plus sensibles indiquent généralement les dixièmes de mV, de μA et d'ohm.

La résistance d'entrée en tension continue est de 10 M Ω (sur tous les calibres), donc rien à voir avec les 20 k Ω qui souvent faussent les mesures et perturbent le fonctionnement du circuit étudié. Il existe bien sûr des voltmètres électro-

ques à galva qui font 10 ou 22 M Ω d'entrée, mais ils sont plus chers et moins performants que les digitaux.

La résistance aux chocs est évidemment bien plus grande puisqu'il n'y a aucun composant mécaniquement fragile.

Voyons à présent les inconvénients :

Le prix minimum d'un multimètre numérique est supérieur à ceux des contrôleurs classiques de 20 k Ω /V. Exemple le « Sinclair PDM 35 » à 395 F est actuellement le meilleur marché alors qu'on trouve des appareils à galva pour un prix moitié. Un très bon digital pouvant convenir à un « grand amateur » ou à un professionnel coûte au moins 1 000 F. (Il y a cinq ans, c'était le quadruple...). Il existe aussi des modèles professionnels aux performances inouïes mais qui approchent les 20 000 F !

Comme pour les calculatrices et les montres à quartz, la « grosse baisse » a déjà eu lieu et l'auteur pense qu'il ne faut plus s'attendre à de grands miracles, sinon peut-être à des améliorations techniques mais à prix constant. N'oublions pas que le marché des multimètres n'est pas du tout le même que pour ces deux autres articles cités.

L'alimentation est hélas obligatoire, secteur, piles ou accus cadmium-nickel ; l'autonomie permanente du « 20 k Ω /V » a quand même parfois quelque chose de bon.

L'inertie est de très loin le principal défaut car la valeur affichée ne change que toutes les une ou deux secondes environ. Il est donc impossible de suivre des évolutions moyennement rapides qui sont si faciles à observer par la « balistique » de l'aiguille.

Le principe de fonctionnement

Rappelons que l'affichage de n'importe quel appareil digital (pendule, capacimètre, balance, thermomètre, etc.) ne sait faire qu'une seule chose : COMPUTER. Ainsi « 18,26 volts » ou « 1 826 Ω » signifie dans les deux cas que l'affichage a reçu 1 826 impulsions ; la notion de virgule est tout à fait annexe. On devine alors que traduire une grandeur électrique en un nombre précis d'impulsions logi-

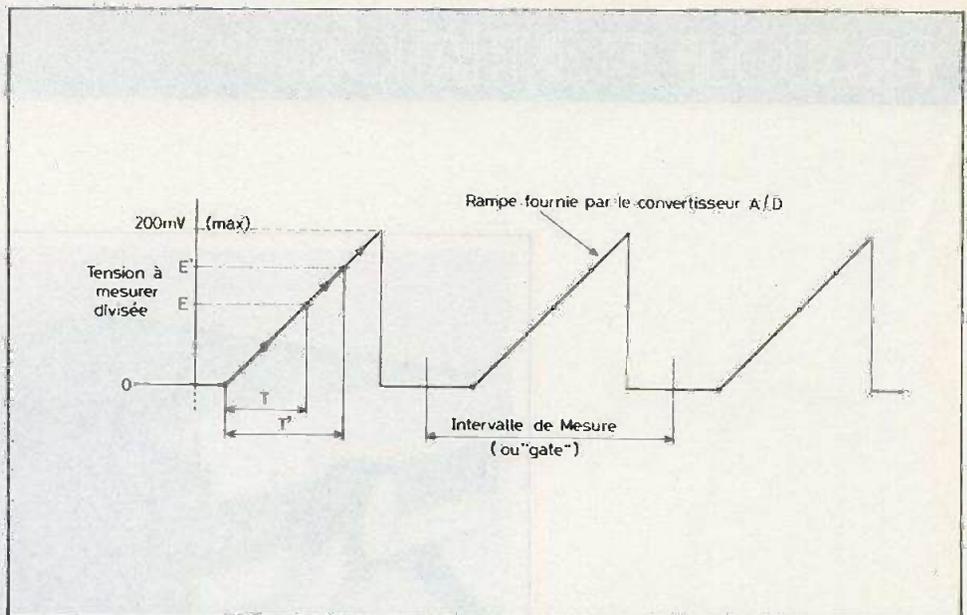


Fig. 1. - Deux possibilités pour les multimètres, ici la représentation d'une simple rampe.

ques va faire appel à un processus électronique assez complexe. Cette conversion d'une « grandeur analogique », en l'occurrence une tension, en une « grandeur logique » à savoir un nombre proportionnel d'impulsions identiques, est confiée à un énorme circuit intégré dénommé « convertisseur A/D » (A/D = analogique/digital). De lui va dépendre toute la précision de l'appareil.

La mesure de tension continue « V = » est la fonction fondamentale de tout multimètre numérique et par conséquent, la plus précise. Toutes les autres fonctions « Ω », « I = », « I \simeq » et « V \simeq » sont des grandeurs qui sont d'abord traduites en tensions continues pour attaquer le convertisseur A/D, dont la tension d'entrée maxi est le plus souvent de ± 200 mV. Il existe deux procédés de conversion, l'intégration à « simple rampe » ou à « double rampe ».

L'intégration à simple rampe

Le principe général en est simple (voir figure 1) : une tension interne monte linéairement avec le temps jusqu'à 200 mV, revient à zéro puis recommence son cycle toutes les secondes environ, au départ de chacune de ces rampes s'établit un chronométrage T qui sera arrêté lorsque ce potentiel croissant atteindra très exactement celui qui est appliqué à l'entrée de l'appareil (E) ; c'est le rôle d'un comparateur de tensions qui détermine donc un temps T rigoureusement proportionnel à la tension E à mesurer.

Ce train d'impulsions de fréquence très stable est mémorisé pendant quelques

fractions de seconde, puis injecté sur l'affichage pendant le temps séparant deux rampes. Donc la valeur affichée est renouvelée toutes les deux secondes, ou moins sur certains modèles ; c'est l'« intervalle de mesure » encore appelé « gate » ou « fenêtre ».

Le procédé fait donc appel à de nombreuses bases de temps, lesquelles sont des sous-multiples d'une fréquence de base de quelque mégahertz obtenue par un quartz ou par un 555, séparée ou intégrée dans le convertisseur A/D.

Le bloc d'entrée comprend bien sûr des ponts diviseurs commutables manuellement pour abaisser le signal à moins que 200 mV ; une protection électronique « écrête » les surcharges. Nous trouvons également un redresseur sans seuil pour les tensions alternatives, un adaptateur d'ohmmètre et un autre pour les intensités. Selon que la tension d'entrée est positive ou négative, un détecteur de polarité va commander quelques commutations électroniques, des rampes descendantes au lieu de montantes, et l'indication « + » ou « - » sur l'afficheur. (Voir figure 2).

La tendance actuelle est à l'intégration maximum ce qui explique la récente baisse de prix des modèles de bas de gammes, qui ne comportent qu'un seul et unique CI à 40 pattes tout comme les calculatrices simples.

L'intégration à « simple rampe » est utilisée dans les multimètres bon marché et leur précision est de l'ordre de ± 1 %. On identifie cette technique au fait que l'appareil en question a un réglage manuel du zéro, qu'on a d'ailleurs très rarement à retoucher.

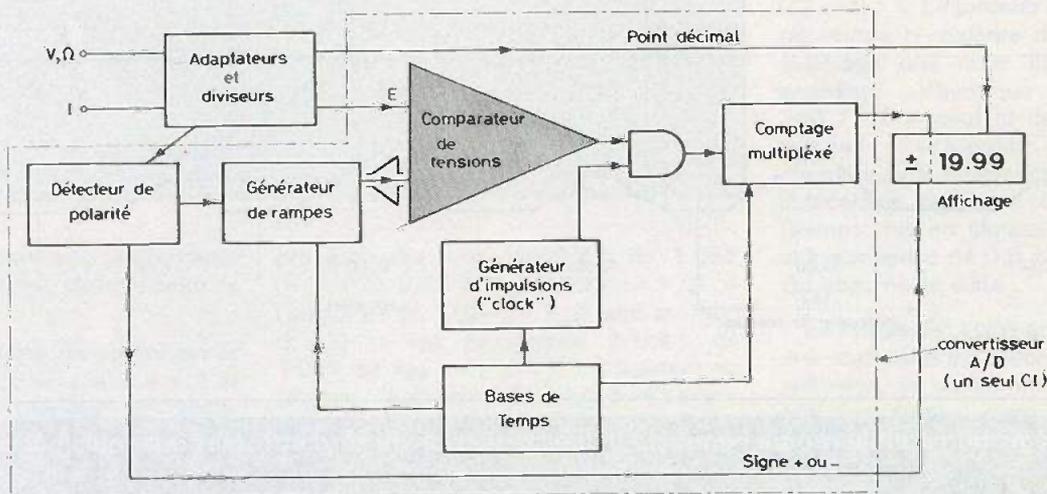
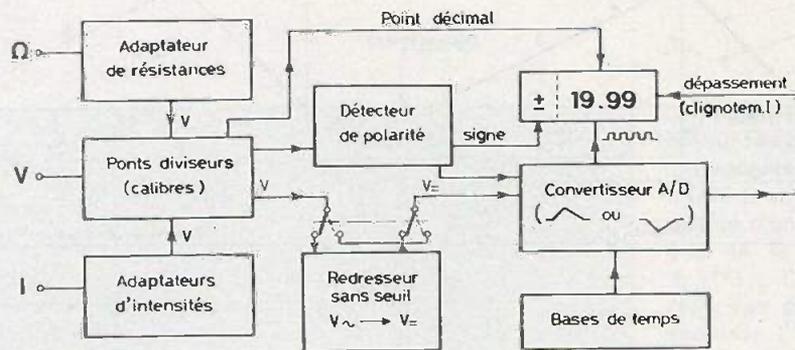


Fig. 2. et 3. - Synoptique de fonctionnement d'un multimètre numérique à affichage 2000 points.

L'intégration à « double rampe »

Ces convertisseurs A/D permettent une précision comprise entre $\pm 0,3\%$ et $\pm 0,01\%$ et parfois mieux encore.

Cette fois, c'est la tension d'entrée E qui détermine la pente de la rampe « A » (voir figure 3) mais pendant un laps de temps T_1 fixe. Cette pente est proportionnelle à la tension d'entrée « E » et par conséquent à la tension « e » obtenue à la fin du temps T_1 . On devine que « E » a été traduite en intensité fixe qui charge un condensateur. A la fin de T_1 , ce condensateur est déchargé en courant constant fixé par le multimètre, cela génère la rampe descendante B et ce jusqu'au potentiel zéro de départ. Quelle que soit « e » la pente de B est toujours la même,

donc le temps T_2 pour la décharge complète est variable mais proportionnel à « e » (ou à E); c'est ce temps T_2 qui est « chronométré » par l'affichage. Pourquoi est-ce plus précis? Parce que l'intégration à double rampe ne connaît qu'un seul potentiel, « son zéro » qui est le départ et l'arrivée des rampes: même si ce potentiel de base n'est pas exactement celui de la masse la correction de zéro est automatique.

En somme, encore, une base de temps supplémentaire, T_1 , mais le reste du circuit est similaire à celui de la simple rampe (voir figure 4).

Dans cette gamme d'appareils précis l'intégration totale en un seul CI ne semble pas avoir la faveur des fabricants, qui préfèrent figoler encore tel ou tel circuit annexe par des CI séparés.

Le nombre de « milliers de points »

Un affichage qui compte jusqu'à 1999 est dit « 2 000 points » ou encore « 3 1/2 digits », le digit de gauche ne connaissant que le chiffre 1 ou l'extinction pour le zéro. Nous n'aimons pas cette dernière appellation car elle ne distingue pas les 3 000 et 4 000 points qui sont aussi des 3 1/2 digits.

Les « 1 000 points » ont pratiquement disparu au profit des 2 000 qui couvrent largement les besoins des amateurs et de la plupart des professionnels. Au-delà de 2 000 points nous tombons dans le domaine de la petite série où il faut compter 1 franc par point! Toutefois, ces appareils de laboratoires pour hautes technologies sont presque toujours com-

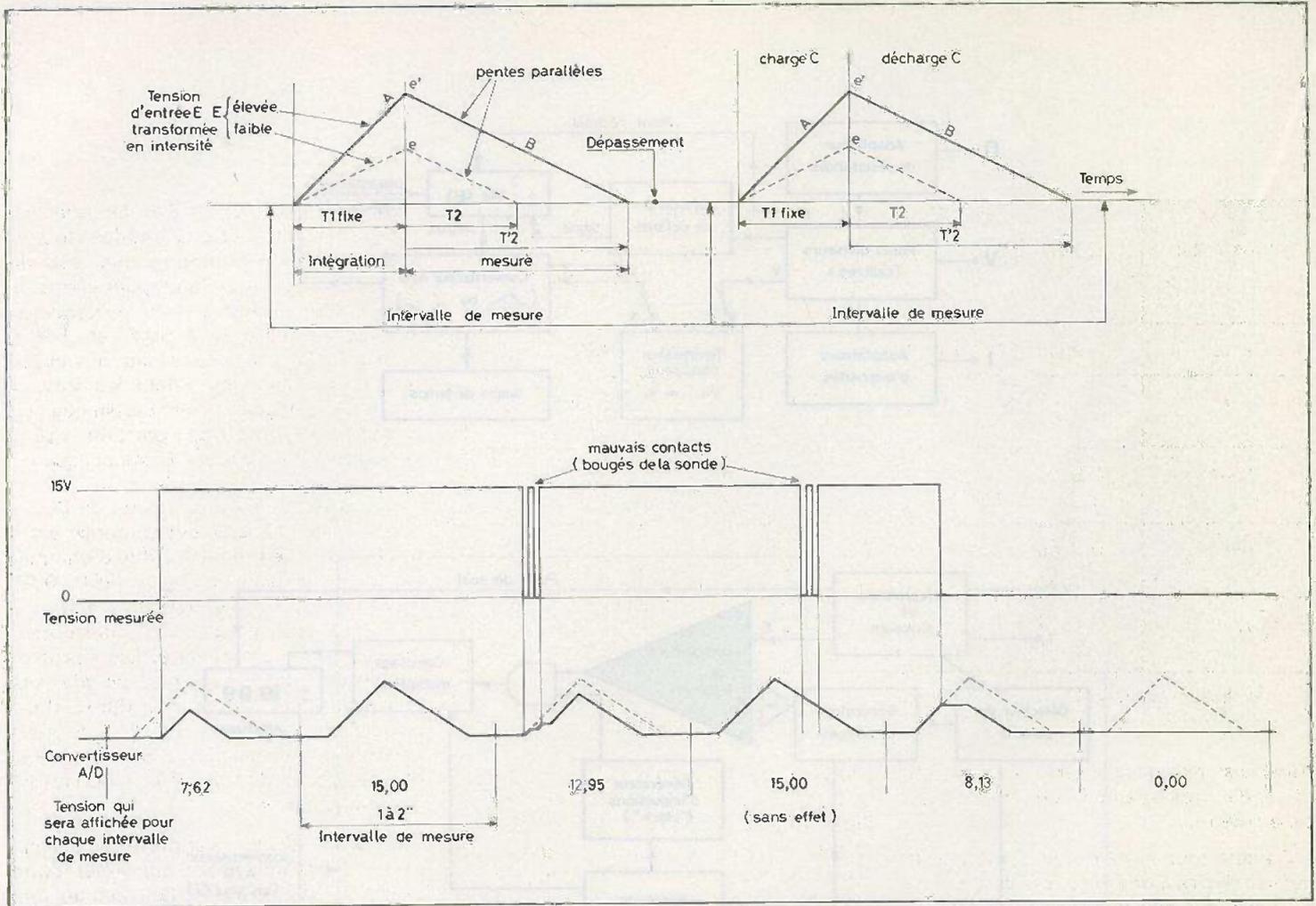


Fig. 4. - L'intégration double rampe bénéficie d'une correction de zéro automatique mais nécessite une base de temps supplémentaire.

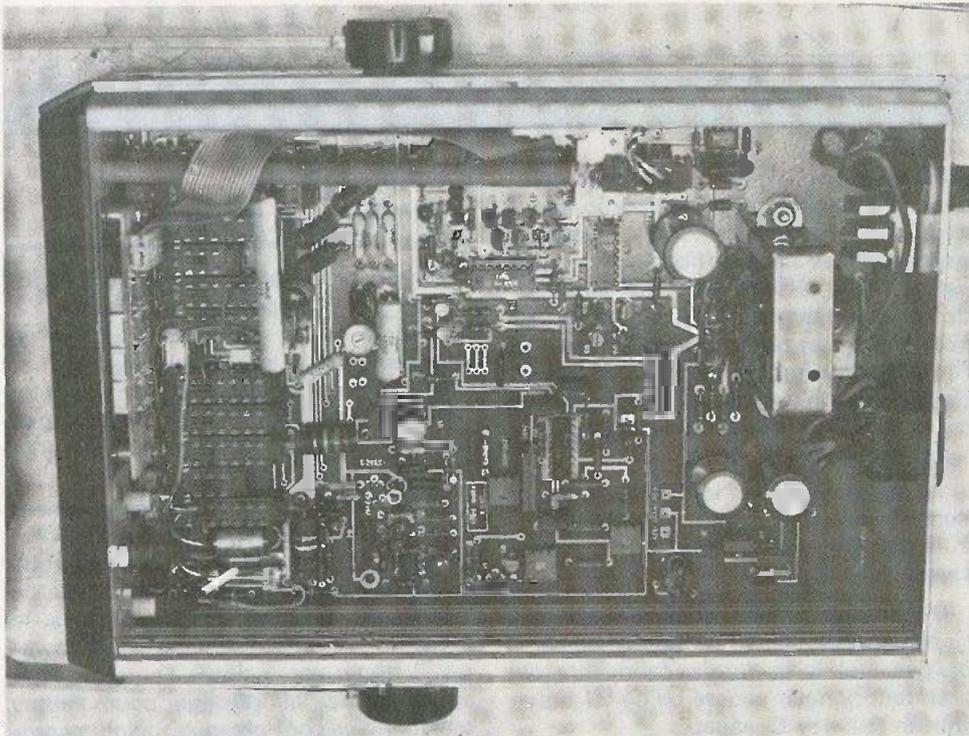


Photo 1. - Les multimètres digitaux de la génération précédente renfermaient un grand nombre de composants ; ici huit circuits intégrés, 21 transistors et 28 diodes pour un 2000 points.

FONCTION	CALIBRES	PRECISION à 23 °C	
		Lecture ± %	Pleine échelle ± %
V =	0,2 à 1 200 V	0,1 *	0,05
I =	0,2 mA à 2 A 10 A	0,3 0,5	0,05 0,5
V ~	0,2 V 2 à 1 200 V	0,5 1	0,1 0,1
I ~	0,2 mA à 2 A 10 A	1 1	0,1 1
Ω	200 Ω à 2 MΩ 20 MΩ	0,2 0,5	0,05 0,05

* Précision nominale du multimètre.

plétés par des gadgets très intéressants et par d'autres fonctions, comme celle de capacimètre...

Comme tout système de comptage le dernier chiffre à droite est précis à ± 1 et ce quelle que soit la précision de l'appareil, d'où l'intérêt de choisir le calibre qui donnera le plus de chiffres significatifs. Exemple, un 2 000 points peut indiquer 192,7 V à $\pm 0,1$ volt mais au-delà de 200 V il faut changer de calibre et l'imprécision est dix fois supérieure, exemple 205 V à ± 1 volt. Sinon il faudrait un 3 000 points qui pourrait afficher 204,6 V $\pm 0,1$ V mais au-delà de 300 V le même problème se posera et ainsi de suite.

Signification des caractéristiques

Pour la précision indiquée par le constructeur il y a lieu de s'assurer s'il s'agit de l'erreur sur la pleine échelle ou sur la valeur affichée. Ces taux d'erreurs dépendent de la fonction et du calibre en service. Le mieux est de donner un exemple réel, celui d'un certain multimètre 2 000 points à double rampe (« Gould Advance » modèle DMM 7 A)..

La précision réelle s'obtient en additionnant ces deux valeurs. Exemple : 1 052 Ω est lu sur le calibre 2 000 Ω, la

précision est alors de 0,2 % de 1 052 (= 2 Ω) + 0,05 % de 2 000 (= 1 Ω) + l'erreur de ± 1 digit (= 1 Ω), soit au total ± 4 Ω ce qui représente $\pm 0,4$ % de 1 052 au lieu du « $\pm 0,2$ % » figurant au tableau. Mais attention, ne confondons pas précision et fidélité : la précision est l'écart entre la lecture et la valeur réelle de la grandeur mesurée, tandis que la fidélité est la constance d'une mesure effectuée à plusieurs reprises, elle est de l'ordre de ± 1 digit donc toujours meilleure que la « précision ». A ces erreurs il convient d'ajouter parfois la dérive thermique qui est ici de 0,005 % par °C pleine échelle.

