

6 f

édité par le Haut-Parleur

# électronique pratique

N°22 NOUVELLE SERIE DECEMBRE 1979

Initiation · Composants · Réalisations · Kits · Expérimentation

sommaire détaillé p. 81

*Télémètre  
ultrasonique*

Can : \$ 1,25 - Belgique : 49 FB - Suisse : 2,50 F - Espagne : 125 Pesetas - Tunisie : 700 Mil. - Italie : 1 500 Lires - Algérie : 6 Dinars

Raby 71

# électronique pratique

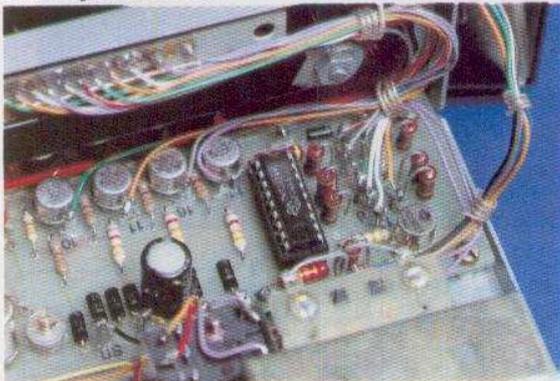
REVUE  
MENSUELLE

N° 22  
NOUVELLE  
SERIE

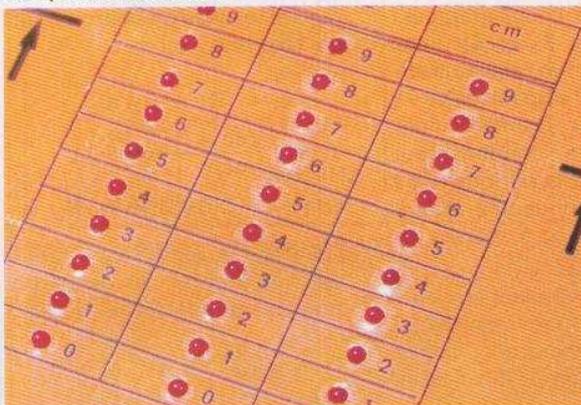
## sommaire



L'horloge terminée...



Ce qu'elle renferme.



Le télémètre ultrasonique.

### Réalisez vous-mêmes

- 82 Un générateur BF économique
- 90 Un clignoteur 3 voies
- 93 Un générateur HF modulée
- 97 Un télémètre ultrasonique
- 114 Une horloge à quartz
- 124 Un stroboscope simple pour auto
- 135 Perfectionnez votre contrôleur à l'aide d'un montage simple

### En kit

- 85 Touchez du doigt pour le plaisir des yeux, le kit ASSO 2030

### Pratique et initiation

- 127 La clé des microprocesseurs
- 142 Parlez-moi du 4011
- 148 Quoi de neuf dans les circuits imprimés
- 154 Technologie des composants (3<sup>e</sup> partie)
- 158 Applications des semi-conducteurs

### Divers

- 121-162 Bibliographie
- 179-180 ENCART EURELEC
- 211 Nos Lecteurs / Répertoire des annonceurs

**AVIS AUX LECTEURS.** – Le mois prochain ne ratez pas le numéro de janvier d'ELECTRONIQUE PRATIQUE car il comportera un cadeau : un TRANSFERT DIRECT pour la réalisation d'un jeu de dés électronique...

#### 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, J.P. Verpeaux, R. Knoerr, D. Roverch, G. Duneau, M. Archambault, H. Schreiber, R. Rateau, R.C., F. Juster**  
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 :

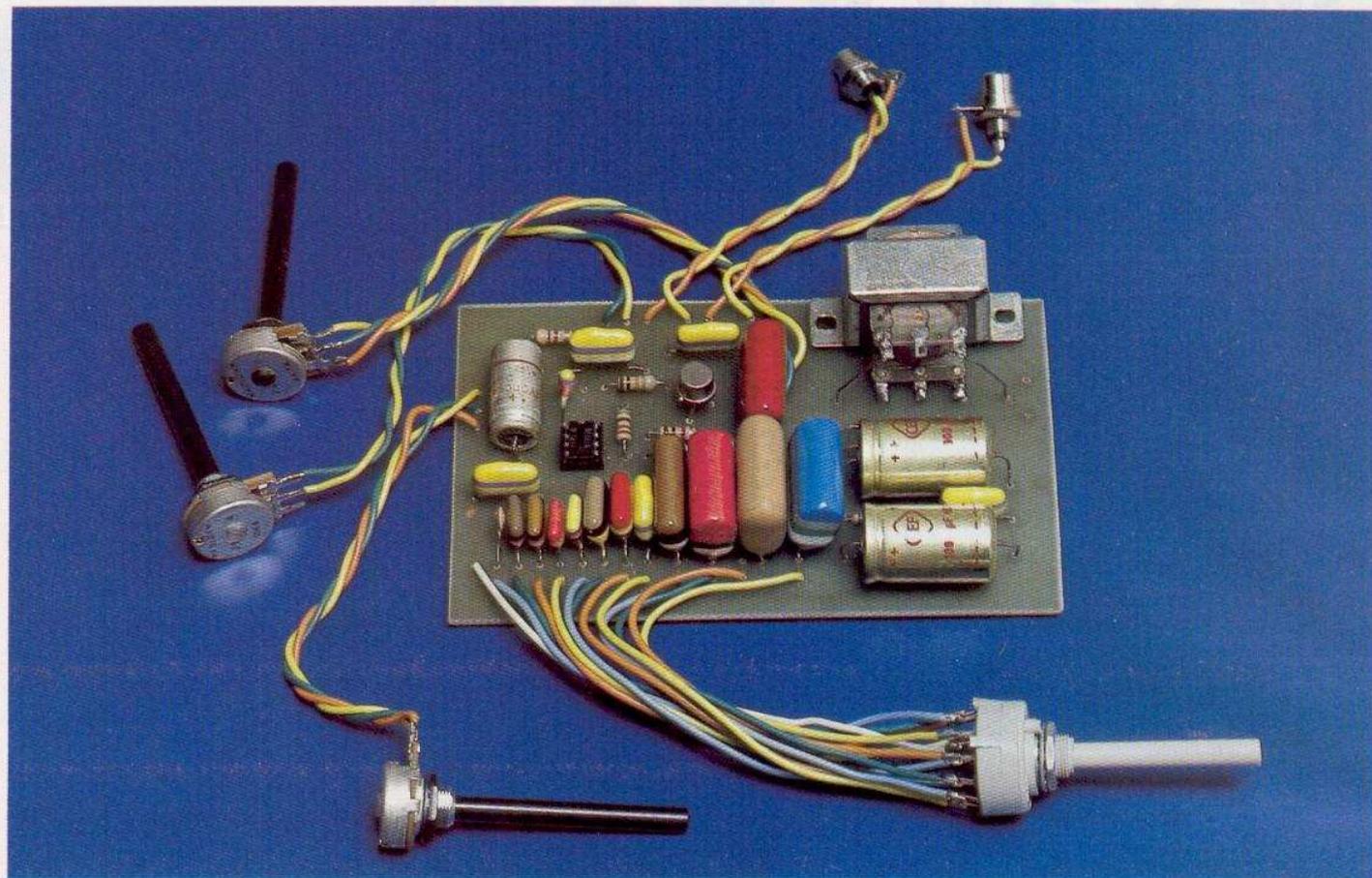
**LE HAUT-PARLEUR + ELECTRONIQUE PRATIQUE à 125 F - Etranger à 195 F**

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



# GENERATEUR BF économique

**P**ARMI la panoplie des appareils de mesure, facilement réalisables par l'amateur, on peut citer à juste titre le générateur BF. L'apparition sur le marché des composants, des circuits intégrés très connus, comme le NE555 permet de construire un véritable générateur BF économique.

Le cœur de notre montage fait appel à ce circuit intégré dont le prix de revient n'excède pas quelques francs.

Pourvu d'un commutateur rotatif à douze positions, l'amateur disposera d'une très large plage d'utilisation s'étalant de quelques dizaines de hertz à deux cent cinquante kilohertz. Ce générateur délivrera grâce à deux sorties séparées des signaux rectangulaires et en dents de scie à fréquence et rapport cyclique réglables.

## Le schéma de principe

La figure 1 présente le schéma de principe général du montage. L'alimentation, très classique, emploie un petit transformateur dont le secondaire délivre 9 V sous 0,3 A. Un pont de quatre diodes 1N4002 ou 1N4004 assure un redressement du type double alternance, tandis qu'un filtrage en « pi » fait suite.

Le NE555 est monté comme précisé par le constructeur, un transistor 2N1613 ou 2N1711 permet, en outre de disposer d'une sortie « dent de scie ».

L'utilisation d'un seul et unique circuit intégré rend facile le calcul de la fréquence de sortie.

La résistance déterminant la période de l'oscillateur est séparée en 2,  $R_1$  et  $R_2$ , avec le point commun relié au transistor de décharge (broche 7). Lorsque l'on branche l'alimentation, le condensateur qui détermine la période ( $C_9$  à  $C_{20}$ ) se charge jusqu'à atteindre  $2/3$  de  $V_{cc}$  à travers  $R_1$  et  $R_2$ .

Lorsque sa tension aux bornes atteint effectivement  $2/3$   $V_{cc}$ , le comparateur niveau haut déclenche le flip flop et le condensateur commence à se décharger par  $R_2$  vers la masse.

Lorsque sa décharge atteint  $1/3$  de  $V_{cc}$ , le comparateur bas est commandé et un nouveau cycle recommence.

Le condensateur est donc périodiquement chargé et déchargé entre respectivement,  $2/3$  et  $1/3$  de  $V_{cc}$ . La

sortie (broche 3) reste haute durant le cycle de charge pour un temps  $t_1$ , tel que :

$$t_1 = (R_1 + R_2) C \ln \left( \frac{V_{cc} - 2/3 V_{cc}}{V_{cc} - 1/3 V_{cc}} \right)$$

soit  $t_1 = 0,693 (R_1 + R_2) C$

La sortie reste basse pendant le temps de décharge pour un temps  $t_2$ , tel que :

$$t_2 = 0,693 R_2 C$$

Donc une période charge-décharge est égale à  $T = 0,693 (R_1 + 2 R_2) C$  en secondes.

Soit  $f$  la fréquence de sortie, elle est égale à :

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0,693 (R_1 + 2R_2) C}$$

$$f = \frac{1,44}{(R_1 + 2R_2) C}$$

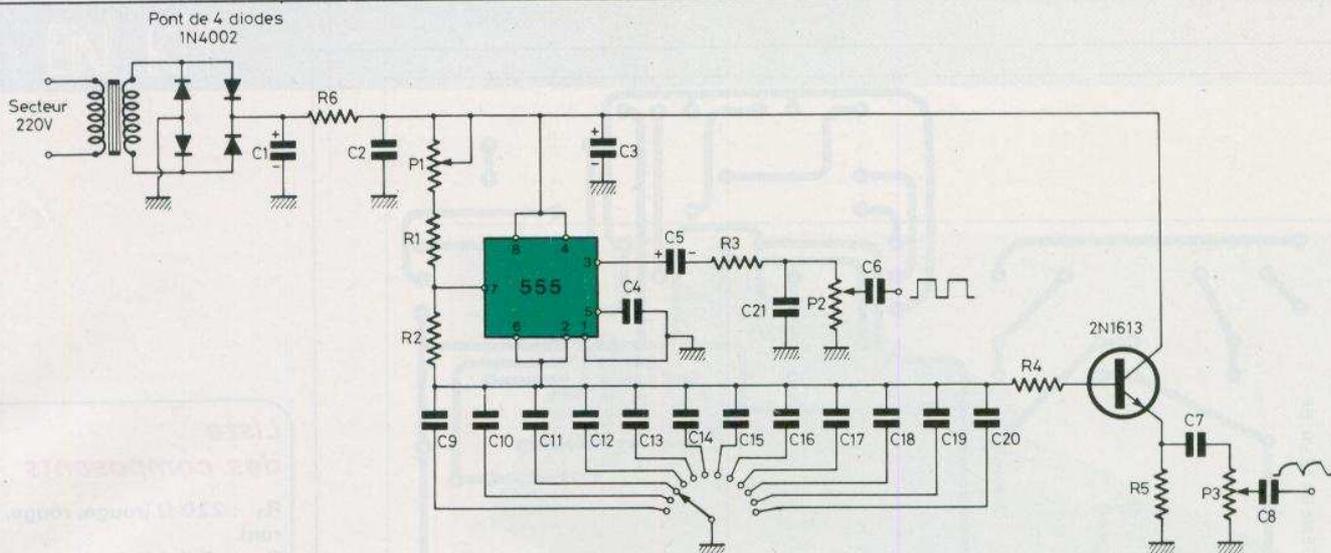


Fig. 1

Par ailleurs nous avons introduit en série avec  $R_1$ , un potentiomètre  $P_1$  de façon à obtenir une gamme de fréquence la plus large possible.

Vous trouverez dans le tableau suivant la correspon-

dance condensateur-fréquence, pour des valeurs mini et maxi de  $P_1$ .

Si  $P_1$  est mini :  $(R_1 + 2R_2) = 8,8 \text{ k}\Omega$

Si  $P_1$  est maxi :  $(R_1 + 2R_2) = 18,8 \text{ k}\Omega$

TABLEAU

Condensateurs	f. à $P_1$ max.	f. à $P_1$ min.	Valeur moyen.
$C_9$ $6,9 \mu\text{F}$	11 Hz	23,7 Hz	17 Hz
$C_{10}$ $4,7 \mu\text{F}$	16,3 Hz	34,8 Hz	25 Hz
$C_{11}$ $2,2 \mu\text{F}$	34,8 Hz	74,4 Hz	55 Hz
$C_{12}$ $1 \mu\text{F}$	76,6 Hz	163,6 Hz	120 Hz
$C_{13}$ 470 nF	162,9 Hz	348,2 Hz	250 Hz
$C_{14}$ 220 nF	348,2 Hz	743,8 Hz	550 Hz
$C_{15}$ 100 nF	766 Hz	1,64 kHz	1,2 kHz
$C_{16}$ 47 nF	1,6 kHz	3,48 kHz	2,5 kHz
$C_{17}$ 22 nF	3,5 kHz	7,3 kHz	5,5 kHz
$C_{18}$ 10 nF	7,6 kHz	16,4 kHz	12 kHz
$C_{19}$ 1 nF	76,6 kHz	163 kHz	120 kHz
$C_{20}$ 470 pF	163 kHz	348 kHz	250 kHz

### Réalisation pratique

Comme le générateur est construit autour d'un circuit intégré, nous nous tournerons vers la réalisation d'un circuit imprimé, dont le tracé est précisé à l'échelle 1 pour une meilleure reproduction.

Toutes les méthodes pratiques de réalisation des circuits imprimés seront permises, y compris le stylo marqueur compte-tenu de la simplicité du tracé.

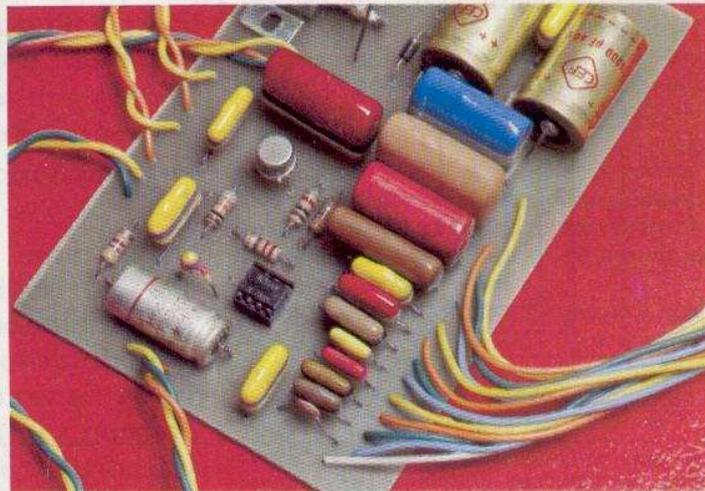
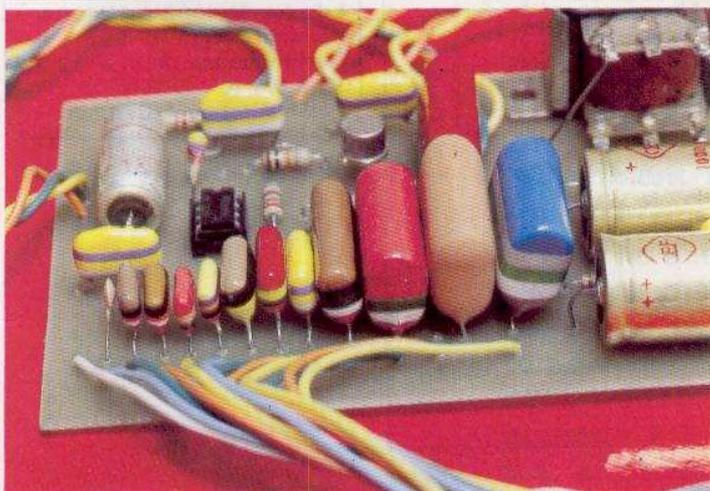
L'implantation des éléments laisse apparaître très distinctement la section alimentation, c'est dire que le cas échéant on pourra faire abstraction de cette partie et alimenter l'ensemble sur

pile, sans bouleverser le tracé du circuit imprimé.

Nous avons pris soin d'aligner les différents condensateurs  $C_9$  à  $C_{20}$  en réservant une place suffisante pour les fortes capacités.

Le commutateur prend l'encombrement d'un potentiomètre, il s'agit d'un modèle un circuit, douze positions. On évitera cependant d'employer des fils de liaisons trop longs qui sont presque toujours « générateur » sans jeu de mot, de parasites ou accrochages aux fréquences élevées.

Les dimensions de la maquette sont telles qu'une insertion facile sera permise à l'intérieur de la plupart des coffrets électroniques disponibles sur le marché.



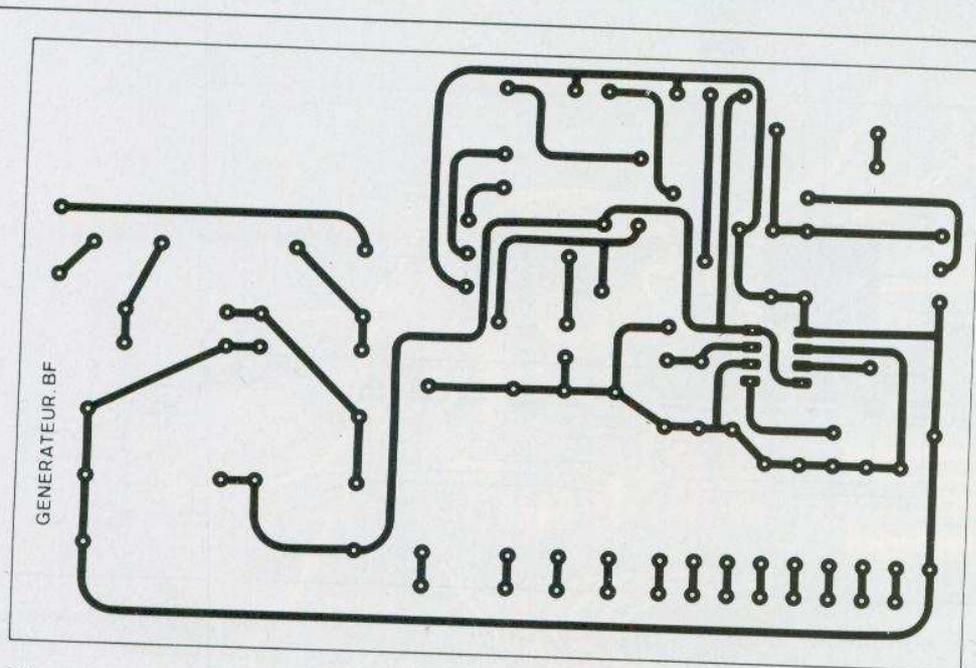


Fig. 2

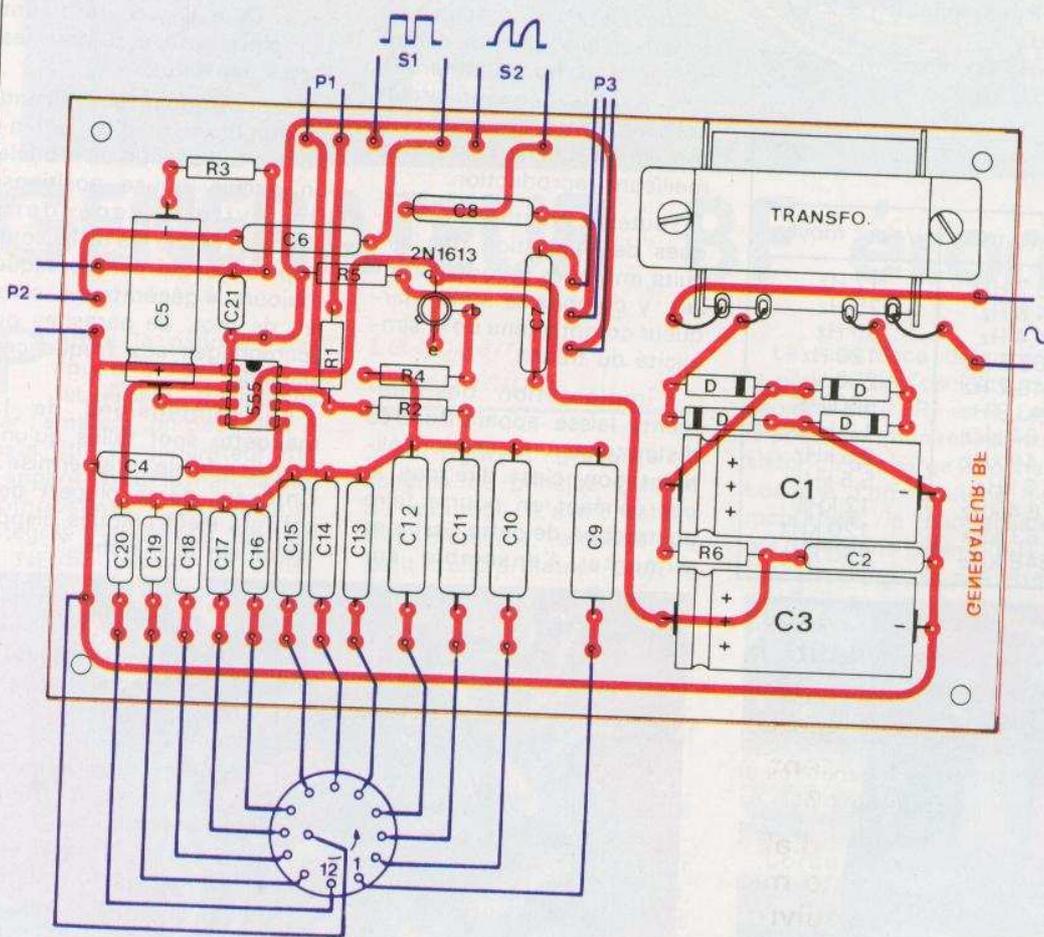
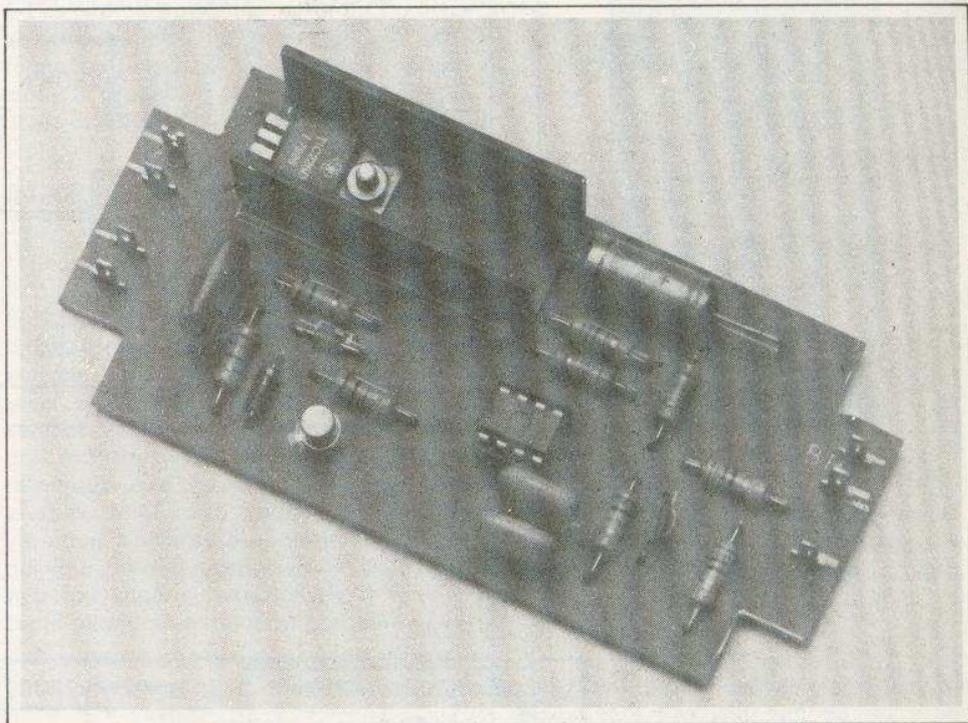


Fig. 3

**Liste des composants**

- R<sub>1</sub> : 220 Ω (rouge, rouge, mar-  
ron).
- R<sub>2</sub> : 3,3 kΩ (orange, orange,  
rouge).
- R<sub>3</sub> : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
- R<sub>4</sub> : 1 kΩ (brun, noir, rouge).
- R<sub>5</sub> : 10 kΩ (brun, noir, orange).
- R<sub>6</sub> : 180 Ω (brun, gris, brun).
- P<sub>1</sub> : 10 kΩ linéaire
- P<sub>2</sub> : 4,7 kΩ linéaire
- P<sub>3</sub> : 4,7 kΩ linéaire.
- C<sub>1</sub> : 1 000 μF 25 V
- C<sub>2</sub> : 470 nF plaquette
- C<sub>3</sub> : 1000 μF - 25 V
- C<sub>4</sub> : 470 nF plaquette
- C<sub>5</sub> : 470 μF 25 V
- C<sub>6</sub> : 470 nF plaquette.
- C<sub>7</sub> : 2,2 μF plaquette
- C<sub>8</sub> : 470 nF plaquette
- C<sub>9</sub> : 6,9 μF plaquette
- C<sub>10</sub> : 4,7 μF plaquette
- C<sub>11</sub> : 2,2 μF plaquette
- C<sub>12</sub> : 1 μF plaquette
- C<sub>13</sub> : 470 nF plaquette
- C<sub>14</sub> : 220 nF plaquette
- C<sub>15</sub> : 100 nF plaquette
- C<sub>16</sub> : 47 nF plaquette
- C<sub>17</sub> : 22 nF plaquette
- C<sub>18</sub> : 10 nF plaquette
- C<sub>19</sub> : 1 nF plaquette
- C<sub>20</sub> : 470 pF plaquette
- C<sub>21</sub> : 4,7 nF.
- T = 2N1613, 2N1711
- 4 diodes 1N4002 à 1N4004
- 1 circuit intégré NE 555
- Transformateur 9 V à 12 V/  
0,3 à 0,4 A
- 1 commutateur 1 C / 12 P

■ B.R.



## Gradateur de lumière, à touch-control: ASSO 2030

**E**NCORE un gradateur direz-vous, mais ce gradateur permet des combinaisons exceptionnelles grâce au circuit intégré Siemens S 566 spécialement conçu pour cette utilisation.

Comment fonctionne notre appareil ?

Tout d'abord, une petite plaquette métallique (vis, plaque de cuivre, aluminium, bouton disposé sur un mur, etc.) servira de touche sensitive, un poussoir à 1 contact permettra allumage ou extinction totale comme un simple interrupteur.

Votre montage est maintenant disposé et fonctionne, comment allez-vous lui donner vos ordres :

- Vous touchez la plaquette, les lumières s'allument doucement, vous maintenez votre doigt jusqu'à obtention du niveau lumineux désiré, vous relâchez, le niveau en mémoire reste dans la position que vous venez de créer.
- Vous touchez à nouveau la plaquette, les lumières vont « descendre » doucement et resteront au niveau désiré lors du relâchement de votre doigt de dessus la plaquette de détection.
- Vous maintenez votre doigt sur la plaque sensible, les lumières vont monter, descendre, et ainsi de suite transformant votre gradateur en un jeu de lumière automatique.
- Ce n'est pas tout, vous avez créé un niveau lumineux dans une pièce et vous désirez le garder en mémoire, rien de plus simple, pour éteindre les lumières, pous-

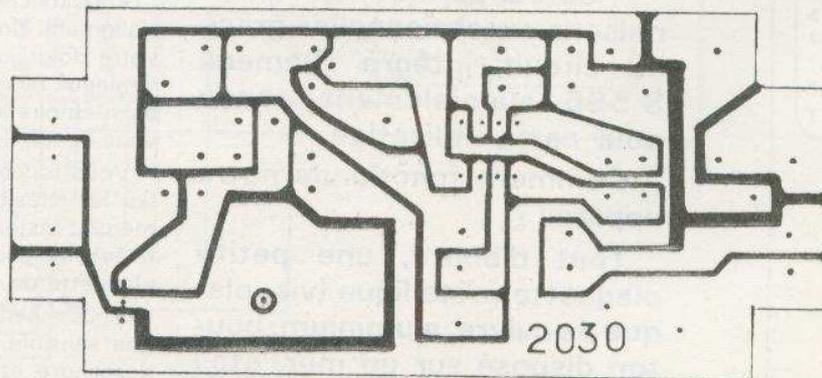
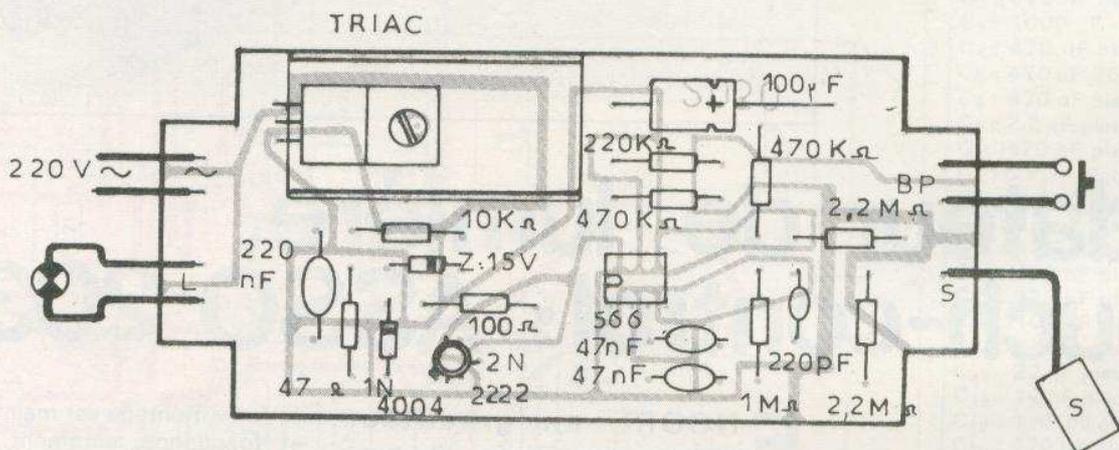
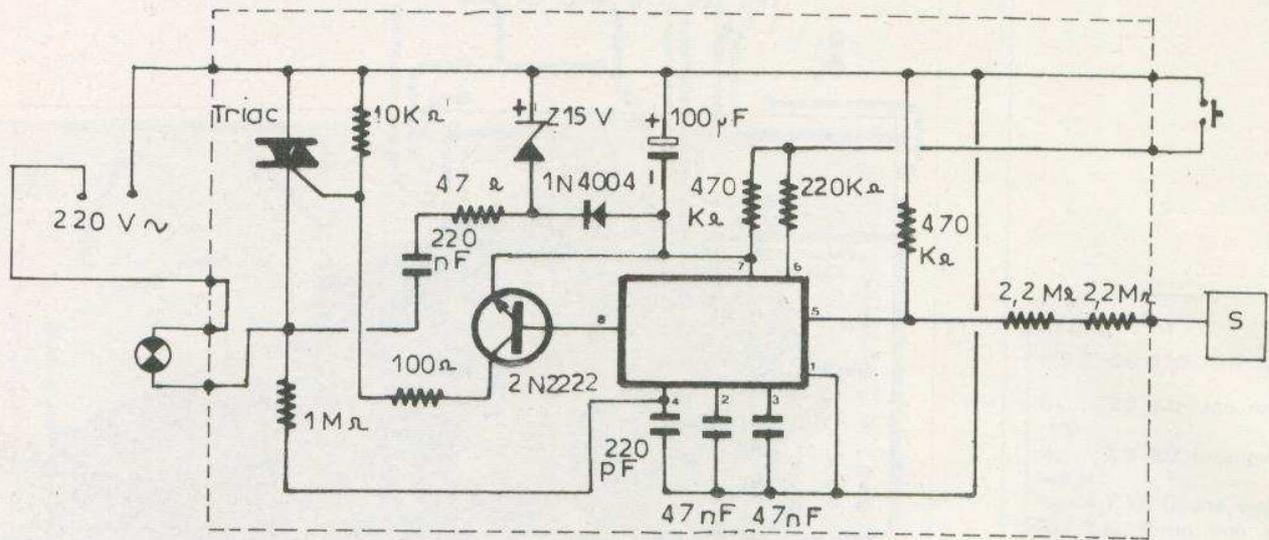


Fig. 1. à 3. - Les circuits intégrés permettent de simplifier les avantages comme le prouve le schéma de principe. Le tracé du circuit et l'implantation des composants sont donnés à titre purement indicatif.

sez le bouton « mécanique » de votre gradateur, le niveau lumineux est dès lors en mémoire et sera restitué en appuyant une seconde fois sur le poussoir.