Nous avons insisté sur ces problèmes d'erreurs car il ne faut pas se laisser leurrer sur l'apparente précision d'un appareil à affichage numérique, quel qu'il soit ; comme une calculatrice qui livre un résultat de huit chiffres à partir de données grossières n'ayant que trois chiffres significatifs. On n'y pense jamais assez souvent.

Les trois classes de qualités

Afin de vous aider à décortiquer la publicité l'auteur a divisé arbitrairement les multimètres digitaux en trois classes de qualités :

Classe A. De 390 à 900 F. Des 2 000 points ayant une précision de lecture

comprise entre 0,5 et 1 %. Le principal défaut réside le plus souvent dans le premier calibre d'ohmmètre qui est de 2 000 Ω : c'est très gênant pour vérifier la qualité d'un contact car une résistance de 2 Ω se lit alors à ± 50 % et 1 Ω à ± 100 %. Ce sont néanmoins des appareils très convenables pour les travaux courants. C'est dans cette classe que l'on rencontre la plupart des portatifs à piles avec bien sûr afficheur à cristaux liquides.

Classe B. Des 2 000 points de 800 à 1 700 F. La précision est comprise entre 0,3 et 0,1 %. Le premier calibre d'ohmmètre donne le dixième d'ohm (200, 0 Ω), avantage que nous illustrons par une anecdote authentique : un interrupteur 250 V/10 A neuf et de classe « professionnelle » présentait sur un de ses contacts une résistance de 0,8 Ω, donc indécélable avec un « classe A ». Si nous l'avions mis en service il aurait dégagé une puissance de $0,8 \times 10^2 = 80$ watts ! On imagine la suite...

En raison des soins apportés aux diverses stabilisations pour conserver cette précision, la consommation est un peu plus importante ; aussi la plupart d'entre eux sont des appareils secteur, ce qui n'est pas gênant car ils sont généralement conçus pour la table de laboratoire et non pour le dépannage volant.

Classe C. De 3 000 à 50 000 points et de 2 000 à 20 000 F. La précision est de l'ordre de 0,05 à 0,01 %. Ce n'est pas une donnée pour amateurs mais ils sont indispensables pour certains laboratoires de recherche. Ne rêvons pas et n'en parlons plus.

En conclusion, nous pensons qu'un multimètre de classe B est déjà une panacée et dont l'auteur se contente fort bien. La précision des classes A est souvent suffisante et que l'affaire des faibles résistances ne vous rebute pas, car nous vous promettons d'étudier sous peu un petit montage simple qui leur permettra d'indiquer les dixièmes d'ohms ou les centaines de mégohms.

La classe « fait maison ». On commence à trouver dans le commerce des convertisseurs A/D, en CI de 24 à 40 pattes, qui permettent de construire facilement un multimètre digital. Le prix au détail de ces composants demeure assez élevé (120 à 250 F) et ils ne sont pas tou-

jours garantis (à exiger !). Etant donné qu'il faudra lui ajouter une alimentation, un bloc d'affichage, des commutateurs, des condensateurs précis, des résistances calibrées spéciales (multiples de 9) et un boîtier, on aboutit généralement à un devis égal ou supérieur à certains appareils du commerce, complets, étalonnés et garantis un an. Toutefois, l'emploi de ce genre de CI peut être parfaitement justifié lorsqu'il s'agit de construire un instrument à fonction et calibre fixes : un thermomètre digital par exemple.

Les variantes de présentation

Les multimètres numériques sont présentés sous deux formes de boîtiers très différentes ; tout d'abord l'appareil sur béquille réglable avec la face avant verticale toute en largeur ; c'est le modèle pour table de labo parfaitement lisible à un mètre de distance. Plus récent, le boîtier « tout à plat » comme une calculatrice ; il a l'avantage de pouvoir être tenu à la main mais son utilisation sur table devient vite pénible, surtout avec l'afficheur à cristaux liquides qui doit toujours être observé perpendiculairement pour être lisible. Nous conseillons de bricoler un petit statif pour le tenir vertical, car il est risqué et malaisé de le laisser à plat à la verticale du visage.

Les afficheurs à cristaux liquides (« L.C.D. ») sont les seuls à pouvoir être lus au soleil, mais en intérieur les digits à LED rouges ou bleus sont indiscutablement plus agréables.

La commutation de fonctions et de calibres par rotation est plus robuste que par clavier mais elle est moins pratique, surtout s'il s'agit d'un petit boîtier « tout à plat » car sa manœuvre nécessite alors l'emploi des deux mains, ce que l'auteur trouve inadmissible.

Encore une bonne raison pour lui fabriquer un support vertical lourd et stable. Pour disposer d'un clavier de bonne robustesse mécanique il faut tenir compte du prix de l'appareil ou du renom de la marque.

Sur certains modèles de la marque « Fluke » nous trouvons une fonction peu courante calibrée en « mS », « μ S » et

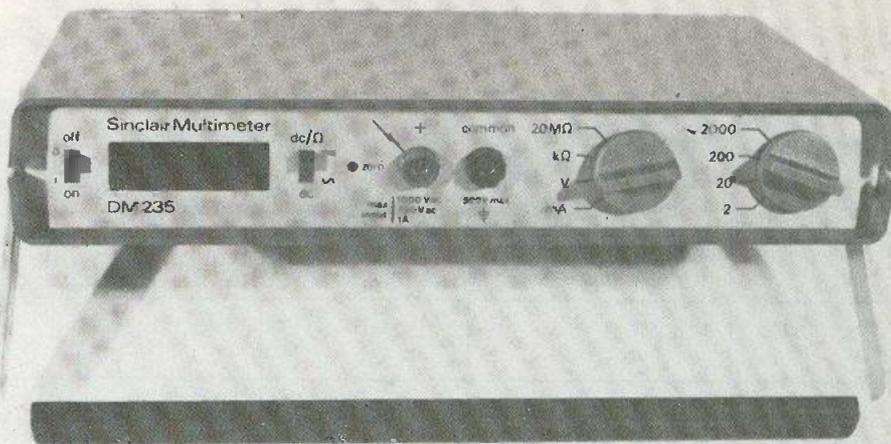


Photo 2. — Une version plus récente, extérieurement rien qui puisse paraître révolutionnaire...

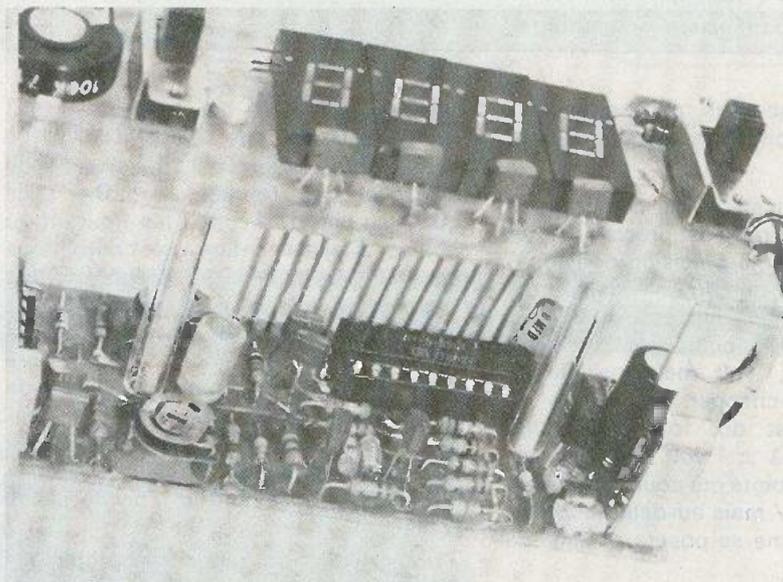


Photo 3. — ... Et pourtant, un seul circuit intégré le AY-5-3507, 18 broches, contient toute la logique nécessaire à la mise en œuvre d'un voltmètre numérique « 3 1/2 digit ».

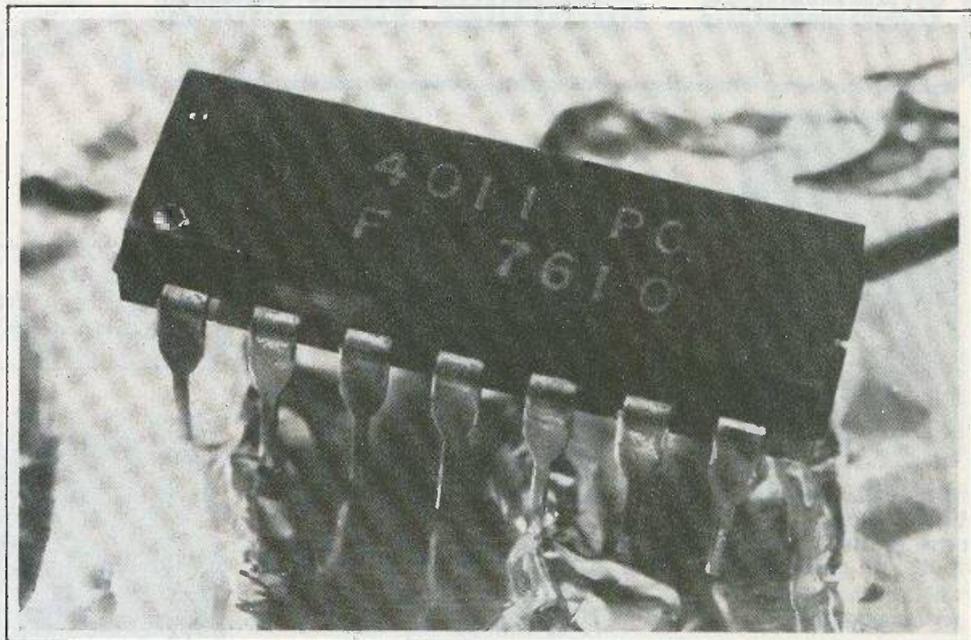
« nS » : il ne s'agit pas d'un microchronométrage, car S majuscule est le symbole du Siemens, unité de conductance, l'inverse de l'ohm (jadis appelé MHO).

Il ne peut être question pour nous de répertorier les modèles commercialisés car nous risquerions d'être vite « dépassés ». En effet, il s'agit d'un domaine toujours en pleine expansion et les pages publicitaires nous montrent chaque mois de nouveaux modèles, remplaçant souvent les anciens ainsi que de nouvelles marques.

Conclusion

Les multimètres digitaux présentent un progrès technique spectaculaire sur les appareils à aiguille, et l'intégration poussée des nouveaux circuits intégrés a permis d'abaisser les prix à un niveau enfin accessible aux amateurs. Notre but a été de vous familiariser avec eux afin, qu'éventuellement, vous puissiez faire un choix en connaissance de cause.

■ M. ARCHAMBAULT



Parlez-moi du 4011 !

LES portes logiques AND, OR, NAND, NOR, constituent les briques élémentaires de presque tous les assemblages de l'électronique logique, qui intéresse les montages travaillant en tout ou rien. Au sein de cette vaste famille, les portes NAND, regroupées par deux, trois ou quatre dans un même boîtier et sur une même « puce », selon le nombre d'entrées que chacune d'elles possède, offrent une remarquable diversité d'emplois. Leur étude, puis celle de leurs innombrables applications, méritent donc un développement spécial.

Tous les électroniciens connaissent, pour les avoir pratiquées en technologie TTL (« Transistor Transistor Logic »), les portes NAND de la famille 74, et notamment le circuit 7400, qui regroupe quatre portes NAND à deux entrées. Le développement des structures C.MOS apporte des avantages nouveaux : très faible puissance consommée, large immunité au bruit, grande latitude dans le choix de la tension d'alimentation. Dans cette technologie, le circuit 4011 constitue l'équivalent du 7400 en TTL. Après une analyse des caractères spécifiques de la logique C.MOS, nous explorerons le domaine des applications du 4011, allant des plus immédiates (fonctionnement en porte) aux plus compliquées, sans oublier la possibilité d'utiliser ces circuits en régime linéaire.

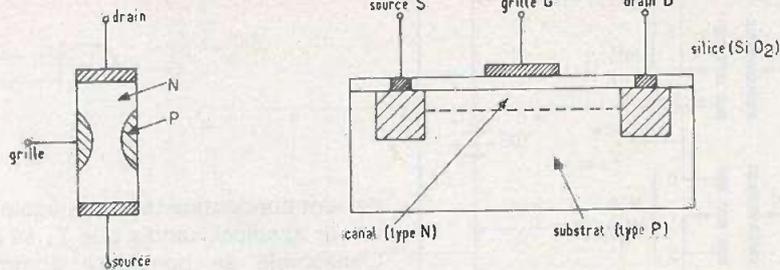


Fig. 2

Fig. 1

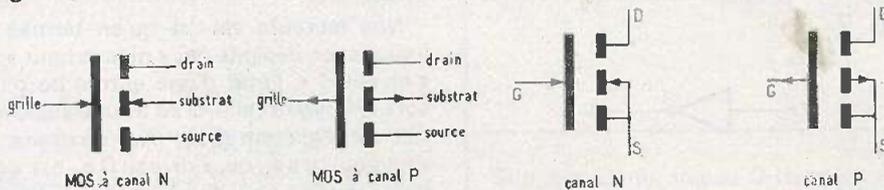


Fig. 3

Fig. 4

I - Comparaison entre les FET et les MOS

Dans plusieurs numéros successifs de la revue (voir « Électronique Pratique n° 16 à n° 19 inclus), nous avons analysé le fonctionnement des transistors à effet de champ du type FET (Field Effect Transistor). Nous invitons nos lecteurs à s'y reporter, et nous contenterons ici d'un très bref rappel.

Représenté de façon simplifiée, le transistor FET de la figure 1 est un modèle à canal N. L'électrode de commande, ou « grille », est formée d'une zone de semi-conducteur de type P.

En fonctionnement normal, la jonction PN formée par la transition entre les deux types de semi-conducteur, est polarisée en inverse (grille négative par rapport à la partie du canal qui lui fait face). Le seul courant traversant cette jonction est donc le courant inverse de la diode, d'intensité extrêmement faible. Le transistor à effet de champ offre ainsi une forte impédance

d'entrée, de plusieurs dizaines ou plusieurs centaines de $M\Omega$.

Mais on arrive à des impédances encore plus élevées avec les transistors MOS (Metal Oxyde Semiconductor). La figure 2 illustre la structure d'un tel dispositif. Dans un substrat de type P (silicium dopé comportant un excès de trous, donc de charges positives), on a diffusé deux zones de type N, fortement dopées. L'ensemble est surmonté d'une très mince couche de silice (bioxyde de silicium SiO_2), qui constitue un isolant quasi-parfait. Les zones N très fortement dopées, se comportent comme des contacts électriques, nommés source et drain, comme dans le FET.

La grille, ici, est formée d'un dépôt métallique sur la silice. Encore que la chose n'apparaisse pas à l'évidence sur la figure 2, un tel dispositif est un MOS à canal N. Bien que non déposé lors de la construction, le canal N se forme, en effet, sous la couche de silice, grâce à une attaque chimique au cours de laquelle la silice capte des porteurs dans le substrat.

On obtient ainsi le canal N, limité d'un côté par la couche isolante, et, de l'autre, par la ligne de pointillés de la figure 2.

Fondamentalement, le fonctionnement d'un MOS ne diffère pas de celui d'un FET : une polarisation variable de la grille, par rapport à la source, entraîne un étranglement variable de la section utile du canal, donc de l'intensité du courant drain-source.

Comme pour les FET, il existe des MOS à canal N, et des MOS à canal P. Leurs représentations symboliques sont illustrées par la figure 3 : l'inversion du sens des flèches, distingue les MOS à canal N ou à canal P.

La différence principale entre un MOS et un FET, tient à l'impédance d'entrée élevée des premiers : elle atteint couramment $10^{12} \Omega$ (un million de $M\Omega$) pour le continu, puisque la grille est totalement isolée du canal. Remarquons cependant que cette impédance diminue en alternatif et d'autant plus que la fréquence devient plus grande. En effet, la grille et le canal forment alors, avec l'isolant qui les sépare, un condensateur dont l'impédance Z est inversement proportionnelle à la fréquence F .

La plupart du temps (et ce sera le cas dans les portes logiques 4011, objets de notre étude), le substrat est relié à la source : le MOS n'offre donc que trois électrodes de sortie (fig. 4), tout comme un FET.

II - Blocage et saturation des MOS

Nous ne prendrons pour exemple, que les MOS à canal N : toutes les données sont applicables aux modèles à canal P, à

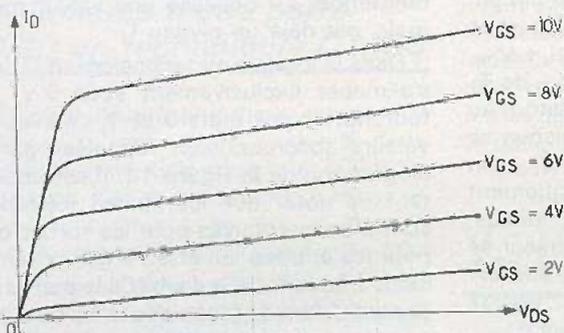


Fig. 5

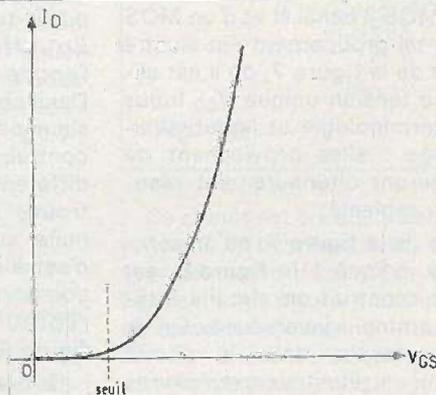


Fig. 6

condition d'inverser le sens des courants, et la polarité des tensions.

Le réseau de la figure 5, montre les variations du courant de drain I_D , en fonction de la différence de potentiel V_{DS} entre la source (prise comme origine des potentiels) et le drain. Chacune des caractéristiques correspond à une valeur de la tension grille-source V_{GS} . Nous nous sommes limités au cas des MOS à « enrichissement », qui ne conduisent pas pour des tensions V_{GS} négatives (dans l'exemple du canal N). Il en va différemment pour les MOS à « enrichissement-déplétion », mais ceux-ci ne trouvant pas d'applications dans le domaine des portes logiques, nous n'en parlerons pas ici.

Lorsque la différence de potentiel V_{GS} s'annule, le MOS cesse de conduire : aucun courant ne traverse plus l'intervalle drain-source. Cette constatation est précisée par la caractéristique de la figure 6, où on a représenté les variations du courant de drain I_D , en fonction de V_{GS} , pour une valeur donnée de la différence de potentiel V_{DS} . Comme on peut le voir, il faut que V_{GS} atteigne un minimum (seuil) pour que la conduction commence. Ce seuil vaut couramment de l'ordre de 1,5 V.

On peut donc, tout comme pour les FET et les transistors à jonctions, utiliser les transistors MOS comme « interrupteurs » purement électroniques. Cet emploi étant à la base du fonctionnement des portes logiques, nous l'examinerons de plus près dans le paragraphe qui suit.

III – Les assemblages C.MOS

On appelle C.MOS, ou parfois COS.MOS (Complementary Symmetry MOS), les assemblages obtenus par la réunion d'un MOS à canal N et d'un MOS à canal P. Un tel groupement est illustré par le schéma de la figure 7, où il est alimenté par une tension unique V_{DD} (nous adoptons la terminologie et les abréviations en usage : elles proviennent de l'anglais, et seront ultérieurement résumées dans un tableau).

Le montage de la figure 7, qu'on symbolise comme indiqué à la figure 8, est effectivement construit en circuits intégrés, et se nomme « inverseur ». On le trouve, par exemple, dans le circuit MM74C04, qui en réunit six exemplaires identiques.

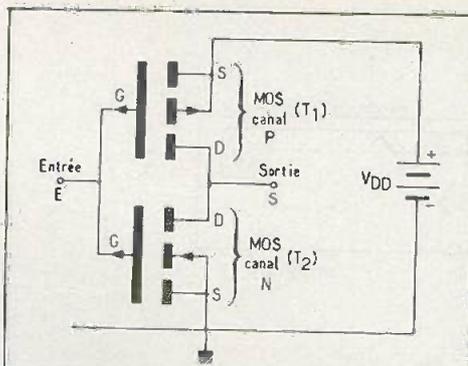


Fig. 7



Fig. 8

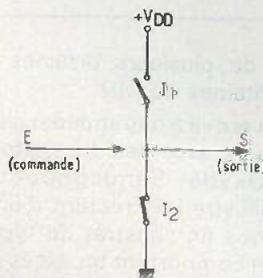


Fig. 9

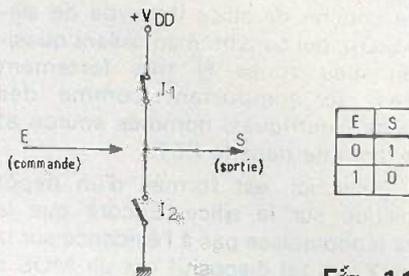


Fig. 10

Fig. 11

E	S
0	1
1	0

La désignation « inverseur », se justifie par le fonctionnement logique du circuit. En effet, supposons, d'abord, que l'entrée E soit portée au potentiel $+V_{DD}$. Dans ces conditions, la tension V_{GS} de T_1 s'annule, ce qui bloque ce transistor. Au contraire, T_2 est conducteur, puisque sa différence de potentiel V_{GS} égale V_{DD} . On trouve donc une tension pratiquement nulle sur l'ensemble des deux drains, c'est-à-dire sur la sortie S. L'inverseur se comporte alors comme le circuit à interrupteurs électromécaniques de la figure 9, avec I_1 ouvert, et I_2 fermé.