Comme vous le constatez, les possibilités de cet appareil sont très nombreuses, il ne tient qu'à vous de les étendre à vos besoins personnels : économies d'énergie pour avoir toujours un éclairage parfait, esthétique en supprimant les interrupteurs et en les remplaçant par un minuscule poussoir et une touche sensitive, fabriquer un va-et-vient en disposant 2, 3 (4 ou plus) touches en parallèle.

### Fonctionnement

L'alimentation est effectuée en partant du secteur 220 alternatif, la basse tension est envoyée par un groupement RC ( $0,22 \mu\text{F}$  et  $47 \Omega$ ) à une régulation constituée de : 1 zéner 15 V, une diode de redressement et un découplage ( $100 \mu\text{F}$ ), une partie du secteur 50 Hz est prélevée par une résistance de  $1 \text{ M}\Omega$ , la HF est découplée par une capacité céramique de  $220 \text{ pF}$ , les constantes de temps de montée, descente sont déterminées par les condensateurs de  $47 \text{ nF}$  mylar.

Poussoir et touche sensibles sont à disposer extérieurement à cette platine. Une protection de  $2 \times 2,2 \text{ M}\Omega$  est en série avec la plaque, le courant traversant cette plaque est donc inférieur à  $50 \mu\text{A}$  (totalement inoffensif) en court-circuit (cuisine, chaussures humides...).

### Montage pratique

Comme pour tout montage électronique, repérer les éléments constitutifs, souder en premier les résistances, les condensateurs, attention au sens des chimiques, souder ensuite le transistor, les diodes (zéner et redressement) puis le triac, celui-ci est disposé sur un radiateur noir mat forte dissipation thermique et est fixé par vis et écrous.

Pour le circuit intégré spécial, pas de précautions spéciales, il est disposé sur un support, il sera inséré en dernier, avant la vérification des soudures et l'alimentation sur secteur.

Les circuits imprimés sont tous étamés, gravure anglaise, sur époxy et sont protégés par un vernis spécial de protection (couleur rouge), les éléments sont sérigraphiés en blanc sur cette protection.

### Mise en service

Le montage terminé et vérifié, disposer le poussoir, la plaquette (isolée de toute surface métallique) sur un support d'essais (plastique, isolant ou bois), disposer une lampe sur la sortie utilisation et relier un fil d'alimentation, brancher au secteur. Toucher la plaquette, la lumière doit monter ou descendre, vous pouvez remarquer que chaque fois que vous touchez du doigt votre plaquette, le sens de variation s'inverse automatiquement, ce qui vous permet de choisir un niveau inférieur ou supérieur sans avoir à faire le cycle allumage-extinction complet.

Appuyez sur votre poussoir pour vérifier complètement ce montage.

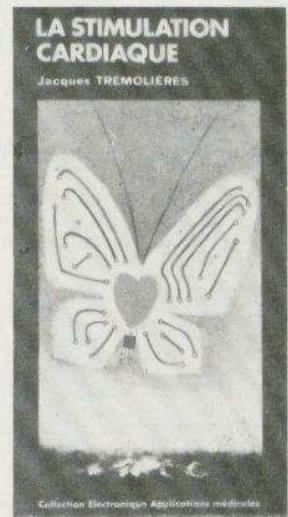
### Conseils

Disposer de préférence ce montage en coffret en laissant dépasser le poussoir et la touche sensitive (tête de vis, plaque de CI, etc.) si vous disposez sur un seul gradateur  $1\ 200 \text{ W}$  de puissance, percez des trous dans le coffret pour l'aérer, jusqu'à  $500 \text{ W}$ , nul besoin d'aération. Pour disposer une touche sensitive loin de l'appareil, utiliser du fil blindé obligatoirement, le conducteur central sera relié à l'entrée, la masse du fil sera reliée au « + » du montage (bien isoler la masse de ce fil blindé du mur de votre appartement ou de votre maison, il est relié à une phase du secteur).

Vous pouvez disposer des touches en divers points d'une pièce avec le même gradateur pour commander indifféremment ce seul gradateur avec plusieurs touches (dans ce cas, les poussoirs seront également reliés en parallèle) nous vous conseillons, si vous désirez diverses touches et poussoirs dans une pièce d'utiliser du fil blindé double (2 conducteurs) ou de ne mettre qu'un seul poussoir pour une même pièce.

Vous trouverez en figures 1 et 2 implantation et valeurs des éléments et en figure 3 le tracé du circuit imprimé.

## BIBLIOGRAPHIE



### COLLECTION ELECTRONIQUE APPLICATIONS MEDICALES LA STIMULATION CARDIAQUE

J. Trémolières

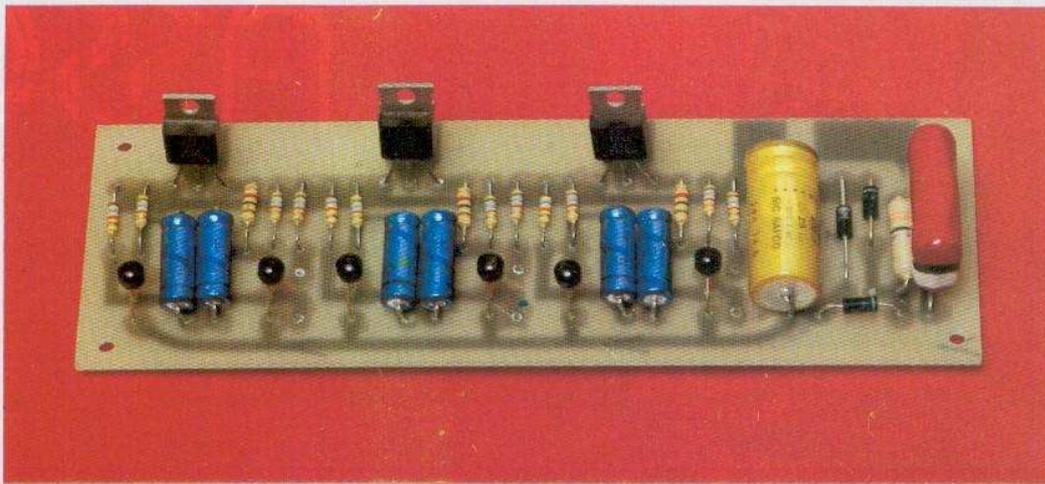
Le nombre de maladies cardiaques, s'il n'augmente pas, est loin de régresser. Heureusement que les progrès de l'électronique et de la technique des piles à longue durée ont permis de réaliser ce merveilleux auxiliaire qu'est le stimulateur cardiaque.

Jacques Trémolières a réussi à écrire un ouvrage clair, bien documenté et remarquablement illustré, qui sera facile et agréable à lire par tous ceux qui s'intéressent au sujet : aussi bien le médecin généraliste que le « stimulateur », le profane comme le stimulé ou son entourage. Cet ouvrage s'adresse donc plus particulièrement aux 30 000 porteurs de pacemakers de France, comme le montre cet extrait du sommaire :

Un peu d'histoire - notions de physiologie - Les stimulateurs cardiaques : à rythme fixe asynchrone, synchrone à l'oreillette, sentinelle, auriculaire, bifocal, programmable. Les sources d'énergie : piles au mercure, au lithium, générateurs isotopiques, cellules biogalvaniques. L'implantation. Le choix. Le prix. Comment vivre avec un stimulateur. La surveillance. Lexique. Liste des constructeurs représentés en France.

Un volume broché, 104 pages, format  $12 \times 22$ , 50 illustrations, couverture couleur. Prix : 50 F.

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



# CLIGNOTEUR 3 voies

**A** l'approche des fêtes les effets lumineux reprennent un vif intérêt. En marge des traditionnels générateurs de lumière psychédélique et autres chenillards, il n'est pas dépourvu d'intérêt de disposer d'un clignoteur à plusieurs voies qui procurera une effet lumineux sans avoir recours à une source de modulation.

Les meilleurs effets sont obtenus en chargeant les trois canaux à l'aide de spots de couleurs différentes. Ces sources lumineuses judicieusement orientées restitueront toutes les couleurs de l'arc-en-ciel.

La puissance par canal peut atteindre 1 500 W à condition de munir les triacs de dissipateur.

## Schéma de principe

La figure 1 présente le schéma de principe complet du montage; d'emblée on constate la présence de trois canaux identiques, nous nous contenterons donc de la description d'un d'entre eux.

L'alimentation met à profit

l'impédance du condensateur  $C_1$ ; la résistance  $R_1$  fait office de protection. Le redressement s'effectue à l'aide des diodes  $D_1$  et  $D_2$  genre 1N4004, tandis qu'une stabilisation s'opère grâce à la présence de la zener  $D_3$ . Un condensateur de filtrage de 470 à 1 000  $\mu\text{F}$  permet de disposer d'une tension continue et suffisamment filtrée

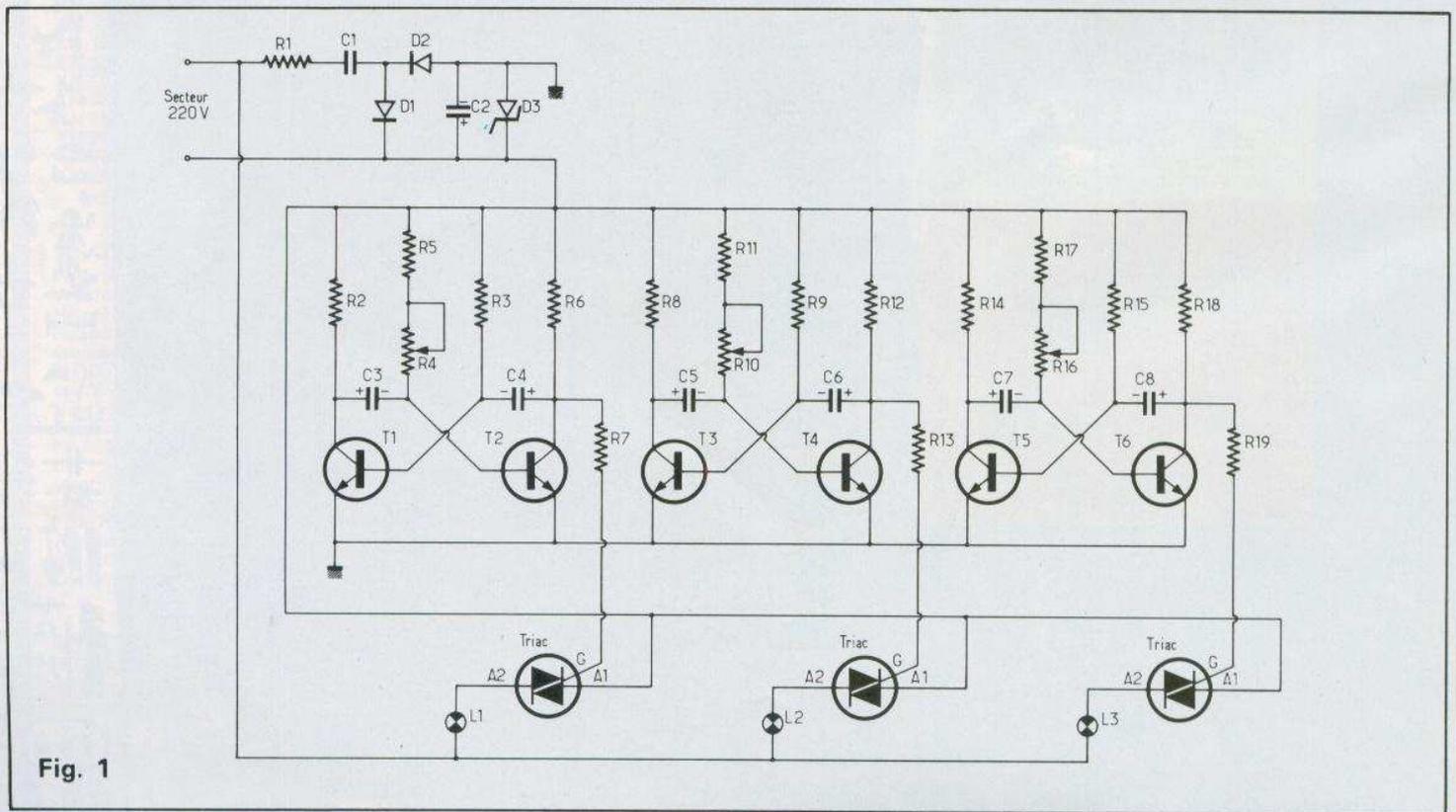


Fig. 1

Ces derniers font appel au plus commun des montages, le circuit multivibrateur à couplage croisé. Les deux transistors sont alors montés en émetteur commun, disposant chacun d'une résistance de charge ( $R_6, R_2$ ) et d'une polarisation de base ( $R_3, R_4 + R_5$ ). Les condensateurs  $C_3$  et  $C_4$  procurent l'entretien des oscillations et sont respectivement disposés de la base du premier transistor au collecteur du suivant, d'où l'appellation.

Les valeurs adoptées pour les condensateurs et les résistances de polarisation de base permettent de disposer d'une fréquence très lente de fonctionnement destinée à donner l'effet recherché de clignotement. Le potentiomètre  $P_4$  va agir sur la fréquence.

L'information prélevée au niveau du collecteur du transistor  $T_2$  va agir sur la gâchette du triac par l'intermédiaire de la résistance  $R_7$ . Notre triac va alors se comporter en véritable interrup-

teur commandé, et les lampes ou spots, montés en série avec le secteur s'illumineront dès que l'espace  $A_1/A_2$  sera devenu conducteur.

### Réalisation pratique

La réalisation pratique s'effectuera très facilement à l'aide d'un circuit imprimé dont nous précisons grandeur

nature le tracé. Le stylo marqueur ou mieux encore la gravure directe conduisant à des résultats satisfaisants pour peu rappelons-le, que la surface cuivrée soit énergiquement frottée avant l'application du vernis ou du transfert.

Au niveau de l'implantation des éléments, il suffira de respecter la **figure 3** qui présente les orientations des divers composants polarisés.

On veillera à la bonne distribution émetteur, base, col-

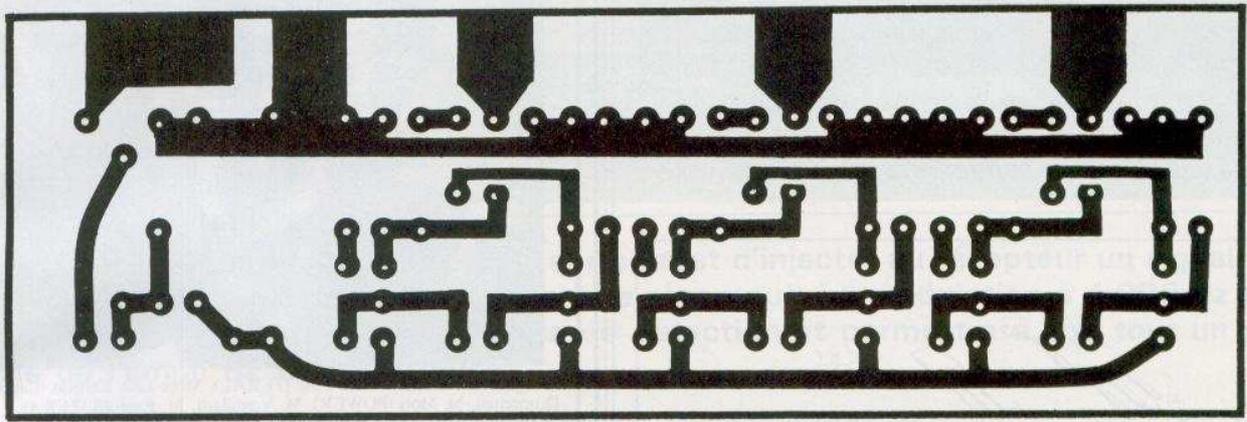


Fig. 2

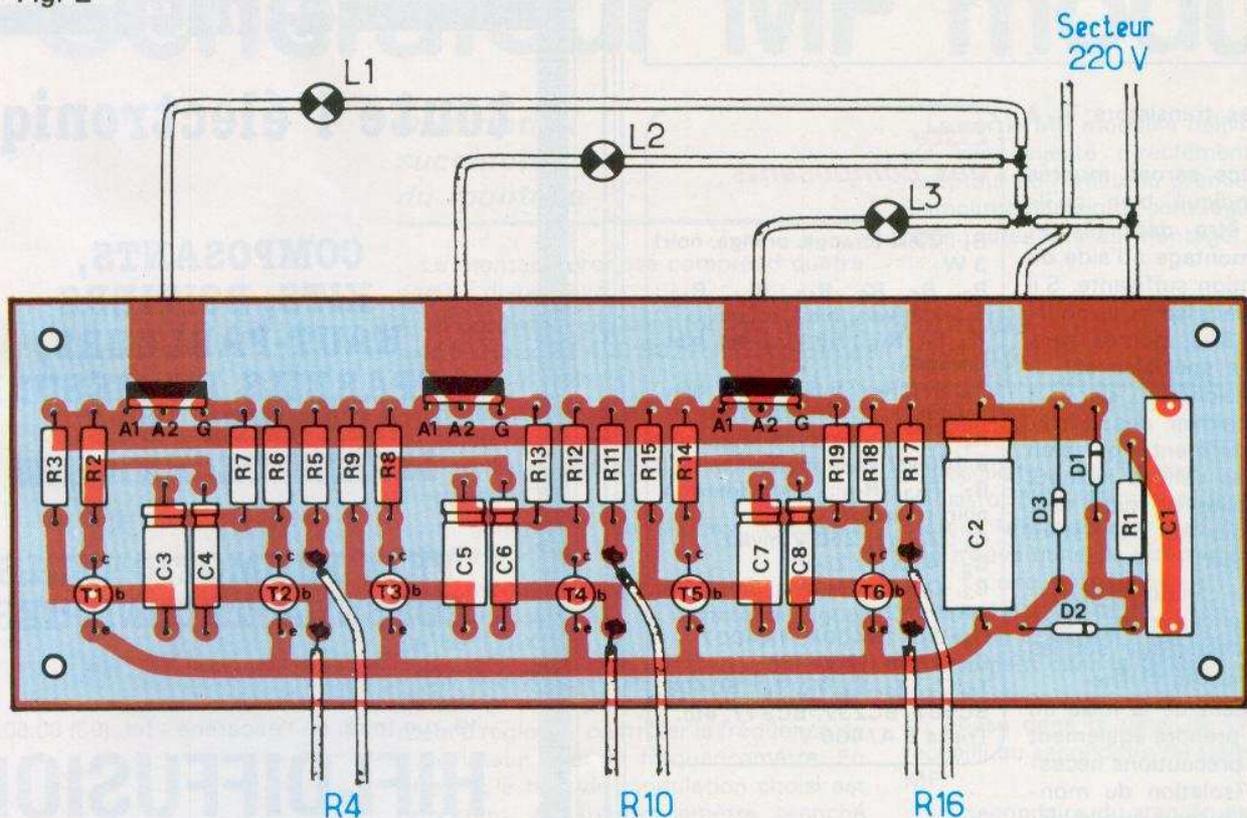


Fig. 3

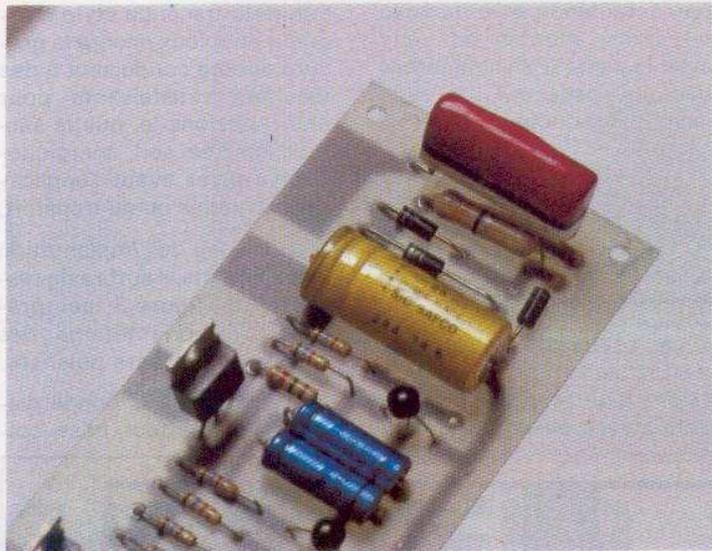
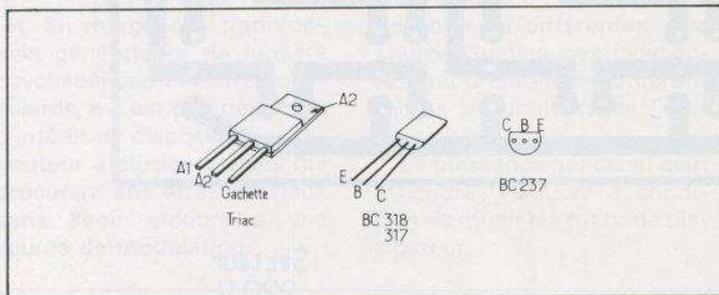


Photo 1. - La transparence de l'époxy est encore un atout en faveur de ce support ; le repérage et la recherche éventuelle de pannes en sont facilités.



lecteur des transistors  $T_1$  à  $T_6$ .

Les triacs seront montés comme indiqué bien qu'ils puissent être déportés et reliés au montage à l'aide de fils de section suffisante. S'il s'agit de triacs isolés, ils pourront tous être montés sans précautions spéciales sur le même dissipateur, sinon il faudra employer des refroidisseurs différents ou bien prendre des canons isolants et des feuilles de mica, tout comme pour les transistors de puissance.

Les trois canaux clignoteront indépendamment, il suffira pour cela d'agir sur les réglages  $R_4$ ,  $R_{10}$  et  $R_{16}$ .

Au moment de la mise en coffret on prendra également toutes les précautions nécessaires à l'isolation du montage compte-tenu que le circuit n'emploie pas de transformateur d'isolation.

### Liste des composants

- $R_1$  :  $33 \Omega$  (orange, orange, noir) 3 W
- $R_2, R_6, R_8, R_{12}, R_{14}, R_{18}$  :  $5,6 k\Omega$  (vert, bleu, rouge).
- $R_3, R_9, R_{15}$  :  $56 k\Omega$  (vert, bleu, orange).
- $R_5, R_{11}, R_{17}$  :  $5,6 k\Omega$  (vert, bleu, rouge).
- $R_4, R_{10}, R_{16}$  : potentiomètre 47 à  $100 k\Omega$  variation « lin »
- $R_7, R_{13}, R_{19}$  :  $1 k\Omega$  (marron, noir, rouge).
- $C_1$  :  $2,2 \mu F / 250 V$  mylar.
- $C_2$  :  $470 \mu F / 25 V$
- $C_3, C_4, C_5, C_6, C_7, C_8$  : 22 à  $47 \mu F / 12 V$
- $D_1, D_2$  : 1N4004, 1N4007
- $D_3$  : zener 12 V / 1 W
- $T_1, T_2, T_3, T_4, T_5, T_6$  : BC408, BC107, BC237, BC317, etc.
- Triacs 6 A / 400 V.

## SOIREE AKAI ET power AU HIFI-CLUB TERAL

Une chaîne haute-fidélité AKAI a été offerte par AKAI-FRANCE et le HIFI-CLUB TERAL. Remise par Monsieur Olivier Dassault à la Résidence du Troisième âge des Tourelles (Paris 12<sup>e</sup>) en présence de sa présidente Madame Hessems.

Une autre chaîne sono, disco POWER a été également offerte au cours de cette soirée par POWER ACOUSTIC et le DISCO-CLUB TERAL. Remise par Madame Line Renaud à l'Association des parents d'enfants déficients (Paris 12<sup>e</sup>) en présence de sa présidente Madame Dumonteil.



(De gauche à droite) : Mme Line (TERAL), Mme Line Renaud (Casino de Paris), Mme Dumonteil, M. Mori (POWER), M. Ventillard, M. Raphaël (TERAL).

## à nice

### toute l'électronique

**COMPOSANTS,  
KITS, BOITIERS  
HAUT-PARLEURS,  
APPAREILS DE MESURE  
ALARME, ETC...  
LIVRES TECHNIQUES**

**PRIX PROMOTIONNELS  
CONSEILS TECHNIQUES**

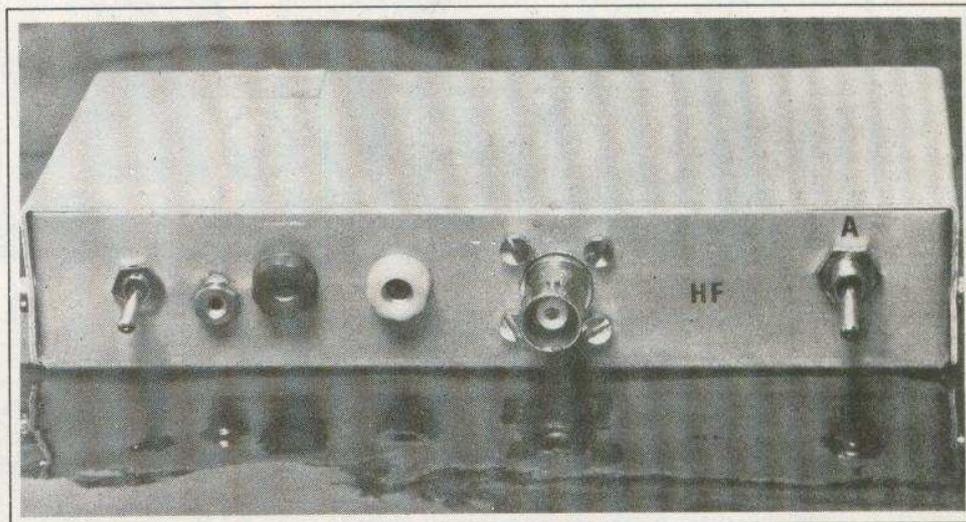
19, rue tond. de l'escarène - tél. (93) 80.50.50

# HIFI-DIFFUSION

catalogue contre 10 f. en timbres

MAFICOM

Le but de cet appareil est de permettre un alignement rapide des étages à fréquence intermédiaire d'un récepteur radio



à modulation d'amplitude. Ce générateur permet d'injecter au récepteur un signal de 455 ou 480 kHz et de suivre son trajet dans le récepteur. La modulation à 1 000 Hz environ subsistera après passage dans l'étage de détection et permettra à son tour un réglage facile de l'ampli BF du récepteur.

## Générateur MF modulé

### *Description succincte du montage*

Le montage proposé comprend quatre parties distinctes :

- un oscillateur pouvant fonctionner soit à 455 kHz soit à 480 kHz selon le type de récepteur à régler ;
- un étage séparateur à transistor effet de champ pour pouvoir prélever le signal de l'oscillateur sans influencer son fonctionnement ;
- un générateur de signaux carrés à 1 000 Hz ;
- un modulateur faisant varier l'amplitude de l'oscillateur au rythme du signal BF de 1 000 Hz.

Sur la face avant, nous aurons une sortie MF en onde pure destinée principalement à régler ou contrôler la fréquence de l'oscillateur avec un fréquencemètre. En effet, si le taux de modulation choisi est important, un fréquencemètre branché sur la sortie MF modulée indiquerait n'importe quoi.

La sortie MF modulée délivre le signal qui sera injecté directement dans le récepteur au niveau du premier étage FI. L'amplitude du signal sera réglée une fois pour toutes lors du montage.

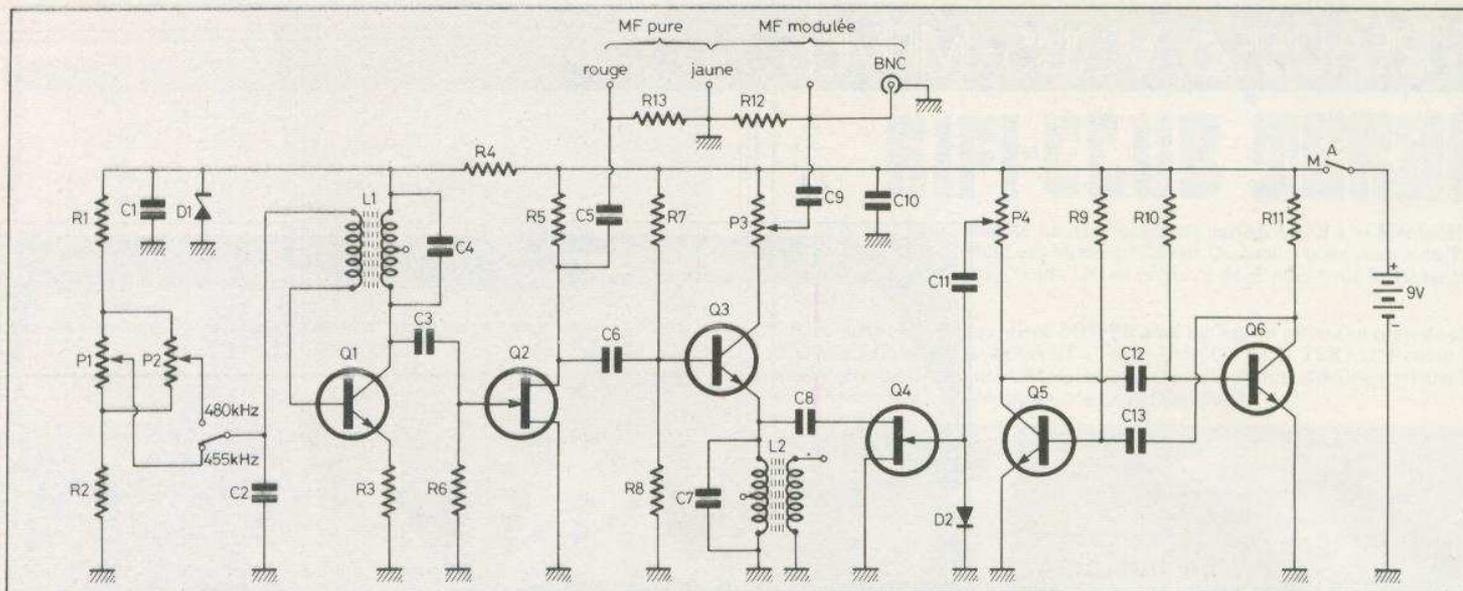
### *Principe détaillé*

#### Oscillateur :

L'oscillateur est réalisé à l'aide d'un transistor NPN silicium et d'un transformateur MF identique aux modèles que l'on trouve dans les récepteurs à transistors. Le circuit oscillant est constitué par l'enroulement à point milieu du transfo MF et de la capacité en parallèle placée directement dans le boîtier.

La réaction positive se fait en injectant en phase dans la base de  $Q_1$  le signal recueilli au secondaire du transformateur MF.

Le secondaire du transfo est relié à la base de  $Q_1$  et à la masse par l'intermédiaire du condensateur  $C_2$  (montage



**Fig. 1. - Ce montage rendra les plus grands services aux amateurs désireux d'aligner leur récepteur ou bien de les dépanner. Le montage fait appel à quelques transistors de commercialisation courante..**

émetteur commun), mais ce secondaire est parcouru également par le courant de polarisation base du transistor. Si ce courant varie, la fréquence varie. Le courant base dépendant de la tension aux bornes de  $C_2$  il sera facile d'effectuer une commutation de fréquence en effectuant une commutation de tension plutôt que d'agir sur un circuit oscillant. En adoptant ce procédé, on ne risque pas d'avoir d'effets sur la fréquence, dus au câblage.

Le réglage des deux fréquences utilisées se fera à l'aide de deux potentiomètres  $P_1$  et  $P_2$  aux bornes desquels la tension sera relativement stable grâce à l'emploi de la diode zener  $D_1$ .

#### Etage séparateur :

Cet étage est constitué d'un amplificateur à transistor effet de champ  $Q_2$  type 2N 3819. Ce transistor est protégé intérieurement contre les charges électrostatiques et par conséquent peut se manipuler comme un transistor ordinaire. La forte impédance d'entrée de l'étage permet de prélever au niveau de  $L_1$  le signal MF sans perturber le fonctionnement de l'oscillateur.

La capacité  $C_3$  sera de très faible valeur (moins de 10 pF) et pourra soit être fixe, soit ajustable, soit réalisée simplement avec deux brins de quelques centimètres de fils rigides torsadés ensemble. Une valeur trop forte de  $C_3$  entraînerait une distorsion de la sinusoïde MF en sortie de l'appareil.

#### Générateur de signaux carrés :

Ce générateur est tout simplement un multivibrateur astable classique composé de deux parties absolument symétriques.

La fréquence fixée à 1 000 Hz est déterminée par la valeur des composants  $R_9/C_13$  et  $R_{10}/C_{12}$ , la formule étant :

$$f = \frac{1}{0,7 (R_9 \times C_{13} + R_{10} \times C_{12})}$$

$P_4$  de même valeur que  $R_{11}$  est un potentiomètre qui permet de régler l'amplitude du signal BF appliquée à l'entrée du modulateur.

#### Modulateur :

Cet étage comprend deux transistors : le premier,  $Q_3$ , est de type NPN, monté en amplificateur à gain variable. Sur l'émetteur de  $Q_3$  se trouve un circuit oscillant accordé sur une fréquence comprise entre 455 et 480 kHz (le réglage se fait à l'oscilloscope).

Le second est un transistor effet de champ ( $Q_4 = 2N 3819$ ) utilisé en résistance variable.

#### Principe du modulateur :

Sous l'effet du signal BF appliqué à la porte de  $Q_4$ , la résistance source-drain variera fortement ce qui aura pour résultat de découpler plus ou moins  $L_2$  avec le condensateur  $C_8$ .

Plus  $L_2$  sera découplée, plus le signal MF injecté sur la base de  $Q_3$  au travers de  $C_6$  sera amplifié.

Le taux de modulation de l'étage sera fonction de l'amplitude du signal BF et pourra donc être ajusté entre 0 % et environ 90 % en agissant sur  $P_4$ .

La sortie MF modulée se fait sur le curseur de  $P_3$  qui en règle l'amplitude. Cette sortie est du type basse impédance et la tension crête à vide est de plusieurs volts. Chargés sous  $75 \Omega$  la tension crête de sortie est au moins égale à 1 volt.

$P_3$  peut être remplacé par un potentiomètre axe diamètre 6 mm pouvant être commandé de l'extérieur du boîtier. La tension de sortie pourra alors être réglée à sa valeur optimale limitant ainsi les risques de rayonnement.

#### Mise au point du générateur

Le montage qui vient d'être décrit nécessite un étalonnage qui se fera à l'aide d'un fréquencemètre et d'un oscilloscope.

Le scope sera branché sur la sortie MF modulée et le fréquencemètre sur la sortie MF pure.

1) Mettre le signal de modulation au minimum en agissant sur  $P_4$  pour avoir un taux de modulation nul.

2) Se mettre sur la position de l'inter K correspondant à la fréquence 455 kHz.

3) Mettre le curseur de  $P_1$  à mi-course puis mettre le montage sous tension. Le fréquencemètre doit afficher une fréquence comprise entre 400 et 500 kHz.

4) Agir sur le noyau de  $L_1$  pour que le fréquencemètre indique une fréquence comprise entre 455 et 480 kHz soit 472,5 kHz par exemple.

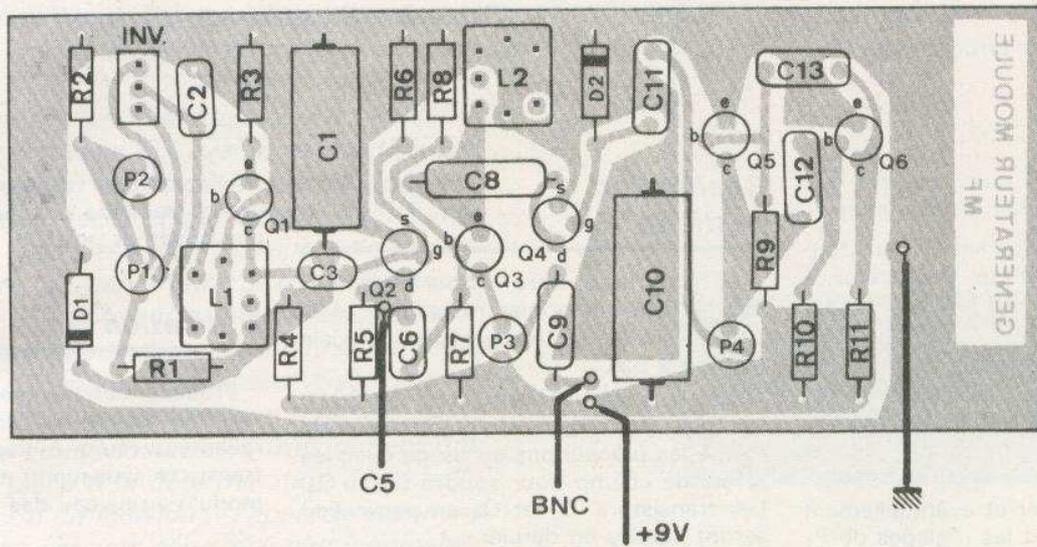


Fig. 2 et 3. - Le tracé du circuit est présenté à l'échelle 1. Côté implantation, on veillera à la bonne mise en place des différents transistors.

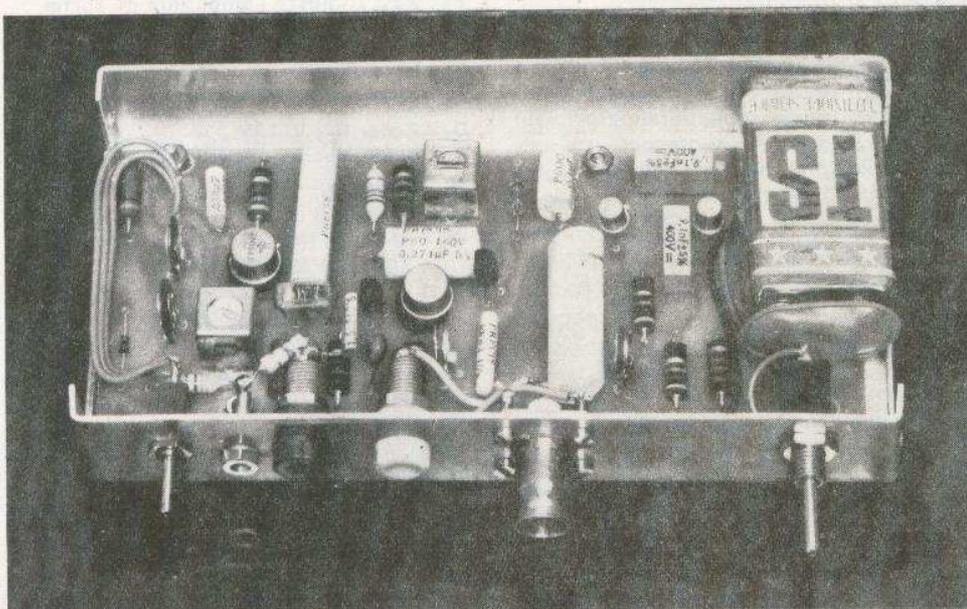


Photo 1. - On distinguera sur la photographie, que l'auteur a employé des condensateurs de précision, qui pourrait sans problèmes être remplacés par des modèles de tolérance courante.

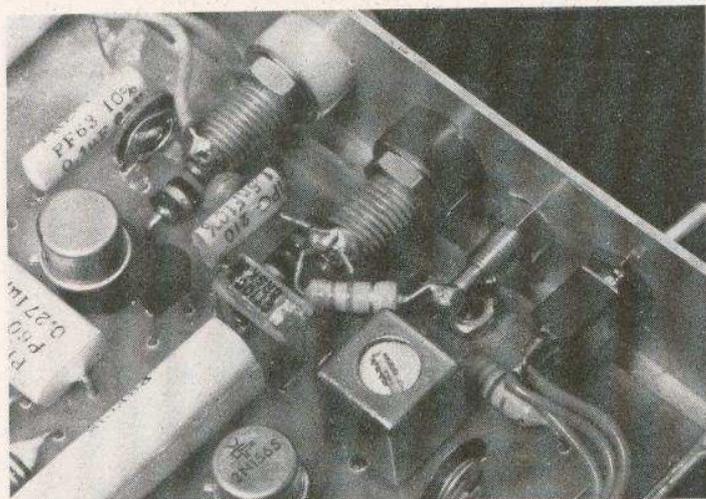


Photo 2. – Certains composants seront montés extérieurement au circuit imprimé.

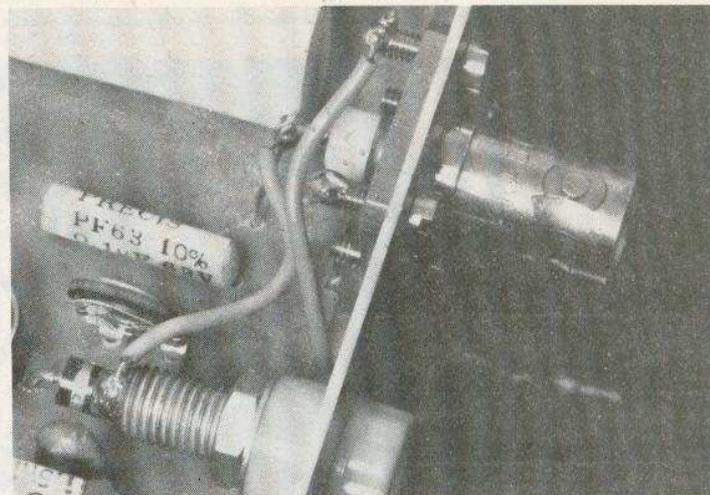


Photo 3. – Gros plan sur la prise HF du type « BNC »

A défaut de pouvoir atteindre cette fréquence, s'en rapprocher au maximum.

5) A partir de maintenant, ne plus toucher  $L_1$  mais régler le générateur à 455 kHz plus ou moins 1 kHz en agissant uniquement sur  $P_1$ .

6) Passer  $K_1$  sur la position 480 kHz et régler le générateur à cette fréquence en agissant uniquement sur  $P_2$  (tourner  $P_2$  dans le sens contraire de  $P_1$  si le réglage à 472,5 kHz a pu être fait correctement).

7) Fermer le boîtier et éventuellement retoucher légèrement les réglages de  $P_1$  et de  $P_2$  si les deux fréquences ont changé ou pour parfaire leur précision.

Le réglage des fréquences étant fait on procédera au réglage de la modulation :

1)  $P_4$  toujours au minimum, mettre  $P_3$  au maximum et observer le signal au scope. L'amplitude doit être comprise entre 3 et 5 V, sinon agir sur  $C_3$ . Le signal ne doit pas être déformé.

2) Augmenter progressivement le taux de modulation en agissant sur  $P_4$ . Régler ce taux à une valeur comprise entre 60 et 90 % environ.

3) Oscilloscope calibre 1 V, base de temps 0,5 ms par carreau. Le signal observé doit avoir des flancs raides et des contours nets. La légère dissymétrie des bandes latérales est due aux caractéristiques non linéaires du transistor  $Q_4$ .

4) Oscilloscope calibre 1 V/c et base de temps calibre 1  $\mu$ s/c. On peut observer ainsi plusieurs sinusoïdes MF superposées. Ces sinusoïdes peuvent être un peu déformées mais on pourra réduire ces légères déformations en agissant sur le noyau de  $L_2$ . On cherchera un compromis pour avoir le meilleur signal aussi bien à 455 qu'à 480 kHz.

### Réalisation pratique

Le montage sera impérativement monté dans un boîtier métallique et la sortie modulée se fera par prise coaxiale HF genre BNC.

Bien que les transistors TEC 2N 3819 ne soient pas fragiles, on prendra tout de même les précautions en usage avec les effets de champ pour souder  $Q_2$  et  $Q_4$ . Les transistors ( $Q_2$  et  $Q_4$  en particulier) seront soudés en dernier.

Les liaisons relatives aux sorties se feront les plus courtes possibles (moins

de 5 cm). Les résistances  $R_{12}$  et  $R_{13}$  seront soudées directement aux bornes des prises de sortie.

### Utilisation

Procéder comme avec un signal tracer : relier la masse de l'appareil à celle du récepteur radio à dépanner (récepteur transistor seulement) et injecter le signal modulé au niveau des étages HF.

J.-P. VERPEAUX

### Liste des composants

$R_1$  : 4,7 k $\Omega$  (jaune, violet, rouge).  
 $R_2$  : 360  $\Omega$  (orange, bleu, brun).  
 $R_3$  : 470  $\Omega$  (jaune, violet, brun).  
 $R_4$  : 36  $\Omega$  (orange, bleu, noir).  
 $R_5$  : 1,2 k $\Omega$  (brun, rouge, rouge).  
 $R_6$  : 680 k $\Omega$  (bleu, gris, jaune).  
 $R_7$  : 27 k $\Omega$  (rouge, violet, orange).  
 $R_8$  : 27 k $\Omega$  (rouge, violet, orange).  
 $R_9$  : 82 k $\Omega$  (gris, rouge, orange).  
 $R_{10}$  : 82 k $\Omega$  (gris, rouge, orange).  
 $R_{11}$  : 2,2 k $\Omega$  (rouge, rouge, rouge).  
 $R_{12}$  : 47 k $\Omega$  (jaune, violet, orange).  
 $R_{13}$  : 47 k $\Omega$  (jaune, violet, orange).  
 $C_1$  : 1 à 2  $\mu$ F papier.  
 $C_2$  : 22 à 47 nF mylar.  
 $C_3$  : 3,9 pF ou ajustable 0 à 10 pF.  
 $C_4$  : inclus dans  $L_1$  (voir texte).  
 $C_5$  : 1,5 nF mylar.  
 $C_6$  : 470 pF mylar.  
 $C_7$  : inclus dans  $L_2$  (voir texte).  
 $C_8$  : 100 nF mylar.  
 $C_9$  : 100 nF mylar.  
 $C_{10}$  : 1 à 2  $\mu$ F papier.  
 $C_{11}$  : 100 nF mylar.  
 $C_{12}$  : 10 nF mylar.  
 $C_{13}$  : 10 nF mylar.

$P_1$  : 1 k $\Omega$  ajuste la fréquence à 455 kHz.  
 $P_2$  : 1 k $\Omega$  ajuste la fréquence à 480 kHz.  
 $P_3$  : 220  $\Omega$  ajuste l'amplitude de sortie.  
 $P_4$  : 2,2 k $\Omega$  ajuste le taux de modulation.

$L_1$  : transfo MF, 455 kHz.  
 $L_2$  : transfo MF, 455 kHz.

$D_1$  : Zener 8,2 V 1 W.  
 $D_2$  : diode silicium, genre 1N65, 1N4148.

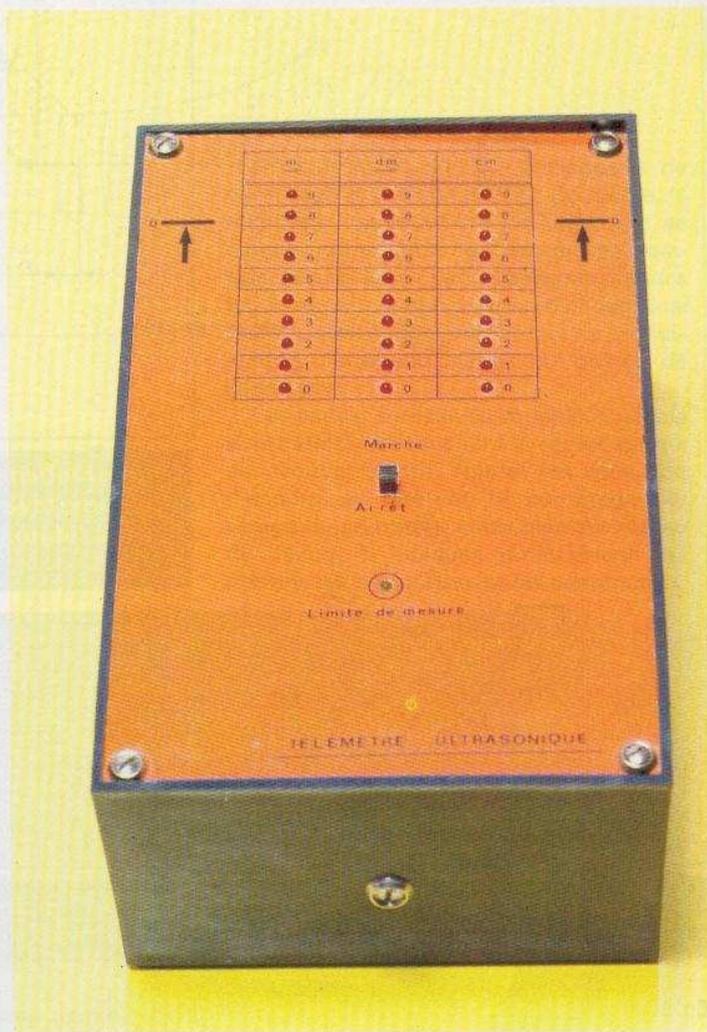
$Q_1$  : 2N1565, 1566 (NPN, silicium) égale-ment 2N3053  
 $Q_2$  : 2N3819 (F.E.T.).  
 $Q_3$  : 2N1565, 2N3053.  
 $Q_4$  : 2N3819 (F.E.T.).  
 $Q_5$  : 2N1565, 1566, 2N3053.  
 $Q_6$  : 2N1565, 1566, 2N3053.

A titre indicatif, quelques types de transfos utilisables pour  $L_1$  et  $L_2$  :

XA 88 H 29  
 MB 63/49 AT  
 MB 61  
 TOKO XA 505  
 TOKO XA 520  
 E.G.I. (noyau blanc).  
 POLY (noyau blanc).

*Dans notre numéro de juillet-août 1979, nous avons décrit un ensemble émetteur-récepteur dont le fonctionnement faisait appel aux ultra-sons. Ces vibrations, inaudibles pour l'oreille humaine, et véhiculés par l'air ambiant permettent d'autres applications dont l'une des plus intéressantes est la détermination de la distance séparant deux points.*

*A l'image de la chauve-souris, véritable radar naturel qui évalue sa position par rapport à des obstacles matériels en détectant l'écho d'une vibration réfléchie, l'appareil décrit ci-après permettra la mesure, au centimètre près, de distances pouvant atteindre cinq mètres. Les applications de ce télémètre, véritable chaîne d'arpenteur électronique, sont évidemment nombreuses : elles peuvent aller de la mesure des trois dimensions d'une pièce à la détermination de la taille d'un individu... l'appareil devenant dans ce cas une toise des plus originales.*



# TELEMETRE ULTRASONIQUE

## I - Le principe

### a) Rappel sur les ultra-sons (fig. 1)

Une membrane, celle d'un haut-parleur par exemple, soumise à des vibrations mécaniques, transmet ces dernières à l'air ambiant sous forme d'ondes sonores se déplaçant de proche en proche, grâce à l'élasticité du milieu. Si la fréquence de ces vibrations est très faible (inférieure à 16 Hz) nous sommes dans le domaine des infra-sons.

Lorsque la fréquence se situe dans une gamme allant jusqu'à 15 kHz, on dit que les vibrations sont sonores. En particulier, elles sont capables de faire vibrer le tympan de l'oreille humaine et de ce fait, sont audibles. Dès que la fréquence dépasse cette valeur, le son correspondant devient inaudible par l'oreille : en effet, le tympan

est dans l'incapacité de vibrer à cette fréquence. Certaines espèces pourtant, dont les chiens et les chauve-souris, disposent d'une ouïe leur permettant de percevoir ces sons.

On a l'habitude de classer les sons de fréquence supérieure à 15 kHz dans le domaine des ultra-sons.

Tout en étant inaudibles, leurs caractéristiques de transmission dans l'air sont tout à fait comparables à celles des sons. En particulier, leur vitesse de propagation dans de l'air à 20 °C est de l'ordre de 340 m/s.

Dans l'application décrite ci-après, nous utilisons des ultra-sons dont la fréquence est de 40 kHz, ce qui correspond à une période  $T = 1/f = 25 \mu\text{s}$ . En conséquence, la distance séparant deux « ondes » successives, autrement dit la « longueur d'onde » est égale à  $\lambda = VT$  soit 8,5 mm.

### b) Influence de la température de l'air

Les lois de la physique permettent de démontrer que :

$$V = \sqrt{\gamma RT}$$

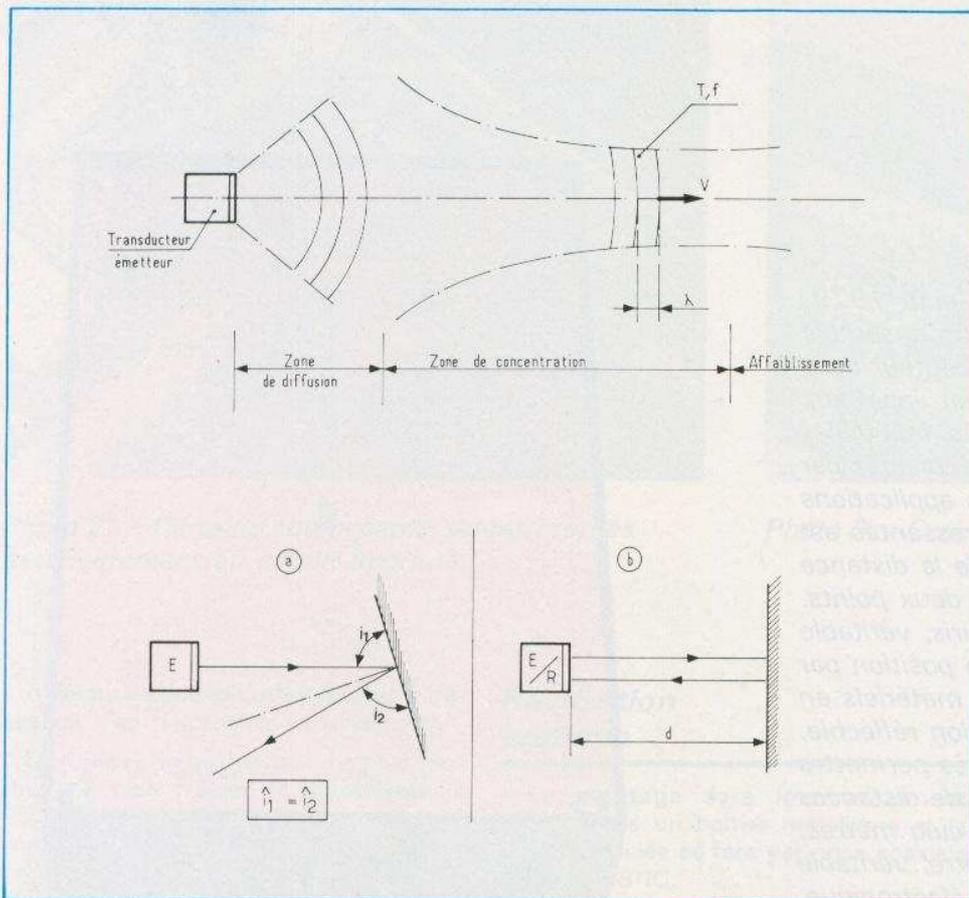
avec

V : Vitesse de propagation en m/s.  
 $\lambda$  : Coefficient d'élasticité du gaz (1,4 pour l'air).

R : Constante des gaz parfaits exprimée en J/kg (281,8 J/kg).

T : Température exprimée en degrés Kelvin ( $T = t \text{ °C} + 273$ ).

Ainsi, compte-tenu de la température de l'air ambiant, on peut constater que la vitesse des ultra-sons dans de l'air à 0 °C est inférieure à celle enregistrée à 20 °C d'une valeur de 3,5 %.



ou tout autre isolant phonique est absorbant.

En d'autres termes, une surface plane non absorbante provoque la réflexion des ondes ultra-sonores à la même fréquence et à la même vitesse, à condition que cette surface reste immobile. Les lois de la réflexion sont tout à fait comparables à celles de la réflexion d'un rayon lumineux sur un miroir par exemple ainsi que le montrent les schémas de la figure 1.

Lorsqu'un ultra-son bref et orienté perpendiculairement à une surface non absorbante frappe ce dernier, il est aussitôt renvoyé suivant la même direction, affaibli certes, vers son émetteur.

Si la distance entre émetteur et obstacle est de « d », il est évident que le trajet de l'onde est de « 2 d » et que le temps écoulé entre le départ de l'ultra-son et son retour (phénomène de l'écho) est de :

$$t = \frac{2d}{V}$$

Exemple numérique :

Si  $d = 3 \text{ m}$ ,  $t = 11,8 \text{ ms}$ .

Fig. 1a et 1b. -- Mise en évidence de la propagation des ultra-sons dans le milieu ambiant et réflexion sur un obstacle non absorbant.

En effet :

$$\frac{V_0}{V_{20}} = \frac{\sqrt{\gamma RT_0}}{\sqrt{\gamma RT_{20}}} = \sqrt{\frac{T_0}{T_{20}}} = \sqrt{\frac{273}{293}} = 0,965$$

### c) Réflexion sur un obstacle non absorbant

Tout obstacle présentant une surface « dure » (bois, métal, mur en béton ou plâtre) peut être considéré comme étant non absorbant. Par contre, le tissu, la mousse

### d) Principe de fonctionnement de l'appareil

Le synoptique est repris en figure 2.

Un ultra-son est envoyé périodiquement vers un obstacle dont on veut connaître l'éloignement. Cet ultra-son est très bref (de l'ordre de  $200 \mu\text{s}$ ) et correspond en conséquence à un train d'ondes comportant  $200/25 = 8$  « ondes » soit une longueur de  $8 \lambda = 68 \text{ mm}$ .

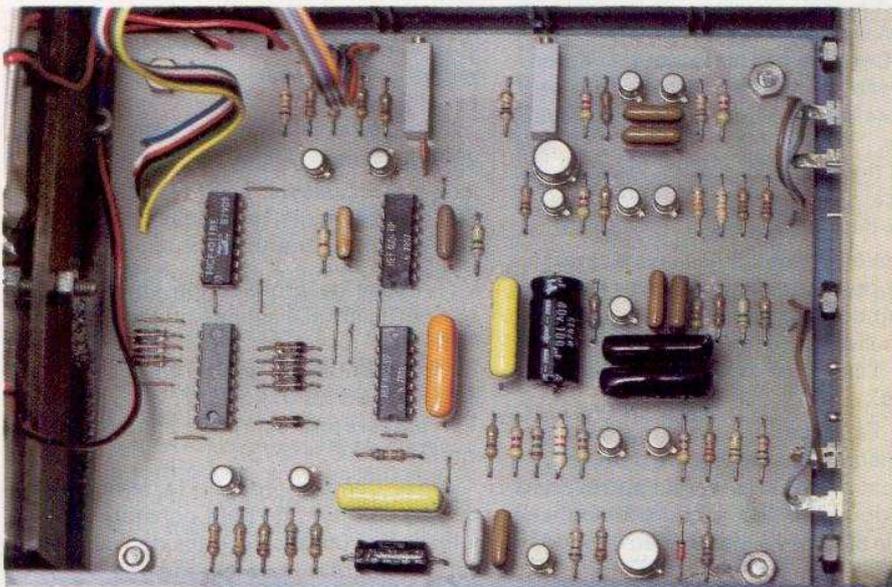
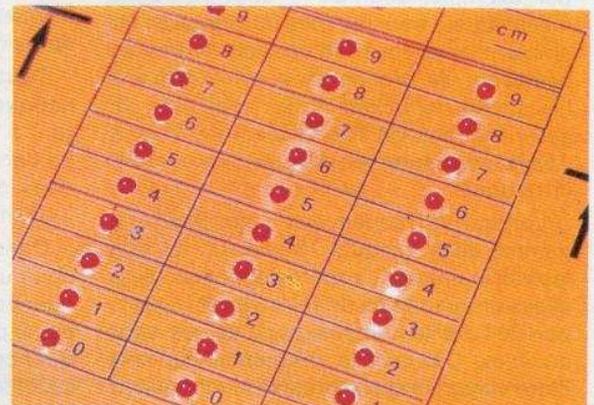
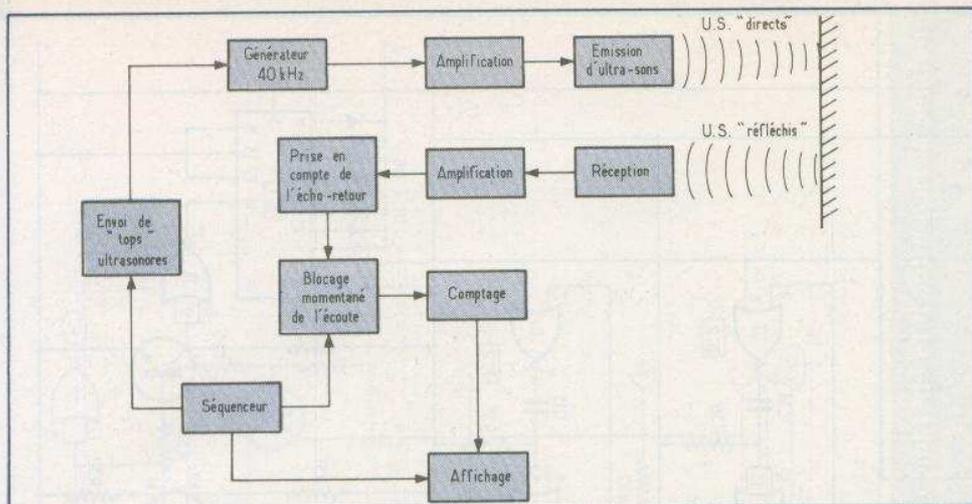


Photo 1

Photo 2



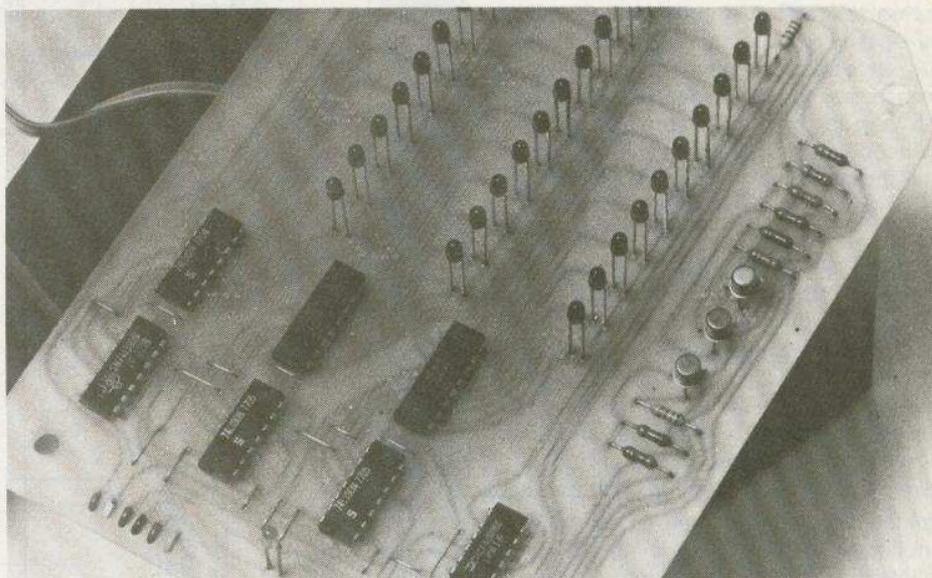


**Fig. 2.** – Synoptique du dispositif retenu ; les deux transducteurs émetteur, récepteur sont logés dans le même boîtier. Un système de comptage mesure le temps écoulé entre le départ de l'onde ultrasonore et son retour.

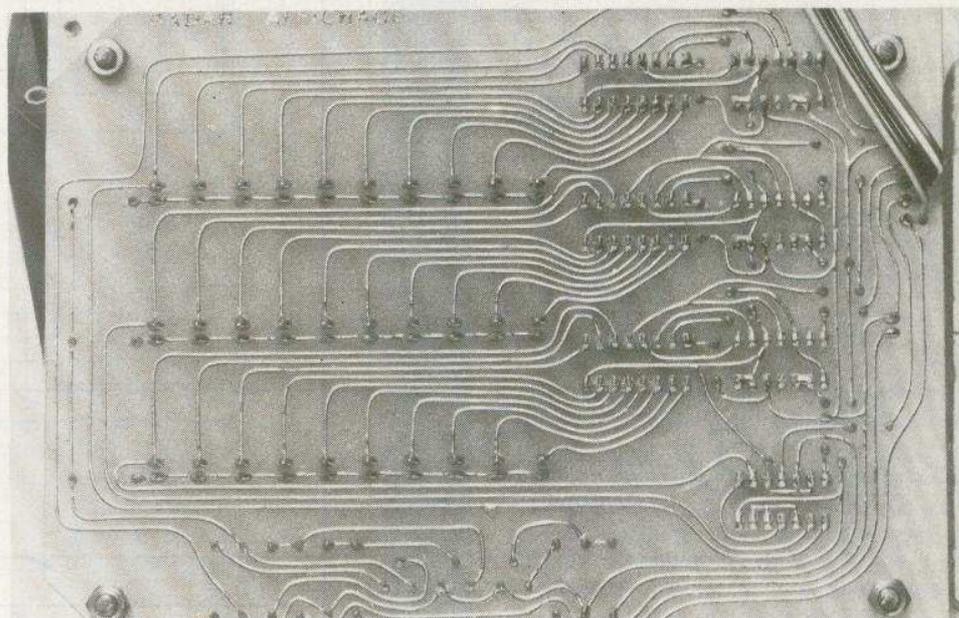
A ce moment précis, un dispositif de comptage prend son départ. De même, le récepteur, placé à côté de l'émetteur se trouve momentanément bloqué en position de non-écoute afin de ne pas prendre en compte la queue du train d'ondes ainsi que tous les échos prématurés se produisant à l'intérieur même du boîtier de l'appareil.