Si maintenant, au contraire, l'entrée E est portée au potentiel de la masse, T_1

devient conducteur (son V_{GS} égale V_{DD} en valeur absolue), tandis que T_2 se bloque. L'ensemble se comporte comme son équivalent de la figure 10, et la sortie S est sensiblement au potentiel V_{DD} de l'alimentation.

Nos lecteurs savent qu'en termes de logique, on désigne par « niveau haut », ou « niveau 1 », l'état d'une entrée ou d'une sortie, lorsque celle-ci se trouve au potentiel de l'alimentation. Au contraire, le « niveau bas », ou « niveau 0 », est celui d'une entrée, ou d'une sortie, située au potentiel de la masse. On peut alors construire la table de vérité de l'inverseur, qui représente l'état de la sortie, en fonction de celui de l'entrée : on la trouvera à la figure 11.

IV – Rappels sur les portes NAND

Il existe des portes NAND à deux, trois, etc., et jusqu'à huit entrées. Puisque nous consacrons cette série d'articles au circuit intégré 4011, qui rassemble quatre portes à deux entrées au sein d'un même boîtier dual-in-line à 14 broches, nous nous limiterons aux NAND à deux entrées.

La figure 12 montre la représentation symbolique d'une telle porte, tandis qu'on trouvera sa table de vérité à la figure 13. On voit que la sortie ne passe au niveau bas, ou 0, que si les entrées E_1 et E_2 sont simultanément portées au niveau 1.

Nous avons, jusqu'à présent, défini les niveaux 0 et 1 comme ceux de la masse, et de la tension d'alimentation. En pratique, il existe fort heureusement des tolérances : une tension suffisamment faible, reste encore un niveau 0, tandis qu'un potentiel même inférieur à la tension d'alimentation, s'il dépasse une valeur minimale, est déjà un niveau 1.

Dans la logique en technologie TTL, qui s'alimente exclusivement sous 5 V, les fourchettes des états 0 et 1, définies en valeurs absolues, sont rappelées par le diagramme de la figure 14. Il est important de noter que les limites tolérables sont plus restrictives pour les sorties que pour les entrées. En effet, il est extrêmement fréquent de brancher des portes en cascade, de telle façon que la sortie d'une porte attaque une (ou plusieurs) entrée de la porte suivante. Pour que cette entrée passe, par exemple, à l'état 1, il faut lui

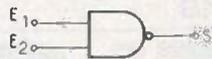


Fig. 12

E ₁	E ₂	S
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Fig. 13

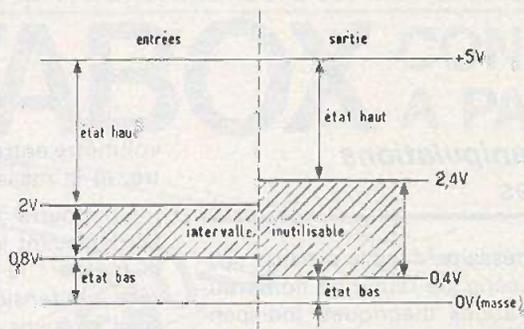


Fig. 14

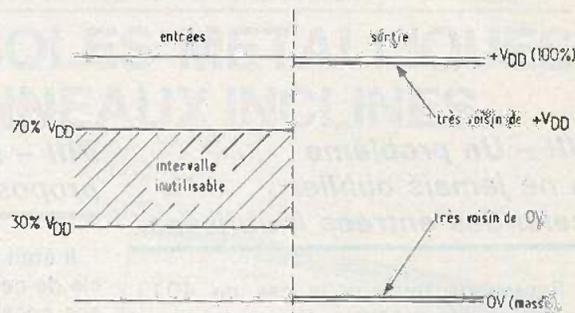


Fig. 15

appliquer au moins 2 V. Compte tenu des dispersions de caractéristiques inévitables entre différents exemplaires d'un même type, on se réserve donc une marge de sécurité, en imposant au niveau 1 d'une sortie, de correspondre à une tension de 2,4 V au moins. De la même façon, si 0,8 V constitue la tension maximale pour garantir un état bas sur une entrée, la marge de sécurité nécessaire, conduit à imposer que l'état bas ne dépasse pas 0,4 V, sur la sortie.

Dans le cas des portes logiques C.MOS, la tension d'alimentation peut prendre toute valeur comprise entre 3 V et 15 V (et même entre 3 V et 20 V pour certains modèles, par exemple les portes de la série B chez RCA). Dans ces conditions, les limites des niveaux 0 et 1 ne sont plus définies en valeurs absolues, mais en pourcentage de la tension d'alimentation V_{DD} . Ces limites sont illustrées par le diagramme de la figure 15.

L'un des avantages de la technologie C.MOS, est qu'elle donne, à l'état 0, une tension de sortie très voisine du potentiel de la masse et, à l'état 1, une tension pratiquement égale à $+V_{DD}$. Cela tient au fait que les transistors MOS utilisés, se comportent pratiquement comme les interrupteurs parfaits des figures 9 et 10.

Supposons un niveau 0 (tension nulle ou faible) appliqué sur l'une des entrées, E_1 par exemple. Dans ce cas, le transistor à canal N correspondant, soit T_3 pour l'entrée E_1 , est bloqué. Au contraire, T_1 est conducteur. Quel que soit l'état de l'autre entrée (ici E_2), la sortie S est reliée au $+V_{DD}$ et isolée de la masse. On se trouve donc dans la configuration équivalente de la figure 10, qui place la sortie S au niveau 1.

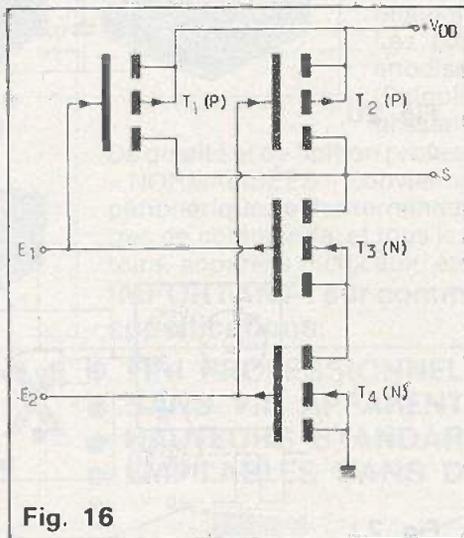


Fig. 16

Pour obtenir le niveau 0 sur cette sortie, il faut simultanément rendre conducteurs les deux transistors T_3 et T_4 , et bloquer les deux transistors T_1 et T_2 . Ceci impose donc que les entrées E_1 et E_2 soient toutes les deux au niveau 1 : on retrouve bien la table de vérité de la figure 13.

VI - Le circuit intégré 4011

Fabriqué par divers constructeurs, ce circuit peut porter les références suivantes :

CD 4011, chez RCA
MM74C00, chez National Semiconductor
MC14011, chez Motorola
SFF24011, chez Sescosem
HBC4011A ou HBF4011A, chez SGS
ATES

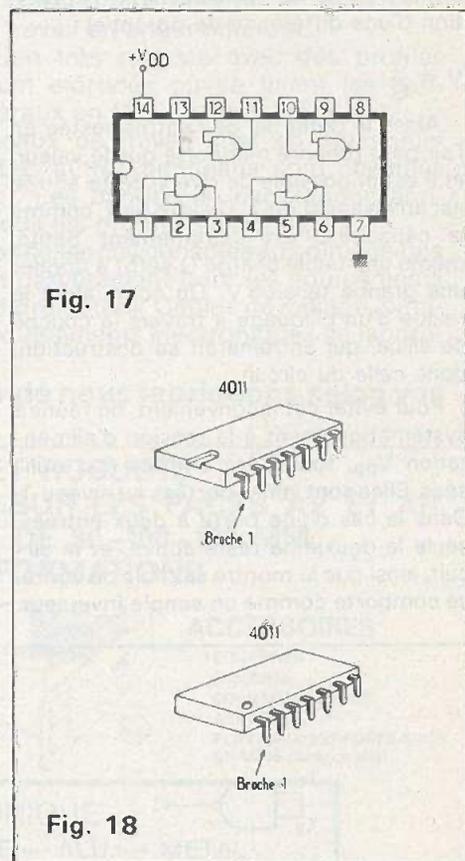


Fig. 17

Fig. 18

V - Schéma d'une porte NAND en technologie C.MOS

Comme indiqué plus haut, nous nous limitons au cas d'une porte à deux entrées, comme celles du circuit 4011. Sa réalisation met en jeu quatre transistors MOS, dont deux à canal N et deux à canal P, comme le montre la figure 16.

Les deux MOS à canal N, T_3 et T_4 , sont reliés en série; T_1 et T_2 , à canal P, sont associés en parallèle. Les grilles sont groupées deux à deux, pour constituer les entrées E_1 et E_2 .

Ce circuit est encapsulé en boîtier dual-in-line à 14 broches, avec, vu par la face supérieure, le brochage qu'indique la figure 17. La figure 18 montre comment on reconnaît la broche 1, qui est repérée soit par une encoche en bout de boîtier, soit par un trou au voisinage de cette broche.

VII – Un problème à ne jamais oublier : celui des entrées inutilisées

Reprenons toujours le cas du 4011 (quatre portes NAND à deux entrées), et supposons que nous n'utilisons, sur l'une de ces portes, qu'une seule entrée. Contrairement au cas de la logique TTL, on ne peut se permettre de laisser en l'air l'entrée non utilisée.

En effet, comme nous l'avons dit au début de cet article, la grille d'un circuit MOS forme, avec le canal et l'isolant de silice, un condensateur de très faible capacité, que nous appellerons C. Dans ces conditions, la moindre charge d'électricité statique, Q, entraîne, entre les armatures de ce condensateur, l'apparition d'une différence de potentiel :

$$V = \frac{Q}{C}$$

Ainsi, le potentiel de l'entrée restée en l'air peut prendre n'importe quelle valeur, et il est impossible de dire si cette entrée est au niveau 0 ou 1. D'autre part, comme la capacité C est extrêmement petite, même une faible charge Q suffit à donner une grande tension V. On court alors le risque d'un claquage à travers la couche de silice, qui entraînerait sa destruction, donc celle du circuit.

Pour éviter cet inconvénient, on réunira systématiquement à la tension d'alimentation V_{DD} , toutes les entrées non utilisées. Elles sont, ainsi, portées au niveau 1. Dans le cas d'une porte à deux entrées, seule la deuxième reste active, et le circuit, ainsi que le montre sa table de vérité, se comporte comme un simple inverseur.

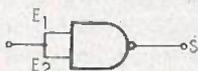


Fig. 19

Une autre solution possible, consiste à réunir entre elles les deux entrées (fig. 19). Là encore, le circuit NAND se comporte comme un inverseur.

VIII – Manipulations proposées

Il était nécessaire, dans le premier article de cette série, de réunir de nombreuses considérations théoriques, indispensables pour une bonne compréhension de la suite de notre étude : le lecteur, nous l'espérons, voudra bien pardonner ces développements un peu ingrats.

Pour l'inviter à patienter en attendant les premières applications pratiques, nous proposons maintenant deux manipulations très simples, qui illustrent directement les notions exposées.

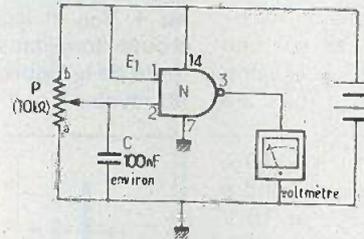


Fig. 20

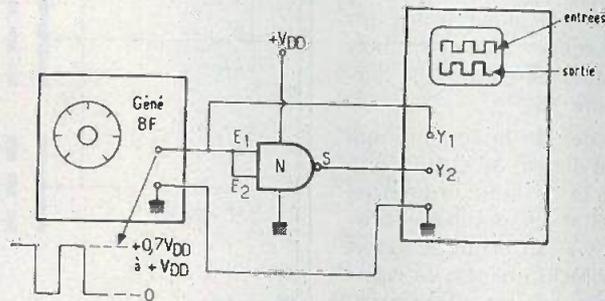


Fig. 21

On trouvera, en figure 20, le montage très simple de la première expérience, qui permet de mesurer les tensions correspondant aux niveaux 1 et 0, sur les entrées et les sorties. Il suffira, pour cela, d'utiliser l'une des portes d'un circuit 4011 : nous rappelons d'ailleurs le brochage. En déplaçant le curseur du potentiomètre P depuis le point (a) jusqu'au point (b), on s'arrêtera sur la position intermédiaire, pour laquelle le voltmètre placé sur la sortie, bascule de la tension d'alimentation vers zéro : ceci donne le niveau maximum de l'état bas sur l'entrée, qu'on mesurera en plaçant le

voltmètre entre le curseur du potentiomètre, et la masse.

On pourra recommencer l'expérience en déplaçant le curseur du point (b) vers la masse : le passage de voltmètre de zéro à la tension d'alimentation, donne le seuil inférieur du niveau haut.

Toute alimentation délivrant de 5 à 15 V peut convenir, même une simple pile (4,5 V, 9 V). Le condensateur C, dont la valeur n'est pas critique, élimine les crachements du potentiomètre.

La deuxième expérience nécessite davantage de matériel, puisqu'il faut un générateur de tensions rectangulaires, et

un oscilloscope bicourbe (fig. 21). Sur l'écran de l'oscilloscope, on pourra vérifier le fonctionnement en inverseur, en comparant les signaux d'entrée et de sortie de la porte.

On veillera à ce que le palier supérieur des créneaux ne dépasse pas $+V_{DD}$, ce qui risquerait de détruire le circuit. De même, le palier inférieur ne doit pas descendre au-dessous de zéro (donc, pas de signaux symétriques par rapport à la masse).

Technologie des composants :

Caractéristiques générales DES RESISTANCES

Certains lecteurs lorsqu'ils pensent « résistance » n'envisagent que trois paramètres : le type (bobiné ou non), la valeur ohmique et la dissipation ou puissance. C'est bien, mais c'est insuffisant, car de nombreux autres paramètres interviennent. Il faut les connaître, et s'y conformer si l'on veut avoir une bonne fiabilité du circuit et éviter les incidents fâcheux. Ce sont eux qui vont être exposés au cours des lignes suivantes.

LES principaux paramètres à considérer, lors de l'utilisation des différents types de résistances sont :

1. La résistance nominale : c'est la valeur portée sur le corps de la résistance. En effet la valeur réelle de l'échantillon est probablement différente, contenue dans les limites de la tolérance indiquée par le fabricant.

2. La tolérance : c'est un pourcentage en plus ou en moins autour de la valeur nominale que le fournisseur s'engage à respecter pour toutes les pièces livrées. Elle s'entend pour des pièces neuves avant usage, car ensuite la dérive intervient. Les tolérances classiques pour les résistances sont comprises entre $\pm 0,01\%$ pour certaines résistances de précision et $\pm 10\%$ pour les résistances d'usage courant. La tolérance de $\pm 20\%$ a pratiquement disparu. Cette indication de la tolérance doit toujours être précédée du signe \pm , car la valeur ohmique réelle peut être située en plus ou en moins de la valeur nominale. Et pourtant certains catalogues de fabricants connus ne mentionnent pas le signe \pm , c'est une grave lacune.

3. La puissance nominale : c'est la puissance que peut dissiper la résistance pour une température ambiante maximale indiquée par le fabricant, généralement comprise entre 20 et 70 °C. L'échauffement dû à la puissance nominale, plus la température ambiante maximale donne la température limite fixée pour ce type de fabrication.

Si la température ambiante est plus élevée, il faut réduire la puissance, afin de rester dans les limites de température de la résistance. Des courbes sont établies par le fabricant pour les modèles catalogués.

La **figure 1** donne un exemple d'une telle courbe. Soit une résistance dont la température superficielle ne doit pas dépasser 125 °C et dont l'échauffement à la puissance nominale est de 55 °C ; elle admet donc une température ambiante maximale de 70 °C pour la puissance nominale. A 95 °C d'ambiance, cette résistance ne peut plus être utilisée qu'à 50 % de sa puissance nominale ; à 110 °C on a encore 25 % de Pn et bien sûr 0 % Pn à 125 °C, température limite de ce modèle.

Pour obtenir une bonne fiabilité du montage, il ne faut jamais dépasser 50 % de Pn pour les résistances de précision et 70 % de Pn pour les résistances d'usage courant.

4. La tension maximale aux bornes : elle est limitée par la rigidité diélectrique des constituants de la résistance. Pour une puissance nominale donnée, plus la valeur ohmique de la résistance augmente, plus la tension aux bornes croît. Elle est donnée par la formule :

$$E = \sqrt{P R}$$

E en volts lorsque P est en watts et R en ohms.

Chaque fabricant donne pour ses résistances la tension aux bornes à ne pas

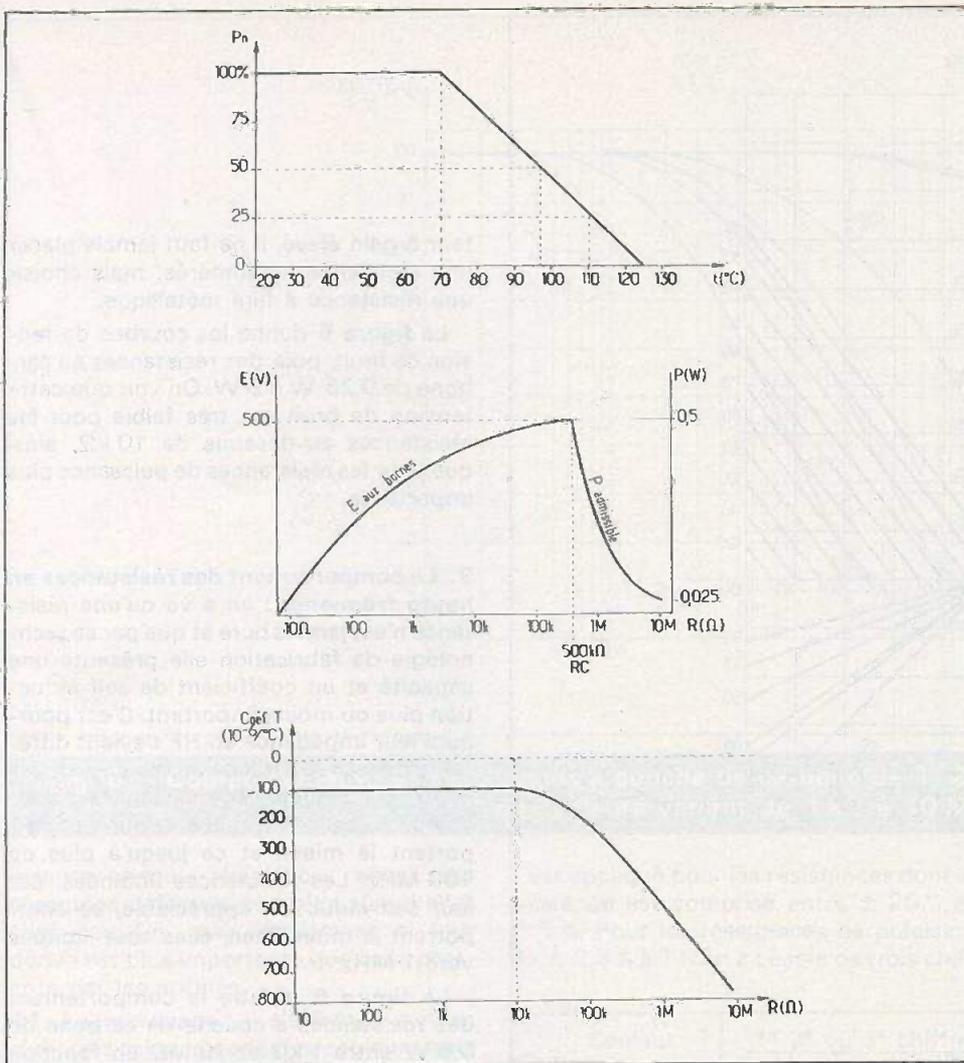


Fig. 1 à 3. - Courbes de caractéristiques des résistances : Puissance nominale fonction de la température ; Influence de la résistance critique sur la puissance nominale ; Coefficient de température fonction de la valeur de la résistance.

dépasser. Pour les faibles valeurs ohmiques, il n'y a pas de problème, car on est limité par la puissance nominale. Puis, pour une valeur de résistance à la puissance nominale on atteint la tension aux bornes maximale. Cette valeur est appelée la résistance critique :

$$R_c = E^2 / P$$

R_c = résistance critique en ohms pour E en volts et P en watts. Au-delà de R_c , la résistance est limitée par la tension aux bornes et ne peut plus être employée à la puissance nominale. C'est un point très important et qui est parfois négligé à tort. La figure 2 donne la courbe correspondante pour une résistance de 0,5 W admettant 500 V aux bornes; elle est fabriquée entre 10 Ω et 10 MΩ. On voit qu'entre 10 Ω et 500 kΩ la résistance peut être utilisée à 0,5 W, puissance nominale. Par contre, entre 500 kΩ et 10 MΩ, la tension aux bornes ne doit pas dépasser 500 V et la puissance admissi-

ble diminue de ce fait de 0,5 W à 0,025 W, ce qui est considérable.