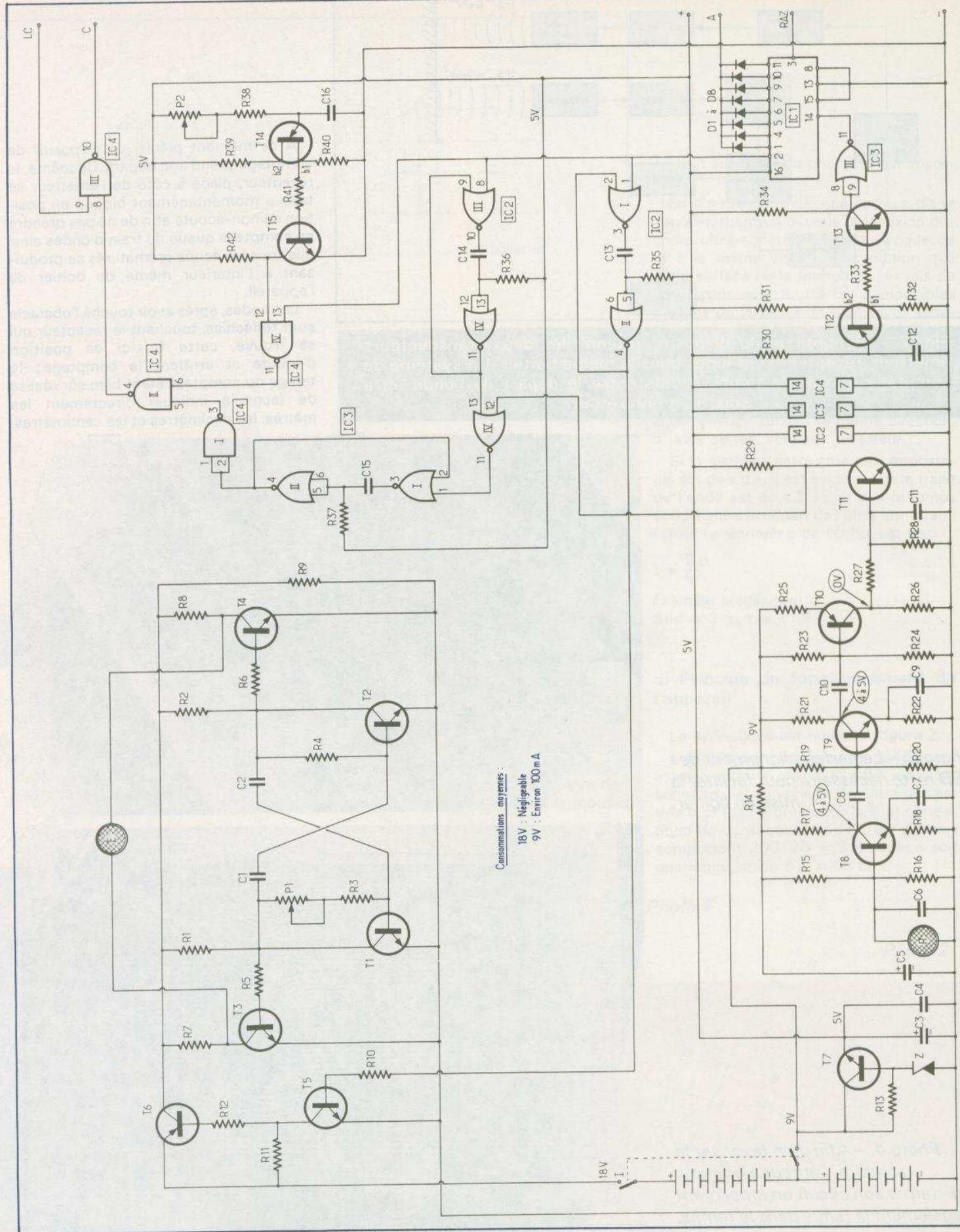
Les ondes, après avoir touché l'obstacle sont réfléchies, touchant le récepteur qui se trouve, cette fois-ci en position d'écoute et arrête le comptage ; le tarage du compteur étant bien sûr réalisé de façon à indiquer directement les mètres, les décimètres et les centimètres.

*Photo 3.* – Le parfait alignement des LED reste nécessaire pour faciliter la mise en boîtier.



*Photo 4.* – Afin d'en favoriser la soudure, l'auteur a pris soin d'étamer son circuit en améliorant également la tenue dans le temps.





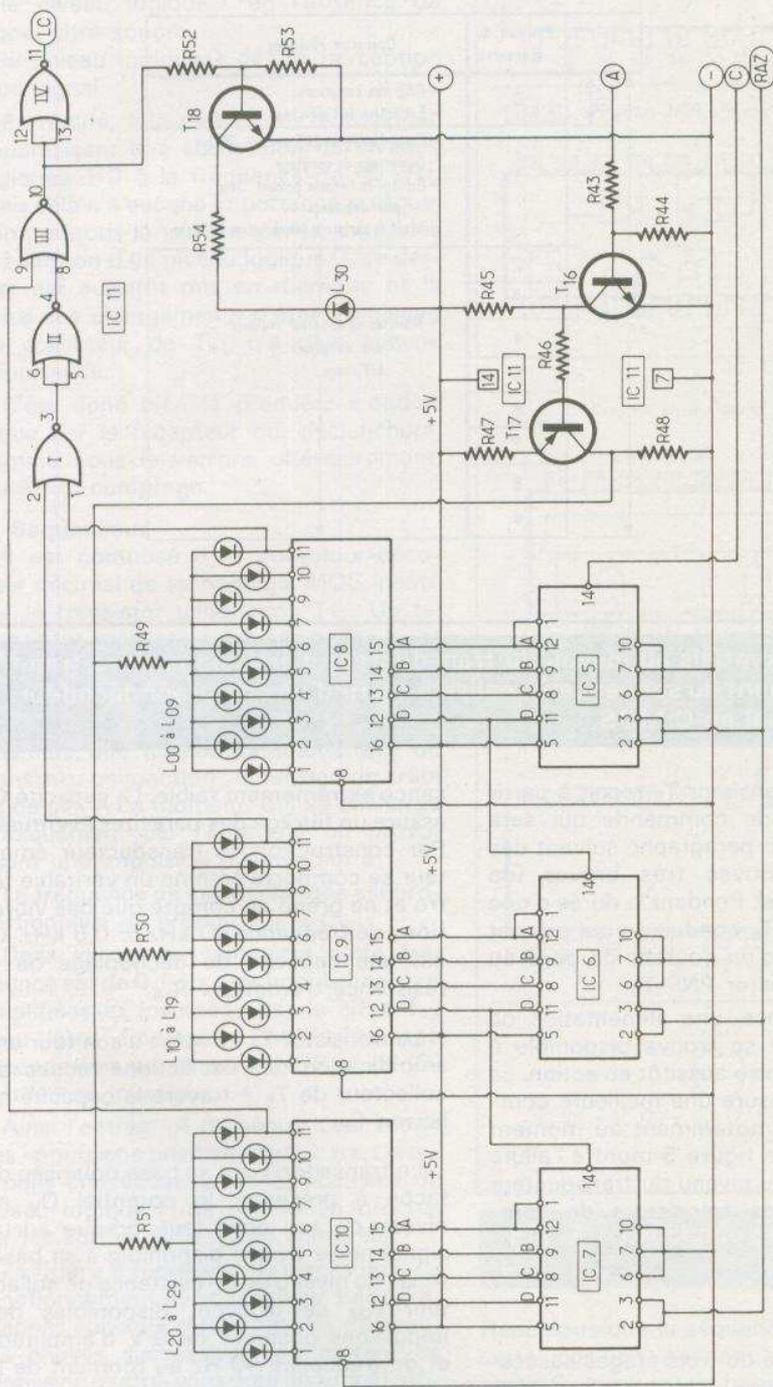


Fig. 3. et 4. - Schéma de principe complet, d'une part l'émetteur et le récepteur ainsi que le système de comptage et d'autre part la section affichage de la valeur mesurée.

Le résultat se trouve affiché, puis effacé, et après une remise à zéro des compteurs, un nouveau cycle recommence. La fréquence de ces cycles est d'environ 1 Hz, ce qui correspond donc à une mesure par seconde.

## II - Fonctionnement électronique

Le schéma général est représenté en figure 3 et 4.

### a) Alimentation

Etant donné que le coffret est portable, il est évident que la source d'énergie sera réalisée par la mise en œuvre de piles. Afin d'obtenir une puissance suffisante au niveau de l'émetteur, une tension d'alimentation relativement conséquente a été choisie. Deux piles de 9 V, montées en série, fournissent ainsi une tension globale de 18 V.

Par contre, au niveau du récepteur, une tension de 9 V est suffisante. Dans le but d'éviter une décharge même minime de l'une des piles lorsque l'appareil est au repos, il est nécessaire de faire appel à un interrupteur bipolaire coupant les bornes positives des piles plutôt que d'installer un interrupteur unipolaire dans la ligne du « moins » général.

Certains circuits imprimés de technologie TTL devant absolument fonctionner sous une tension de 5 V, un régulateur de tension constitué par le transistor NPN T7, R13 et la zener Z a été prévu. Les capacités C3 et C4 sont des capacités de filtrage.

En résumé, l'appareil fournit trois tensions :

- 18 V pour l'alimentation de l'émetteur
- 9 V pour l'alimentation du récepteur.
- 5 V régulés pour l'alimentation de tout le dispositif de comptage, de commande et d'affichage.

### b) Emetteur

Le cœur de l'émetteur est un multivibrateur classique constitué par les transistors NPN T1 et T2, les résistances R1, R2, R3, R4, l'ajustable P1, et les capacités C1 et C2.

Lorsque le montage se trouve sous tension, la fréquence des oscillations disponibles aux collecteurs de T1 et de T2, qui est une fonction de C1-C2 et de R3-R4-P1, est de l'ordre de 40 kHz. Cette fréquence

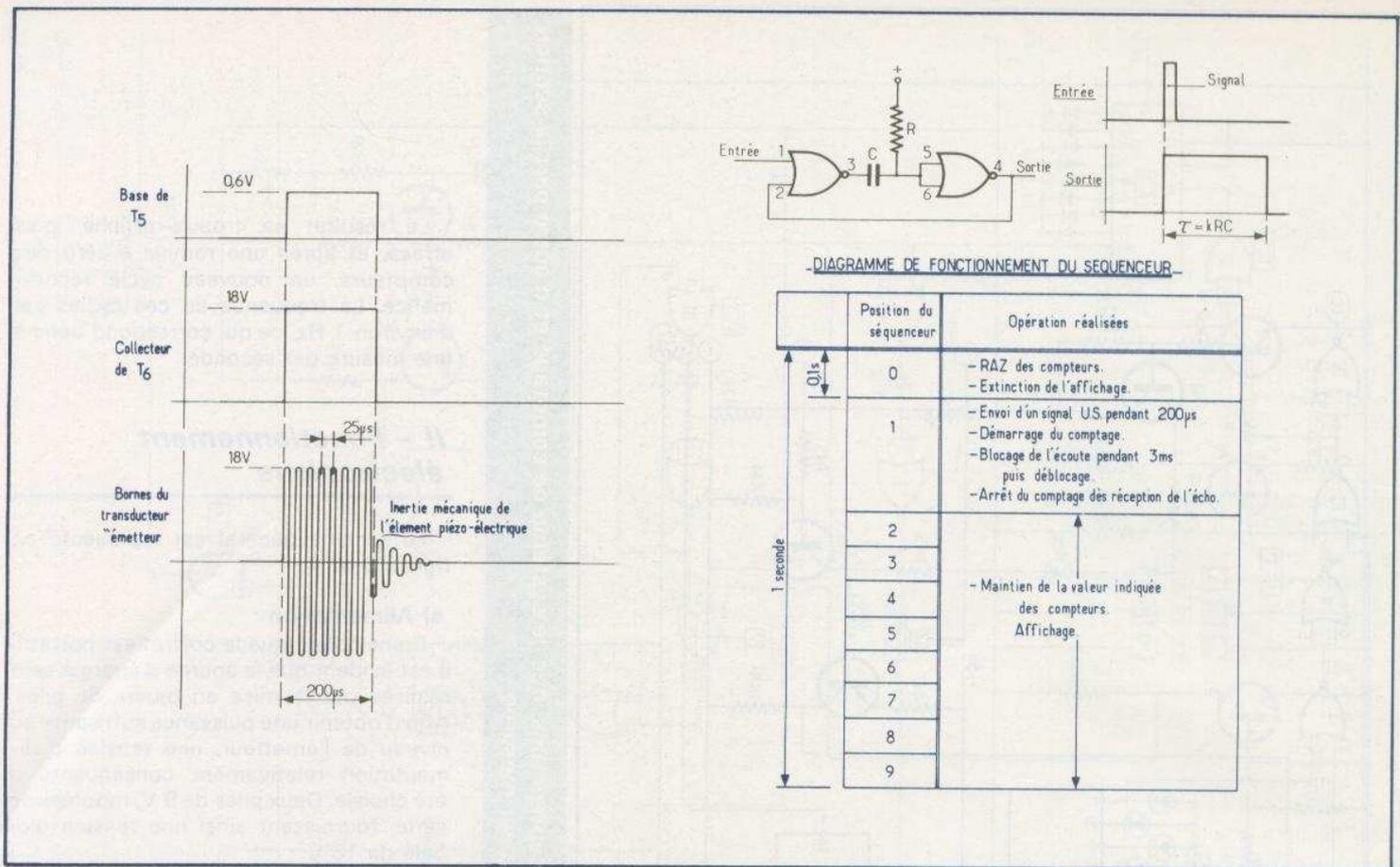


Fig. 5. et 6. - Mise en évidence de l'allure des potentiels au niveau du transducteur d'émission et des transistors de commande. Diagramme de fonctionnement du séquenceur réalisé à partir d'un compteur décodeur décimal en C.MOS.

est à peu près atteinte lorsque  $R_3 + P_1 = R_4$ .

Il convient donc, avant le montage de placer le curseur de l'ajustable à sa position médiane. L'ajustage de la fréquence sera réalisé de façon plus précise comme nous le verrons ultérieurement au chapitre « mise au point et tarage ».

Au niveau des collecteurs de  $T_1$  et de  $T_2$  apparaissent ainsi alternativement des impulsions positives, amplifiées par les transistors  $T_3$  et  $T_4$  si bien que le transducteur E (émetteur) reçoit à ses bornes une tension sinusoïdale de 18 V d'amplitude et de 40 kHz de fréquence.

Le transducteur émetteur ainsi par le récepteur R sont des composants renfermant dans une pastille métallique des éléments piézo-électriques vibrant mécaniquement à la fréquence du courant d'alimentation. Par construction, leur rendement est maximal lorsque la vibration mécanique se réalise à la fréquence de résonance qui est de  $40 \text{ kHz} \pm 0,5 \text{ kHz}$ . Lorsque la fréquence de commande se trouve en dehors de cette plage, le rendement est très médiocre : c'est pour cette raison qu'il conviendra ultérieurement d'effectuer les ajustages nécessaires.

La base du transistor  $T_5$  reçoit à partir d'un dispositif de commande qui sera explicité dans un paragraphe suivant des impulsions positives très brèves (de l'ordre de  $200 \mu\text{s}$ ). Pendant la durée d'une telle impulsion,  $T_5$  conduit ce qui permet l'établissement d'un courant de base au niveau du transistor PNP  $T_6$ .

En conséquence, une alimentation de polarité + 18 V se trouve disponible à l'émetteur qui entre aussitôt en action. La résistance  $R_9$  assure une meilleure commutation de  $T_6$  notamment au moment des coupures. La figure 5 montre l'allure des potentiels au niveau du transducteur émetteur, et des transistors de commande.

### c) Récepteur

Il est constitué de trois étages successifs d'amplification. Un premier étage comprenant le transistor  $T_8$  assure une préamplification du signal reçu par le transducteur récepteur. En effet, ce dernier, frappé par un ultra-son de fréquence 40 kHz, voit son élément piézo-électrique vibrer et transforme ces vibrations mécaniques en oscillations électriques de puis-

sance extrêmement faible. La capacité  $C_6$  assure un filtrage des parasites éventuels. Par construction, le transducteur émetteur se comporte comme un véritable filtre et ne prend en compte que des vibrations de fréquence  $40 \text{ kHz} \pm 0,5 \text{ kHz}$ .  $C_7$  est une capacité de découplage de la résistance d'émetteur  $R_{18}$ .

Le transistor  $T_9$  effectue à son tour une amplification des oscillations reçues du collecteur de  $T_8$  à travers la capacité de liaison  $C_8$ .

Le transistor  $T_{10}$  a sa base polarisée de façon à présenter le potentiel  $0_V$  au niveau de son collecteur lorsque aucun signal ne se trouve disponible à sa base. Ainsi, au niveau de la résistance de collecteur  $R_{26}$  se trouvent disponibles des impulsions positives de 9 V d'amplitude et de fréquence 40 Hz au moment de la réception d'un ultra-son. Le transistor  $T_{11}$  alimenté par la résistance de collecteur  $R_{29}$  sous une tension de 5 V assure la liaison du récepteur avec le dispositif de prise en compte de l'information « réception » qui fonctionne justement sous la tension de 5 V. La capacité  $C_{11}$  est également une capacité de filtrage.

En définitive, le collecteur de T<sub>11</sub> présente :

- le niveau logique 1 en l'absence de signal ultra-sonore.
- le niveau logique 0 dès la perception d'un signal.

En réalité, à la perception d'un signal, apparaissent une succession de niveaux logiques 1-0 à la fréquence de 40 kHz. Mais cela n'a aucune importance puisque, comme nous le verrons par la suite, dès l'apparition d'un niveau logique 0, ce dernier est aussitôt mis en mémoire et la suite des changements d'état au niveau du collecteur de T<sub>11</sub> n'a plus aucune importance.

C'est donc bien la première « onde » reçue par le récepteur qui déclenchera, comme nous le verrons ultérieurement, l'arrêt du comptage.

#### d) Séquenceur

Il est composé d'un compteur-décodeur décimal de technologie MOS, piloté par le transistor unijonction T<sub>12</sub>. Un tel transistor présente entre ses bases b<sub>2</sub> et b<sub>1</sub> une résistance de quelques centaines d'ohms. Le condensateur C<sub>12</sub> se charge progressivement à travers R<sub>30</sub> jusqu'à atteindre une tension caractéristique du transistor unijonction : la tension de crête ou de pic. A ce moment, C<sub>12</sub> se décharge brusquement par l'émetteur en provoquant une impulsion positive sur b<sub>1</sub>.

La fréquence de ces décharges est proportionnelle au produit R<sub>30</sub> x C<sub>12</sub>.

Dans le cas du télémètre cette fréquence est de 0,1 Hz. Ces impulsions sont amplifiées et inversées par le NPN T<sub>13</sub> pour être finalement inversées une seconde fois par la porte NOR III de IC<sub>3</sub> montée en inverseur.

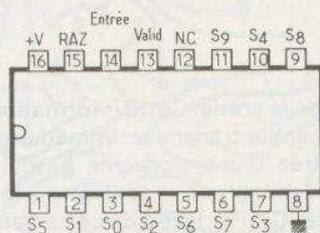
Ainsi l'entrée 14 du séquenceur reçoit des impulsions positives de 0,1 Hz. Ce qui a pour conséquence le déplacement du niveau logique 1, de proche en proche, sur les sorties S<sub>0</sub> à S<sub>9</sub> du compteur.

La figure 6 représente le diagramme de fonctionnement du séquenceur. Les paragraphes suivants reflèteront les différentes phases successives, en partant de l'émission d'ultra-sons pour aboutir à l'affichage du résultat de la mesure. La figure 8 montre le fonctionnement du compteur-décodeur décimal CD 4017 utilisé dans la présente réalisation.

#### e) Commande de l'émission

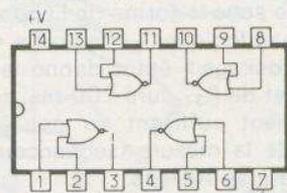
Supposons que le niveau logique 1 soit disponible à la sortie S<sub>1</sub> du séquenceur.

CD 4017 Compteur-Décodeur décimal.



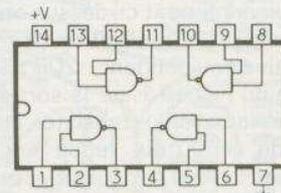
Entrée	S <sub>0</sub>	S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>	S <sub>5</sub>	S <sub>6</sub>	S <sub>7</sub>	S <sub>8</sub>	S <sub>9</sub>
0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
3	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
4	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
5	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
6	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
7	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
8	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
9	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1

CD 4001 4 portes NOR à 2 entrées



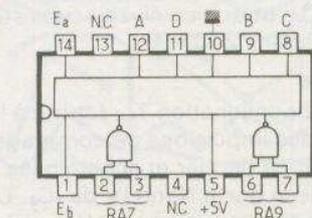
E1	E2	S
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

CD4011 4 portes NAND à 2 entrées



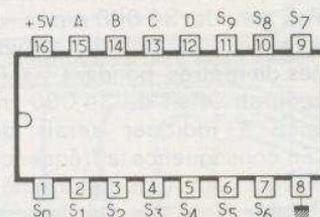
E1	E2	S
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

74 LS 90 Compteur diviseur décimal.



Entrée	A	B	C	D
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	0	0	1
9	1	0	0	1

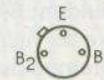
74 LS 42 Décodeur BCD → décimal.



A	B	C	D	S <sub>0</sub>	S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>	S <sub>5</sub>	S <sub>6</sub>	S <sub>7</sub>	S <sub>8</sub>	S <sub>9</sub>
0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1
0	1	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1
1	1	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1
0	0	1	0	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1
1	0	1	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1
1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1
0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1
1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0



BC 108 - BC 177 - 2N 1711 - 2N 2905



2N 2646

Fig. 7. - Brochage et tableau de fonctionnement des circuits intégrés et transistors utilisés.

Rappelons que le séquenceur restera sur cette position pendant 100 ms. Cette sortie S<sub>1</sub> attaque une bascule monostable constituée par les portes NOR I et II de IC<sub>2</sub>. La figure 6 montre le fonctionnement d'un tel type de bascule.

Au repos, l'entrée et la sortie sont au niveau logique 0. Lorsqu'un signal positif apparaît à l'entrée 1, la sortie 3 qui était auparavant au niveau logique 1 passe à 0,

ce qui a pour conséquence la charge de C par R, et le passage à 0 des entrées 5 et 6, d'où le passage à 1 de la sortie 4 et de l'entrée 1. C continue à se charger jusqu'au moment où les entrées 5 et 6 voient leur niveau logique passer à 1, puis la sortie 4 repasse au niveau 0.

Dans l'application présente de cette bascule, et contrairement à l'exemple de la figure 6, la durée de la persistance du

niveau logique 1 sur la sortie 4 est inférieure à la durée du signal d'entrée. En effet, le signal d'entrée dure 100 ms alors que  $C_{13}$  et  $R_{35}$  sont prévus afin que la durée du signal de sortie ne dure que  $200 \mu s$ , soit 500 fois moins ! A titre d'exercice, le lecteur peut éventuellement reconstituer le raisonnement ci-dessus en l'appliquant au cas de la réalisation présente. En définitive, et pendant  $200 \mu s$  après le passage du niveau 1 sur la sortie  $S_1$  du séquenceur, la base du transistor  $T_5$  de commande de l'émetteur reçoit une impulsion positive, ce qui a pour conséquence l'émission d'ultra-sons sous la forme d'un « train d'ondes » de 68 mm de longueur. Ce train d'ondes quitte le transducteur émetteur pour se propager dans l'air.

#### f) Blocage de l'écoute

Afin de ne pas perturber la mesure par la réception d'un écho prématuré et indésirable (réflexion dans le fond du boîtier par exemple) il est nécessaire de bloquer l'écoute pendant un certain temps, au moment de l'émission. L'expérience montre qu'il est prudent de fixer ce temps à environ 3,5 ms. Pendant ce temps, le train d'ondes aura parcouru une distance d'environ 1,20 m, ce qui a pour conséquence l'impossibilité d'une mesure inférieure à 60 cm (57 cm dans la maquette décrite).

Ce temps de blocage est obtenu par la bascule monostable constituée par les portes NOR III et IV et  $IC_2$ . Cette bascule reçoit bien entendu le même signal positif à l'entrée que la bascule précédente. En conséquence, et pendant 3,5 ms, la sortie 11 de  $IC_2$  se trouve au niveau logique 1. Ainsi, pendant ce temps, la sortie 11 de la porte IV de  $IC_3$  se trouve bloquée au niveau logique 0, quel que soit le niveau de l'entrée 12 de  $IC_3$  reliée au récepteur.

#### g) Prise en compte de l'écho :

L'écoute étant déblocuée 3,5 ms après le départ de l'émission, l'entrée 13 de la porte IV de  $IC_3$  passe au niveau 0. Rappelons que si aucun signal n'est perçu au niveau du récepteur, l'entrée 12 de la même porte se trouve au niveau logique 1. En conséquence, la sortie 11 de la porte est au niveau 0. Dès la perception de la première « onde » réfléchie par un obstacle par le récepteur, l'entrée 12 passe momentanément au niveau logique 0, ce qui a pour effet immédiat le passage

au niveau 1 de la sortie. Cette information est bien entendu transmise immédiatement à l'entrée d'une troisième bascule monostable constituée par les portes NOR I et II de  $IC_3$ . Par le jeu de cette bascule, la première onde ayant ainsi frappé le transducteur récepteur se trouve ainsi mis en mémoire sous la forme de l'apparition d'un niveau logique 1 à la sortie 4 de  $IC_3$ . Ce « stockage » étant donné les valeurs de  $C_{15}$  et de  $R_{37}$  dure 200 ms, ce qui est largement suffisant vu que le temps global de la mesure (séquenceur sur  $S_0$ ) ne dure que 100 ms.

En conclusion de ce paragraphe, on constatera donc que le retour de l'écho ultra-sonique se manifeste par l'apparition d'un niveau 0 à la sortie 3 de la porte NAND I de  $IC_4$ , et que ce niveau subsiste au moins pendant 200 ms.

#### h) Comptage

Le transistor unijonction  $T_{14}$  fournit à la base de  $T_{15}$  des impulsions de comptage, amplifiées par ce dernier et acheminées à l'entrée 12 de la porte Nand IV de  $IC_4$ . La fréquence de ces impulsions se détermine aisément par un simple calcul. En effet, étant donné qu'il s'agit de « compter » des centimètres et que la vitesse des ultra-sons dans l'air est de  $34\,000 \text{ cm/s}$ , si notre télémètre avait une portée de quelques centaines de mètres, pendant 1 s, la distance parcourue serait de  $34\,000 \text{ cm}$  et la distance à indiquer serait de  $17\,000 \text{ cm}$ . En conséquence la fréquence des impulsions de comptage déterminée par  $R_{38}$ , l'ajustable  $P_2$  et  $C_{12}$  doit être de 17 kHz à  $20^\circ \text{C}$ . Bien entendu, le tarage précis se fera par l'action sur l'ajustable  $P_2$  au moment de la mise au point définitive. Dans un premier temps, on se contentera de placer  $P_2$  sur sa position médiane.

L'entrée 13 de la porte Nand IV de  $IC_4$  se trouvant au niveau logique 1, dès le départ de l'émission, les impulsions de comptage se trouvent disponibles à la sortie 11 de cette porte pendant toute la durée où le séquenceur est en position  $S_1$  ; ces mêmes impulsions se trouvent transmises à l'entrée 6 de la porte Nand II de  $IC_4$ , dont l'autre entrée 5 se trouve au niveau :

- 1 tant que l'écho de retour n'a pas atteint le récepteur.
- 0 dès que cet écho s'est manifesté.

En d'autres termes, les impulsions de comptage sont disponibles à la sortie 4 de la porte NAND II de  $IC_4$ , tant que l'écho n'a pas été perçu par le récepteur.

Nous admettrons provisoirement que l'entrée 9 de la porte Nand III de  $IC_4$  se trouve au niveau logique 1, ce qui a pour résultat l'obtention des impulsions de comptage à la sortie 10 de cette même porte.

Ce comptage attaque l'entrée d'un premier compteur  $IC_5$  qui est un diviseur décimal à sortie BCD mesurant les centimètres.

La sortie D de ce compteur se trouve reliée à l'entrée du compteur  $IC_6$  mesurant les décimètres, dont la sortie est reliée à son tour à  $IC_7$  qui est le compteur du nombre de mètres.

#### i) Affichage des résultats

A partir de ce stade, il aurait été possible d'afficher les résultats directement sous la forme digitale en utilisant des décodeurs BCD 7 segments et trois digits. Nous n'avons pas retenu cette solution parce qu'elle se trouve trop... gourmande en courant. En effet, l'allumage de 7 segments consomme 7 fois plus d'énergie que l'allumage d'une Led de 3 mm de diamètre.

En définitive, les résultats se trouvent affichés à l'aide de trois groupes de 10 LED de 3 mm de diamètre numérotées de 0 à 9. Le décodage BCD — décimal est réalisé grâce aux trois décodeurs  $IC_8$ ,  $IC_9$  et  $IC_{10}$ .

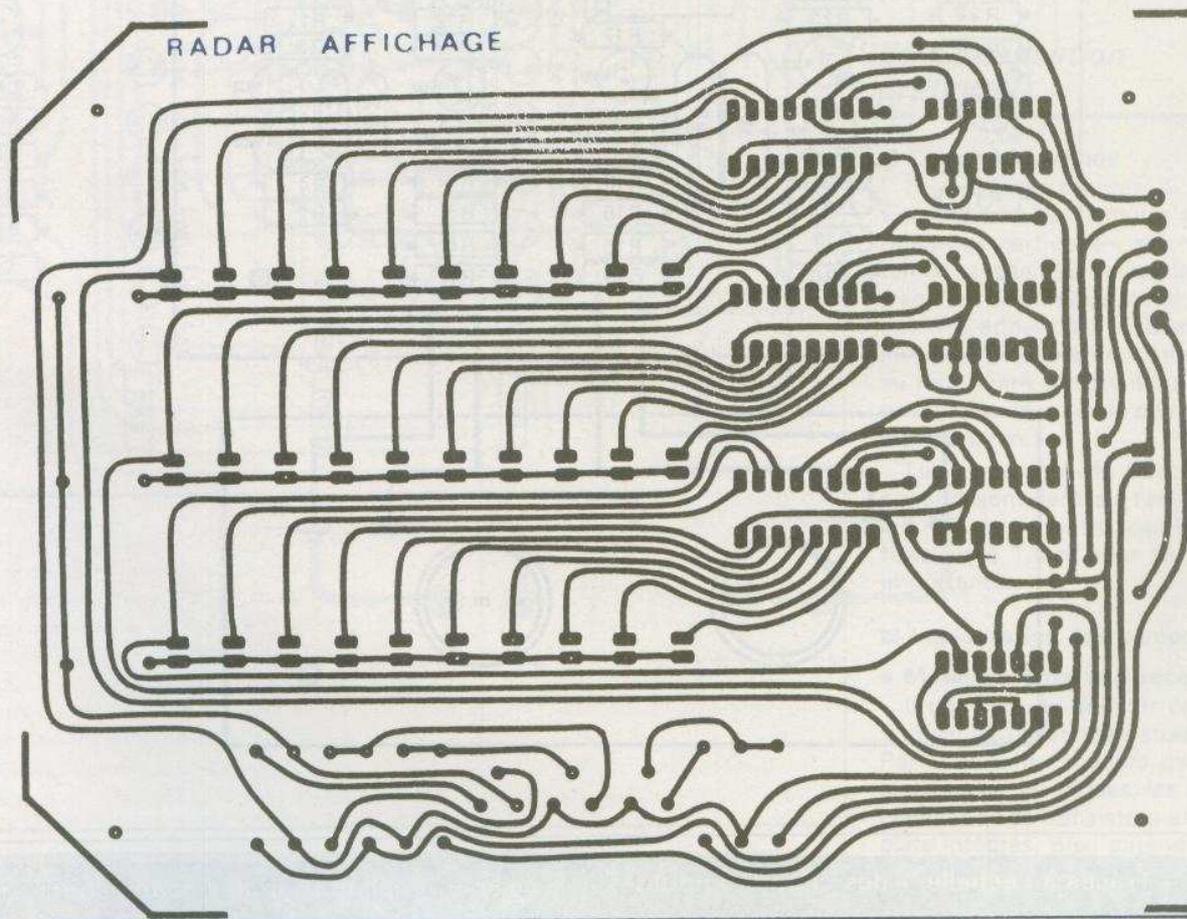
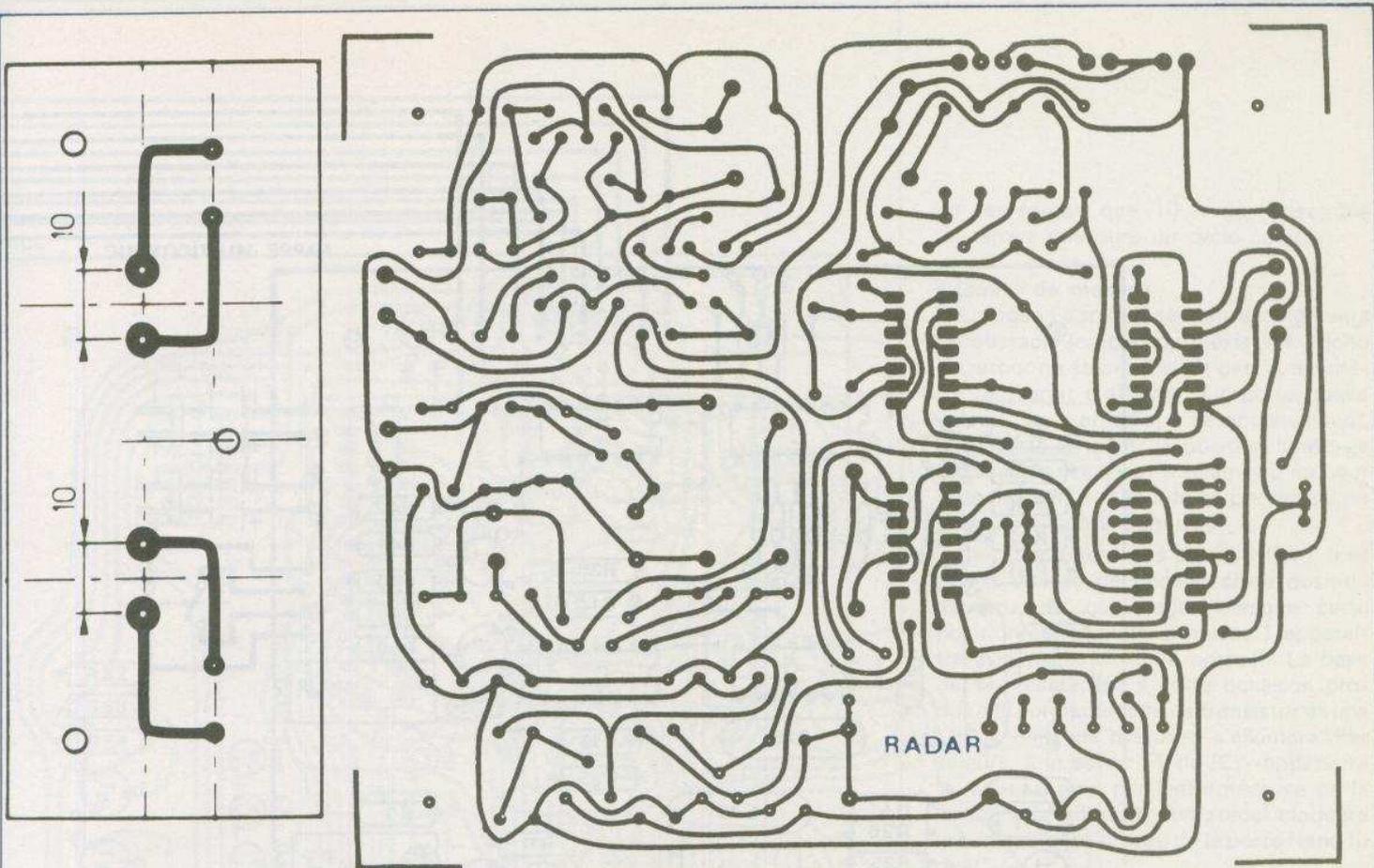
L'affichage ne peut s'apercevoir que si le séquenceur occupe les positions  $S_2$ ,  $S_3$ ,  $S_4$ ,  $S_5$ ,  $S_6$ ,  $S_7$ ,  $S_8$  et  $S_9$ , grâce à l'alimentation de la base du transistor  $T_{16}$  à travers l'une des diodes  $D_1$  à  $D_6$ .  $T_{17}$  assure l'amplification nécessaire à l'alimentation des 3 LED concernées après une mesure.

Lorsque le séquenceur occupe la position  $S_0$ , se produit d'une part l'extinction de l'affichage et la remise à zéro de tous les compteurs par l'envoi d'une impulsion positive sur les broches 2 et 3 des compteurs 74 LS90.

A noter par ailleurs que les circuits intégrés du type LS consomment très peu de courant, beaucoup moins que leurs homologues de la série 7400. Quant aux circuits MOS, il n'est un secret pour personne que leur consommation est pratiquement nulle.

Par la suite, le séquenceur voit le niveau logique 1 se déplacer à nouveau sur  $S_1$  et un nouveau cycle de mesure débute.

En résumé, il se produit une mesure par seconde, avec 80 % du temps d'affichage et 20 % d'extinction des LED. La mesure



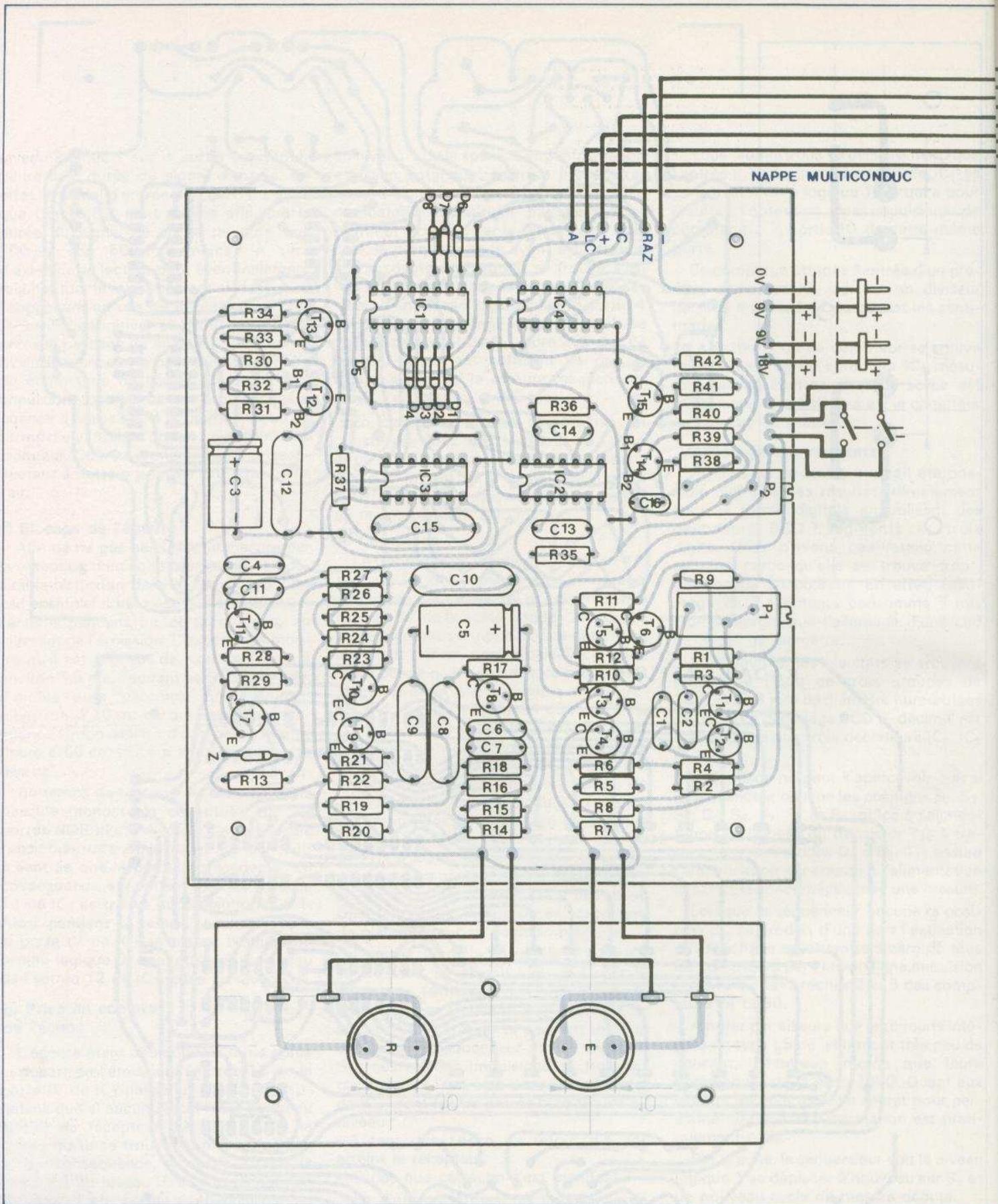
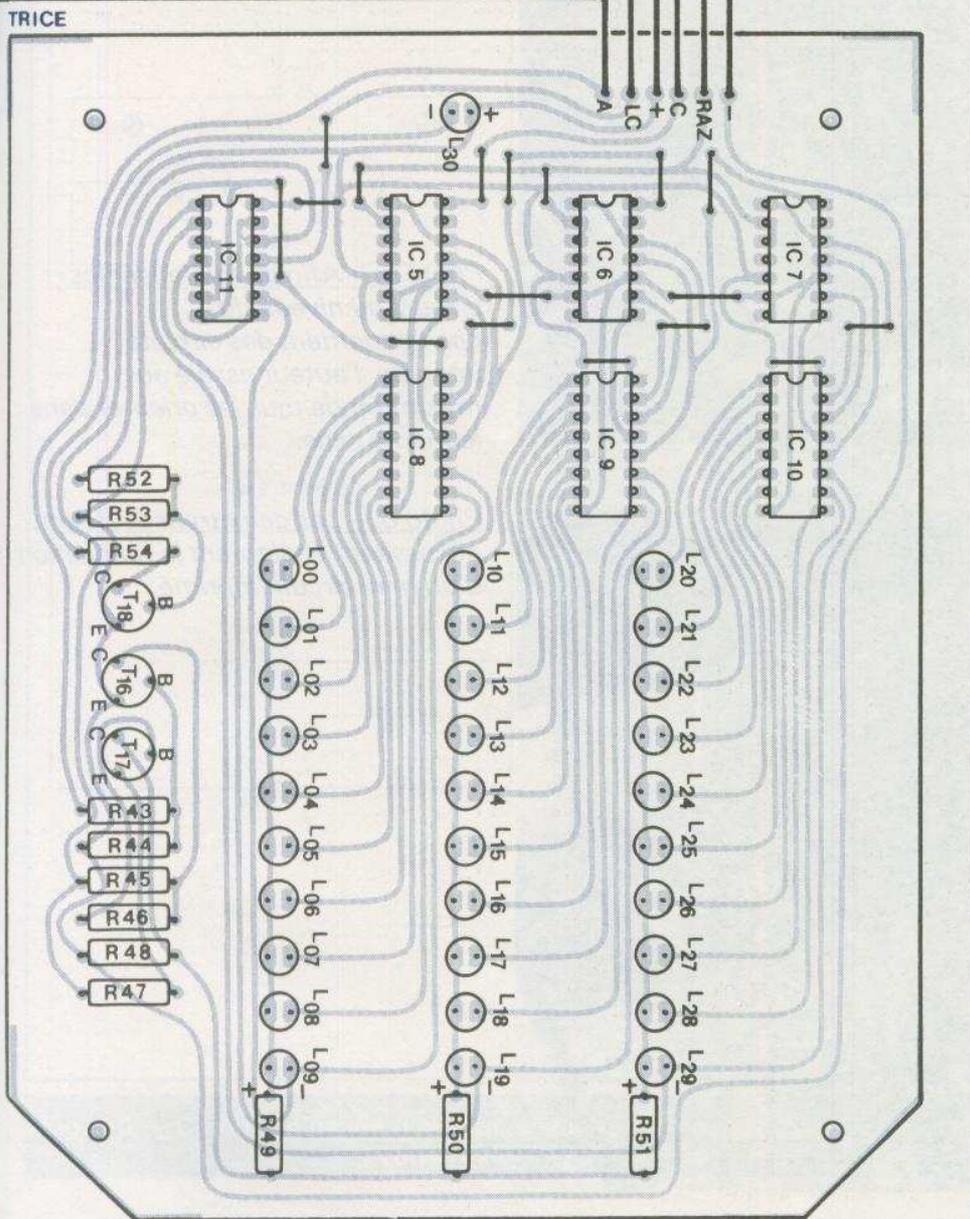


Fig. 8. et 9. - Tracés à l'échelle 1 des circuits imprimés à réaliser et implantation des composants. Attention au



ne représente que 10 % de l'ensemble du temps que dure un cycle complet.

#### j) Limite de mesure

Lorsque l'appareil se trouve dirigé vers un obstacle lointain ou inexistant, l'écho de retour ne se produisant pas, le télémètre risquerait d'afficher n'importe quelle valeur. Pour remédier à cet inconvénient, il suffit de détecter la position limite de 9,99 mètres que notre télémètre ne peut obtenir, compte tenu de sa portée qui ne dépassera guère 5 mètres.

Le groupement des portes NOR I, II et III est chargé de déceler cette position extrême du comptage. Lorsque cette position est atteinte le niveau 1 apparaîtra à la sortie 10 de la porte III. La base de T<sub>18</sub>, alimentée à cette occasion produira la conduction de ce transistor et une LED « limite de mesure » s'allumera. Par ailleurs, à la sortie 11 de IC<sub>11</sub> apparaîtra le niveau 0, qui par l'intermédiaire de la liaison LC (limite de comptage) bloquera le comptage ou niveau de la porte Nand III de IC<sub>4</sub>.

### III - Réalisation pratique

#### a) Circuits imprimés

Ils sont représentés à l'échelle 1 en figure 8. Leur réalisation n'appelle aucune remarque particulière sinon qu'il est fortement conseillé d'utiliser les éléments de transfert disponibles sur le marché. (bandelettes adhésives, pastilles, décalcomanies pour circuits imprimés). Ils peuvent se reproduire directement sur cuivre ou encore par un procédé photographique de reproduction.

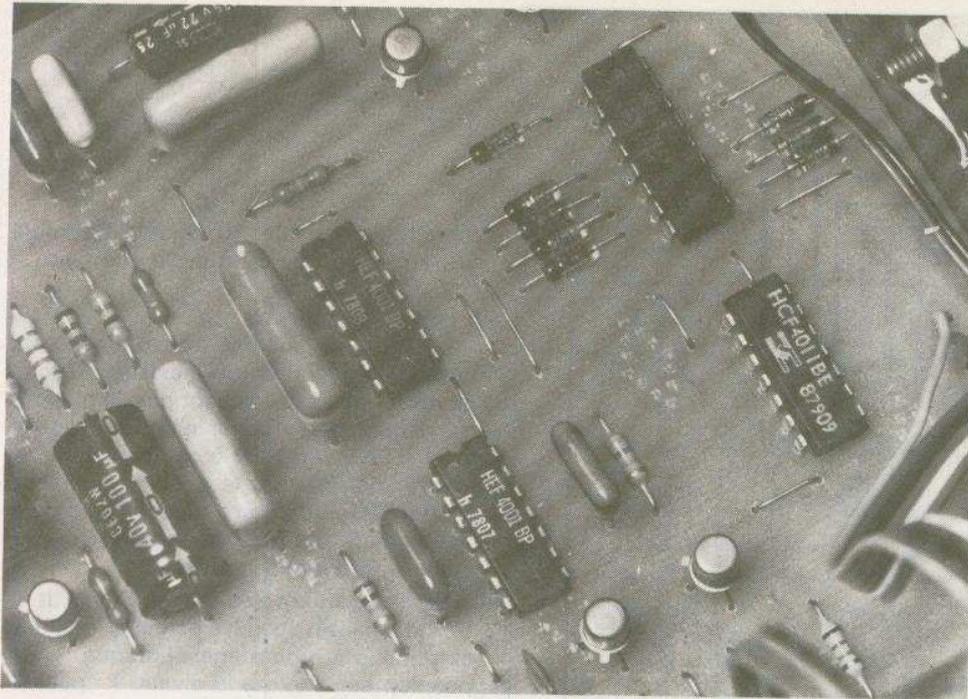
Les trous destinés à recevoir les composants sont percés à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre pour les petites pastilles, et à 1 mm pour les pastilles plus importantes.

#### b) Implantation des composants (fig. 3)

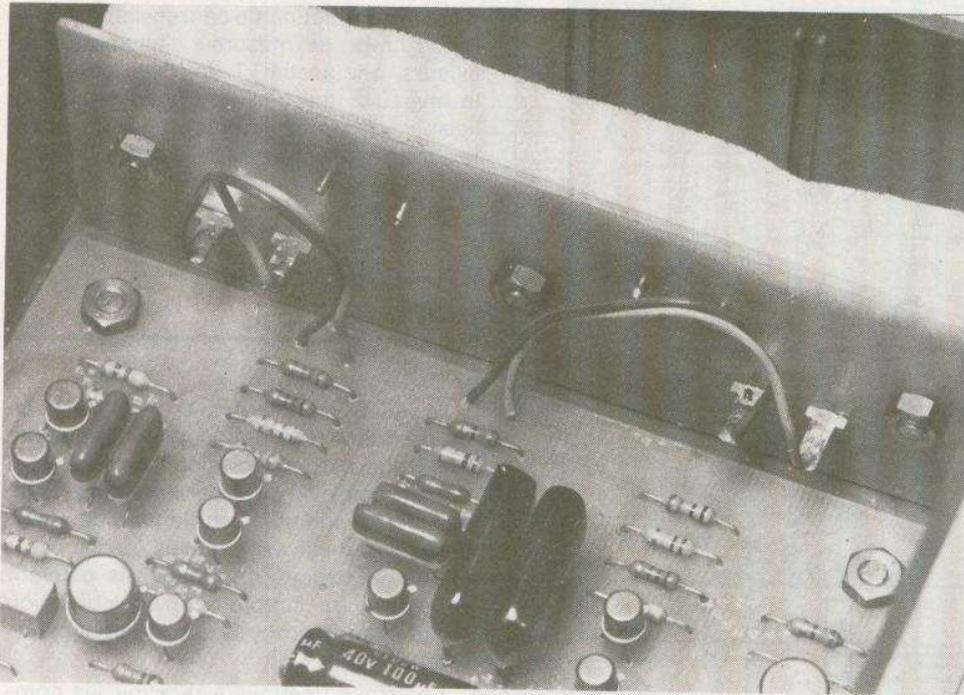
##### ● Module « Emetteur-récepteur »

Il convient de débiter cette implantation par les différents « straps » de liaison. Par la suite on soudera dans l'ordre, les résistances, les diodes, les ajustables, les capacités, les transistors et enfin les circuits intégrés. Bien entendu, il faut faire très attention à l'orientation de ces différents composants

straps, assez nombreux, et à l'alignement des LED pour l'esthétique finale.



*Photo 5. – Afin de minimiser les erreurs au niveau du positionnement des circuits intégrés, l'auteur essaie au maximum de tous les orienter dans le même sens.*



*Photo 6. – Les deux transducteurs nécessitent également la fabrication d'un mini circuit imprimé.*

#### ● Module « Comptage-Affichage »

On utilisera le même ordre de montage. La mise en place des LED demande cependant un soin tout particulier ; en effet leur hauteur doit être uniforme. Avec de la méthode, de la patience et un peu de savoir-faire, aucun problème particulier ne doit surgir.

#### ● Module « Transducteurs »

Compte tenu de la masse importante que représentent les transducteurs, il est nécessaire de les souder à l'aide d'un fer à souder un peu plus puissant (de l'ordre de 50 à 100 W).

#### c) Le travail du coffret TEK0

La figure 10 représente les divers aménagements à apporter au coffret en question.

Le module « Emetteur-Récepteur » est à monter directement sur le fond du boîtier en respectant les cotes indiquées sur le schéma. Les deux piles de 9 V sont immobilisées par un système de fixation approprié. Le module « Transducteurs » est bien entendu fixé sur la face avant du boîtier dans laquelle on aura pratiqué les trous nécessaires.

Il convient d'entourer les transducteurs,

dans l'espace existant entre leur module et la face avant du boîtier, de mousse synthétique. Cette disposition limite les éventuels échos « parasites » à l'intérieur du boîtier.

Le module « comptage-affichage » est directement monté sur le couvercle à l'aide de vis formant entretoises. Attention au perçage des trous de passage des LED ; la présentation et l'esthétique finales en dépendent. Le boîtier sera percé également de deux trous permettant le passage d'un tournevis et donnant accès aux ajustables P<sub>1</sub> et P<sub>2</sub>.

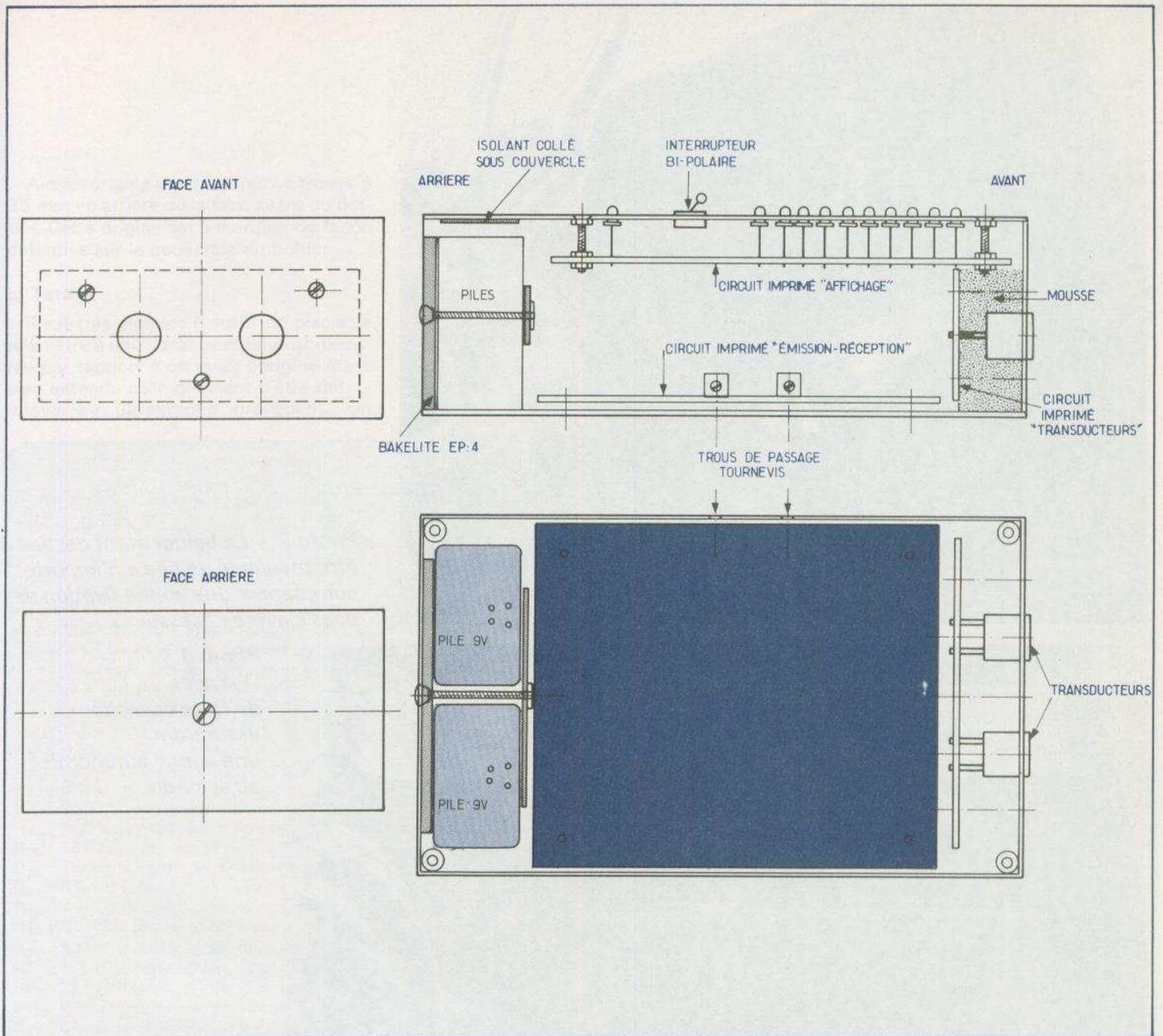


Fig. 10. - Comme d'usage, l'auteur a soigné la présentation, mais ceci implique quelques aménagements que vous réaliserez facilement en suivant les cotes indiquées.

#### IV - Mise au point et tarage

##### a) La portée

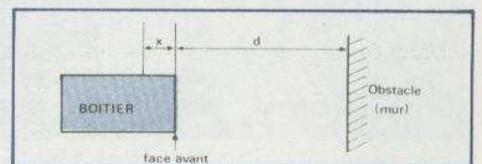
Elle sera maximale dans la mesure où la fréquence ultra-sonique sera proche de 40 kHz. Pour obtenir ce réglage, on dirigera l'appareil sur un mur ou une armoire à une distance de l'ordre du mètre. Ensuite en cas d'apparition de l'indication « limite de mesure » on agira sur  $P_1$  de façon à obtenir un résultat de mesure (peu importe ce résultat pour l'instant). Ensuite on s'éloignera de ce mur jusqu'au moment où un deuxième ajustement se révèle nécessaire, et ainsi de suite.

L'appareil décrit dans le présent article donne des indications jusqu'à environ 5 m.

La portée maximale est atteinte lorsqu'aucune amélioration par l'action sur  $P_1$  n'est plus possible.

##### b) Détermination de l'origine des mesures

L'expérience montre que cette origine n'est pas forcément le plan de la face avant du boîtier. En effet, les diverses inerties mécaniques des éléments piézo-électriques faussent légèrement la mesure. Il convient donc de situer cette origine avec précision.



Cette détermination peut se réaliser mathématiquement par le moyen suivant :

Supposons que cette origine se trouve à  $x$  mm de la face avant du boîtier.

En effectuant une première mesure, la face avant du boîtier étant disposée à «  $d$  » mm d'un obstacle ( $d$  est à mesurer), on

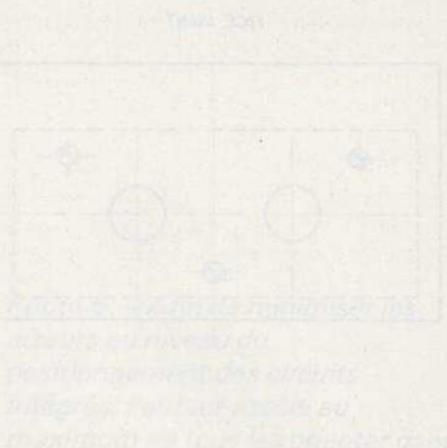
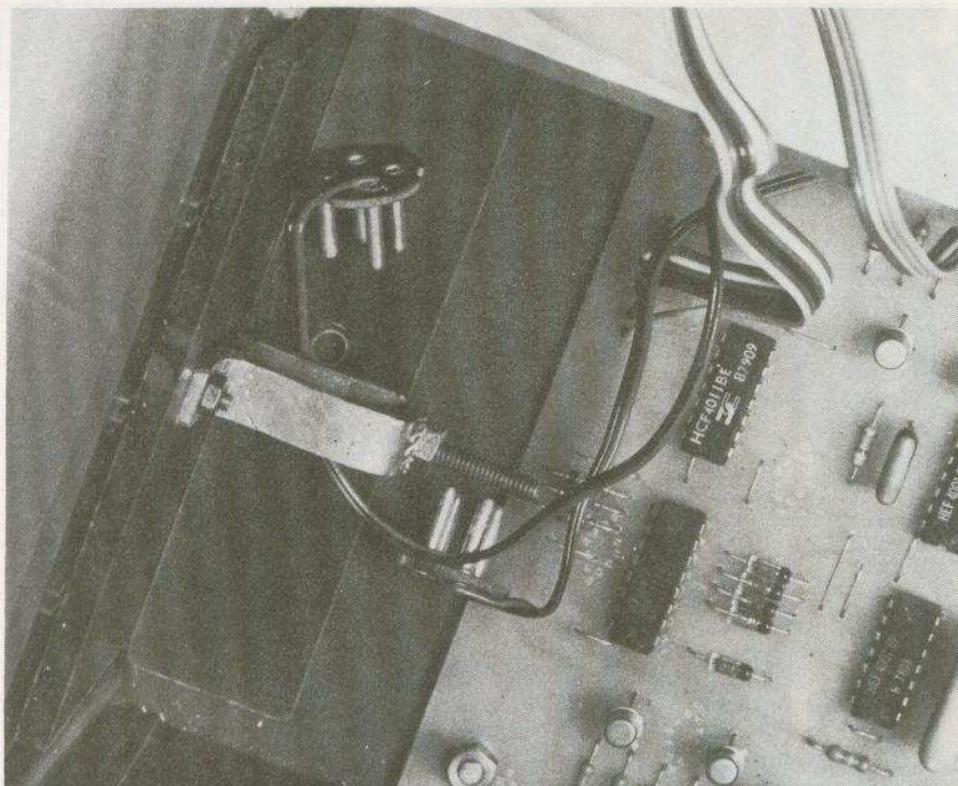


Photo 7. - Le boîtier étant destiné à être manipulé un peu « n'importe comment », une bonne fixation des piles s'avère nécessaire.

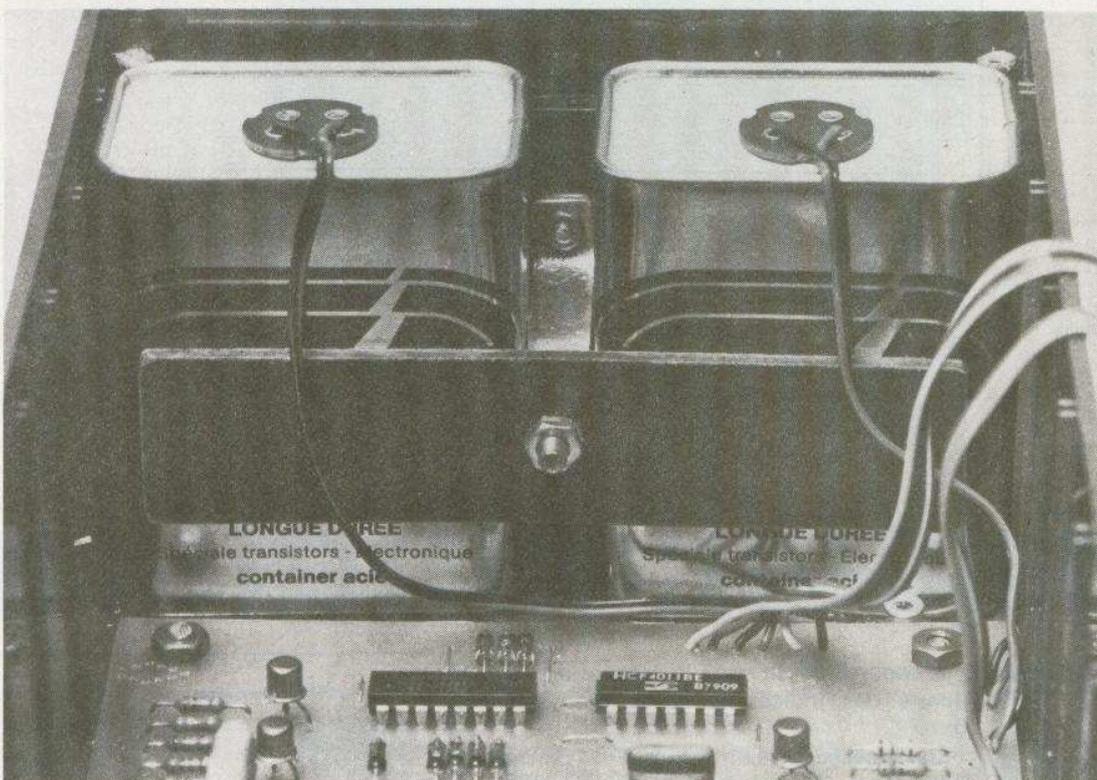


Photo 8. Des piles de forte capacité assureront une bonne autonomie au système.

obtiendra un affichage (qui peut être différent de la mesure, peu importe pour l'instant) que l'on désignera « a ».

Il est évident que  $a = k(d + x)$  (k étant un coefficient de proportionnalité).

Par la suite, on effectuera une deuxième mesure en prenant « d » différent, beaucoup plus important, et bien

entendu on obtiendra un affichage « a » différent.

On aura ainsi les relations :  
 $a_1 = k(d_1 + x)$      $\frac{a_1}{a_2} = \frac{d_1 + x}{d_2 + x}$   
 $a_2 = k(d_2 + x)$      $\frac{a_1}{a_2} = \frac{d_1 + x}{d_2 + x}$   
 ou encore

$a_1(d_2 + x) = a_2(d_1 + x)$   
 de cette relation on tire la valeur de x :  
 $x = \frac{a_1 \cdot d_2 - a_2 \cdot d_1}{a_2 - a_1}$

Dans le cas de l'appareil décrit, nous avons relevé :

pour  
 $d_1 = 1\ 000\text{ mm}$ ,  $a_1 = 104$   
 $d_2 = 3\ 100\text{ mm}$ ,  $a_2 = 315$

En appliquant la relation ci-dessus :

$$x = \frac{(104 \cdot 3100) - (315 \cdot 1000)}{315 - 104}$$

$$x = 35\text{ mm}$$

Ainsi, l'origine des mesures se trouve à 35 mm en arrière de la face avant du boîtier. Cette origine est à marquer de façon définitive sur le couvercle du boîtier.