5. Le coefficient de tension : c'est la mesure de la variation de la valeur ohmique de la résistance en fonction de la tension à ses bornes. Elle s'exprime en pourcentage de variation par volt. Ce coefficient est négligeable pour les résistances bobinées et pour les résistances à couche métallique; il est perceptible pour les résistances à couche de carbone et atteint 0,02 %/V pour les résistances agglomérées.

6. Le coefficient de température : il exprime la variation de la valeur de la résistance pour un degré d'élévation de température; comme cette variation est faible elle est mesurée en $10^{-6}/^{\circ}C$. En général, le coefficient de température est faible pour les résistances comprises entre 10 Ω et 10 kΩ, puis, il augmente plus ou moins rapidement pour les résistances de forte valeur.

La figure 3 donne la courbe obtenue pour des résistances à couche de carbone de 0,5 W, entre 10 Ω et 10 MΩ. Le carbone possède un coefficient de température négatif, comme les isolants et les semi-conducteurs. Par contre, les métaux et les alliages ont un coefficient de température positif ou voisin de zéro.

On voit qu'une résistance de précision doit être bobinée ou à couche métallique et de valeur ne dépassant pas 100 kΩ, de façon à avoir une faible variation ohmique en fonction de la variation de la température.

Sur certains catalogues l'unité habituelle $10^{-6}/^{\circ}C$ est remplacée par l'expression américaine ppm/ $^{\circ}C$ (part par million).

7. La stabilité ou la dérive : c'est la variation de la valeur ohmique de la résistance après un certain temps de fonctionnement, dans des conditions déterminées. Les résistances bobinées ou à film métallique sont très stables, celles à couche de carbone le sont un peu moins et celles agglomérées le sont nettement moins.

La figure 4 donne un réseau de courbes établi par Pihér pour ses résistances au carbone entre 0,25 et 2 W. Les paramètres sont les suivants :

W (%) : % de la puissance nominale réellement dissipée,

t (amb) $^{\circ}C$: température ambiante,

t (sup) $^{\circ}C$: température superficielle de la résistance,

ED : % du temps de fonctionnement par 24 heures,

R (Ω) : valeur nominale de la résistance,

ΔR % / 10 000 h : % de variation de la résistance après 10 000 heures,

T (h) : temps de fonctionnement total,

ΔR % : dérive de la résistance cherchée.

Soit une résistance utilisée à 75 % P_n (échelle W (%)), à une température ambiante de 60 $^{\circ}C$ (échelle t (amb) $^{\circ}C$), sa température superficielle est de 100 $^{\circ}C$ (échelle t (sup) $^{\circ}C$), elle fonctionne 24 h sur 24, soit 100 % échelle ED, elle a une valeur de 10 kΩ (échelle R (Ω)), sa dérive après 10 000 heures est de 1,3 % (échelle ΔR % / 10 000), pour 30 000 heures (échelle T (h)) on obtient une dérive de 2 % (échelle ΔR (%)). Ainsi en joignant les points indiqués par des droites partant de W (%) pour arriver à ΔR (%) on obtient la valeur de la dérive cherchée, en tenant compte de tous les paramètres voulus.

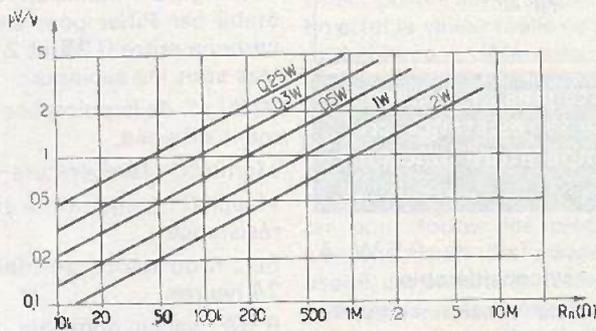
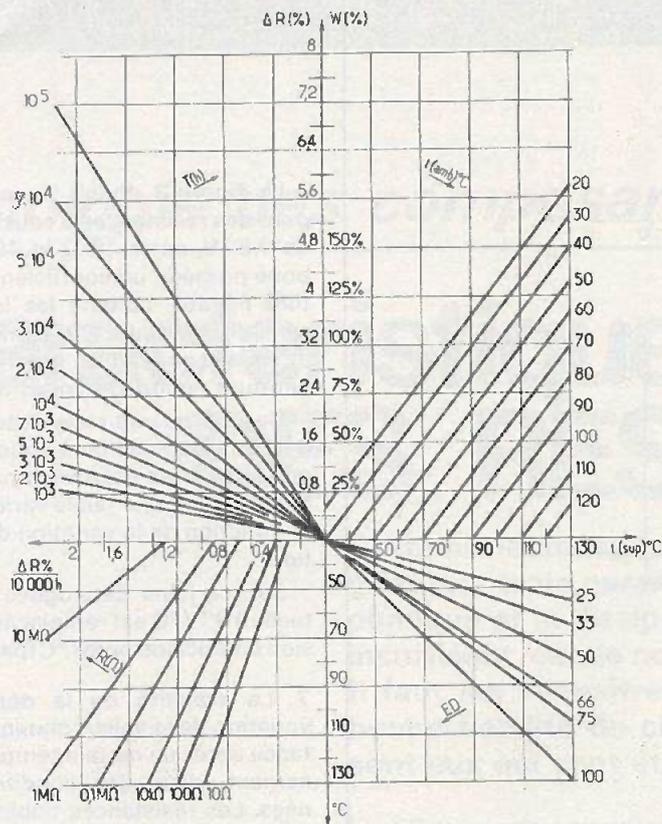


Fig. 4 et 5. – Exemple d'un réseau de courbes établi par un fabricant pour des résistances au carbone et courbe de tension de bruit en fonction de la valeur de la résistance.

8. La tension de bruit : toutes les résistances, comme tous les conducteurs du reste, produisent aux bornes une tension parasite produite par l'agitation thermique des molécules en fonction de la température absolue mesurée en °K. Au voisinage du zéro absolu: $0^\circ K = 273^\circ C$ l'agitation thermique cesse ainsi que le bruit correspondant. On ne peut rien pour réduire ou modifier ce bruit à une température donnée.

A ce bruit thermique, il s'ajoute dans les résistances un bruit occasionné par le passage du courant. Lorsque la structure moléculaire est homogène comme dans les métaux et les alliages, cette tension de bruit est faible. Par contre, les structures hétérogènes des résistances agglomérées produisent une tension de bruit relativement importante. Elle s'exprime en μV par volt aux bornes ($\mu V/V$).

C'est ainsi qu'en entrée d'un amplifica-

teur à gain élevé, il ne faut jamais placer une résistance agglomérée, mais choisir une résistance à film métallique.

La figure 5 donne les courbes de tension de bruit, pour des résistances au carbone de 0,25 W à 2 W. On voit que cette tension de bruit est très faible pour les résistances au-dessous de 10 k Ω , ainsi que pour les résistances de puissance plus importante.

9. Le comportement des résistances en haute fréquence : on a vu qu'une résistance n'est jamais pure et que par sa technologie de fabrication elle présente une capacité et un coefficient de self-induction plus ou moins important. C'est pourquoi leur impédance en HF devient différente de leur résistance en continu, ce qui limite leur emploi. Les résistances à couche de métal et de faible valeur se comportent le mieux et ce jusqu'à plus de 100 MHz. Les résistances bobinées, par leur self-induction appréciable, se comportent le moins bien, elles sont limitées vers 1 MHz.

La figure 6 montre le comportement des résistances à couche de carbone de 0,5 W entre 1 k Ω et 10 M Ω en fonction de la fréquence. L'impédance à 200 MHz des résistances de 1 k Ω et 10 k Ω représente encore 90 % de la résistance en continu. Par contre, une résistance de 100 k Ω à 200 MHz présente une impédance de 22 % de la résistance en continu. Une résistance de 10 M Ω ne peut guère être utilisée au-dessus de 5 MHz (60 % de R_{cc}).

On remarque sur toutes les courbes que les résistances de valeurs élevées se comportent beaucoup moins bien que les résistances de valeurs faibles ou moyennes ; il faut s'en souvenir.

10. La fiabilité : c'est la confiance que l'on peut accorder à un composant ou à un appareil, en fonctionnement normal pendant un temps déterminé. Elle est chiffrée en fonction du risque d'avoir un défaut au bout de plusieurs milliers d'heures de fonctionnement.

Ces chiffres sont difficiles à obtenir étant donné la qualité des résistances actuelles. En laboratoire on prend un lot le plus important possible de résistances que l'on fait fonctionner pendant le plus grand nombre d'heures, dans des conditions climatiques très dures. Puis, on

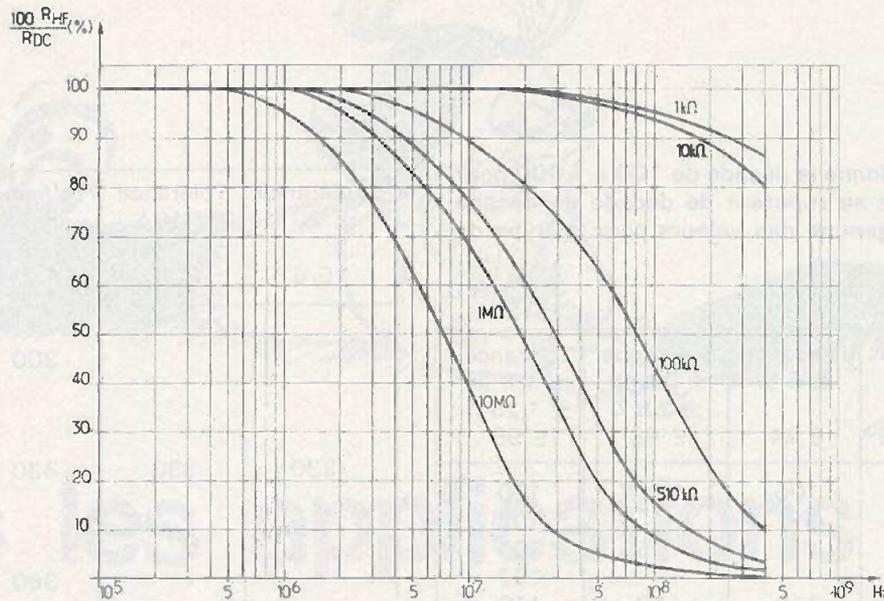


Fig. 6. — Comportement des résistances à couche de carbone de 1/2 W en fonction de la fréquence pour des valeurs variant de 1 kΩ à 10 MΩ.

mesure chaque résistance; elles sont comptées défectueuses, bien sûr, si elles sont coupées mais également si leur dérive est plus importante que celle prescrite par les normes.

11. Le marquage: il s'effectue soit en clair, soit selon le code des couleurs normalisé.

En général, les résistances de puissance, de précision, à haute stabilité et les modèles spéciaux sont marqués en clair. En revanche, les résistances agglomérées ou à couche d'usage courant sont marquées selon le code des couleurs.

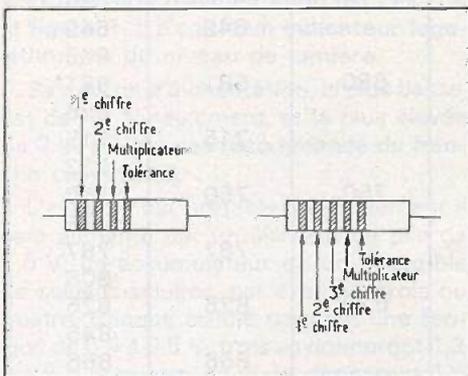


Fig. 7. — Marquage des résistances.

La figure 7 donne la disposition des anneaux pour le code à quatre anneaux et pour le code à cinq anneaux. Le code à quatre anneaux donne deux chiffres significatifs, un multiplicateur et la tolérance;

il est appliqué pour les résistances dont la tolérance est comprise entre $\pm 20\%$ et $\pm 5\%$. Pour les résistances de précision de $\pm 2,5\%$ à 1% on a besoin de trois chiffres

significatifs et on applique le code à cinq anneaux.

La signification des couleurs est donnée ci-dessous.

Couleur	1 ^e 2 ^e ou 3 ^e chiffre significatif	multiplicateurs	tolérance
argent		0,01	$\pm 10\%$
or		0,1	$\pm 5\%$
noir	0	1	
brun	1	10	$\pm 1\%$
rouge	2	10^2	$\pm 2\%$
orange	3	10^3	
jaune	4	10^4	
vert	5	10^5	
bleu	6	10^6	
violet	7		
gris	8		
blanc	9		

L'absence de l'anneau de tolérance indique $\pm 20\%$.

Sur certains catalogues les résistances sont marquées en clair selon la norme NFC 93011 qui, il faut bien le dire, prête souvent à confusion. Les symboles des valeurs ohmiques sont les suivants: R unité, K mille, M million.

Mais c'est leur emplacement qui crée la difficulté. Par exemple: $0,1\ \Omega$ s'écrit: R10; $1\ \Omega = 1\ R0$; $5,9\ \Omega = 5R9$; $332\ \Omega = 332\ R$; $1\ k\Omega = 1\ K0$; $33,2\ k\Omega = 33\ K2$; $0,1\ M\Omega = M10$ et $10\ M\Omega = 10\ M$.

12. La normalisation des valeurs: il est inutile de fabriquer des résistances de valeurs nominales telles qu'elles se recourent par leurs tolérances. On a normalisé une progression logarithmique convenable en fonction de la tolérance. Ainsi, pour $\pm 20\%$ on a six valeurs par décade, soit ($^6\sqrt{10}$), série E6; pour $\pm 10\%$ ($^{12}\sqrt{10}$) la série E12; pour $\pm 5\%$ ($^{24}\sqrt{10}$) la série E24; pour $\pm 2,5\%$ et $\pm 2\%$ ($^{48}\sqrt{10}$) la série E48 et pour $\pm 1,25\%$ et $\pm 1\%$ ($^{96}\sqrt{10}$) la série E96.

Le tableau ci-dessous donne la décade de 100 à 1 000 pour ces séries. Les valeurs se répètent de décade en décade pour couvrir toute la gamme des valeurs pour ce type de résistance.

R.C.

Tolérance ± 20 % E 6	Tolérance ± 10 % E 12	Tolérance ± 5 % E 24	Tolérance ± 2 % et ± 2,5 % E 48	Tolérance ± 1 % et ± 1,25 % E 96
100	100	100	100	100
			102	105
			105	107
			110	110
			113	115
			115	118
			120	121
			124	127
			127	130
			130	133
			133	137
			140	140
			143	147
			147	150
			150	150
158	162			
162	165			
165	169			
169	174			
174	178			
178	182			
182	187			
187	191			
191	196			
196	200			
200	205			
205	210			
210	215			
220	220	220		
			226	226
			232	232
			237	237
			243	243
			249	249
			255	255
			261	261
			267	267
			274	274
			280	280
			287	287
			287	287
			287	287
			287	287

Tolérance ± 20 % E 6	Tolérance ± 10 % E 12	Tolérance ± 5 % E 24	Tolérance ± 2 % et ± 2,5 % E 48	Tolérance ± 1 % et ± 1,25 % E 96
300	300	300	301	294
			309	301
			316	309
			324	316
			332	324
			348	332
			360	348
			365	365
			374	365
			383	374
			390	383
			390	392
			402	402
			412	412
			422	422
470	470	470	432	432
			442	442
			453	453
			464	464
			475	475
			487	487
			499	499
			511	511
			523	523
			536	536
			549	549
			560	560
			562	562
			576	576
			590	590
680	680	680	604	604
			619	619
			634	634
			649	649
			665	665
			681	681
			698	698
			715	715
			732	732
			750	750
			768	768
			787	787
			806	806
			825	825
			845	845
820	820	820	866	866
			887	887
			909	909
			931	931
			953	953
			976	976
			976	976
			976	976
			976	976
			976	976
			976	976
			976	976
			976	976
			976	976
			976	976



Toutes les applications des CIRCUITS INTEGRES

Montages à CI opérationnels LM10

On a décrit dans un précédent article, quelques montages utilisant le circuit intégré LM 10. Ce CI est intéressant par le nombre important de ses applications et par la possibilité de l'alimenter sur des tensions comprises entre 1,1 V et 45 V.

Dans un précédent article, on a analysé un montage de régulateur positif et celui d'un autre régulateur positif à tension de sortie réglable.

Un montage fonctionnant sur très basse tension d'alimentation est celui de la figure 1. Il s'agit d'un indicateur logarithmique de niveau de lumière.

Sa tension d'alimentation, la plus basse, est de 1,1 V seulement, et la plus élevée de 2 V. Il n'est pas recommandé de franchir ces limites.

L'appareil est portable. Normalement il sera alimenté par un élément de pile de 1,5 V, un accumulateur ou un ensemble de cellules solaires, par exemple trois ou quatre. Chaque cellule donnant une tension de 0,4 à 0,5 V, trois en donneront 1,2 à 1,5 V et quatre, en série, donneront 1,6 à 2 V.

La gamme de lecture s'étend sur cinq décades.

Pour l'étalonnage, on éclairera la photodiode D_1 de manière à ce que l'indicateur marque la valeur médiane de la gamme totale couverte, en réglant R_2 pour obtenir à la sortie une tension égale

à celle de référence et que le micro-ampèremètre (M), ait l'aiguille au milieu de l'échelle.

La tension émetteur à base du transistor Q_2 , intérieur au CI varie avec la tension d'alimentation.

Grâce à R_4 on diminue l'effet de la variation de V_{cc} , la tension d'alimentation.

Des photocourants aussi faibles que 50 nA pourront être mesurés avec cet appareil. La compensation de l'amplificateur opérationnel inclus dans le LM 10 est nécessaire. Des compensations de température sont possibles afin que la lecture soit plus précise. Les valeurs des éléments sont indiquées sur le schéma.

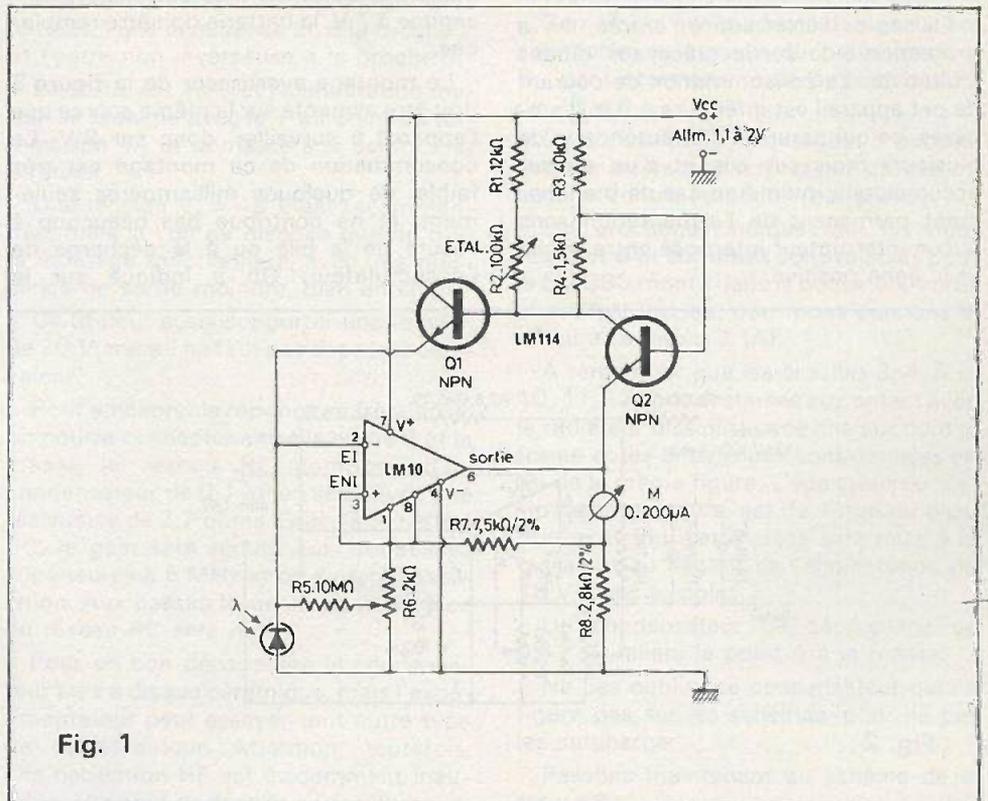


Fig. 1

On notera que la longueur d'onde λ de la lumière appliquée à la photodiode D_1 devra satisfaire à la condition,

$$1 \leq \lambda/\lambda_0 \leq 10^5$$

L'indicateur M est un microampèremètre de 0 à 200 μ A.