### c) Tarage

Il est très simple : il suffit de placer le télémètre à une distance connue et mesurée par rapport à un mur ; l'origine étant bien entendu celle qui vient d'être déterminée au paragraphe précédent. On

s'arrangera pour que cette distance représente un nombre entier de centimètres (par exemple 120 cm).

Ensuite l'appareil étant mis en marche, on agira sur l'ajustable P<sub>2</sub> de façon à ce que l'appareil indique la valeur correcte. Le télémètre est ainsi taré avec toute la précision requise.

En plaçant l'appareil au sol, en position verticale, on peut ainsi relever un affichage donné (qui n'est pas exactement la

hauteur de la pièce puisque le point d'origine ne se trouve pas au niveau du sol, mais peu importe). Placez ensuite l'appareil sur la tête d'une personne. La différence des deux valeurs vous donnera la taille de cette personne qui aura ainsi été « toisée », très vraisemblablement pour la première fois de sa vie, de façon... ultrasonique.

Robert KNOERR

## Liste des composants

### a) Module « Emetteur-récepteur »

12 straps de liaison, 5 horizontaux, 7 verticaux.

R<sub>1</sub> : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)  
 R<sub>2</sub> : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)  
 R<sub>3</sub> : 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge)  
 R<sub>4</sub> : 18 kΩ (marron, gris, orange)  
 R<sub>5</sub> : 33 kΩ (orange, orange, orange)  
 R<sub>6</sub> : 33 kΩ (orange, orange, orange)  
 R<sub>7</sub> : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)  
 R<sub>8</sub> : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)  
 R<sub>9</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange)  
 R<sub>10</sub> : 47 kΩ (jaune, violet, orange)  
 R<sub>11</sub> : 12 kΩ (marron, rouge, orange)  
 R<sub>12</sub> : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)  
 R<sub>13</sub> : 560 Ω (vert, bleu, marron)  
 R<sub>14</sub> : 560 Ω (vert, bleu, marron)  
 R<sub>15</sub> : 150 kΩ (marron, vert, jaune)  
 R<sub>16</sub> : 15 kΩ (marron, vert, orange)  
 R<sub>17</sub> : 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge)  
 R<sub>18</sub> : 470 Ω (jaune, violet, marron)  
 R<sub>19</sub> : 100 kΩ (marron, noir, jaune)  
 R<sub>20</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange)  
 R<sub>21</sub> : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)  
 R<sub>22</sub> : 220 Ω (rouge, rouge, marron)  
 R<sub>23</sub> : 4,7 kΩ (jaune, violet, orange)  
 R<sub>24</sub> : 82 kΩ (gris, rouge, orange)  
 R<sub>25</sub> : 150 Ω (marron, vert, marron)  
 R<sub>26</sub> : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)  
 R<sub>27</sub> : 47 kΩ (jaune, violet, orange)  
 R<sub>28</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange)  
 R<sub>29</sub> : 12 kΩ (marron, rouge, orange)  
 R<sub>30</sub> : 180 kΩ (marron, gris, jaune)  
 R<sub>31</sub> : 470 Ω (jaune, violet, marron)  
 R<sub>32</sub> : 100 Ω (marron, noir, marron)  
 R<sub>33</sub> : 33 kΩ (orange, orange, orange)  
 R<sub>34</sub> : 12 kΩ (marron, rouge, orange)  
 R<sub>35</sub> : 150 kΩ (marron, vert, jaune)  
 R<sub>36</sub> : 470 kΩ (jaune, violet, jaune)  
 R<sub>37</sub> : 680 kΩ (bleu, gris, jaune)  
 R<sub>38</sub> : 47 kΩ (jaune, violet, orange)  
 R<sub>39</sub> : 470 Ω (jaune, violet, marron)  
 R<sub>40</sub> : 220 Ω (rouge, rouge, marron)  
 R<sub>41</sub> : 220 Ω (rouge, rouge, marron)  
 R<sub>42</sub> : 12 kΩ (marron, rouge, orange)

P<sub>1</sub> : ajustable multitours 20 kΩ  
 P<sub>2</sub> : ajustable multitours 100 kΩ

Z = diode zener 5,6 V

D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub>, D<sub>4</sub>, D<sub>5</sub>, D<sub>6</sub>, D<sub>7</sub>, D<sub>8</sub> : 8 diodes signal 1N914

C<sub>1</sub> : 1 nF mylar - 1000 pF - (marron, noir, rouge)  
 C<sub>2</sub> : 1 nF mylar - 1 000 pF - (marron, noir, rouge)  
 C<sub>3</sub> : 22 μF / 16 V électrolytique.  
 C<sub>4</sub> : 82 nF mylar - 82 000 pF - (gris, rouge, orange)  
 C<sub>5</sub> : 100 μF / 16 V Electrolytique  
 C<sub>6</sub> : 1 nF mylar - 1 000 pF - (marron, noir, rouge)  
 C<sub>7</sub> : 0,1 μF mylar - 100 000 pF - (marron, noir, jaune)  
 C<sub>8</sub> : 0,22 μF mylar - 220 000 pF (rouge, rouge, jaune)  
 C<sub>9</sub> : 0,22 μF mylar - 220 000 pF - (rouge, rouge, jaune)  
 C<sub>10</sub> : 0,47 μF mylar - 470 000 pF - (jaune, violet, jaune)  
 C<sub>11</sub> : 1 nF mylar - 1 000 pF - (marron, noir, rouge)  
 C<sub>12</sub> : 0,47 μF mylar - 470 000 pF - (jaune, violet, jaune)  
 C<sub>13</sub> : 1,5 nF mylar - 1 500 pF - (marron, vert, rouge)  
 C<sub>14</sub> : 10 nF mylar - 10 000 pF - (marron, noir, orange)  
 C<sub>15</sub> : 0,39 μF mylar - 390 000 pF - (orange, blanc, jaune)  
 C<sub>16</sub> : 470 pF - céramique

T<sub>1</sub> à T<sub>5</sub> : NPN, BC108  
 T<sub>6</sub> : 2N2905 PNP  
 T<sub>7</sub> : 2N1711 NPN  
 T<sub>8</sub> : BC108 NPN  
 T<sub>9</sub> : BC108 NPN  
 T<sub>10</sub> : BC177 PNP  
 T<sub>11</sub> : BC108 NPN  
 T<sub>12</sub> : 2N2646 Unijonction  
 T<sub>13</sub> : BC108 NPN  
 T<sub>14</sub> : 2N2646 Unijonction  
 T<sub>15</sub> : BC108 NPN

IC<sub>1</sub> : CD4017 compteur-décodeur décimal  
 IC<sub>2</sub> : CD4001 4 portes NOR à 2 entrées  
 IC<sub>3</sub> : CD 4001 4 portes NOR à 2 entrées  
 IC<sub>4</sub> : CD4011 : 4 portes NAND à 2 entrées

### b) module « comptage-affichage »

17 straps de liaison 8 horizontaux, 9 verticaux.

R<sub>43</sub> : 47 kΩ (jaune, violet, orange)  
 R<sub>44</sub> : 15 kΩ (marron, vert, orange)  
 R<sub>45</sub> : 15 kΩ (marron, vert, orange)  
 R<sub>46</sub> : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)  
 R<sub>47</sub> : 12 Ω (marron, rouge, noir)  
 R<sub>48</sub> : 220 Ω (rouge, rouge, marron)  
 R<sub>49</sub> : 150 Ω (marron, vert, marron)  
 R<sub>50</sub> : 150 Ω (marron, vert, marron)  
 R<sub>51</sub> : 150 Ω (marron, vert, marron)  
 R<sub>52</sub> : 47 kΩ (jaune, violet, orange)  
 R<sub>53</sub> : 12 kΩ (marron, rouge, orange)  
 R<sub>54</sub> : 150 Ω (marron, vert, marron)  
 L<sub>00</sub> à L<sub>29</sub> : 30 LED rouges Ø 3  
 L<sub>30</sub> : LED jaune Ø 3

T<sub>16</sub> : BC108 NPN  
 T<sub>17</sub> : BC177 PNP  
 T<sub>18</sub> : BC108 NPN

IC<sub>5</sub> }  
 IC<sub>6</sub> } 74 LS 90 : compteur-diviseur par 10.  
 IC<sub>7</sub> }  
 IC<sub>8</sub> }  
 IC<sub>9</sub> } 74 LS 42 : décodeur BCD — décimal  
 IC<sub>10</sub> }  
 IC<sub>11</sub> : CD 4001 : 4 portes NOR à 2 entrées

### c) module « Transducteurs »

E : Transducteur émetteur US référence MA40L1S  
 R : Transducteur récepteur US référence MA40 L1R  
 4 picots

### d) divers

2 piles de 9 V (70 x 40 x 55)  
 2 prises de courant mâles pour piles  
 1 interrupteur bipolaire à bascule ou à glissière  
 Nappe de câble multiconducteurs  
 1 boîtier Teko P/4 (210 x 125 x 70).



# HORLOGE DIGITALE à quartz

**D** EPUIS quelques années, on constate que, peu à peu, les réveils mécaniques sont remplacés par des radio-réveils électroniques. Les avantages sont nombreux : meilleure fiabilité, très bonne précision, bruit de fonctionnement nul, lecture possible dans le noir, absence de remontage. La plupart permettent, au réveil, la mise en marche d'une radio incorporée. On peut cependant faire deux reproches à ce genre d'appareil. Il est entièrement tributaire du secteur et la moindre interruption de courant provoque un affichage fantaisiste. Si on doit se lever tôt, on imagine facilement la suite. D'autre part, la qualité de la radio laisse souvent à désirer.

L'horloge que nous vous proposons ce mois-ci est indépendante du secteur et permet, au réveil, la mise en marche de n'importe quel appareil, que ce soit une radio, une chaîne HiFi, ou, pourquoi pas, une cafetière.

## *I - Généralités*

Si les pannes de secteur sont rares en ville, il n'en est pas de même à la campagne où les coupures sont quotidiennes. Il est donc nécessaire de prévoir une alimentation de secours par piles.

Un oscillateur à quartz, beaucoup plus précis que le secteur, nous fournira un signal de 50 Hz.

En ce qui concerne le comptage et l'affichage, on pourrait penser à utiliser des circuits classiques TTL genre 7490 et 7447. Si on fait le bilan des consommations, on arrive facilement à 1 A sous 5 V. La réalisation est délicate, vu le nombre de circuits intégrés nécessaires. Or, il existe sur le marché des circuits intégrés, spécialement conçus pour la fonction horloge avec réveil incorporé, sorties multiplexées pour afficheurs sept segments. Ce genre de circuit, désormais bon marché, fera parfaitement l'affaire.

La sortie de l'alarme se fera sur un relais, de façon à commander des appareils très divers quelle qu'en soit la tension de fonctionnement (12 V ou 220 V).

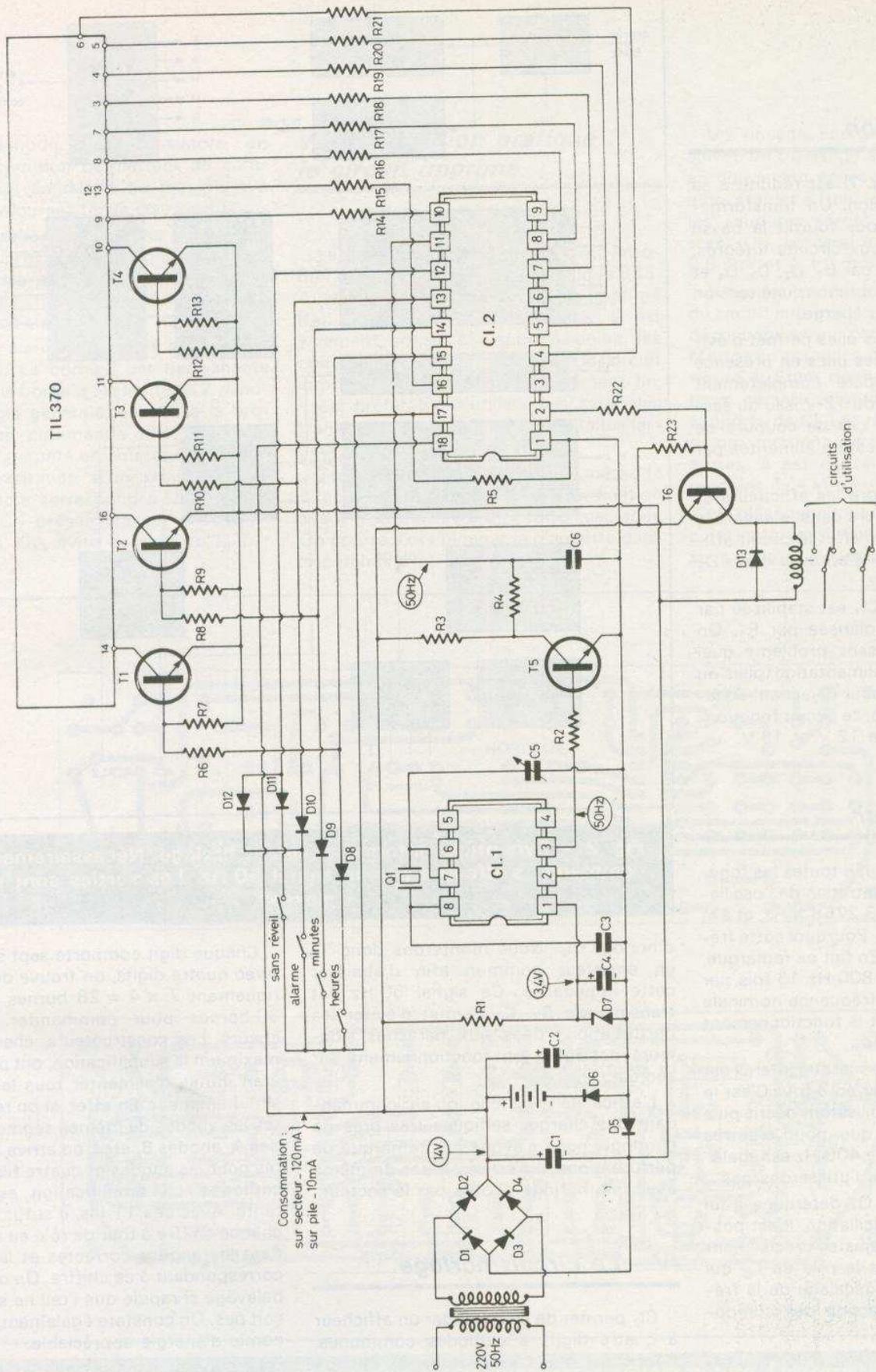


Fig. 1. - Principe de fonctionnement : une alimentation simplifiée, un oscillateur à quartz et un circuit horloge spécialement conçu pour cet usage, le TMS 3874 NL. Un interface à base de transistor NPN assure la commande de l'afficheur.

## II - Alimentation

L'alimentation (fig. 1) est réduite à sa plus simple expression. Un transformateur 220 V/12 V nous fournit la basse tension nécessaire aux circuits intégrés. Après redressement par D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub>, D<sub>4</sub> et filtrage par C<sub>1</sub>, nous obtenons une tension continue de 14 V en charge.

D<sub>6</sub> en série avec les piles permet d'éviter de « recharger » les piles en présence du secteur. On sépare complètement dans ce cas les piles du 12 V issu du secteur. Par contre, en cas de coupure de courant les circuits restent alimentés par D<sub>6</sub>.

D<sub>5</sub> permet d'éteindre les afficheurs et bloque le relais toujours dans le cas où le secteur est absent. En effet le circuit afficheurs et relais est pris après la diode D<sub>5</sub> par rapport aux piles.

L'alimentation de CI<sub>1</sub> est stabilisée par la diode zener D<sub>7</sub> polarisée par R<sub>1</sub>. On obtient ainsi 3,4 V sans problème quel que soit le type de l'alimentation (piles ou secteur). Par contre pour CI<sub>2</sub>, aucune stabilisation n'est prévue, ce circuit fonctionnant facilement entre 12 V et 16 V.

## III - L'oscillateur

Ce circuit CI<sub>1</sub> regroupe toutes les fonctions nécessaires à l'entretien de l'oscillation du quartz Q<sub>1</sub> sur 3,2768 MHz, et à la division de fréquence. Pourquoi cette fréquence « batarde » ? En fait on remarque, qu'en divisant 3 276 800 Hz 16 fois par 2, on arrive à 50 Hz, fréquence nominale du secteur qui permet le fonctionnement des horloges classiques.

Ce circuit intégré de marque Intersil est prévu pour fonctionner en 3,5 V. C'est le rôle du circuit de stabilisation décrit plus haut. Notons aussi, que pour d'autres applications, une sortie 400 Hz est également prévue. Nous ne l'utiliserons pas.

Bien que le quartz Q<sub>1</sub> détermine à lui seul la fréquence d'oscillation, il est possible et nécessaire d'ajuster précisément cette fréquence. C'est le rôle de C<sub>6</sub> qui permet un très léger décalage de la fréquence selon la dispersion des composants.

La sortie 50 Hz (ou 400 Hz) de ce CI est à haute impédance. Il n'est donc pas question de piloter directement le circuit

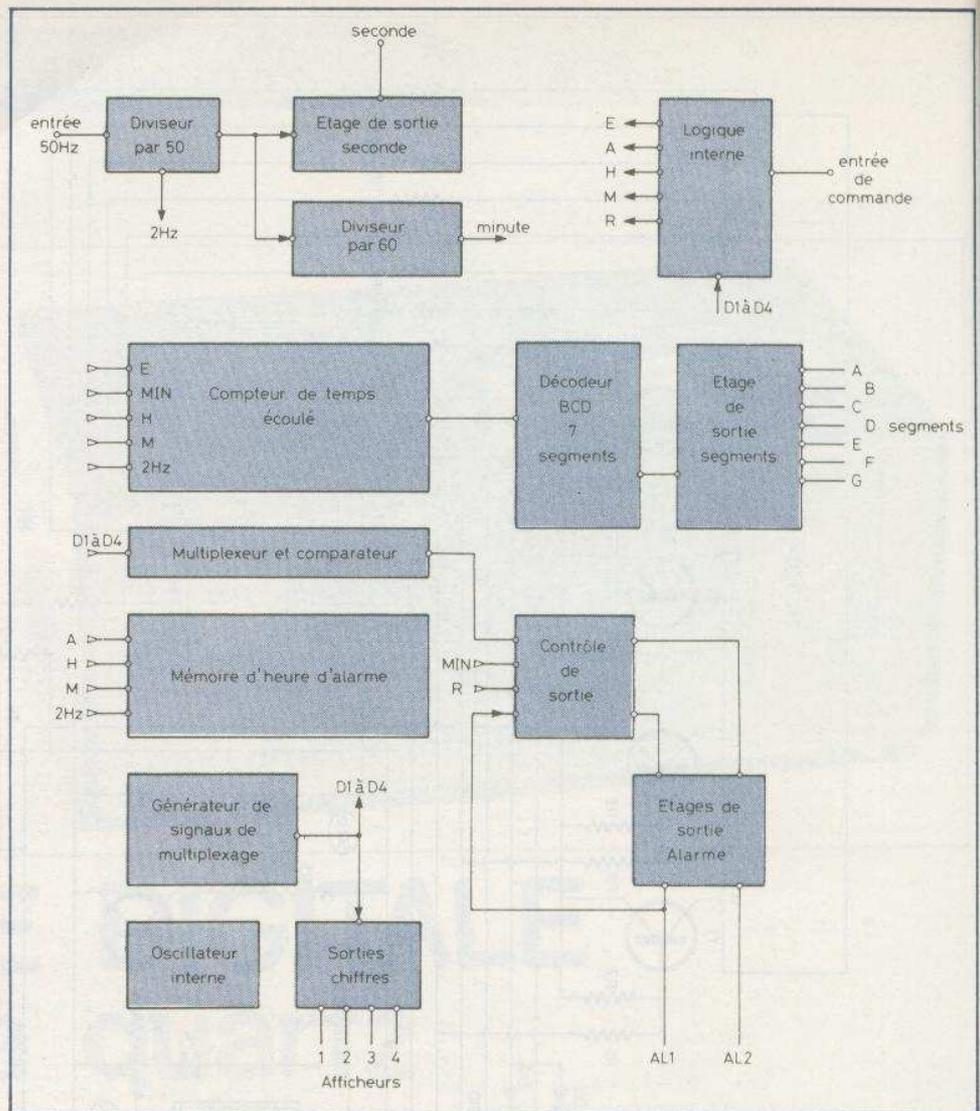


Fig. 2. - Synoptique interne du circuit horloge. Nécessaire, sa commande s'effectue par un signal 50 Hz. Les sorties sont multiplexées.

d'horloge CI<sub>2</sub>. Nous monterons donc T<sub>5</sub> en émetteur commun afin d'abaisser cette impédance. Ce signal 50 Hz est transmis via R<sub>4</sub>. C<sub>6</sub> permet d'éviter les perturbations dues aux parasites, toujours possibles, en fonctionnement sur secteur.

L'efficacité est telle qu'en commandant des charges selfiques très près de l'horloge, nous n'avons pas remarqué de perturbations. Il n'en serait pas de même avec une horloge pilotée par le secteur.

## IV - Le circuit horloge

CI<sub>2</sub> permet de commander un afficheur à quatre digits à cathodes communes. Rappelons que comme tous les circuits horloges, les sorties segments sont multiplexées. Une explication est nécessaire.

Chaque digit comporte sept segments. Avec quatre digits, on trouve donc théoriquement  $7 \times 4 = 28$  bornes + 2 donc 30 bornes pour commander les afficheurs. Les constructeurs, cherchant au maximum la simplification, ont pensé qu'il était inutile d'alimenter tous les chiffres simultanément. En effet, si on réunit toutes les anodes de mêmes segments (anodes A, anodes B, etc.), on arrive avec sept fils pour les anodes et quatre fils pour les cathodes. La simplification est importante. Avec ces 11 fils, il suffit d'allumer chaque chiffre à tour de rôle en commandant les anodes correctes et la cathode correspondant à ce chiffre. On obtient un balayage si rapide que l'œil ne s'en aperçoit pas. On constate également une économie d'énergie appréciable.

Le courant dans les anodes est limité par R<sub>14</sub> à R<sub>21</sub>. Par contre, pour soulager le CI, on utilise un transistor tampon pour

chaque cathode. Ces transistors, en émetteur commun permettent de commander sept segments au maximum à partir d'un courant faible issu de  $Cl_2$ .

On remarque, toujours pour diminuer le nombre de broches de  $Cl_2$ , que les sorties des cathodes permettent également les commandes manuelles d'heures, de minutes et d'alarme.

La sortie alarme s'effectue sur les bornes 2 et 3. La borne 2 est permanente tandis que la borne 3 est limitée à 2 minutes. En règle générale, on utilise la broche 2 si on commande une radio par exemple.  $T_6$  monté en émetteur commun permet l'excitation d'un relais lorsque l'heure exacte correspond à l'heure affichée, car  $Cl_2$  présente à cet instant un niveau bas.  $D_{13}$  évite de claquer  $T_6$  par surtension.

### V - Réalisation pratique : le circuit imprimé

Le montage sera ultérieurement introduit dans un boîtier Teko métallique 333. Aussi les dimensions du circuit imprimé (fig. 3) devront être respectées. Il est vivement conseillé d'approvisionner les composants avant de réaliser le circuit imprimé. Le tracé étant relativement fin, il est préférable d'utiliser des symboles transfert et du ruban adhésif de faible largeur.

Selon que vous choisirez la méthode directe ou photographique, la vérification avant gravure devra être faite avec soin. On pourra alors plonger la plaquette dans le perchlore.

Un rinçage énergique à grande eau, suivi d'un polissage au « Miror » donnera au cuivre son aspect brillant. On pourra alors étamer à froid le cuivre sachant que les soudures seront grandement facilitées. On percera les trous des  $Cl_1$  à 0,8 mm et à 1,2 mm les autres trous.

N'hésitez pas à repérer alors les cosses du circuit imprimé. Le câblage et même le dépannage seront plus faciles par la suite. Mettre en place les composants selon la figure 4. Etant donné la conception des deux circuits intégrés, on utilisera des supports de  $Cl_1$ . Les résistances  $R_{15}$  à  $R_{21}$  seront montées verticalement. Pour les autres, il est conseillé de prendre des modèles 1/4 W pour l'encombrement.

Ne placer pas tout de suite les deux circuits intégrés. Vérifier une dernière fois le sens et la valeur des composants.

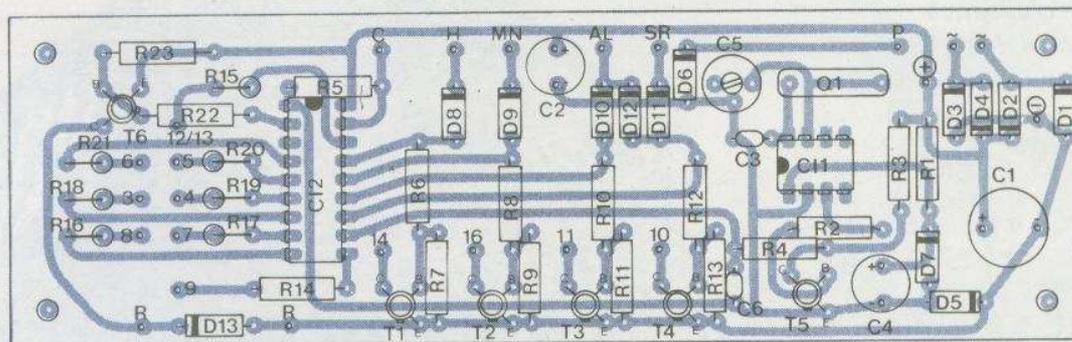
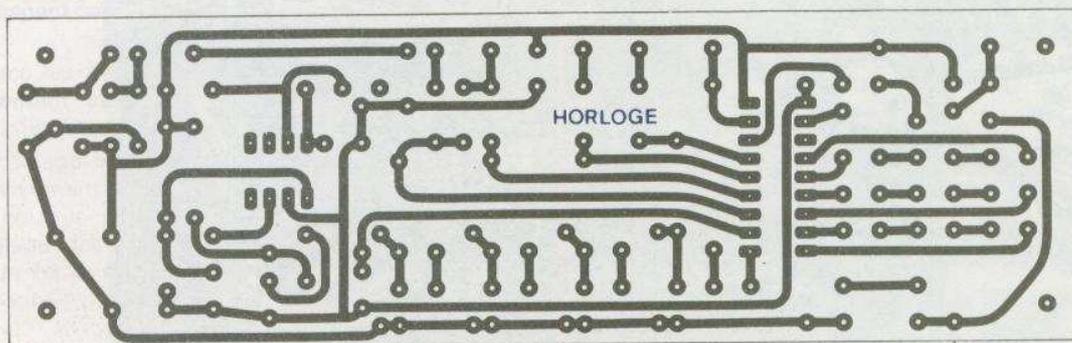


Fig. 3. et 4. - Tracé du circuit et implantation des composants grandeur nature. Les résistances  $R_{15}$  à  $R_{21}$  seront nécessairement disposées verticalement.

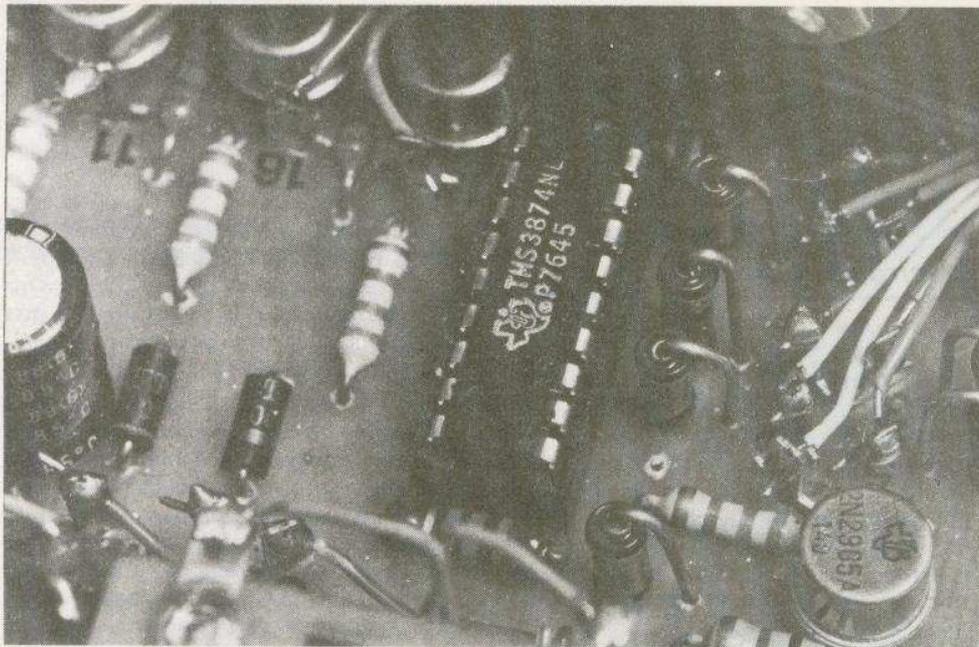


Photo 1. – Compte tenu de l'importance du circuit TMS 3874 NL, l'utilisation d'un support est tout à fait indiquée.

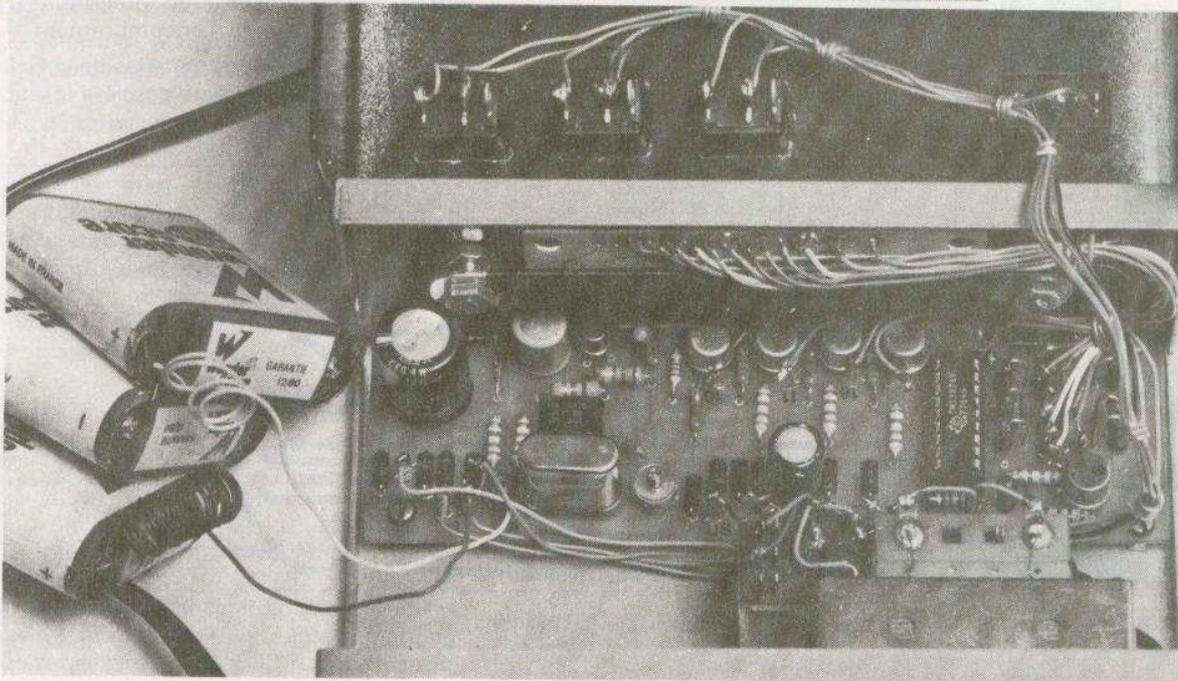


Photo 2. – En cas d'absence secteur, trois piles plates 4,5 V assurent la continuité du comptage de l'horloge.

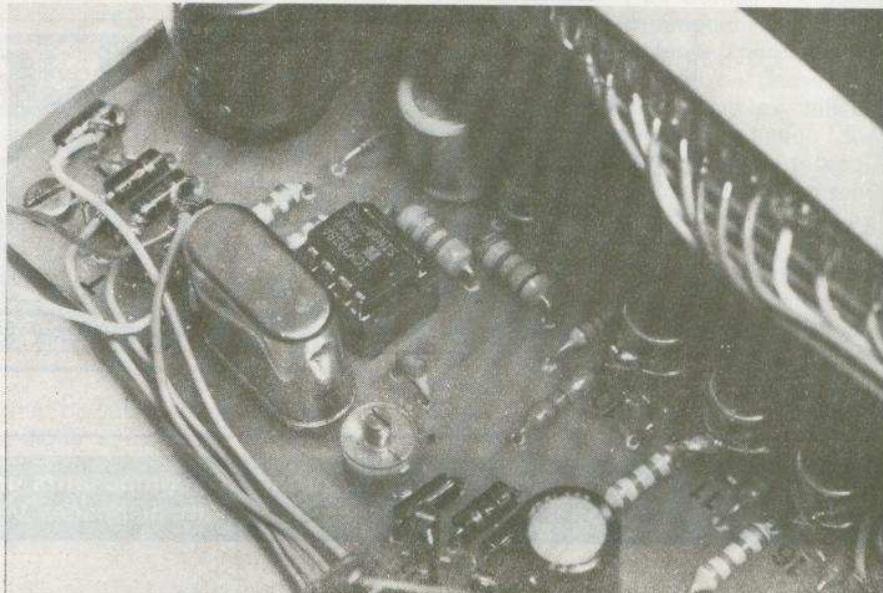


Photo 3. – Le quartz 3,2768 MHz est encapsulé sous boîtier métallique. De même que le circuit horloge, l'ICM 7038 bénéficie d'un support.