Il est connecté à la sortie 6 de l'AOP, intérieur du LM 10 qui en contient deux, le deuxième pour la référence.

Comme transistor on a adopté le LM 114, un NPN.

Amplificateur de micro-ampèremètre

L'appareil de la figure 2 possède un indicateur M, réalisé avec un micro-ampèremètre gradué de 0 à 100 μ A. Pour la pleine échelle de cet instrument, la tension d'entrée doit être de 10 mV sous 100 nA.

L'alimentation est de 1,5 V, pouvant être réalisée par un des procédés indiqués précédemment.

On pourra compter sur une bonne précision, lorsque la température variera entre 15 °C et 55 °C.

La correction de tension d'offset (décalage) est corrigée à l'aide de R_5 et le courant de polarisation peut être équilibré avec R_4 , potentiomètres de bonne qualité de 2 k Ω et 5 k Ω , respectivement.

Ces circuits de correction sont alimentés par la tension de référence produite par l'amplificateur de référence. De ce fait les réglages ne seront pas affectés par une variation de la tension d'alimentation.

En cas de surtension à l'entrée, il y a protection à la sortie grâce aux diodes limitatives. La consommation de courant de cet appareil est inférieure à 5 milliampères, ce qui assurera une autonomie de plusieurs mois sur pile et d'un an sur accumulateur, même en cas de branchement permanent de l'alimentation sans aucun interrupteur interposé entre la pile et la ligne positive.

Si l'appareil doit être utilisé comme multimètre, la tension de référence interne pourra être utilisée pour la mesure des résistances ce qui évitera des rétaillonnages en cas de baisse de la tension d'alimentation.

La tension de référence est disponible au point de terminaison 1 du CI, donc dans le présent appareil aux bornes du potentiomètre R_5 .

Remarquons à l'entrée inverseuse 2, les deux diodes de limitation D_1 et D_2 du type 1N457 montées tête-bêche. Il y a contre-réaction entre la sortie 6 de l'AOP et l'entrée inverseuse 2, par la résistance R_2 de 500 k Ω .

La résistance de sortie R_5 est de 8 k Ω , en série avec le micro-ampèremètre. L'interrupteur S_1 , comme indiqué plus haut, peut être supprimé.

Indicateur de l'état d'une batterie.

Dans un très grand nombre d'appareils électroniques, l'alimentation se fait par piles ou, moins souvent, par accumulateurs.

Dans les deux cas, l'utilisateur est pris de court lorsque la batterie est épuisée.

Pour éviter cet inconvénient, un indicateur-avertisseur de l'état de charge de la batterie rendra d'excellents services.

Bien avant la période de décharge, l'indicateur avertit que le remplacement de la batterie s'impose.

Soit un appareil alimenté normalement sur une source de 9 V. Cette tension diminue progressivement. Lorsqu'elle est descendue à 7 V, la batterie doit être remplacée.

Le montage avertisseur de la figure 3 doit être alimenté sur la même source que l'appareil à surveiller, donc sur 9 V. La consommation de ce montage est très faible, de quelques milliampères seulement, et ne contribue pas beaucoup à l'usure de la pile ou à la décharge de l'accumulateur. On a indiqué sur le

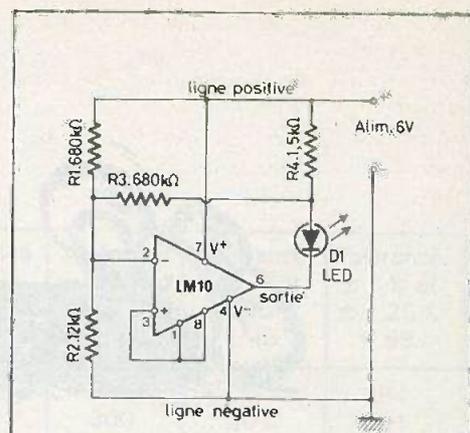


Fig. 3

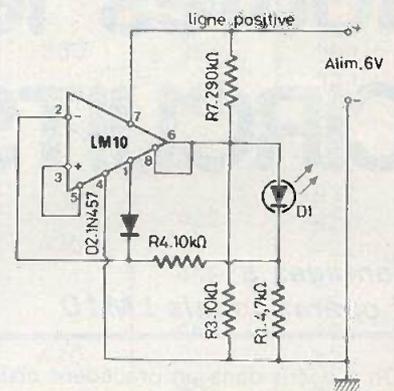


Fig. 4

schéma la tension d'avertissement qui est de 6 V. En réalité les choses se passent de la manière suivante.

Au début, la tension étant de 9 V, pour les deux appareils la LED de l'indicateur est allumée. Lorsque la tension de l'alimentation est à 7 V, la luminosité de la LED diminue et pour une tension de 6 V, il y a extinction d'où avertissement par la diode LED.

Cet indicateur peut aussi être connecté de temps en temps à l'appareil, mais dans ce cas ses services seraient moins efficaces. On pourra aussi l'incorporer dans l'appareil.

Dans le même ordre d'idées, le dispositif de la figure 4 peut se montrer meilleur que le précédent.

Il s'agit d'un indicateur de niveau également, mais avec régulation du courant de la LED D_1 .

Cette diode s'illumine grâce au courant qui lui est fourni par le circuit intégré. Dans le présent montage, le courant minimum doit agir sur la luminosité de la LED, mais un courant maximum doit être évité pour ne pas la détruire.

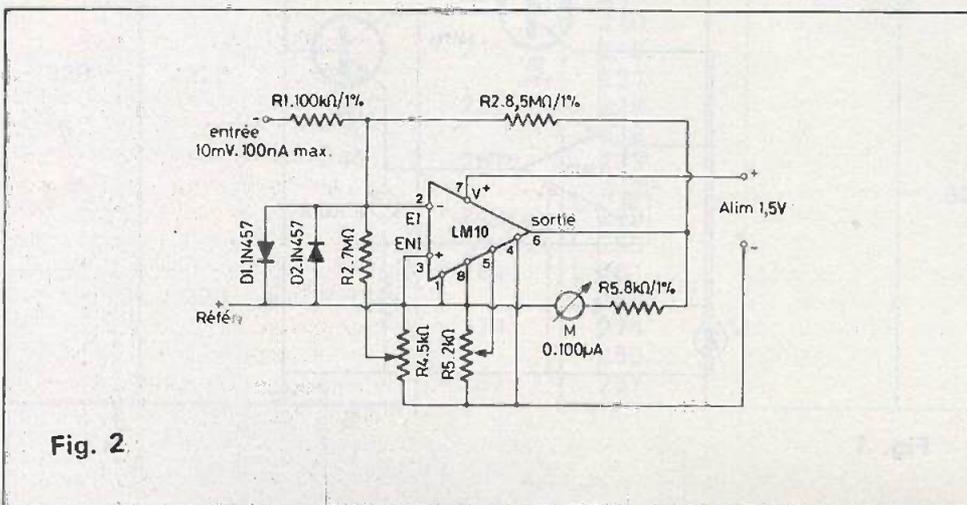


Fig. 2

La régulation du courant de la diode électroluminescente s'effectuera en utilisant, comme tension de référence, celle du point 5.

Cette tension, de 23 mV approximativement est indépendante de la température, et commandée par un régulateur disposé à l'intérieur du LM 10.

Lorsque la tension au point 8, tombe au-dessous de 200 mV, la tension au point 1 augmente, la diode D_2 devient conductrice et le courant de la LED tombe à zéro, d'où l'extinction.

Le minimum de la tension de seuil de ces circuits est limité par la tension de polarisation de la LED adoptée.

Cette tension est normalement de 1,7 V pour une LED rouge, de 2 V pour une LED verte et de 2,5 V pour une LED jaune.

Les deux montages proposés peuvent fonctionner d'une manière satisfaisante avec des tensions de seuil aussi basses que 2 V si l'on utilise une diode LED rouge. On préférera le montage de la figure 4 au précédent qui toutefois est plus simple.

Le courant consommé par l'indicateur proposé est de 5 mA.

Pour d'autres détails sur le LM 10 voir notre précédent article.

Applications du LM 380

Amplificateur simplifié

Ce circuit intégré permet de réaliser des montages dans le domaine de la basse fréquence, de puissance modérée, en monophonie ou en stéréophonie.

Un seul LM 380 peut suffire pour amplifier le signal fourni par le PU jusqu'au niveau nécessaire au fonctionnement d'un haut-parleur. Les montages réalisables peuvent être aussi simples que désiré. Ils peuvent par la suite, être modifiés pour augmenter leurs performances.

Des montages avec deux LM 380, en pont, permettent une augmentation importante de la puissance fournie par le haut-parleur, entre deux et quatre fois.

Dans le montage à un seul CI, la puissance minimum est de 2,5 W avec une distorsion de 3 % seulement. Si la puissance est de 1 W, la distorsion est de 0,2 %.

La tension d'alimentation à une seule source, peut atteindre 18 V, cette valeur étant recommandée dans la plupart des applications.

Avec ce CI, le gain de tension se situe entre 40 et 60 fois, entre l'entrée et la sortie de 8Ω , ce qui s'exprime par, 40 et 60 V/V.

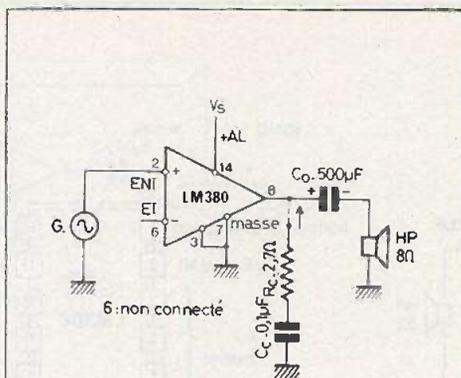


Fig. 5

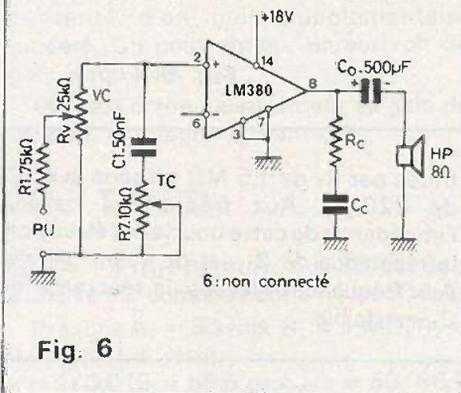


Fig. 6

A la figure 5 on donne le schéma du montage amplificateur de puissance, à un seul composant extérieur, le condensateur C_0 disposé entre la sortie du CI et le haut-parleur. Le LM 380 possède deux entrées, l'une inverseuse EI, à la broche 2 et l'autre non inverseuse à la broche 6.

La sortie est en 8 et l'alimentation unique se branche avec le + au point de terminaison 14 et la masse aux points 7 et 3 réunis.

Une tension $V_s = 18 \text{ V}$ est recommandée, mais si l'on ne dispose que de 5 V, le montage fonctionnera, avec une puissance de sortie moindre, bien entendu.

Ce CI peut aussi supporter une tension de 20 V, mais il ne faut pas dépasser cette valeur.

Pour améliorer la réponse en fréquence, on pourra connecter entre la sortie 8 et la masse le réseau RC composé d'un condensateur de $0,1 \mu\text{F}$ en série avec une résistance de 2,7 ohms. Grâce à ce réseau RC, le gain sera réduit, aux fréquences supérieures à 5 MHz et on évitera l'oscillation. Aux basses fréquences, l'influence du réseau RC sera nulle.

Pour un bon découplage le condensateur sera à disque céramique, mais l'expérimentateur peut essayer tout autre type de condensateur. Attention, toutefois, une oscillation HF est évidemment inaudible. Elle peut se déceler à l'oscilloscope.

Comme générateur on pourra essayer toutes sortes de sources de signaux BF : pick-up piezo-électrique ou céramique, microphone réalisé avec un petit haut-parleur dynamique, sortie de radio-récepteur à modulation d'amplitude ou de fréquence. Cette sortie sera prise juste après le détecteur.

On pourra aussi brancher à l'entrée, la sortie du détecteur - son d'un téléviseur, un générateur BF ou, encore toute source de signaux BF d'instruments électroniques de musique.

Tout préamplificateur BF peut être connecté à l'entrée du LM 380. Dans ce cas, le montage permettra de reproduire les signaux fournis par des sources de faibles niveaux comme par exemple un pick-up magnétique.

Amplificateurs avec VC et TC

Voici à la figure 6 le schéma d'un amplificateur complet pour PU piézo-électrique ou céramique.

On retrouve dans ce montage tous les éléments du montage simplifié précédent, auxquels on a ajouté deux commandes indispensables pour une audition musicale :

- une commande de volume VC, réalisée avec un potentiomètre R_V de 25 k Ω monté entre l'entrée non inverseuse 2 et la masse ;
- une commande de tonalité TC, réalisée avec C_1 de 50 nF en série avec R_7 de 10 k Ω potentiomètre monté en résistance variable.

Remarquer que la source de signaux est connectée au curseur du potentiomètre R_V , par l'intermédiaire de la résistance R_1 de 75 k Ω .

Dans les deux montages proposés, l'entrée inverseuse 6 n'est pas utilisée et, aucune contre-réaction n'est prévue.

Les brochages indiqués sur les figures 5 et 6 et suivantes sont valables pour le LM 380 monté dans le boîtier à 14 broches Dual In Line, dont nous donnons le détail à la figure 7 (A).

A remarquer que les broches 3, 4, 5 et 10, 11, 12 sont destinées au contact avec le radiateur dissipateur de chaleur dont la forme et les dimensions sont données en (B) de la même figure. L'épaisseur du dissipateur, en cuivre, est de 1 mm ou plus. Bien entendu, cette pièce sera mise à la masse et au négatif de l'alimentation de 18 V, avec le point 7.

Un condensateur de découplage de $0,47 \mu\text{F}$ reliera le point 1 à la masse.

Ne pas oublier ce condensateur qui ne figure pas sur les schémas, pour ne pas les surcharger.

Passons maintenant au schéma de la figure 8.

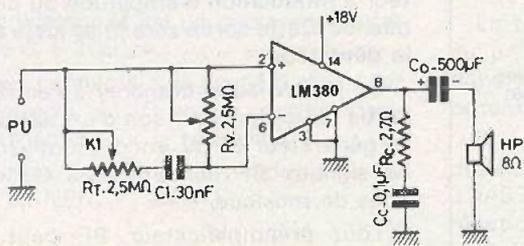


Fig. 7

Dans celui-ci on notera une modification du circuit d'entrée, car la broche 6 d'entrée non inverseuse est utilisée et les dispositifs de commande de volume et de tonalité sont modifiés.

La tension de sortie, mesurée aux bornes du haut-parleur de 8 Ω dépend de la position du curseur du potentiomètre R_V de réglage de volume, de 2,5 MΩ.

Soit K le rapport entre la résistance en service et la résistance totale. On a par conséquent,

$$0 < K < 1$$

La tension de sortie est donnée par la relation,

$$V_o = 50 V_i \left[1 - \frac{150 \cdot 10^3}{K R_V + 150 \cdot 10^3} \right]$$

ou V_o = tension de sortie, V_i = tension d'entrée fournie par la source. Les deux tensions doivent être mesurées avec la même unité. On n'a pas tenu compte de la présence du réglage de tonalité.

Il est clair que si K = 0, V_o = 0 et si K = 1, V_o est proche de 50 V_i, car R_V ≫ 150 · 10³ Ω.

La commande de tonalité agit énergiquement pour produire une atténuation des signaux aux fréquences élevées.

Amplificateur RIAA

Il est possible également de réaliser un amplificateur pour un pick-up magnétique et par conséquent, répondant à la courbe RIAA.

La correction est réalisée grâce à une contre-réaction sélective comme indiqué à la figure 9. On peut voir que la contre-réaction est produite par la boucle cons-

tituée par R₁ de 1,5 MΩ en série avec C₁ de 220 pF. Aux fréquences basses, l'impédance de cette boucle est élevée car la réactance de C₁ est de valeur élevée. Aux fréquences élevées, la réactance de C₁ est faible.

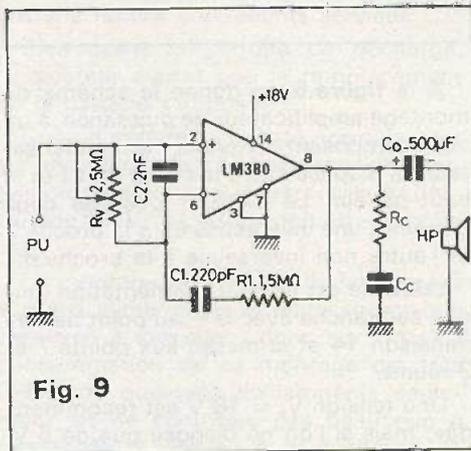


Fig. 9

Il s'ensuit que le gain augmente à mesure que la fréquence du signal diminue. Si l'on prend 1 000 Hz comme fréquence charnière, le gain à 20 Hz est de 20 dB et celui à 20 kHz, de - 15 dB, donc l'atténuation depuis 20 Hz jusqu'à 20 kHz est de 35 dB.

La valeur de C₁ a été calculée à l'aide de la relation,

$$C_1 = \frac{1}{2 \pi f_2 R_1}$$

ou f₂ est la fréquence charnière égale à 800 Hz et R₁ = 1,5 MΩ.

On trouve,

$$C_1 = 132 \text{ pF}$$

On a pris C₁ = 220 pF après essais.

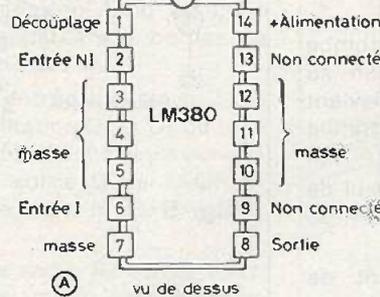
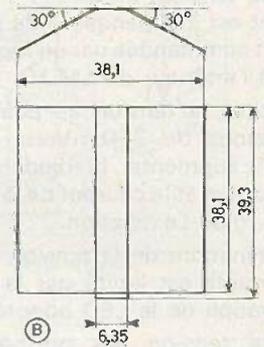


Fig. 8



Interphone

Abordons maintenant une application dans laquelle le LM 380 fonctionne comme interphone à deux correspondants dont un seul peut effectuer la commutation parole - écoute. Le schéma de l'interphone est donné à la figure 10.

Voici comment fonctionne cet interphone. Son commutateur S₁ composé de S_{1a} et S_{1b} est, par exemple, en position 1, qui correspond à la parole du correspondant possédant le HP local et à l'écoute du correspondant distant.

En effet, on voit aisément que le HP local sert de microphone dynamique. Le signal produit par ce « microphone » est transmis par le transformateur T₁ à l'amplificateur LM 380 muni du VC à potentiomètre R_V de 2,5 MΩ.

Le signal amplifié, corrigé éventuellement par R_C C_C est transmis, en position 1 de S₁, au haut-parleur distant par un câble blindé de longueur modérée, par exemple quelques dizaines de mètres.

Ensuite, le correspondant local, ayant fini de parler, effectue la commutation de S_{1a} - S_{1b} en position 2 qui est celle d'écoute, pour lui-même et la position de parole, pour le correspondant « distant ».

Ce dernier, par conséquent, parle dans le HP distant et le câble blindé transmet, le signal BF engendré par ce HP devenu microphone, au primaire P du transformateur T₁.

Ensuite, le signal est amplifié par le LM 380 et transmis par S_{1b} en position 2, au haut-parleur local. De ce fait, le correspondant distant, ne dispose que de son haut-parleur, seul le correspondant local, peut prendre l'initiative d'une conversation.

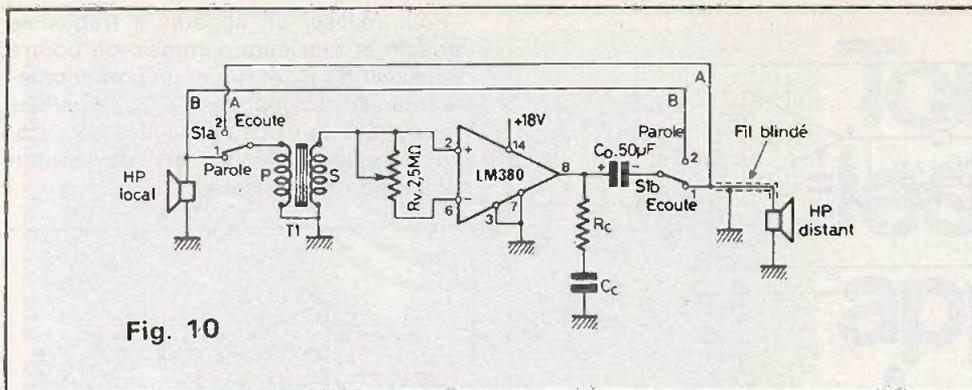


Fig. 10

Indiquons que le transformateur doit avoir un rapport de 25 fois ce qui signifie, qu'il y aura 25 fois plus de spires au secondaire S qu'au primaire P.

Pratiquement un transformateur de sortie d'amplificateur BF pourra convenir dans la plupart des cas.

Soit le cas d'un haut-parleur de 8Ω . L'impédance du secondaire étant Z_s , on a :

$$\frac{Z_s}{8} = 25^2$$

ce qui donne
 $Z_s = 4\,000 \Omega$

Si l'amplificateur donne un gain de tension de 50 fois, le gain global de tension sera approximativement de $25 \times 50 = 1\,250$ fois.

Amplificateur à réaction positive

Voici encore un autre montage utilisant le même circuit intégré, à la figure 11.

On voit immédiatement que la boucle de rétroaction composée de R_1 de $1 \text{ M}\Omega$ est connectée entre la sortie de l'amplificateur et l'entrée non inverseuse 2, il s'agit donc bien de réaction positive et non de contre-réaction.

Dans un montage de ce genre, il y a augmentation du gain.

Le gain global, avec les composants utilisés est de 200 fois. Ce gain est donc 4 fois supérieur à celui du CI monté nor-

malement en « boucle ouverte » c'est-à-dire sans réaction et sans contre-réaction.

La réaction augmente le gain de 4 fois. Pour éviter l'entrée en oscillation, on s'est contenté d'un gain supplémentaire modéré. On peut obtenir un surcroît de gain jusqu'à six fois.

On peut écrire, relativement au gain de tension, la relation suivante,

$$A_{VCL} = \frac{-A_v}{1 - A_v/x}$$

où $x = 1 + (R_1/R_2)$ et A_v , aux BF, est égal à une valeur comprise entre 40 et 60 fois.

Prenons $A_v = 50$ fois, $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$, $R_2 = 0,015 \text{ M}\Omega$. Il vient,
 $x = 1/0,015 = 66,6$ et $A_v/x = 50/66,6 = 0,75$

Le dénominateur est donc égal à 0,25 ce qui donne $A_{VCL} = A_v/0,25 = -4 A_v$, donc bien l'augmentation de 4 fois du gain annoncé plus haut.

Le signe - est dû au fait que le signal d'entrée, à amplifier, a été appliqué à l'entrée inverseuse 6 (-) de l'amplificateur.

Des résistances à $\pm 5 \%$ conviendront en pratique.

La mise au point de ce montage est simple : s'il y a oscillation, augmenter la valeur de R_1 pour diminuer la réaction positive.

Le circuit $R_c C_c$ est utile dans ce montage. Il contribue à la stabilité en évitant l'oscillation aux fréquences élevées.

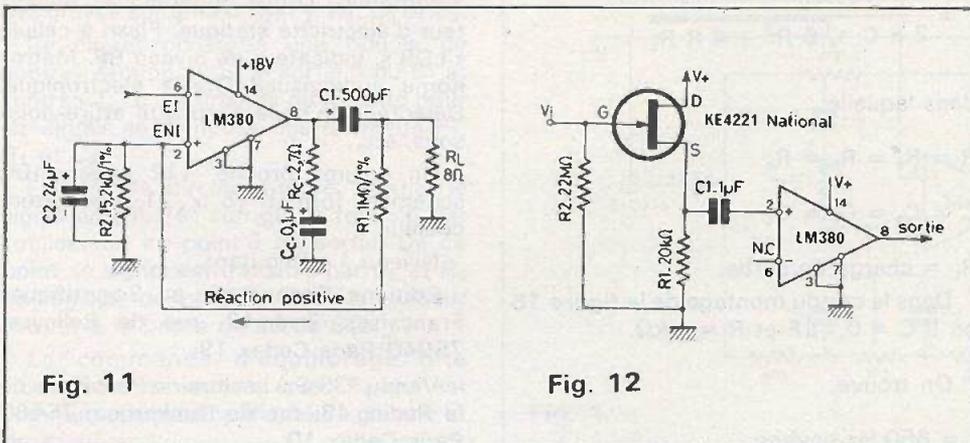


Fig. 11

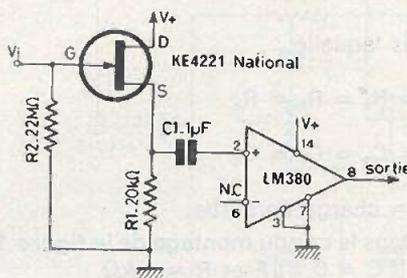


Fig. 12

Finalement, on doit obtenir un gain supplémentaire de 4 fois au moins, si le montage a été effectué correctement.

La résistance R_L de 8Ω symbolise « l'utilisation » qui est généralement un haut-parleur de 8Ω .

Amplificateur avec FET

Un montage à forte résistance d'entrée peut être établi en disposant un transistor à effet de champ ou Fet, devant le LM 380 comme indiqué à la figure 12.

On a utilisé un transistor National, du type KE 4221, canal N. Le signal à amplifier est appliqué à la porte G et l'impédance d'entrée est de l'ordre de $4 \text{ M}\Omega$ à 20 kHz compte tenu de la capacité porte-drain de 4 pF à cette fréquence.

Aux BF la résistance d'entrée est de l'ordre de $22 \text{ M}\Omega$, ce qui autorise des sources de signaux à haute-impédance.

Le reste de l'amplificateur est analogue à ceux décrits précédemment.

Montages en pont

Pour doubler la puissance de sortie, on pourra faire appel aux montages en pont de deux LM 380, comme celui de la figure 13. Grâce à cette disposition des CI, la tension de sortie appliquée au haut-parleur est doublée ce qui correspond à une augmentation de puissance de quatre fois, car $P = V_o^2/R$, le haut-parleur étant toujours de 8Ω .

A noter toutefois, qu'une telle augmentation de puissance, peut être excessive pour certains échantillons de CI et il est recommandé de ne pas dépasser 2 fois la puissance obtenue avec un montage à un seul CI de ce genre.

Remarquons sur le schéma les composants R_c et C_c qui sont facultatifs ainsi que les condensateurs de découplage C_D de $0,47 \mu\text{F}$ au point 1 de terminaison.

Ces composants contribuent à la stabilité du montage.

La puissance de sortie est évidemment fonction de la tension d'alimentation, 12 à 20 V, et de la distorsion admissible. Une tension d'alimentation de 12 V seulement, peut donner 3,5 W à la sortie avec 3 % de distorsion.

Pour éviter un courant de 0,25 A maximum, au repos, dans le haut-parleur, il est recommandé d'équilibrer les sorties des CI, à l'aide d'un potentiomètre de $1 \text{ M}\Omega$ monté en parallèle sur le haut-parleur de 8Ω , comme indiqué à la figure 14 (A) ou, en disposant un condensateur C_o non polarisé de forte valeur à l'une des sorties 8 de CI, comme on le voit sur la figure 14(B), solution onéreuse, car un condensateur de ce genre coûte cher.

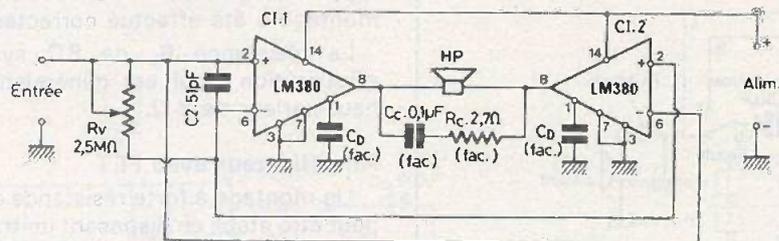


Fig. 13

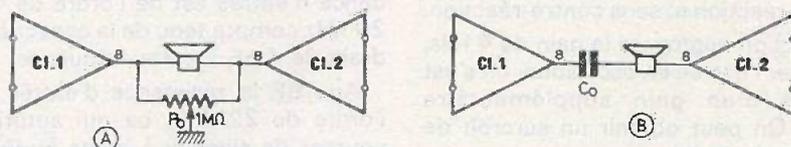


Fig. 14

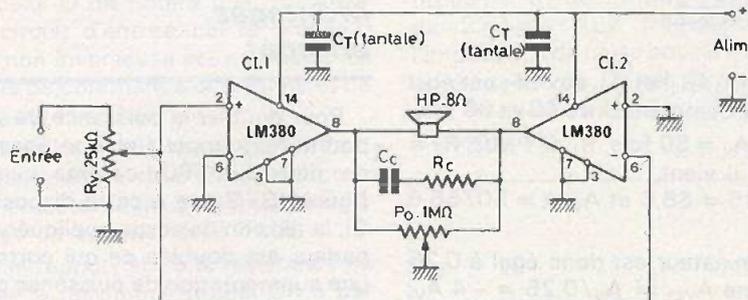


Fig. 15

Une autre solution est de choisir les deux CI, de manière à ce que le courant au repos soit minimum.

On remarquera que le montage proposé à deux CI, est muni d'un réglage de gain R_v monté en « mode commun » entre les deux entrées de CI-1.

Un montage à R_v avec une extrémité à la masse peut être réalisé selon le schéma de la figure 15 qui présente des modifications par rapport au montage précédent.

Le potentiomètre R_v est de 25 kΩ ; le curseur est relié à l'entrée non inverseuse de CI-1.

On a mis à la masse l'entrée inverseuse 6 de CI-1 et l'entrée non inverseuse 2 de CI-2.

Si le fil d'alimentation + est plus long que 5 cm environ, il est recommandé de monter des capacités de découplage C_T au tantale, de 1 μF, aux points 14 des CI, aussi près que possible d'eux et de la masse la plus proche.

Cette recommandation est valable pour les deux montages à deux CI et utile pour les autres montages.

Pour réaliser un appareil à fréquence variable et plusieurs gammes, on pourra remplacer R_a , R_b et R_c par un potentiomètre triple et les capacités C_a , C_b , C_c par des commutateurs et des capacités de différentes valeurs mais cela deviendrait encombrant et onéreux.

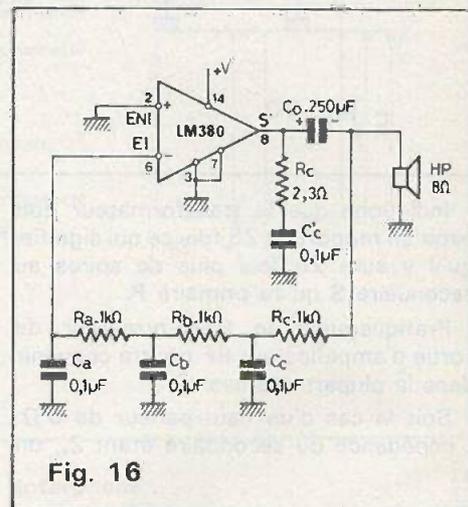


Fig. 16

Le montage à déphasage convient surtout pour une seule fréquence lorsqu'il y a plus de deux cellules.

F. JUSTER

**POUR S'INITIER
À L'ÉLECTRONIQUE**
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-
nisme 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.

Éditions 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.

Oscillateur

Pour terminer la revue des principaux montages réalisables avec un LM 380 voici à la figure 16, un montage d'oscillateur BF à déphasage, muni d'un haut-parleur de 8 Ω. La fréquence d'oscillation dans un montage à trois résistances et trois condensateurs de déphasage est donnée par la formule,

$$f = \frac{1}{2 \pi C \sqrt{6 R^2 + 4 R R_L}}$$

dans laquelle

$$R = R_a = R_b = R_c$$

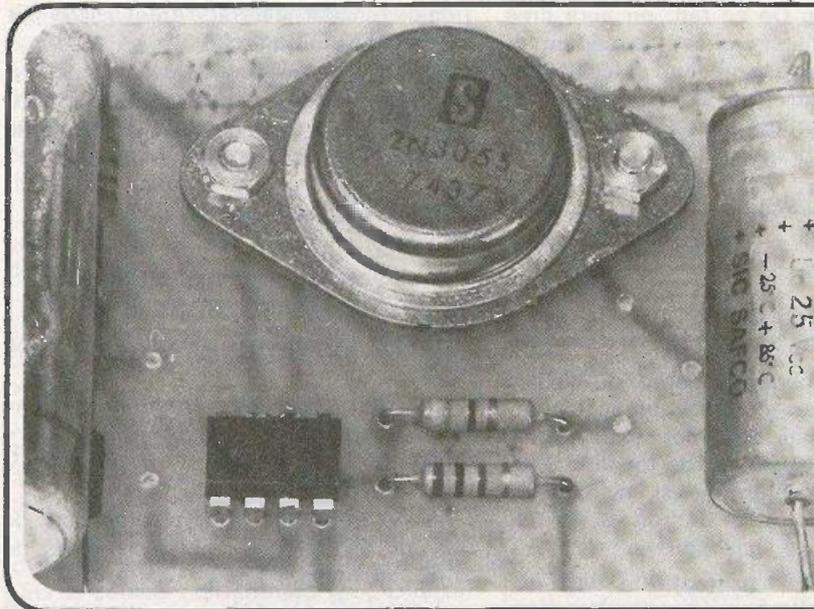
$$C = C_a = C_b = C_c$$

$$R_L = \text{charge de sortie.}$$

Dans le cas du montage de la figure 16 on a $C = 0,1 \mu F$ et $R = 1 k\Omega$.

On trouve,

$$f = 650 \text{ Hz environ}$$



Toutes les applications du μA 741

Préamplificateur de volume et de tonalité stéréo

DANS le montage de la figure 1 on a utilisé un 741 par canal. En haut on a représenté le canal gauche et en bas, le canal droit.

Les deux canaux stéréophoniques sont réalisables selon le même schéma.

Nous analyserons le montage du canal gauche.

Partons de l'entrée EG. Le signal est transmis par C_1 , P_1 , C_2 et R_1 à l'entrée inverseuse 2 (marquée -).

Le même signal passe de C_1 à R_2 , et P_2 à la même entrée 2.

On reconnaît les deux commandes de tonalité système Baxandall, basées sur une contre-réaction sélective. La commande des graves comprend R_2 , P_2 , R_3 , C_3 et C_4 .

Ce circuit constitue une boucle de contre-réaction entre la sortie 6 du CI et l'entrée 2. La commande de tonalité pour les aiguës se compose des éléments P_1 , R_1 et C_2 .

Ensuite, le circuit intégré fournit le signal amplifié et corrigé en tonalité par l'utilisateur, au point 6 de sortie. De ce point, le signal est transmis par C_5 et R_4 au réglage de gain P_3 dont le curseur aboutit à la borne de sortie SG.

La commande d'équilibrage dite « balance » est réalisée avec P_4 qui est commun aux préamplificateurs gauche et droit.

En effet, chaque extrémité du potentiomètre d'équilibrage est reliée à la voie de sortie du signal tandis que le curseur est relié à la ligne de masse.

Lorsque le curseur est du côté de R_4 , le maximum de signal est fourni par le préamplificateur droit car la sortie gauche est court-circuitée. De même, si le curseur du potentiomètre est du côté de R'_4 , seul le signal gauche est transmis.

L'équilibrage est réalisé en une position médiane ou proche de celle-ci, permet-

tant aux deux signaux d'être de même amplitude apparente.

Comme il y a stéréophonie, les signaux G et D sont quelque peu différents, on ne peut donc pas comparer rigoureusement leur amplitude.

Le réglage d'équilibrage se fait toutefois d'une manière satisfaisante par l'utilisateur, à l'oreille.

Comme les valeurs des éléments homologues, par exemple R_1 et R'_1 sont les mêmes, nous ne donnons ci-après que

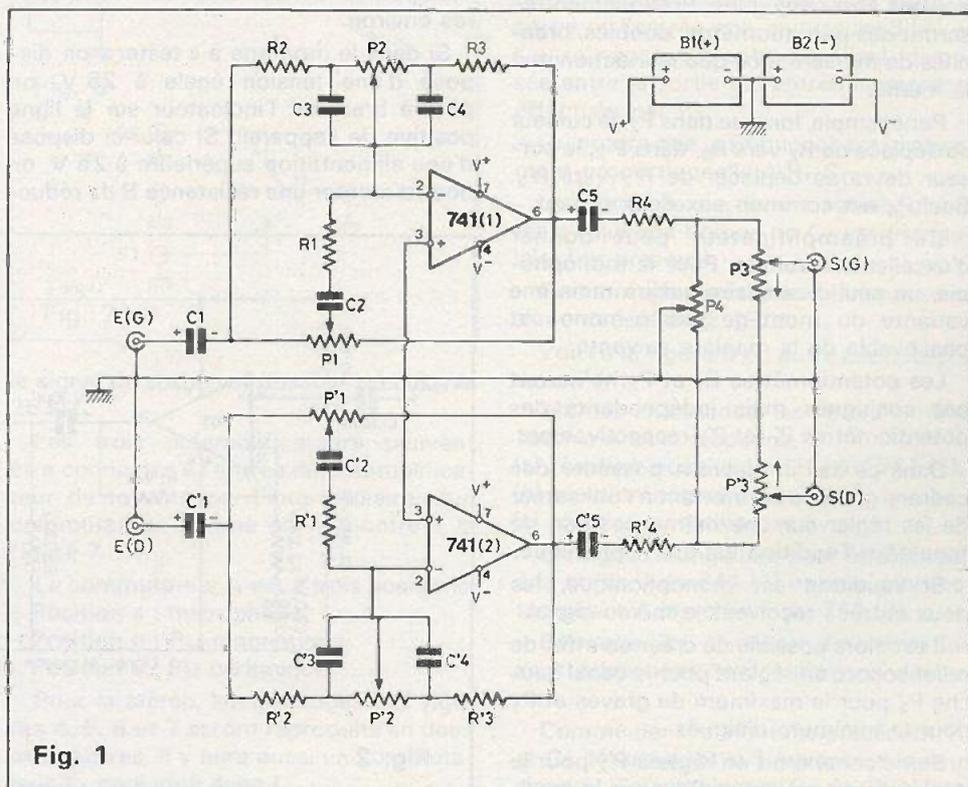


Fig. 1

les valeurs des éléments du montage gauche :

$R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 4,7 \text{ k}\Omega$;

$C_1 = 4,7 \mu\text{F}$, $C_2 = 4,7 \mu\text{F}$, $C_3 = 47 \text{ nF}$, $C_4 = 47 \text{ nF}$, $C_5 = 10 \mu\text{F}$;

$P_1 = 10 \text{ k}\Omega$ linéaire, $P_2 = 100 \text{ k}\Omega$ linéaire, $P_3 = 10 \text{ k}\Omega$ logarithmique, $P_4 = 10 \text{ k}\Omega$ linéaire. L'alimentation des deux 741 est à deux sources B_1 et B_2 comme indiqué sur le schéma.

Le + de la source B_1 est relié aux points 7 des CI et le - de la source B_2 est relié aux points 4 des CI, la masse étant définie par le point commun des sources B_1 et B_2 montées en série.

Ces deux sources doivent fournir chacune, une tension de 12 à 25 V mais l'appareil peut fonctionner avec une tension plus réduite, par exemple 9 V.

Il est évident que les sources peuvent être des piles, des accumulateurs ou des dispositifs d'alimentation par le secteur, avec ou sans régulation.

On pourra connecter ce montage sur l'alimentation d'un ensemble stéréophonique.

Un ensemble de ce genre doit comporter les parties suivantes : sources de signaux, préamplificateur-correcteur, préamplificateur de tonalité et de volume comme celui décrit présentement, amplificateur de puissance et haut-parleur.

Le tout en deux exemplaires s'il y a stéréophonie.

Dans ce cas, on notera que les potentiomètres homologues, comme P_1 et P'_1 doivent être conjugués. Pratiquement ce seront des potentiomètres doubles, branchés de manière à ce que leur action soit la même.

Par exemple, lorsque dans P_2 , le curseur se déplace de R_2 vers R_3 , dans P'_2 , le curseur devra se déplacer de R'_2 vers R'_3 . Seul P_4 est commun aux deux canaux.

Ce préamplificateur peut donner d'excellents résultats. Pour la monophonie, un seul exemplaire suffira mais une variante du montage stéréo-mono est concevable de la manière suivante.

Les potentiomètres P_1 et P_2 ne seront pas conjugués mais indépendants des potentiomètres P'_1 et P'_2 respectivement.

Dans ce cas ils devront posséder des cadrans gradués permettant à l'utilisateur de les régler sur une même position de tonalité si l'audition est stéréophonique.

Si l'audition est monophonique, les deux entrées reçoivent le même signal.

Il est alors possible de créer un effet de relief sonore en réglant pour le canal gauche pour le maximum de graves et P_1 pour le minimum d'aiguës.