## VI - Câblage Montage final

Percer le coffret Teko 333 selon la figure 5. Soigner particulièrement la découpe de la face avant. La présentation en dépendra grandement. Fixer le transfo et la prise cintch. Coller le relais à l'araldite dans le fond. Fixer le circuit imprimé à l'aide de vis métaux 3 mm. On le surélèvera grâce à deux écrous sous le Cl. Vérifier qu'aucune soudure proéminente ne risque de toucher le fond du boîtier. Le cache de couleur rouge sur la fenêtre pourra facilement être récupéré sur un article en plastique. Une vitre de couleur rouge pourrait également faire l'affaire. On la collera à l'araldite contre le boîtier.

Il ne restera plus qu'à fixer l'afficheur contre la vitre grâce à une patte de fixation par derrière (fig. 6). Celle-ci devra impérativement être isolée à l'aide de ruban adhésif. Deux vis métaux de 4 mm donneront un aspect sérieux à la face avant.

Mettre en place les piles. Elles seront fixées ultérieurement par le couvercle. Fixer les interrupteurs sur le couvercle.

Effectuer le câblage intérieur selon la figure 7. Il est vivement conseillé d'utiliser du fil de couleur pour éviter des erreurs. Le câblage des afficheurs sera effectué avec un fer à souder de faible puissance et propre.

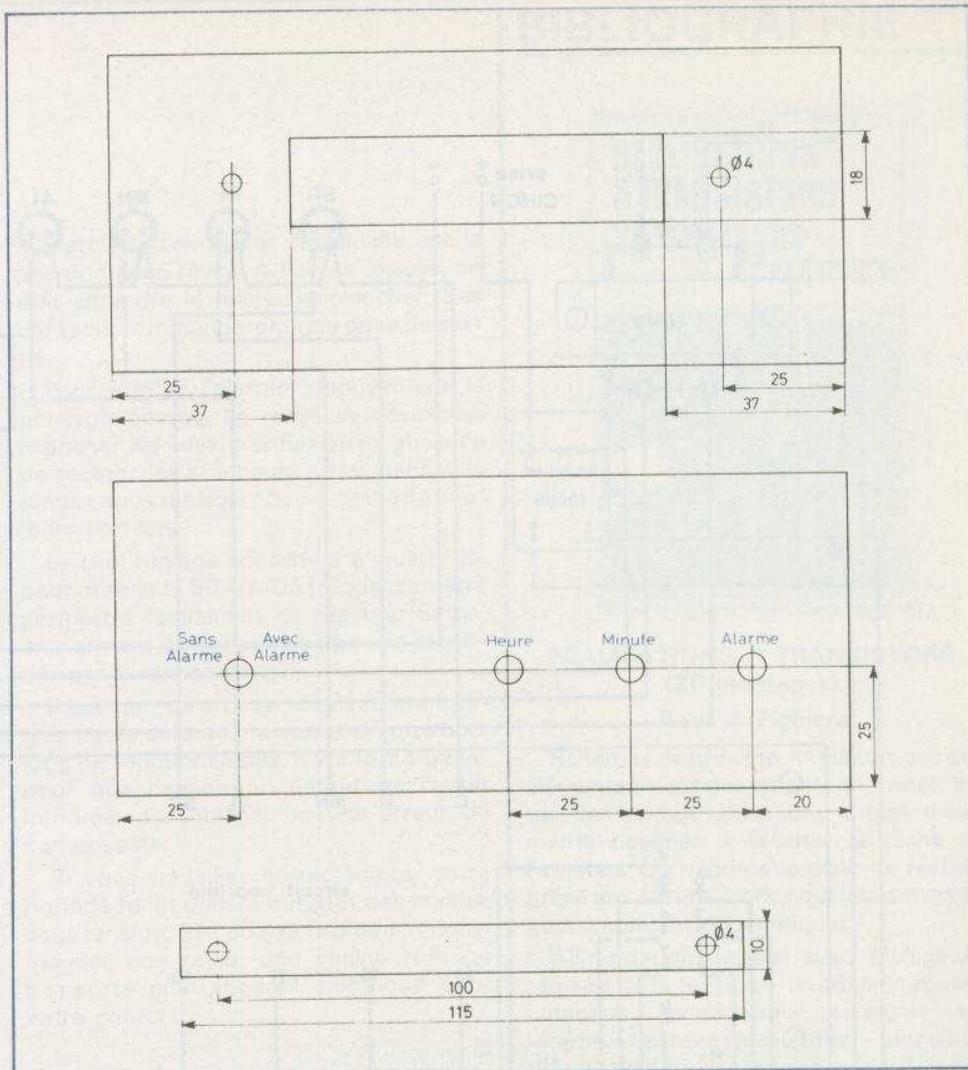
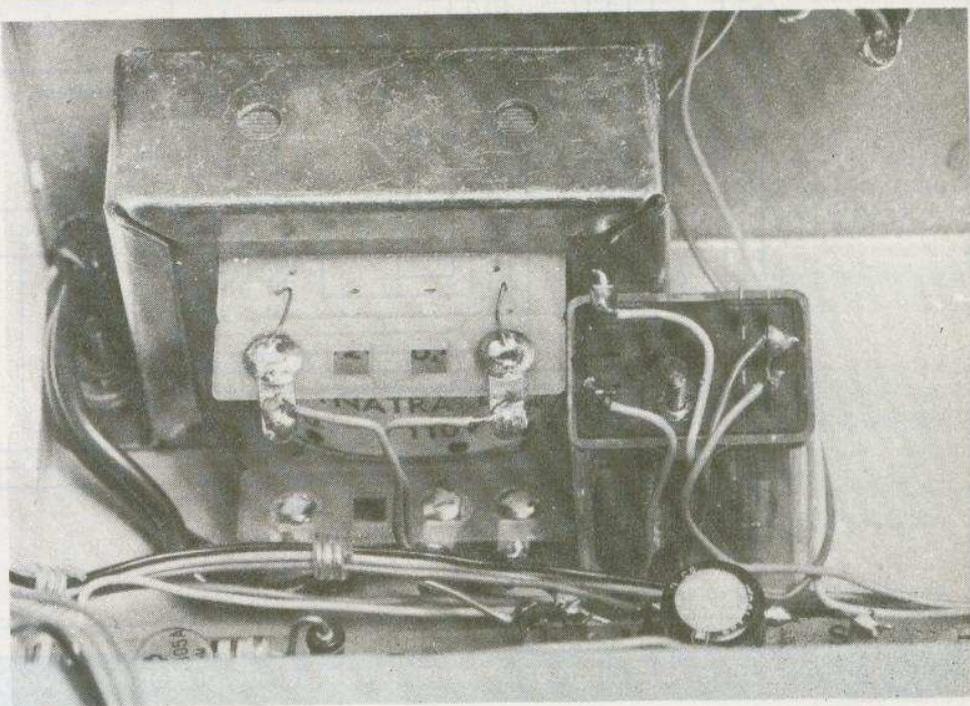


Fig. 5. et 6. - Plan de perçage du boîtier Teko métallique référence 333.

Photo 4. - Un transformateur 220 V / 12 V, 5 W assure l'alimentation du dispositif. La commande « utilisation » est assurée par un relais Siemens 2RT.



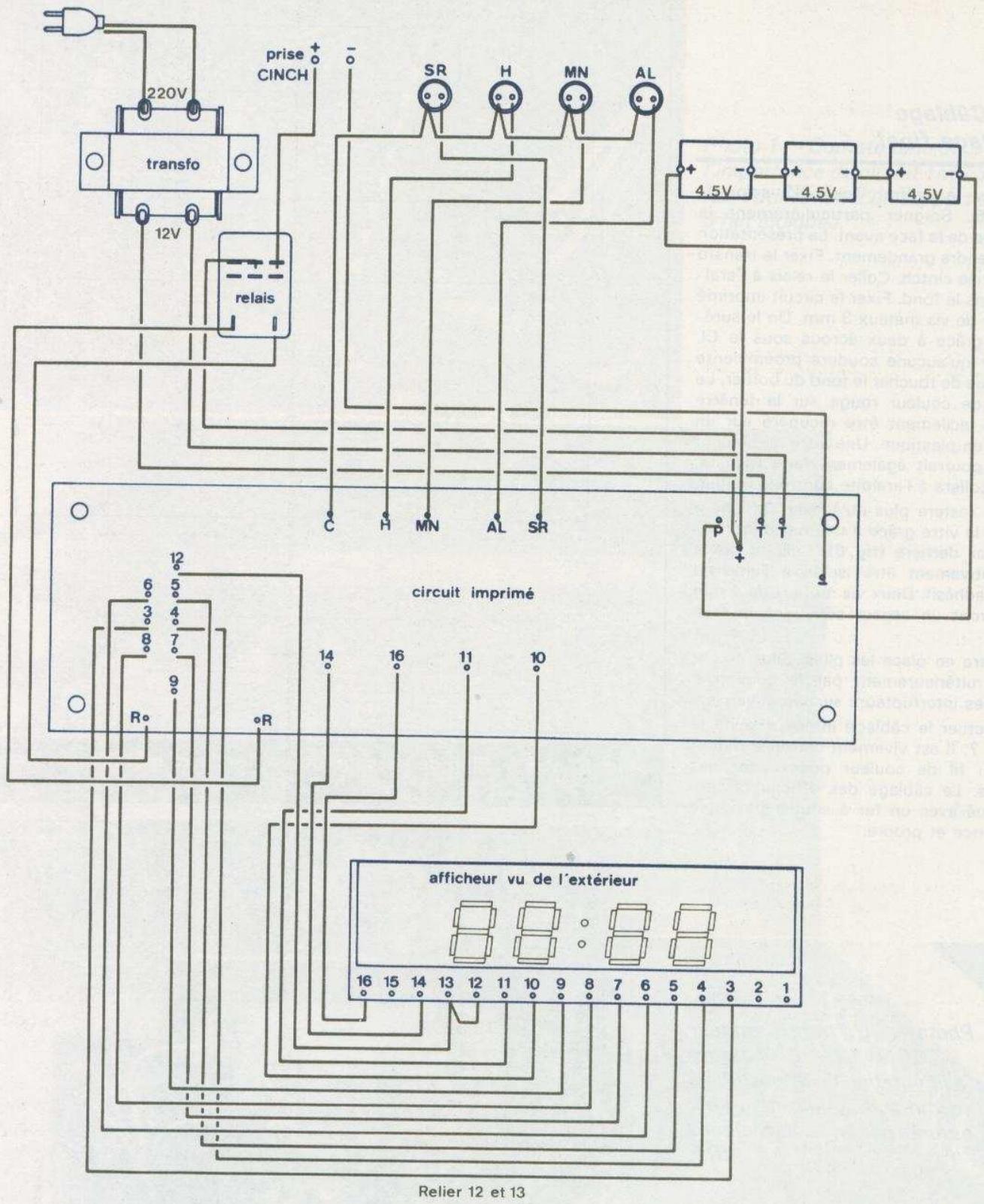


Fig. 7. - Schéma d'interconnexions. A réaliser de préférence avec du fil de câblage en couleur.

N'hésitez pas à vérifier plusieurs fois votre travail. La vie des circuits intégrés est en jeu. Si aucune erreur ne s'est apparemment glissée dans le montage, insérer délicatement les deux circuits en évitant de toucher les broches avec les doigts. Respecter l'orientation.

## VII - Essais Mise au point

Brancher le cordon secteur. Les afficheurs doivent clignoter et indiquer une heure fantaisiste. Agir sur le bouton minute. Les minutes avancent à raison de deux unités par secondes. Les afficheurs ne clignotent plus. Les deux points du milieu pulsent attestant la présence de 50 Hz. Régler de même les heures avec le poussoir heures. Noter que le passage de 59 à 00 pour les minutes n'entraîne pas le changement d'heure lors des réglages.

Agir sur l'inter alarme. L'appareil indique une heure quelconque pour l'alarme. Tout en maintenant ce poussoir appuyé, agir sur minutes et heures. On règle ainsi l'alarme. En relâchant l'alarme, le réveil repasse en position normale.

Mettre l'interrupteur de gauche sur la position avec réveil. A l'heure exacte, on doit entendre le relais s'enclencher. Ses contacts commanderont une prise de sortie.

Pour arrêter l'alarme, appuyer sur le poussoir alarme. Le relais se désexcite. Brancher les piles. Vérifier qu'en absence de secteur, les afficheurs s'éteignent. A la remise sous tension, l'heure doit être toujours correcte.

Le seul réglage consistera à ajuster  $C_5$  pour obtenir le 50 Hz. Un fréquencemètre permettra facilement ce réglage. Sinon, en s'armant de patience on pourra procéder par tâtonnement.

Il est rare de trouver des circuits intégrés neufs défectueux. Aussi, si votre horloge ne fonctionne pas, il y a fort à parier pour que ce soit un défaut de circuit imprimé, de câblage, ou une erreur de composants.

Si vous travaillez correctement, votre horloge fonctionnera aussitôt dès la mise sous tension. Elle pourra facilement commander une radio, une chaîne HiFi ou n'importe quel appareil électrique pour votre confort.

Daniel ROVERCH

### Liste des composants

$R_1$  : 3,3 k $\Omega$  (orange, orange, rouge)  
 $R_2$  : 47 k $\Omega$  (jaune, violet, orange)  
 $R_3$  : 27 k $\Omega$  (rouge, violet, orange)  
 $R_4$  : 27 k $\Omega$  (rouge, violet, orange)  
 $R_5$  : 33 k $\Omega$  (orange, orange, orange)  
 $R_6$  à  $R_{13}$  : 3,3 k $\Omega$  (orange, orange, rouge)  
 $R_{14}$  à  $R_{21}$  : 470  $\Omega$  (jaune, violet, brun)  
 $R_{22}$  : 3,3 k $\Omega$  (orange, orange, rouge)  
 $R_{23}$  : 1 k $\Omega$  (marron, noir, rouge)  
 $C_1$  : 470  $\mu$ F 25 V  
 $C_2$  : 100  $\mu$ F 25 V  
 $C_3$  : 10 pF  
 $C_4$  : 100  $\mu$ F 10 V  
 $C_5$  : 10/40 pF ajustable  
 $C_6$  : 4,7 nF  
 $D_1$  à  $D_6$  : 1N4004, 4006  
 $D_7$  : zener 3,4 V 1/2 W

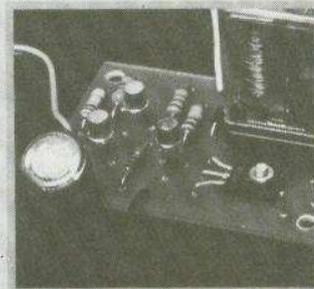
$D_8$  à  $D_{13}$  : 1N4004, 4006  
 $T_1$  à  $T_4$  : 2N2219, 2N1711  
 $T_5$  : BC109A  
 $T_6$  : 2N2905A  
 $CI_1$  : ICM 7038A  
 $CI_2$  : TMS 3874NL  
 1 support DIL 18  
 1 support DIL 8  
 1 relais Siemens 2RT 12 V  
 1 quartz 3,2768 MHz  
 1 transfo 12 V 5 W  
 1 afficheur TIL 370  
 1 coffret Teko 333  
 3 poussoirs à contact travail  
 1 inter  
 Fils, visserie, picots, etc.

## BIBLIOGRAPHIE

Technique poche

### RÉALISATIONS A TRANSISTORS 20 montages

B. et J. FIGHIERA



Editions Techniques et Scientifiques Françaises

### REALISATIONS A TRANSISTORS (20 montages)

B. et J. Fighiera

Schémas de principe, implantations des éléments tracés des circuits imprimés, listes des composants sont autant d'éléments destinés à faciliter la tâche de l'amateur qui exprime le désir de réaliser grâce aux « transistors » quelques montages simples et économiques.

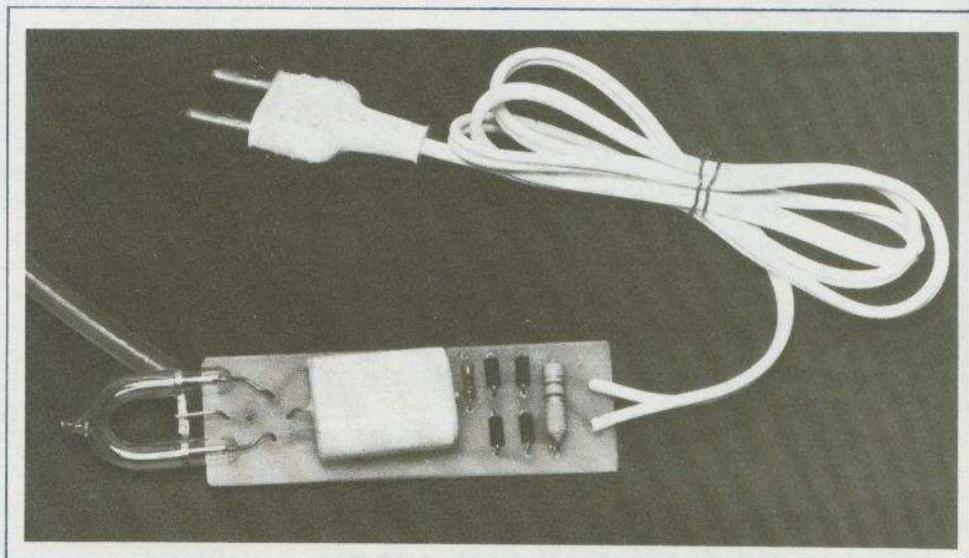
Alimentation simple avec filtrage et réglage de la tension – un triangle routier lumineux – un détecteur de verglas – un répéteur sonore de direction – signalisation acoustique de la mise en service des feux de recul – un radio-tuner – un préamplificateur OC – un relaxateur électronique – un générateur BF à trois transistors – une boîte de mixage – un métronome sonore et lumineux – un préamplificateur à volume constant – utilisez un haut-parleur comme microphone – le statomusic – un seul transistor pour ce temporisateur – une boîte de distorsion avec correcteur de tonalité – un labyrinthe – un détecteur de métaux – un ouvrage-techni-poche nombreux schémas 128 pages. Prix : 21,00 F.

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

**RENSEIGNEZ-VOUS SUR LA  
POSSIBILITÉ DE DEVENIR  
COLLABORATEUR EN  
NOUS SOUMETTANT UNE  
MAQUETTE ÉLECTRONI-  
QUE :**

**ELECTRONIQUE PRATIQUE  
2 à 12, rue de Bellevue  
75940 Paris Cedex 19**

**L**E stroboscope est un appareil indispensable pour régler l'allumage sur une voiture ou une moto. En effet, il est souvent difficile de déterminer le moment exact où se produit l'étincelle. Le stroboscope, relié à la bougie, permet de distinguer très nettement les repères d'avance lorsque le moteur est en marche. Le montage que nous vous proposons est particulièrement simple à réaliser.



## STROBOSCOPE très simple

### Principe de l'appareil

La pièce essentielle du stroboscope est le tube à éclat. Celui-ci contient un gaz raréfié, non conducteur de l'électricité. Si l'on connecte un condensateur chargé (à 350 V par exemple) aux bornes du tube, il ne se passe donc rien.

Mais si l'on porte l'électrode centrale à un potentiel très élevé, celle-ci va créer un champ électrique dans son voisinage, ce qui va ioniser le gaz contenu dans le tube. Celui-ci devient alors conducteur et le condensateur se décharge en produisant un éclair lumineux comparable à celui d'un flash.

L'astuce du montage consiste à utiliser la haute tension, alimentant une bougie du moteur, pour déclencher les éclairs.

Les repères d'avance, éclairés par intermittence, en synchronisation avec l'étincelle de la bougie, paraîtront fixes et indiqueront alors le moment précis où se produit cette étincelle.

La haute tension, présente à la bougie, lors de l'étincelle, est appliquée à l'électrode de déclenchement du tube à éclat et provoque la décharge périodique du condensateur.

On notera que la tension efficace du secteur étant 240 V, la tension maximale est par contre :  $240 \times \sqrt{2} = 340$  V. On devra donc utiliser un condensateur standard supportant 400 V.

La résistance  $R_2$  décharge le condensateur lorsque l'appareil n'est pas utilisé.

### Analyse du schéma

Celui-ci est très simple (voir fig. 1).

Le condensateur  $C_1$  se charge en courant continu à travers  $R_1$  et le pont de diodes.

### Réalisation pratique

Malgré le peu de composants, on a utilisé un circuit imprimé en verre époxy. Il est représenté à la figure 2 (implantation des composants figure 3).

Les pistes cuivrées étant bien découpées, avec une gomme abrasive par exemple, les diodes pourront être soudées rapidement sans risque de surchauffe. Il faudra faire attention au sens des diodes, ainsi qu'à celui du tube. Le tube comporte en effet un point rouge qui sera connecté au +, sinon le déclenchement des éclairs se fera mal.

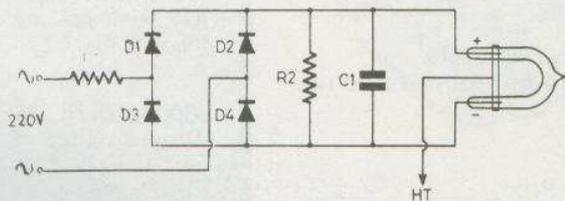


Fig. 1. - Schéma de principe complet du stroboscope destiné au réglage de l'avance à l'allumage.

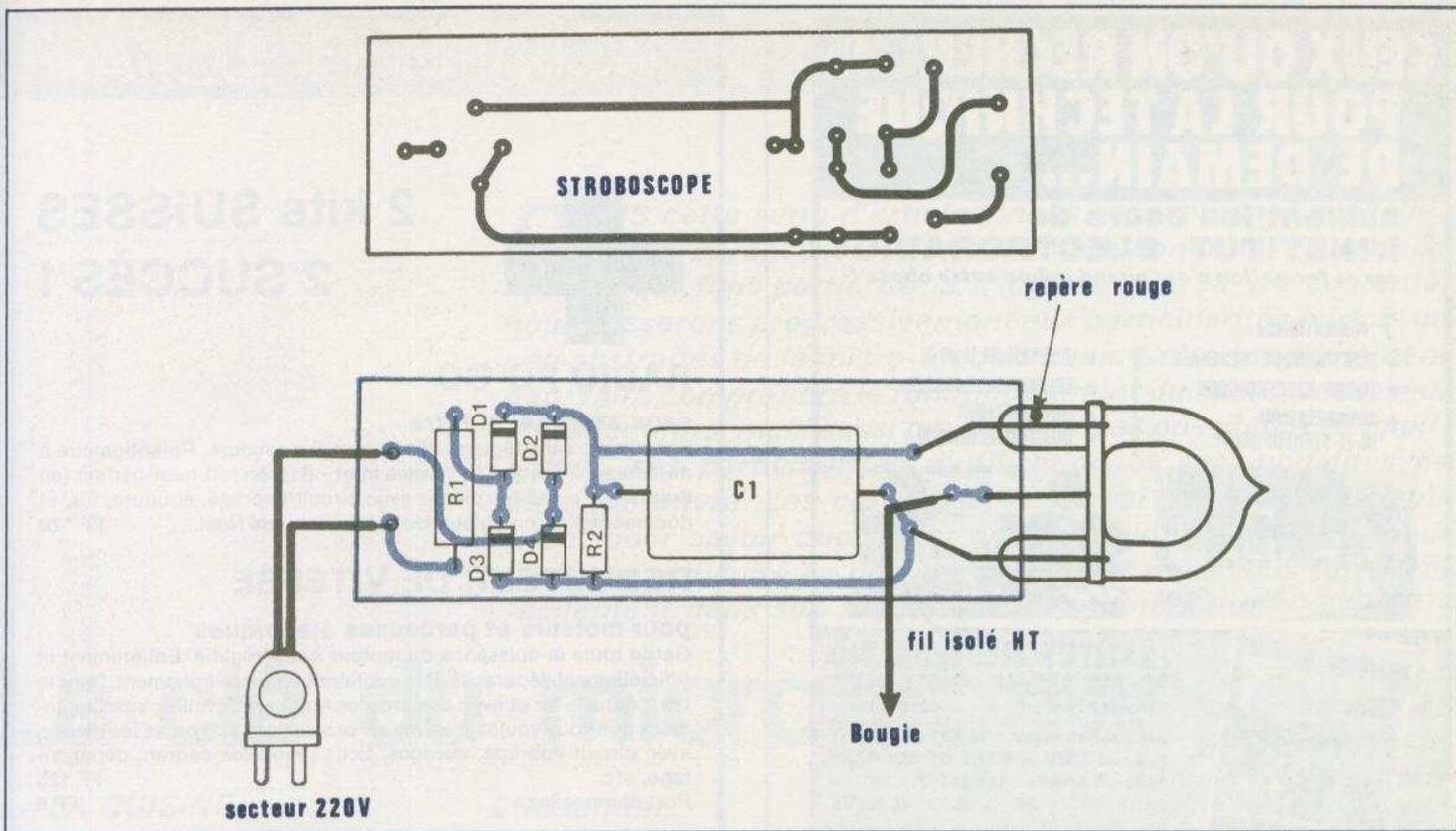


Fig. 2. et 3. – Le montage a fait l'objet du tracé d'un petit circuit imprimé qui se reproduira facilement, à l'aide d'éléments de transfert. Côté implantation, on veillera à l'orientation des diodes.

Le fil haute tension doit être très bien isolé. On utilisera par exemple un câble antiparasite pour bougie.

Le tout sera introduit dans un tube cylindrique en matière plastique servant de boîtier.

Photo 1. – Les quatre diodes devront être judicieusement orientées.

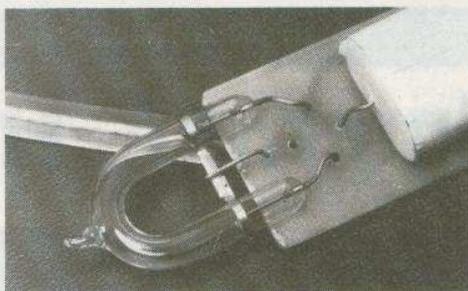
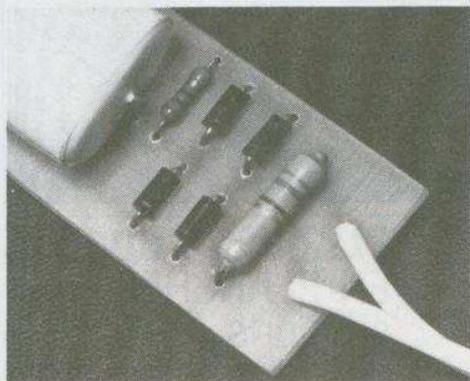


Photo 2. – La mise en place du tube s'effectuera avec précaution.



Photo 3. – On utilisera de préférence du fil à haute isolation.

### Utilisation

La connexion à la bougie pourra se faire par une petite épingle enfoncée dans le fil antiparasite. (Il faudra prendre soin de la retirer après les mesures.)

Après avoir connecté le stroboscope au secteur et à la bougie, mettre le moteur en marche.

Les repères d'avance, ainsi que les arbres de transmission paraîtront alors immobiles.

Enfin une recommandation importante: l'appareil fonctionnant avec des tensions dangereuses, il faut être prudent lors de son utilisation et en particulier soigner l'isolation.

Guy DUNEAU

### Liste des composants

R<sub>1</sub> : 4,7 k $\Omega$  5 W  
 R<sub>2</sub> : 2,2 M $\Omega$  1/2 W  
 C<sub>1</sub> : 1 $\mu$ F / 400 V  
 D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub>, D<sub>4</sub> : 1N4007

1 tube à éclat 40 joules  
 1 prise mâle secteur  
 fil isolé haute tension (fil de bougie par exemple).

**D**ANS cette série d'articles, nous essayerons d'expliquer le microprocesseur d'une manière concrète. Partant de notions qui font partie de la « logique » de la vie courante, nous passerons progressivement aux particularités parfois un peu abstraites de la micro-électronique. Cela, non seulement pour faire comprendre le fonctionnement du microprocesseur à nos lecteurs, mais aussi pour définir ses possibilités d'application, ses particularités d'utilisation et ses modalités de mise en œuvre. Les connaissances ainsi acquises vous suffiront pour savoir choisir un type de microprocesseur, pour lire sans difficulté sa documentation, et pour vous retrouver facilement dans son langage de programmation.

## La clé du microprocesseur

### I - LA CUISINE D'INFORMATIONS

Il existe quelques centaines de types de microprocesseurs dans le commerce, et tous diffèrent sur des détails plus ou moins importants. Pour s'y retrouver, il faut connaître un certain nombre de généralités qui ne sont pas applicables immédiatement, mais qui sont indispensables pour comprendre la notice d'utilisation d'un système donné.

Ces généralités concernent ce que tous les microprocesseurs ont en commun : ils traitent des données qu'on y entre « toutes crues » pour sortir un produit élaboré, en fonction d'une instruction ou d'un programme. Exemple de la calculatrice de poche : on y entre, comme « données », deux chiffres, et on demande un « résultat élaboré », qui est, par exemple, la somme de ces deux nombres.

Mais le microprocesseur sert à faire beaucoup plus que des additions. Il peut être votre partenaire dans un jeu, décoder un signal télégraphique, doser le freinage des quatre roues d'un véhicule, etc. Dans tous ces cas, des programmes spécifiques font que les informations reçues sont « cuisinées » de façon différente.

En fait, dans une vraie cuisine, il y a des tâches de gestion, de maintenance et de commande de machines qu'un microprocesseur pourrait très bien assurer ! D'où l'exemple qui suit, à base gastronomique, et qui esquisse le fonctionnement d'un microprocesseur tout en montrant la complexité dont il est capable.

### L'essentiel, c'est la cuisine

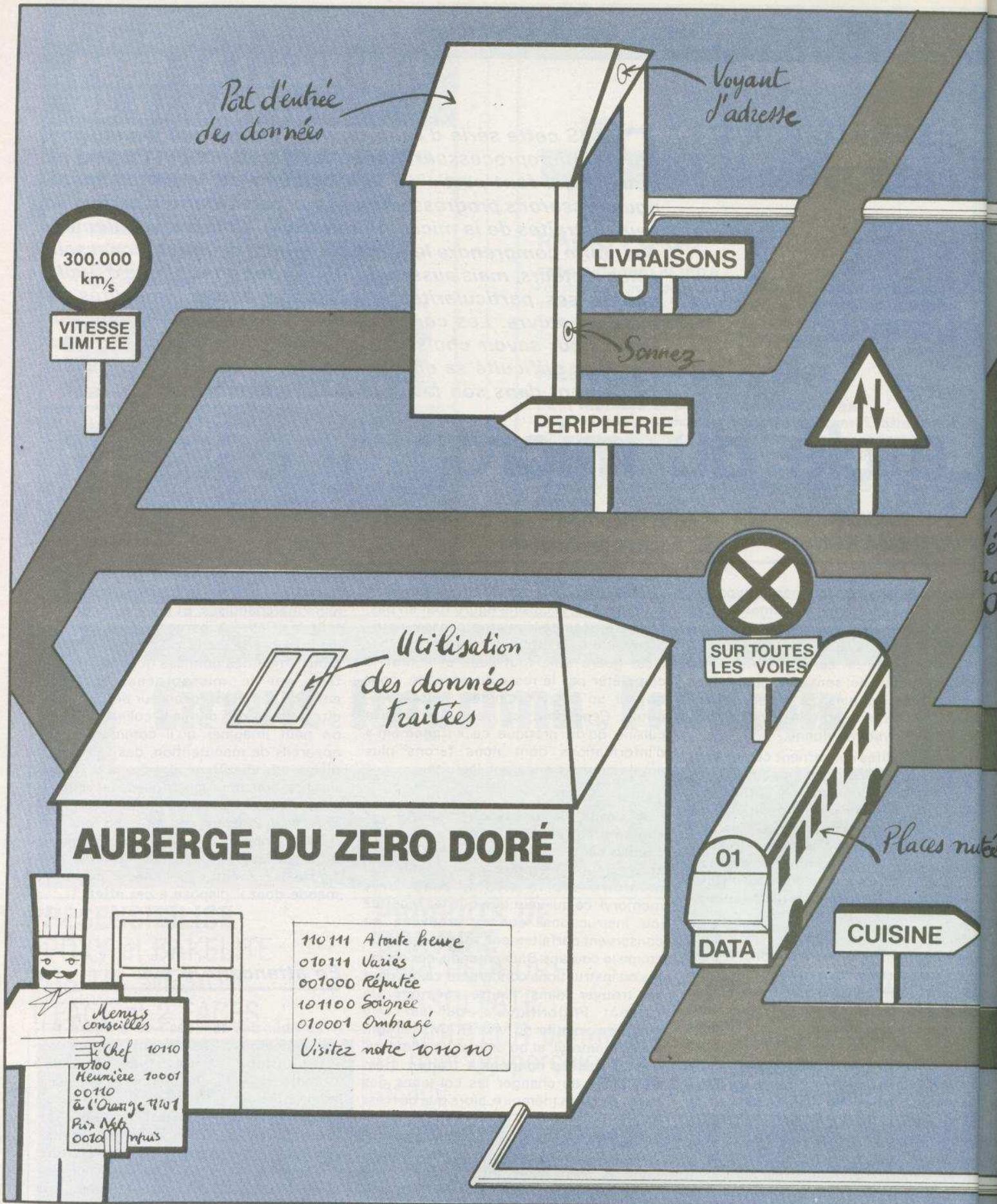
Dans le paysage micro-informatique de la figure 1-1, la cuisine figure tout en bas, et elle représente le microprocesseur proprement dit. En effet, un microprocesseur n'est guère utile tout seul, et il faut le compléter par le reste du paysage, pour obtenir un micro-ordinateur (microcomputer). Cependant, ce n'est que dans la cuisine qu'on pratique ce « traitement » d'informations dont nous ferons plus ample connaissance par la suite.