Sur le canal droit on réglera P'_2 pour le minimum de graves et P'_1 pour le maxi-

mum d'aiguës. De ce fait, on aura créé deux canaux, l'un favorisant le médium et les graves, l'autre le médium et les aiguës. Le dosage entre les signaux des deux canaux s'effectuera avec P_4 le potentiomètre d'équilibrage.

Indicateur de signal avec 741 et Led

Dans de nombreux appareils où il existe plusieurs voies comme par exemple : mélangeur, égaliseur, montages stéréo, montages multi-canaux de tonalité, il est intéressant de déterminer si un signal est présent en un certain endroit et sur une certaine voie de l'ensemble.

Pour obtenir ce résultat on pourra utiliser un millivoltmètre, un voltmètre électronique, un voltmètre ordinaire et aussi, divers indicateurs lumineux.

En combinant un amplificateur avec une LED, on a obtenu le montage de la figure 2 dû à Peter Pompl et publié dans *Elo* n° 8 - 1979.

Le point de l'appareil à examiner, pour savoir s'il y a ou non un signal BF, doit être connecté à l'entrée de l'amplificateur à circuit intégré 741.

Le signal est transmis par C_1 de 68 nF, à l'entrée non inverseuse du 741 point 3.

On voit que ce 741 est alimenté par une seule source de tension, celle-ci étant de 25 V.

L'appareil consomme 12,5 milliampères environ.

Si dans le montage à « tester » on dispose d'une tension égale à 25 V, on pourra brancher l'indicateur sur la ligne positive de l'appareil. Si celui-ci dispose d'une alimentation supérieure à 25 V, on pourra monter une résistance R de réduction

de tension, le filtrage étant assuré par C_4 de 200 μF électrolytique.

Soit, par exemple le cas d'une alimentation de + 40 V pour la réduire à 25 V sous 12,5 mA, la résistance de chute de tension, aura la valeur suivante,

$$R = \frac{40-25}{0,0125} = 1\,200 \Omega$$

La puissance minimum de (R) sera $P_{\min} = 15 \cdot 0,0125 = 0,1875 \text{ W}$

On prendra une résistance de 0,5 W ou plus.

En raison de l'alimentation sur une seule source du 741, l'entrée 3 doit être polarisée à une tension moyenne entre 0 et + 25 V, de l'ordre de 12,5 V.

A cet effet, on a prévu le diviseur de tension $R_3 - R_4$ à deux résistances de 1 M Ω chacune.

L'entrée 2 est polarisée correctement par la boucle de contre-réaction R_1 reliée à la sortie 6. Un réseau correcteur est relié à la masse. Il se compose de R_2 et de C_3 .

En partant de la sortie 6, on voit que le signal amplifié par le 741 est transmis par C_2 de 10 μF , à R_5 et à la LED.

C'est un signal alternatif qui illuminera la LED si son amplitude est suffisante.

En général, il en sera ainsi, car le gain du 741 est de 100 fois environ.

Ainsi, si à l'entrée le signal prélevé sur l'appareil à vérifier est de 20 mV, le signal de sortie sera de 20. 100 = 2 000 mV = 2 V alternatif.

La LED peut être connectée dans n'importe quel sens, comme indiqué sur le schéma, ou avec l'anode vers la ligne de masse, étant donné qu'elle est isolée de la ligne positive par C_2 . La résistance R_5 de 330 Ω absorbe une partie du signal BF de sortie et protège la LED.

Si des signaux de forte amplitude étaient appliqués à l'entrée de l'indicateur,

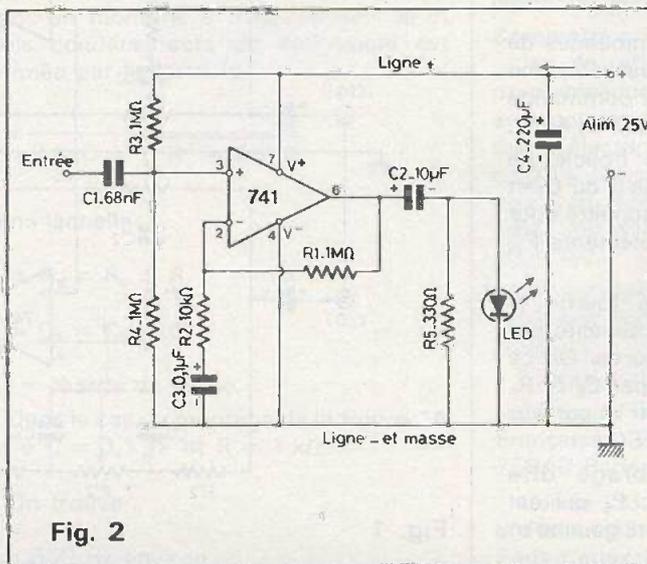


Fig. 2

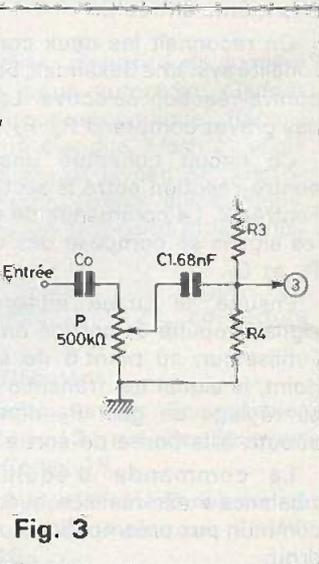


Fig. 3

on protégera celui-ci en montant un atténuateur très simple, comme celui indiqué à la figure 3. Le potentiomètre P est de 500 k Ω ou tout autre valeur voisine. C₀ protège les appareils contre un court-circuit en continu. Sa valeur doit être supérieure à C₁, par exemple 10 C₁.

Pour un gain supérieur, R₁ pourrait être augmentée mais le montage risquerait de devenir instable.

On pourra réaliser l'indicateur proposé en plusieurs exemplaires afin de laisser chacun en permanence dans l'appareil multivoies.

Il est également possible de ne prévoir qu'un seul indicateur, mais muni d'un commutateur qui permettra de le brancher sur la voie à vérifier.

Si l'appareil à vérifier possède trois voies par exemple, on pourra adopter les LED de couleurs différentes, rouge, verte, ou encore des LED jaunes avec des numéros indiquant la voie examinée.

Préamplificateur pour chaîne HiFi stéréo

Voici trois préamplificateurs correcteurs pour microphone, pour PU magnétique et pour PU céramique.

Le préamplificateur de microphone est représenté à la figure 4.

En appliquant le signal du microphone à C₁, celui-ci le transmet à l'entrée non inverseuse 3 du C₁, polarisée par R₁ et R₂ de 100 k Ω chacune.

La correction est effectuée par le circuit de contre-réaction constitué par C₂, R₄, C₄, R₃ qui rappelle les réseaux RC parallèle et série du pont de Wien.

À la sortie on trouve un potentiomètre R₅ facultatif permettant de doser le signal appliqué au montage de tonalité (voir figure 1).

À la figure 5 on a représenté un montage préamplificateur correcteur pour PU magnétique. La correction RIAA est très soignée. Elle est effectuée par la boucle de contre-réaction à trois circuits parallèles, R₃, C₂, C₃, R₄ qui permettent d'obtenir une courbe très proche de la courbe idéale RIAA.

À la figure 6 on a représenté l'amplificateur pour PU céramique.

Il n'y a pas de correction prononcée, la contre-réaction par R₃ n'étant pas sélective. Remarquons que le signal fourni par un pick-up céramique peut être 5 à 15 fois plus élevé que celui fourni par un pick-up magnétique.

Par conséquent, le gain a été réduit par une contre-réaction plus intense. De plus,

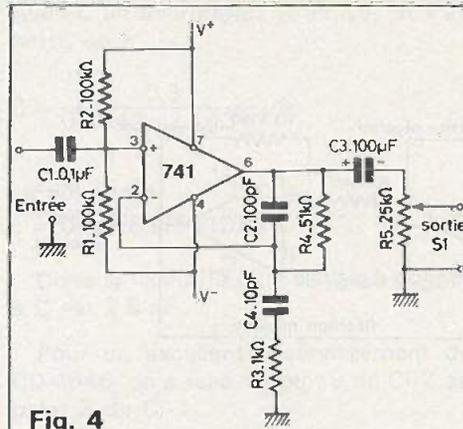


Fig. 4

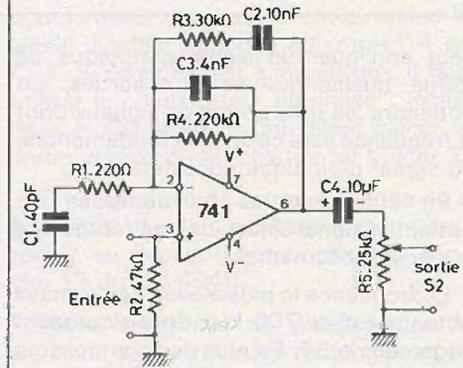


Fig. 5

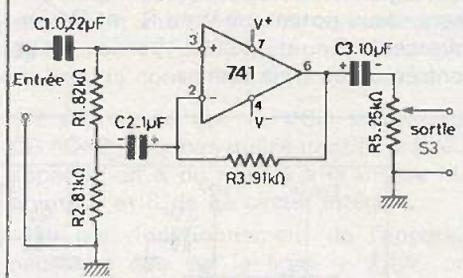


Fig. 6

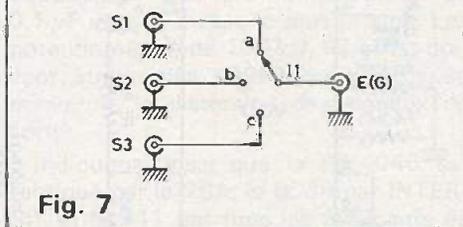


Fig. 7

le signal de sortie est dosable avec R₄ de 25 k Ω

Les trois préamplificateurs peuvent être connectés à l'entrée du préamplificateur de tonalité par l'intermédiaire d'un commutateur comme on le montre à la figure 7.

Le commutateur I₁ est à trois positions.

- Position a : microphone
- Position b : PU magnétique
- Position c : PU céramique.

Pour la stéréo, les montages des figures 4, 5, 6 et 7 seront reproduits en deux exemplaires. Il y aura aussi un commutateur I₁ conjugué avec I₂.

Rien ne s'oppose à ce qu'il soit prévu une quatrième position radio-TV et une cinquième « auxiliaire » pour une source quelconque, par exemple un deuxième microphone.

En cas de stéréophonie, il ne faudra pas conjuguer les potentiomètres de sortie R₅ avec les potentiomètres homologues R'₅ car ces réglages sont ajustables et les dosages pourraient être légèrement différents d'un canal à l'autre.

L'alimentation des 741 est à deux sources, comme celle de la figure 1.

À noter que les trois préamplificateurs décrits ci-dessus peuvent être alimentés sur des sources inférieures à ± 20 V, par exemple ± 15 V, ± 12 V et même ± 9 V.

Oscillateur à circuits intégrés 741

Un montage donnant des signaux rectangulaires est présenté à la figure 8. La fréquence des signaux est réglable par la valeur de R₇ = R₁ + R₂. R₂ est montée en résistance variable.

Comme R₁ = 10 k Ω et R₂ = 100 k Ω , la fréquence sera maximum avec R₂ en court-circuit et minimum avec R₂ = 100 k Ω .

La variation de fréquence sera de 10 fois. On pourra changer la gamme en donnant différentes valeurs à C₇.

Remarquons les deux rétroactions, l'une positive par R₅, disposée entre la sortie et l'entrée non inverseuse 3 (+) et l'autre négative (contre-réaction), disposée entre la sortie et l'entrée inverseuse, effectuée par R₇.

On notera que la fréquence est inversement proportionnelle à R₇ C₇.

Le signal de sortie est rectangulaire, mais celui aux bornes de C₇ est triangulaire (ou presque).

Ce montage fonctionne bien avec une alimentation de ± 12 V.

Voici à la figure 9 un autre oscillateur à deux 741.

Montés en cascade, les deux 741 sont soumis à trois réactions, (a) réaction positive par R₃ sur 741 (1) (b) réaction négative par R₇ (c) réaction négative par C₇

Un signal triangulaire peut être obtenu à la sortie 6 du 741 (1) et un signal rectangulaire à la sortie 6 du 741 (2).

Dès que les tensions d'alimentation sont appliquées, les oscillations démarrent.

Comme dans le montage précédent, R₇ et C₇ déterminent la fréquence des deux signaux. En remplaçant R₇ de 15 k Ω par

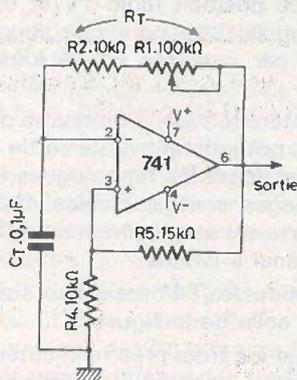


Fig. 8

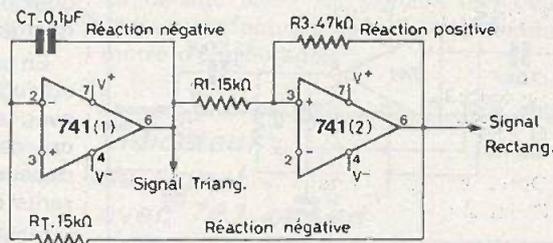


Fig. 9

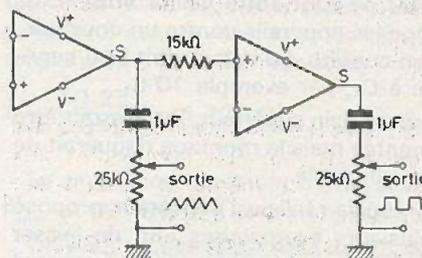


Fig. 10

une résistance fixe en série avec une résistance variable, par exemple 1,5 kΩ fixe et 15 kΩ variable, on pourra régler la fréquence d'une manière continue.

Avec C_T de 0,1 μF et $R_T = 15$ kΩ, la fréquence sera de 100 Hz et si $R_T = 1,5$ kΩ et $C_T = 0,1$ μF, f sera de 1 000 Hz. En commutant C_T pour des capacités de 10 nF, 0,1 μF, 1 μF, la gamme totale des fréquences s'étendra de 10 Hz à 10 000 Hz.

Dans le domaine de la basse fréquence, il n'y a pas de difficulté à monter à la sortie d'un oscillateur, un atténuateur simple, réalisable avec un potentiomètre logarithmique.

A la figure 10 on donne des exemples d'atténuateurs de ce genre monté à la sortie de l'oscillateur à deux 741 de la figure précédente.

Les potentiomètres de sorties sont de 25 kΩ et les condensateurs d'isolation de 0,1 μF. Aux fréquences très basses, on leur préférera des valeurs plus élevées, par exemple 10 μF (d'après ET1, juillet 1978).

Générateur de signaux et chercheur de la fondamentale

Un montage moins simple que ceux décrits précédemment est celui de la figure 11.

Il s'agit d'un générateur de fonctions permettant d'obtenir à ses trois sorties, des signaux rectangulaires, triangulaires et sinusoïdaux.

Ce montage a été proposé dans Electronics par P. Rentjes de la Research and Design Ltd Morehead City N.C. USA. Il utilise quatre circuits intégrés: un CD 4046, un 8038 et deux 741.

Cet appareil fonctionne comme filtre car à son entrée, point 14 du CD4046, on

peut appliquer un signal périodique de forme quelconque et aux sorties, on obtiendra les trois sortes de signaux dont la fréquence sera celle de la fondamentale du signal périodique considéré.

En éliminant les harmoniques on obtient le signal sinusoïdal qui représente le signal fondamental.

La fréquence la plus élevée des signaux obtenus est de 700 kHz donc dépassant largement la BF. En plus des composants actifs, les quatre CI, on trouvera dans ce montage des résistances des condensateurs, deux potentiomètres R_1 et R_2 , un inverseur S_1 , et quatre bornes pour l'entrée et les trois sorties.

En consultant le schéma et les documentations des CI, on verra que le CD4046, un C.MOS (ou COS MOS) contient un oscillateur VCO (commandé par une tension), fonctionnant par le procédé PLL (phase locked loop ou boucle d'asservissement de phase).

Indiquons que le CD 4046 sert de filtre. Le signal filtré est appliqué au 8038 qui fournit les trois signaux de sortie.

Le signal sinusoïdal à la sortie point 2 un 8038 est de bonne qualité, sa distortion n'étant que de 0,5 % seulement.

Cela prouve que les résultats sont meilleurs que ceux obtenus avec un filtre classique.

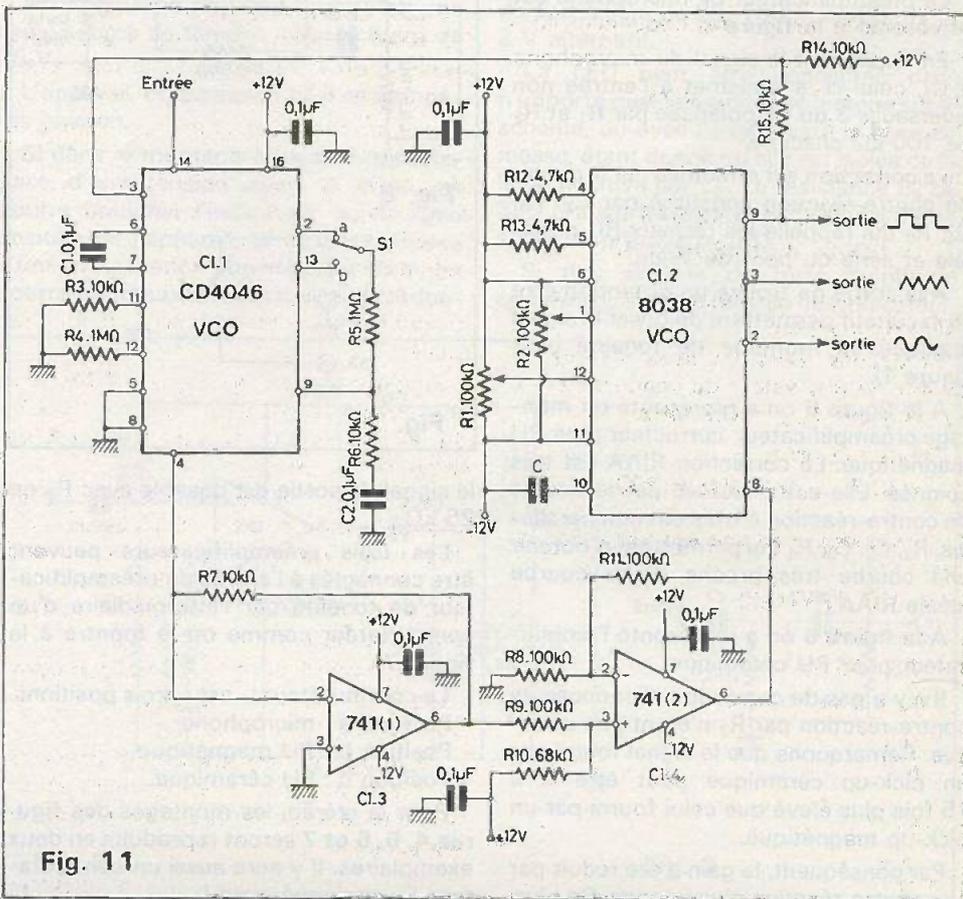


Fig. 11

Le condensateur C, connecté entre la masse et le point 10 du 8038, détermine la fréquence de fonctionnement de ce CI.

Celle-ci est donnée par la formule,

$$f = \frac{0,3}{RC} \text{ Hz. (R en } M\Omega, C \text{ en } \mu F)$$

dans laquelle R est la valeur commune des résistances R_{12} et R_{13} connectées aux points 4 et 5 du même CI, c'est-à-dire 4,7 k Ω dans le présent appareil.

Avec $R = 0,0047 M\Omega$ et $C = 0,047 \mu F$, la formule donne,

$$f = 1\,358 \text{ Hz}$$

C'est la fréquence médiane de capture en fréquence du montage considéré.

Cela signifie que ce montage acceptera à l'entrée, des signaux compris dans la gamme de fréquences de part et d'autre de $f = 1\,358 \text{ Hz}$ avec rapport 1 000 à 1 entre f maximum et f minimum ou, dans tous les cas, f maximum ne pourra dépasser 700 kHz.

Essayons de calculer f minimum et f maximum sachant que la fréquence médiane est 1 358 Hz et que f maximum / f minimum = 1 000.

La fréquence médiane est la moyenne géométrique de f_{\max} et f_{\min} et on a par conséquent,

$$f^2 = f_{\max} \cdot f_{\min}$$

et comme le rapport des fréquences limites est 1 000,

$$\text{on a } f_{\max} = 1\,000 f_{\min} \text{ d'où,}$$

$$f^2 = 1\,000 f_{\min}^2$$

ce qui donne

$$f_{\min} = \sqrt{1\,000} \cdot f = 42\,943 \text{ Hz}$$

$$f_{\max} = 1\,000 \cdot 42\,943 \text{ Hz} = 42,9 \text{ MHz}$$

Cette fréquence dépasse la limite de 700 kHz indiquée.

Procédons alors en sens inverse en déterminant la valeur du condensateur C sachant que $f_{\max} = 0,7 \text{ MHz}$.

De ce fait on a,

$$f_{\min} = (0,7 / 1\,000) \text{ MHz} = 700 \text{ Hz}$$

La fréquence médiane est alors donnée par,

$$f^2 = 700 \cdot 700\,000$$

ce qui donne

$$f = 22\,135 \text{ Hz}$$

Dès lors la formule,

$$f = \frac{0,3}{RC}$$

donne

$$C = \frac{0,3}{Rf}$$

Avec C en microfarad, R en $M\Omega$ et f en hertz, on a

$$C = \frac{0,3}{0,0047 \cdot 22\,135} \mu F$$

ce qui donne

$$C = 0,0028 \mu F = 2,8 \text{ nF}$$

Donc la valeur la plus élevée à donner à C est 2,8 nF.

Pour un excellent asservissement du CD 4046, on a relié le point 9 de CI-2 au point 3 de CI-1.

Voyons maintenant quel doit être le comparateur de phase à choisir selon le signal incident appliqué à l'entrée 14 de CI-1. Si ce signal est à impulsions, il faut utiliser le comparateur de phase 1 inclus dans le CD 4046. Il faut alors placer le commutateur S_1 en position (a) broche 2.

Si le signal est de forme inconnue ou à forts parasites, on utilisera le comparateur 2, en plaçant S_1 en position (b), broche 13 du CD 4046.

Toute différence de phase entre le signal de sortie de forme rectangulaire et le signal d'entrée point 14, agit sur les 741 amplificateurs opérationnels. Ces CI produisent une tension de correction qui agit sur le VCO 8038 au point 8 dans le sens de la correction de la fréquence.

Etant donné que le VCO interne du CD 4046 n'est pas utilisé dans le présent appareil, on a dû mettre à la masse les points 5 et 8 de ce circuit intégré.

Le bon fonctionnement de l'appareil nécessite que sur la ligne + 12 V, on effectue en chaque point + 12 V de CI, un découplage par un condensateur de 0,1 μF vers la masse la plus proche. Les potentiomètres de 100 k Ω , R_1 et R_2 doivent être réglés pour réduire, jusqu'au minimum, la distorsion des signaux de sortie.

Indiquons aussi que le CD 4046 est fabriqué par la RCA, le 8038 par INTER-SIL et le 741 par tous les fabricants de semi-conducteurs.

Le CD 4046 consomme 600 μW avec une tension de 6 V. Le 8038 consomme 20 mA environ. Convient le modèle 8038 CC ou 8038 BC/BM ou 8038 AC/AM tous fonctionnent normalement jusqu'à $\pm 15 \text{ V}$.

Le CD 4046 contient deux comparateurs de phase, un VCO et un amplificateur suiveur.

Le 8038 contient deux comparateurs, un flip-flop, deux amplificateurs et un convertisseur de signal triangulaire en signal sinusoïdal.

F. JUSTER

BIBLIOGRAPHIE

REUSSIR VINGT CINQ MONTAGES A CIRCUITS INTEGRES

B.Fighiera

Qu'est-ce qu'un circuit intégré ● Les portes logiques ● Présentation des circuits intégrés logiques ● Les précautions indispensables ● La réalisation des circuits imprimés ● Loisirs : 1. Un jeu de pile ou face ● 2. Un jeu de dé ● 3. Une roulette à effet de suspense ● 4. Un tir à ultra-sons ● 5. Les initiales clignotantes ● Confort : 6. Un carillon de porte ● 2. Un commutateur digital ● 8. Un déclencheur photo sensible secteur ● 9. Une sonnette gazouillis ● 10. Un anti-moustique ● 11. Une serrure électronique codée ● Mesures : 12. Un générateur BF 0,1 Hz à 200 kHz ● 13. Un compte tours simple ● 14. Une jauge à essence ● 15. Une alimentation réglable 3 à 12 V sous 1 A ● 16. Un vumètre à diodes électroluminescentes ● 17. Un testeur de circuits logiques ● BF et HiFi : 18. Un mini-mélangeur ● 19. Un petit amplificateur ● 20. Un préamplificateur pour microphone ● 21. Un préampli RIAA ● 22. Un préampli pour PU cristal ● 23. Un correcteur de tonalité ● 24. Un amplificateur stéréophonique 2 x 13 W ● 25. Un amplificateur 30 W spécial auto.

Un volume broché, 132 pages, format 15 x 21, couverture couleur. Prix : 35 F.

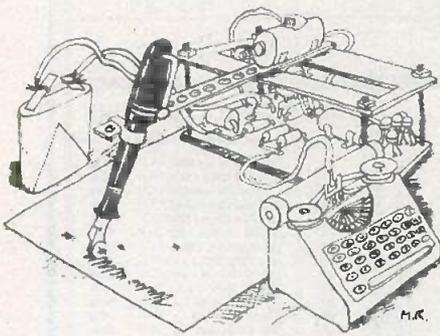
Prix pratiqué par la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75940 Paris Cedex 19.

Diffusion exclusive : E.T.S.F., 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.

**TOUS LES
RELAIS
RADIO-RELAIS
18, RUE CROZATIER
75012 PARIS
Tél. 344.44.50**

RER GARE DE LYON

La page du courrier



Le service du Courrier des Lecteurs d'Electronique Pratique est ouvert à tous et est entièrement gratuit. Les questions d'« intérêt commun » feront l'objet d'une réponse par l'intermédiaire de la revue. Il sera répondu aux autres questions par des réponses directes et personnelles dans les limites du temps qui nous est imparti.

COLLABORATION DES LECTEURS

Tous les lecteurs ont la possibilité de collaborer à « Electronique Pratique ». Il suffit pour cela de nous faire parvenir la description technique et surtout pratique d'un montage personnel ou bien de nous communiquer les résultats de l'amélioration que vous avez apportée à un montage déjà publié par nos soins (fournir schéma de principe et réalisation pratique dessinés au crayon à main levée). Les articles publiés seront rétribués au tarif en vigueur de la revue.

PETITES ANNONCES

6 F la ligne de 34 lettres, signes ou espaces, taxe comprise.

Supplément de 6 F pour domiciliation à la Revue.

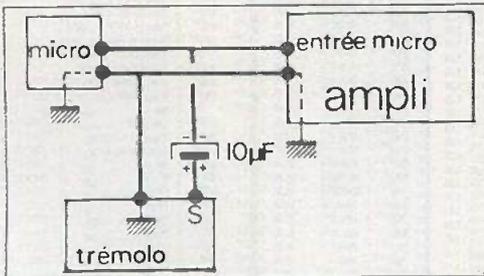
Toutes les annonces doivent parvenir avant le 5 de chaque mois.

à la Sté AUXILIAIRE DE PUBLICITÉ (Sce EL Pratique), 70, rue Compans, 75019 Paris .C.P. C.C.P. Paris 3793-60. Prière de joindre le montant en chèque C.P. ou mandat poste.

RECTIFICATIF

N° 19 NOUVELLE SÉRIE UN VIBRATO TREMOLO, P. 73

Plusieurs lecteurs nous ont reproché de ne pas avoir indiqué, suffisamment clairement, les connexions à effectuer entre ce module et les éléments extérieurs. Nous publions donc ci-dessous un petit schéma qui lèvera éventuellement le doute.



N° 18 NOUVELLE SÉRIE

VENONS-EN AU FET (3^e partie) Page 110, 2^e colonne

Une erreur d'imprimerie s'est répercutée tout au long de la démonstration du calcul de G. Nous publions donc la partie du texte rectifiée :

« Or, ici, ΔV_{GS} est égal à la différence entre v_e et v_s :
 $\Delta V_{GS} = v_e - v_s$
 $= v_e - s R \Delta V_{GS}$ »

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

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

$$v_s = s R \Delta V_{GS}$$

et le rapport nous donne le gain :

$$G = \frac{v_s}{v_e} = \frac{s R}{1 + s R}$$

« La relation précédente montre que le gain est toujours inférieur à 1. Il s'en rapproche d'autant plus que le produit s . R est plus grand. »

Composition
 Photocomposition : ALGAPRINT, 75020 PARIS
 Impression - couverture : S.P.I. 75019 PARIS
 Intérieur : ROTOFFSET Meaux
 Distribution : S.A.E.M. TRANSPORTS PRESSE

Le Directeur de la publication :
 A. LAMER

Dépôt légal N° 512 - 4^e trimestre 1979

Copyright © 1979

Société des PUBLICATIONS
 RADIOÉLECTRIQUES et SCIENTIFIQUES



La reproduction et l'utilisation même partielles de tout article (communications techniques ou documentaires) extrait de la revue « Electronique Pratique » sont rigoureusement interdites ainsi que tout procédé de reproduction mécanique, graphique, chimique, optique, photographique, cinématographique ou électronique, photostat tirage, photographie, microfilm, etc.

Toute demande d'autorisation pour reproduction quel que soit le procédé, doit être adressée à la Société des Publications Radio Electriques et Scientifiques.

Changement d'adresse :

Boîtes de circuits connexions n-D.e.C 840 et 360 contacts. Sieber Scientific 22, rue François Villon, 75015 Paris. Tél. 828.78.47.

Usine : Saint-Julien du Gua, 07190 Saint-Sauveur de Montagut. Tél. (75) 65.85.93.

SACHEZ DANSER - APPRENEZ TTES DANSES MODERNES seul, chez vous. Méthode extra. Notice discrète ctre 2 tr.

STUDIO HPVRANY, 9 ter, route Croissy, 78110 LE VESINET.

BREVETEZ VOUS-MÊME VOS INVENTIONS, grâce à notre guide complet. Vos idées nouvelles peuvent vous rapporter gros, mais pour cela il faut les Breveter - Demandez la notice 78 « Comment breveter ses inventions ». Contre 2 timbres à ROPA BP 41, 62101 CALAIS.

COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES PAR CORRESPONDANCE CATALOGUE GRATUIT MEDELOR BP7 69390 VERNASION

A partir d'une photocopie je réalise votre C.I. sur verre epoxy, 18 F le dm², étamage inclus. Frais de port 12 F. Rivero 19, rue de la Croix, 13007 Marseille. Tél. (91) 33.35.76.

Vds oscilloscope 450 F, mach. écrire 650 F, photocop. 950 F, duplicat. 980 F alimentation Philips PTS 6000 (— 12, 0, 5, 36 V) 1/2 Px. 246.20.46.

CIRQUE RADIO

24, bd des filles du Calvaire
 75012 PARIS
 Tél. 805.22.76 (22.77)

(ouvert du mardi au samedi de 9 h 30 à 12 h 30 et de 13 h 30 à 18 h 30)

LE PLUS GRAND CHOIX DE COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

Pour 18 F le dm², 1 face et 23 F 2 faces, film, étam, perçage inclus, réalisons votre circuit imprimé sur verre époxy. Envoi contre remboursements.
IMPRELEC, LE VILLARD
 74550 PERRIGNIER

REPERTOIRE DES ANNONCEURS

ACER	50, 58, 60, 61, 62, 63	LDRT	180
ALBION	18, 19	LETTA	178, 179
ARLAUD	34	ELECTRONIC TEC	153
AUBAMEL	93	ELECTRONITEC	158
BA ELECTRONIQUE	8 n° 7	LOSTER	23
CCI	36	MICRO SYSTEME	68
CEDEX	104, 105	MABEL	191
CENTRE ETUDES LANGUES	187	MAGNETIC FRANCE	30, 31
CENTRE ETUDE MEMOIRE	177	MAMMAN ET DIE	180
CENTRAD	95	MONSIEUR KIT	87
CIBOT	n° de couv.	OMNIBUS	102, 103
CIRATEL	150	OPPERMANN ELECT FRANCE	152
COMPTON LANGUEDOC	78	PANTEC	83
COMPOSITBY, 194, 195	196	PARIS COMPOSANT	84, 85
COMPTON ELECTRO MONTREAL	171	PENTASONIC	67, 63
CORATEL ETS	161	PIELOR RADIO	56
CIS	94	RADIO PILAIS	175
CYCLADES (ILE)	27, 28, 29	RADIO SCHUMPERRET	37, 33
DAP IMPORT	177	RADIO KIT	54, 55
DAP	678	RADIO WJ	8, 10, 11
LE DEPOT	199	RAM	24, 25
DISTRONIC	184, 185	RANK RADIO	181
DISTRAL SHOP	70	REULLY COMPOSANTS 200, 201, 202, 203, 204, 205	
DIORANCY EST ELECTRONIQUE	110	ROCHRE	50 n° 51
ECOLE CENTRALE	84	SAINT-QUENTIN RADIO	24, 25
ELECTRO SHOP	62, 53	SELTEO MAGENTA	77
ELECTRON SHOP	176	SIPYASSO	95
ELECTRONME	37, 38, 39	SIDERONT RT	80
ELEKTRONIKLADEN	194	SOANEY S.A.	139
ELP ELECTRONIQUE PROMOTION	41	SOCIFORM	175
ETMS	190	STALEC DIFFUSION	63
EURELEC	188, 189	STARTEC	20, 21
EUROPE ELECTRONIQUE	45, 66	SUPERLEK	116
FRANCLAIR ELECTRONIQUE	40	SURPLUS ELECTRONIC	186
GR ELECTRONIQUE ... n° de couv.	208, 209, 210	TEKTRONIX	199
GRADDO	82	TELE SAINT-MARIE	84, 85, 86, 87, 88
HEM	67, 46, 49	TERALEC	157
HEMTRIT	22	TERAL	46
INFRA	62	TOUT POUR LA RADIO	116
INSTITUT ELECT RADIO	50	YFIF TOUT POUR L'ELECTRON.	72, 73
LEXSA	78	YRFD	180
LEKSA	45	ZINLEC	28, 68, 107
JEAMCO HIFI DIFFUSION	80	VOC	153
LAB ELECTRONIQUE	12, 13, 14, 15, 16, 17	ZEUS ELECTRONIQUE	79

CIBOT

MAISON FONDÉE EN 1947

1, 3 et 12, RUE DE REUILLY, 75012 PARIS
136, BOULEVARD DIDEROT, 75012 PARIS

TEL. : 346.63.76 (lignes groupées)

A TOULOUSE : 25, RUE BAYARD. TEL. (61) 62.02.21
Magasins ouverts tous les jours sauf dimanche et fêtes
de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 heures

**DANS TOUTES LES SPECIALITES : LA GAMME COMPLETE
DE TOUTES LES GRANDES MARQUES**

COMPOSANTS

Distributeur "SIEMENS"

Tous les circuits intégrés - Tubes électroniques et cathodiques - Semi-conducteurs. ATEs - RTC - RCA - SIGNETICS - ITT - SESCOSEM - Optoélectronique - Leds Afficheurs.

RADIO - TELEVISION

SONY - RADIOLA - PHILIPS - ITT - GRUNDIG
SHARP - NATIONAL - TELEFUNKEN -
Auto-Radio : PHILIPS - RADIOLA - SHARP -
PIONEER - ITT - CLAIRVOX - SANKEI.

SONORISATION JEUX DE LUMIERE

PIECES DETACHEES

plus de 20.000 articles en stock.

HAUTE-FIDELITE

Tous les Ampils - Tuners - Tables de lecture - Magnétophones et Enceintes. AKAI - AMSTRONG - B et O - BST - G P ELECTRONIC - HARMAN - KARDON - JELCO - KENWOOD - LUXMAN - MARANTZ - MARTIN - ONKYO - PHONIA - PIONEER - QUAD - SANSUI - SCOTT - SONY - TANDBERG - TECHNICS, etc.

APPAREILS DE MESURE

Distributeur "METRIX"
CdA - CENTRAD - ELC - HAMEG - ISKRA - NOVOTEST - VOC - TECHTRONIX
Démonstration et Vente
par Techniciens Qualifiés



NOUVEAU! Cellule solaire « RTC » : 60 F - Par 10 : 54 F - Par 100 : 48 F.

ELECTRONIQUE : DISTRIBUTEUR DES Composants SIEMENS

CIRCUITS INTEGRÉS

LEDS Ø 5 mm
LD 57 C, claire ... 4,40 F
LD 55 A, orange ... 2,30 F
LD 57 A, vert ... 2,30 F
LD 41 A, rouge ... 1,90 F
LD 471, vert ... 9,00 F
LD 461, rouge ... 3,00 F

LEDS Ø 3 mm
LD 30 C, claire ... 2,00 F
LD 35 A, orange ... 3,00 F
LD 30 A, rouge ... 1,80 F
LD 37 A, vert ... 3,00 F

PHOTORESISTANCE
RPY 60 ... 28,00 F

TDA 1037. Circuit intégré.
Ampli. de puissance 5 W.
Alim. : 4 à 28 V. Protection thermique incorporée.
Prix ... 18 F

S 566 B ... 35 F	SO 436 ... 45 F
SAB 3211 ... 31 F	S 89 ... 252 F
SAB 3271 ... 51 F	S 353 ... 96 F
SAB 4209 ... 80 F	TAA 761 ... 15 F
SAJ 141 ... 33 F	TAA 861 ... 12 F
SAS 560 S ... 26 F	TAA 4765 ... 22 F
SAS 570 S ... 26 F	TBA 221 B ... 7 F
SAS 580 ... 26 F	TCA 105 ... 15 F
SAS 590 ... 26 F	TCA 205 ... 29 F
SAS 6800 ... 27 F	TCA 315 ... 15 F
SO 41 P ... 15 F	TCA 335 A ... 22 F
SO 42 P ... 17 F	TCA 345 ... 15 F
SO 42 E ... 45 F	TCA 780 ... 27,5 F

MAGNÉTO-RÉSISTANCES
FP 200 L. 100 ... 198 F
FP 210 D. 250 ... 201 F

GÉNÉRATEURS
à effet HALL
SV 110 ... 520 F
SV 210 ... 530 F

TRANSMISSIONS
PAR INFRAROUGE
LD 241 T. Diodes LED
émett. INFRAROUGE pour
télécommande et transmission
du son ... 6 F

BPW 34. Photodiode au
silicium pour récepteur
son ou télécommande par
infrarouge ... 22 F



ATR. Allumage à transistors
pour moteur avec alimentation
12V négatif à la masse.

Avantages :
- Exactitude du point d'allumage - usure pratiquement nulle des contacts du rupteur.
- Démarrage plus facile avec moteur froid, tensions d'allumage plus élevées du fait de la forme rectangulaire des flancs de commutation.
- Moins polluant (gaz d'échappement moins abondants) - le point d'allumage optimum ne varie pas.
- Aucun parasite créé par le rupteur dans les auto-radios du fait qu'aucun courant fort ne circule.

ATR. Siemens en kit ... 214 F
Modèle SIEMENS "SRP". All. électr. présentant les mêmes performances que mod. ATR mais complet prêt à être posé SRP complet ... 245 F
CONTROLEUR TENSION de 4,5 à 380 V et vérificateur de la nature du courant ... 39 F
CONTROLEUR COMBINE identique. indique la continuité ... 91 F

DEMANDEZ NOTRE NOUVEAU CATALOGUE

182 pages abondamment illustrées.

C'est une documentation indispensable pour tous ceux qui s'intéressent aux
COMPOSANTS ELECTRONIQUES - PIECES DETACHEES et APPAREILS DE MESURE
Ce catalogue est en vente dans nos différents magasins au prix de 20 F
ainsi que par correspondance, en nous adressant le Bon ci-dessous.

BON A DECOUPER (ou à recopier)

et à adresser à CIBOT, 1, RUE DE REUILLY - 75012 PARIS

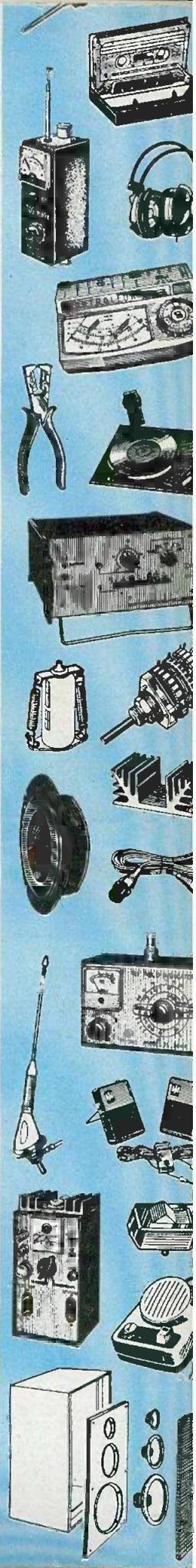
NOM _____ PRENOM _____

ADRESSE _____

CODE POSTAL _____

Ci-joint la somme de 20 F :

en chèque bancaire en chèque postal en mandat-lettre



CIBOT RADIO TELEVISION
Composants électroniques
Pièces détachées