A droite, le paysage comporte les « mémoires ». L'une d'elles s'appelle « Bibliothèque des Recettes de Cuisine » et c'est une mémoire non volatile, ou mémoire morte (ROM, read only memory), ce qui veut dire que les recettes (ou instructions) qui s'y trouvent, se conservent parfaitement, même quand on coupe le courant. Bien entendu, ces recettes ou instructions concernent ce qui peut se trouver dans l'autre mémoire, le « Dépôt Frigorifique », qui est une mémoire volatile ou vive (RAM, random access memory), et où on met les aliments, c'est-à-dire les données à traiter. Il est très facile de changer les contenus des cases de cette mémoire, alors que ce n'est qu'en refaisant tout le programme qu'on peut modifier les documents de la bibliothèque. Mais le contenu du dépôt frigorifique se perd, évidemment, quand on y coupe le courant pendant un nombre exagéré de microsecondes.

La partie gauche du paysage est occupée par les « organes périphériques » du micro-ordinateur. On y trouve un guichet de livraison où on « entre les données » quand l'épicier ou le boucher apportent leurs marchandises. Et il y a aussi et surtout, la célèbre Auberge du Zéro Doré qui est le « port de sortie », c'est-à-dire le lieu d'utilisation des données qui ont été traitées par le microprocesseur. Bien entendu, le microprocesseur ne traite pas directement des données culinaires, mais on peut imaginer qu'il commande des appareils de manutention, des fours, des plaques de chauffage, des ouvre-boîtes et des tire-bouchons électriques, des remue-sauces, des ajoute-vinaigre, des saupoudreuses de gruyère, etc., et ce en fonction d'un programme que le client de l'auberge aura choisi par sa commande. La figure 1-2 montre la console de commande dont il dispose à cet effet.

### En attendant le bus

Le « bus des données » de la figure 1-1 est évidemment chargé du transport des informations et des marchandises. Comme ce véhicule comporte 8 places numérotées, il est prévu pour un microprocesseur « 8 bits ». C'est-à-dire que les informations qu'il traite doivent normalement être disposées sous forme d'une suite de huit chiffres, composé uniquement de 0 et de 1 (système binaire, tel qu'on l'apprend à l'école)



Port d'entrée  
des données

Voyant  
d'adresse

300.000  
km/s

VITESSE  
LIMITEE

LIVRAISONS

Sonnez

PERIPHERIE



SUR TOUTES  
LES VOIES

Utilisation  
des données  
traitées

**AUBERGE DU ZERO DORÉ**

110 111 A toute heure  
010 111 Variés  
001 000 Réputée  
101 100 Soignée  
010 001 Ombragé  
Visitez notre 1010 110

Places nées

01

DATA

CUISINE

Menus  
conseillés

Le Chef 10110  
10100  
Heumière 10001  
00110  
à l'Orange 1101  
Prix Née  
00100 menus

Mémoire vive (RAM)

## DEPOT FRIGORIFIQUE

111100 111011 111010 111001 111000 110111 110110 110101 110100 110011 110010 110001 110000 101111 101110 101101 101100 101011 101010 101001 101000 100111 100110 100101 100100 100011 100010 100001 100000

Il est strictement interdit de prélever de la marchandise d'une case dont le voyant d'adresse n'est pas allumé.

## BIBLIOTHEQUE

Mémoire vive (RAM)

## DEPOT FRIGORIFIQUE



*Il est strictement interdit de prélever de la marchandise d'une case dont le voyant d'adresse n'est pas allumé.*

## BIBLIOTHEQUE DES RECETTES DE CUISINE



*Interdiction absolue de consulter en absence d'autorisation par le voyant d'adresse.*

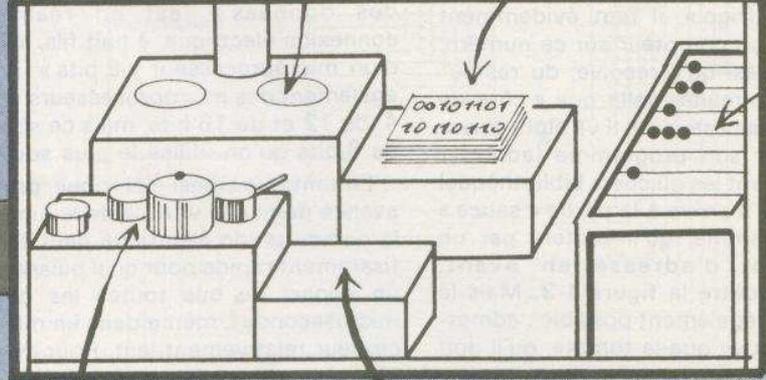
Mémoire morte (ROM)

Voyants d'adresse

Fourneau (Unité arithmétique et logique VAL)

Pile des adresses de retour

Compteur ordinal



Banc des récipients (registres)

Table de travail (accumulateur)

Câbles vers voyants d'adresses (Bus d'adresses)

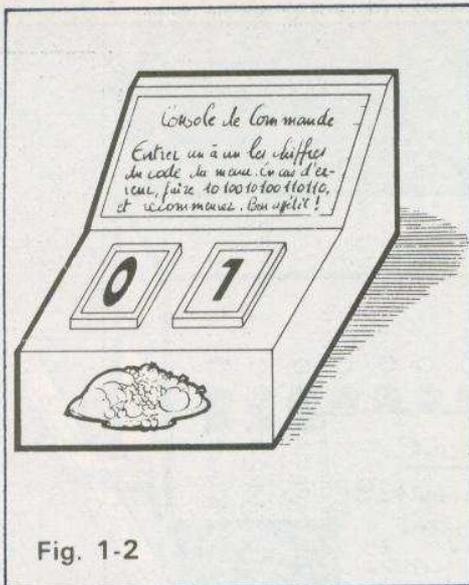


Fig. 1-2

Par conséquent, le client de l'auberge doit faire sa commande en tapant sur son clavier quelque chose comme « 01101001 ». Le bus charge alors cet « octet » (byte) de huit chiffres, en respectant bien leur ordre, sur ses places numérotées. Il les amène à la cuisine, le cuisinier analyse l'ordre reçu et met le compteur ordinal sur un numéro, qui correspond au début du programme de recettes dont on aura besoin. Aussitôt, un voyant s'allume au-dessus du guichet correspondant de la bibliothèque des recettes, et le bus y fonce. Il copie le renseignement qu'il y trouve : « aller à la case 110001 du dépôt frigorifique et prendre une tomate ». Retour à la cuisine, où le chef – qui ne se souvient plus si la livraison des tomates a eu lieu – demande d'abord au bus de vérifier si le contenu de cette case 110001 est « différent de zéro ». Si oui, le prochain pas du programme consiste dans la commande d'un appareil de manutention qui place une tomate sur une table de travail, puis on « décrémente » (soustraire une unité) le contenu de la mémoire des tomates (110001), pour avoir un « inventaire permanent » du stock. Par la micro-instruction suivante, on commande un engin qui coupe la tomate en tranches, puis on prépare la vinaigrette, etc.

Bien entendu, le bus ne peut prendre qu'une seule instruction à la fois. Quand il l'a exécutée, il retourne à la cuisine, où le chef fait avancer le compteur ordinal. Comme ce compteur commande les voyants d'adresse des mémoires, le bus reconnaît aussitôt sa nouvelle destination, et il s'y rend à toute vitesse. Lorsqu'il y est arrivé, il peut, suivant le cas, copier une instruction (en bibliothèque), retirer des données qu'il aura précédemment stockées, lors de la livraison, et aussi comparer.

Adresses	Instructions
00110001 à 00111000	« Préparation d'une côte de porc ».
00111001	« Demander au client s'il veut de la sauce ».
00111010	« Si non, aller à 01001001, si oui, à l'adresse qui suit ».
00111011 à 01001000	« Préparation d'une sauce piquante ».
01001001 à 10010111	« Préparation d'une purée mousseline ».

Fig. 1-3

Adresses	Instructions
00010000 à 00011100	« Prendre une tomate et la mettre sur la table ».
00011101 à 00100011	« Examiner la tomate ».
00100100	« Si elle est mauvaise, la rejeter, et retour à 00010000. Si non, aller à l'adresse qui suit ».
00100101 à 00110011	« Couper la tomate en tranches ».

Fig. 1-4

**Exemple :** comparer le contenu de la mémoire « tomates » au chiffre 50, et si ce contenu est inférieur à 50, se brancher à un programme « machine à écrire » qui rédige une lettre de commande au fournisseur.

Il existe également plusieurs possibilités quant au mode de manœuvres du compteur ordinal. En absence d'instruction particulière, le « chef » le fait avancer d'un numéro au suivant, et il « adresse » alors, par l'allumage des voyants successifs, les guichets correspondants de la bibliothèque. Mais s'il trouve, dans l'un de ces guichets, l'instruction « aller au 110001 du frigo », il faut évidemment qu'il mette son compteur sur ce numéro. Il se peut aussi qu'il reçoive, du restaurant, une commande telle que « côte de porc purée, sans sauce ». Il va alors suivre normalement son programme (adresser successivement les guichets bibliothèque) jusqu'à ce qu'il arrive à la partie « sauce » de ce programme, qu'il sautera par un **déplacement d'adresse en avant**, comme le montre la figure 1-3. Mais le contraire est également possible : admettons qu'il trouve que la tomate, qu'il doit couper en tranches, est avariée (il dispose, pour cela, d'un détecteur opto-oléo-électronique avec un programme spécial), il va alors effectuer un **déplacement d'adresse en arrière**, (fig. 1-4) pour prendre une nouvelle tomate. Et s'il la trouve

encore avariée, il referme encore sa **boucle de retour**, quitte à répéter la manœuvre, jusqu'à ce que ses exigences soient satisfaites. A moins que cela ne se termine par l'épuisement du stock, d'où déplacement d'adresse vers un programme d'excuses, à présenter au client, puis rédaction d'une lettre enflammée au fournisseur.

### Rapidité et intelligence

On aura sans doute compris que le charmant véhicule de la figure 1, le « bus des données », est en réalité une connexion électrique, à huit fils, s'il s'agit d'un microprocesseur « 8 bits » (il existe également des microprocesseurs de 2, de 4, de 12 et de 16 bits, mais ce sont ceux de 8 bits qu'on utilise le plus souvent).

En tant que signal électrique, ce « bus » avance donc à la vitesse de la lumière, et la commutation électrique peut être suffisamment rapide pour qu'il puisse y avoir un départ de bus toutes les quelques microsecondes, même dans un microprocesseur relativement lent. Pour avoir une idée de cette cadence de départ, imaginez-vous que vous vous trouvez place de l'Opéra, et que vous voulez voir passer un nombre de bus « 27 » égal à celui des « bus » qui circulent dans un microprocesseur pendant une seconde.

Cependant, le microprocesseur possède une caractéristique qui est encore plus étonnante, plus inattendue, plus incroyable que sa vitesse. En effet, cette vitesse est limitée, mais ce qui est illimité, absolu et parfait, c'est sa stupidité. Pour l'homme, ce manque entier d'intelligence est aussi déroutant qu'impensable, aussi imprévisible que pesant, si bien que la principale difficulté d'utilisation du microprocesseur réside dans le degré inimaginable de son idiotie. Il faut tout lui dire, il ne se souvient jamais de rien, et pour lui faire accomplir les tâches les plus simples, il faut lui faire exécuter toute une série de micro-instructions.

Le microprocesseur, c'est l'informatique du pauvre. Ce qui implique, d'ailleurs, qu'il est intéressant pour un nombre bien plus grand de gens, que ce n'est le cas de la « grande informatique ». Mais cela implique aussi que l'utilisateur ne peut

profiter de sa grande rapidité qu'en y mettant de sa propre intelligence, du moins lors de la programmation, souvent aussi lors de l'utilisation.

En somme, le mariage entre l'homme et le microprocesseur peut engendrer un rejeton qui allie l'intelligence de l'un à la rapidité de l'autre. Mais hélas, les lois de l'hérédité d'une part, les résultats de laboratoire de l'autre, démontrent qu'il faut beaucoup de tentatives pour y arriver. Et souvent, on constate que c'est d'abord la lenteur de l'un qui se trouve agrémentée de la stupidité de l'autre.

### Ce que cache le paysage

Pour l'homme, les choses se compliquent déjà, quand il s'agit de passer de la diversité du paysage de la figure 1-1, à l'austérité du schéma électrique équiva-

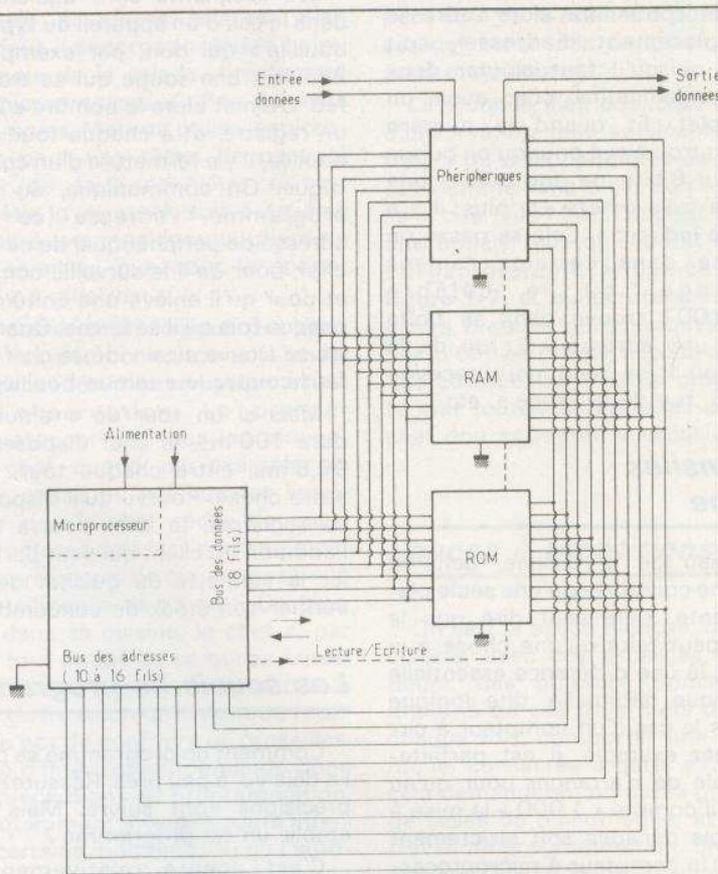


Fig. 1-5

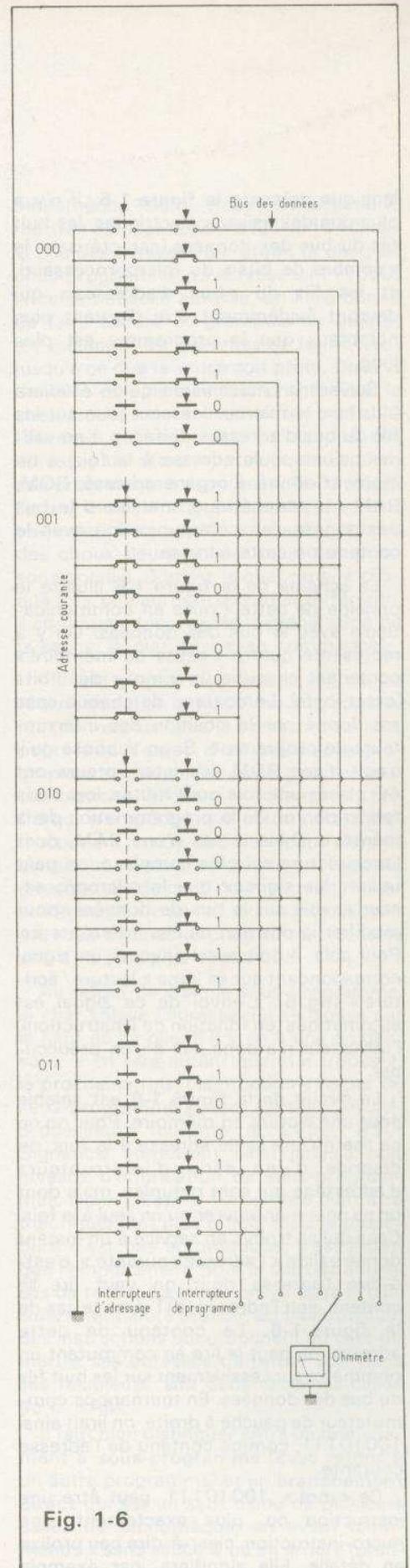


Fig. 1-6

lent que présente la **figure 1-5**. Il n'y a plus que des liaisons électriques, les huit fils du bus des données (caractérisant le « nombre de bits » du microprocesseur), et les fils du « bus d'adresses » qui devront évidemment être d'autant plus nombreux que le programme est plus long.

Suivant un mécanisme qu'on étudiera plus loin, le microprocesseur joue sur les fils du bus d'adresses de façon à ne valider qu'une seule adresse à la fois, à un moment donné. L'organe adressé, ROM, RAM ou périphérique, met alors le bus des données en communication avec le contenu de cette adresse.

Le schéma de la **figure 1-6** illustre le principe de cette « mise en communication » avec le bus des données. On y a représenté quatre « cases de mémoire » contenant chacune un « mot » de 8 bits (octet, byte). Le contenu de chaque case est donné par la position des interrupteurs de programme. Si on suppose qu'il s'agit d'une ROM, les interrupteurs ont été placés une fois pour toutes, lors de la fabrication ou de la programmation de la mémoire. Dans le cas d'une RAM, dont l'architecture est plus complexe, on peut utiliser les signaux que le microprocesseur envoie sur le bus de données, pour modifier la position de ces interrupteurs. Pour cela, il doit aussi envoyer un signal correspondant sur sa ligne « lecture/écriture » (**fig. 5**). L'envoi de ce signal est automatique (en fonction de l'instruction), l'utilisateur n'a donc pas à s'en préoccuper.

Le circuit de la **figure 1-6** est valable pour une lecture en mémoire. Pour qu'on ne lise qu'une seule adresse à la fois, on dispose d'une série d'interrupteurs d'adressage qui sont octuples, mais dont on ne peut manœuvrer qu'un seul à la fois. Celui qui se trouve en service à un instant donné valide « l'adresse courante », c'est-à-dire l'adresse dont on veut lire le contenu, soit l'adresse 001 dans le cas de la **figure 1-6**. Le contenu de cette adresse, on peut le lire en commutant un ohmmètre successivement sur les huit fils du bus des données. En tournant ce commutateur de gauche à droite, on lirait ainsi 10010111, comme contenu de l'adresse courante.

Ce « mot », 10010111, peut être une instruction ou, plus exactement, une micro-instruction, c'est-à-dire peu prolixe en détails. Elle signifiera, par exemple

« ajouter », et c'est par d'autres instructions, préalables ou ultérieures, qu'il convient de spécifier les adresses où se trouvent contenues les « opérandes », c'est-à-dire les quantités qu'on veut ainsi ajouter l'une à l'autre.

Les cases de mémoire ont des numéros du genre 01101001, et les contenus de ces « adresses » s'expriment par des numéros d'un genre tout à fait identique. Il est évidemment très important de ne pas confondre l'adresse et son contenu, et ce, bien que le contenu d'une adresse peut parfaitement être une autre adresse ! En effet, souvenez-vous de la tomate qu'il fallait chercher à la case 110001. En pareil cas, il est nécessaire d'exprimer l'instruction sur deux octets, et de les mettre dans deux cases consécutives de la mémoire. Le premier contient un code qui signifie « diminuer d'une unité le contenu de l'adresse qui sera indiqué par l'octet suivant ». Ce second octet contiendra alors l'adresse (ou un déplacement d'adresse), soit 00110001, puisqu'il faut ajouter deux zéros (non significatifs) pour avoir un octet complet. Et quand le numéro d'adresse est trop élevé pour qu'on puisse l'exprimer sur 8 bits, on doit utiliser une instruction à trois octets. De plus, il y a « l'adressage indirect ». Cela se passe un peu comme dans certains romans d'espionnage, où le célèbre James Bond 001 trouve dans sa boîte aux lettres, une adresse « 5, rue de la Pomme », où il se rend pour recevoir l'adresse « 6, rue de la Prune », etc.

### **Les ustensiles de cuisine**

Le fourneau de la cuisine, dans la **figure 1-1**, ne comporte qu'une seule plaque chauffante. Cela veut dire que le « chef » ne peut faire qu'une chose à la fois, et c'est là une différence essentielle avec la logique habituelle, dite logique câblée. Dans le cas d'un compteur à circuits TTL, par exemple, il est parfaitement possible de s'arranger pour qu'au moment où il compte « 1 000 » la mise à zéro des trois décades soit strictement simultanée. Un compteur à microprocesseur est incapable de cette performance, car il devra faire appel à plusieurs cases de mémoire pour compter jusqu'à 1 000, et il ne pourra appeler les contenus de ces cases que l'un après l'autre.

Pour pallier les inconvénients de ce traitement séquentiel, le chef dispose, dans sa cuisine, d'une table de travail et de quelques récipients. Dans un vrai microprocesseur, cela s'appelle des « accumulateurs » (on peut y accumuler des données qu'on veut traiter) ou « registres » (on peut y enregistrer ces données), sans qu'il y ait, entre les deux, une différence essentielle.

Le chef doit déjà faire appel à ses récipients, accumulateurs ou registres, quand il s'agit simplement d'additionner les contenus de deux cases de mémoire. En pareil cas, le programme doit être conçu de façon à ce qu'il y ait d'abord un rappel du contenu de la première mémoire, on la met dans un récipient pour y ajouter ensuite le contenu de l'autre. Des opérations directes « mémoire-mémoire » ne sont possibles qu'avec certains microprocesseurs 16 bits (Texas Instruments).

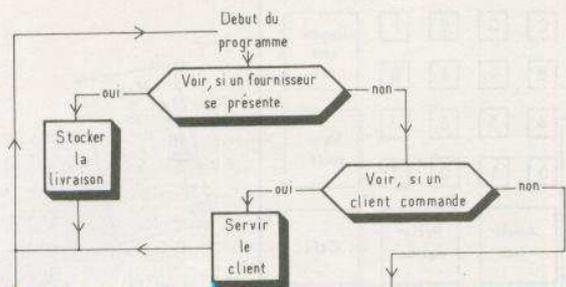
Les récipients sont également utiles dans le cas d'un appareil du type « remue-bouillie » qui doit, par exemple, remuer 256 fois une soupe qui se trouve sur le feu. On met alors le nombre « 256 » dans un registre, et à chaque tour du remue-bouillie, il y a fermeture d'un contact électrique. On communique, au moyen du programme, l'adresse (ce sera une adresse de périphérique) de ce contact au chef, pour qu'il le surveille constamment, et pour qu'il enlève une unité du registre chaque fois qu'il se ferme. Quand le registre se trouve ainsi vidé, le chef saura qu'il faut couper le « remue-bouillie », etc.

Mais si un tour de « remue-bouillie » dure 100 ms, le chef disposera bien de 99,8 ms, entre chaque tour, pour faire autre chose. Pourvu qu'il dispose d'assez de registres, le chef pourra alors faire l'addition du client qui veut partir, surveiller la sonnette du guichet de livraison, vérifier son stock de concombres, etc.

### **Les soucis de programme**

Comment un programme se déroule, on l'a déjà vu, à peu près. Rassurez-vous, des précisions vont suivre. Mais comment établir un tel programme ?

C'est encore relativement simple, quand l'ordre chronologique des traitements est prévisible. C'est-à-dire quand tous les fournisseurs arrivent avant midi, les clients seulement après, et quand le travail du cuisinier n'est à commencer que



bibliothèque, où il trouve l'instruction : mettre l'adresse suivante (01001010) sur la pile des adresses de retour, et aller, en sous-programme, à l'adresse 01111000. A cette nouvelle adresse, on lui ordonne de faire fondre 30 grammes de beurre.

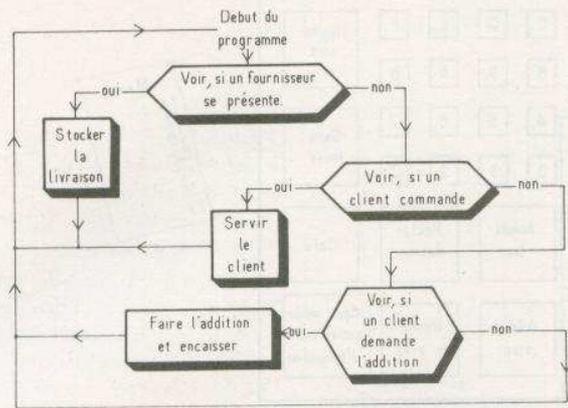


Fig. 1-7

lorsque tous les clients ont donné leur commande. Dans ce cas, on commence par le nettoyage matinal du dépôt frigorifique (faire le zéro dans toutes les cases de la RAM), puis on entre, tranquillement, au fur et à mesure de leur arrivée, les salisifs, côtes de porc, haricots verts, sardines à l'huile et autres salades. Bien entendu – faut-il encore le préciser ? – on n'entre jamais de la salade directement dans un microprocesseur. Pas au sens propre, du moins. Mais on utilise le microprocesseur pour une tâche de gestion, permettant de faire connaître à tout moment l'état d'un stock soit à un être humain, soit à une machine qui utilise ce stock, ne serait-ce que pour la couper quand il n'y a plus rien.

Quand l'ordre chronologique des événements n'est pas connu, on a le choix entre les procédés d'interruption et de boucle d'observation. Le premier consiste à stopper net tous les mouvements du chef, quand, par exemple, un fournisseur sonne au guichet des livraisons. Pour que le chef sache de qui il s'agit, une adresse doit être présentée par l'organe interrupteur, ce qui suppose une certaine intelligence de sa part. De plus, de retour dans sa cuisine, le chef a, par définition, tout oublié de ce qui se faisait avant, et il risque donc fort de mettre le bordereau de livraison qu'il vient de recevoir dans le pot de confiture de groseilles. Le procédé d'interruption demande donc certaines précautions de programmation. On peut notamment interdire toute interruption à certains moments, ou ne l'autoriser, à d'autres, qu'après sauvegarde du contenu des récipients (accumulateurs, registres) dans le frigo. Il faut aussi qu'à la fin de l'interruption, le chef retrouve bien l'adresse (du programme courant) qu'il allait attaquer lorsqu'on l'a appelé.

Dans certains microprocesseurs (2650, RTC-Signetics), c'est automatique, avant son départ, le chef met cette adresse sur la « pile des adresses de retour » (dans la cuisine, fig. 1-1), où il la retrouve en revenant. Dans le cas d'autres microprocesseurs, il faut aménager spécialement un petit coin de la mémoire pour ces adresses de retour (d'interruption et aussi de sous-programme).

La seconde méthode, celle de la boucle d'observation, est applicable, quand le travail du chef comporte de larges pauses, comme dans le cas du « remue-bouillie », cité plus haut. On peut alors établir une boucle telle qu'elle est illustrée par l'organigramme (flow-chart) de la figure 1-7, et qui scrute successivement divers organes périphériques. Ces organes n'ont alors pas besoin de présenter une adresse, car c'est le programme qui fournit toutes les adresses auxquelles le chef doit se rendre successivement.

### Sauces à répétitions

On sert la sauce blanche, dit le livre de cuisine, avec des asperges, des choux-fleurs, des poissons bouillis. Le programme de ces trois mets devrait donc, chaque fois, comporter une partie commune, consacrée à cette sauce. Comme cela demanderait un assez grand nombre de cases de bibliothèque, et pas mal de travail de programmation, on a avantage à mémoriser la sauce blanche sous forme d'un sous-programme. C'est-à-dire que dans le programme, par exemple, des asperges, le chef arrivera, en allant progressivement d'une case à l'autre, à un moment donné à la case 01001001 de la

bibliothèque, où il trouve l'instruction : mettre l'adresse suivante (01001010) sur la pile des adresses de retour, et aller, en sous-programme, à l'adresse 01111000. A cette nouvelle adresse, on lui ordonne de faire fondre 30 grammes de beurre, d'y mélanger 40 grammes de farine, etc., jusqu'à ce que la sauce soit prête. Dans la dernière case de son sous-programme, le chef trouve alors l'instruction : aller à l'adresse qui se trouve sur la pile des adresses de retour », et il poursuit alors son programme « asperges ». De la même façon, le sous-programme « sauce blanche » peut être appelé par le programme des choux-fleurs ou par ceux des poissons bouillis. Comme le chef note, à chaque fois, une adresse de retour différente, il continuera bien, après la préparation de la sauce, le plat qu'il avait commencé.

Mais la plupart des sauces, on ne les réussit que si on remue. Ainsi, cet appareil mentionné plus haut, le « remue-bouillie », peut faire l'objet d'un sous-sous-programme auquel on fait appel pour les sauces blanche, béchamel, hollandaise, etc. Ce qui n'empêche que cette suite d'instructions « remue-bouillie » peut devenir simple sous-programme si on l'appelle directement de celui de la pomme mouseline ou du riz au lait, ou encore devenir un sous-sous-sous-programme, dans le cas d'un plat plus compliqué.

Au retour de chaque sous-programme, le chef enlève l'adresse qui se trouve sur le haut de sa pile. S'il y en a une en dessous, il en fera autant quand il trouvera, la prochaine fois, l'instruction « retour de sous-programme », etc. Certains microprocesseurs (comme le 2650, RTC, Signetics) admettent ainsi jusqu'à huit niveaux d'imbrication de sous-programmes. Dans d'autres, ce nombre peut être théoriquement plus grand, mais la procédure n'est pas automatique, c'est-à-dire que l'emplacement pour la pile des adresses de retour n'est pas prévu dans la cuisine. Il faut alors prévoir, en bibliothèque, des instructions qui ordonnent au chef de mettre ses adresses de retour soit dans ses récipients, soit dans certaines cases de la RAM.

Il faut bien distinguer entre un branchement à sous-programme (avec retour à un autre programme) et un branchement direct qui est un saut d'une ou plusieurs cases de bibliothèque, en avant (commande « sans sauce ») ou en arrière (prendre une autre tomate).

## Evitons les longueurs fastidieuses

On peut dire que la micro-électronique est quelque peu inhumaine du fait de sa stupidité. Cela ressort notamment du pupitre de commande de la figure 1-2. Du point de vue technique, c'est simple, car il y a un minimum de fils à installer. Mais ce pauvre client qui doit taper là-dessus toute une série fastidieuse de 0 à 1 ! Et s'il ne se trompe qu'une fois, il risque bien de recevoir des spaghetti vinaigrette à la place de son steak frites.

La première simplification (pour l'homme, donc complication pour la machine), consiste dans l'adoption du code hexagésimal. Pour cela, on divise chaque octet en deux groupes de 4 bits, et on désigne par un code de 16 symboles (de 0 à F, voir tableau ci-dessous) les 16 valeurs numériques qu'on peut exprimer par ces 4 bits.

Code hexagésimal		
Valeur binaire	Valeur « hexa »	Valeur décimale
0000	0	0
0001	1	1
0010	2	2
0011	3	3
0100	4	4
0101	5	5
0110	6	6
0111	7	7
1000	8	8
1001	9	9
1010	A	10
1011	B	11
1100	C	12
1101	D	13
1110	E	14
1111	F	15

L'ennui, avec ce système, c'est qu'on a toujours tendance à revenir à la notation décimale de son enfance, et de dire que  $8 + 7 = 15$ , alors qu'en « hexa »,  $8 + 7 = F$ . Mais tant qu'on n'a que des commandes à rentrer, cette difficulté ne joue pas. Ainsi, la commande du steak frites, dont le code serait, par exemple, l'octet 00011111, pourrait s'exprimer, en « hexa », par « 1F ». On peut donc très rapidement entrer une telle commande sur un clavier qui devra évidemment avoir 16 touches. En fait, on ajoute souvent

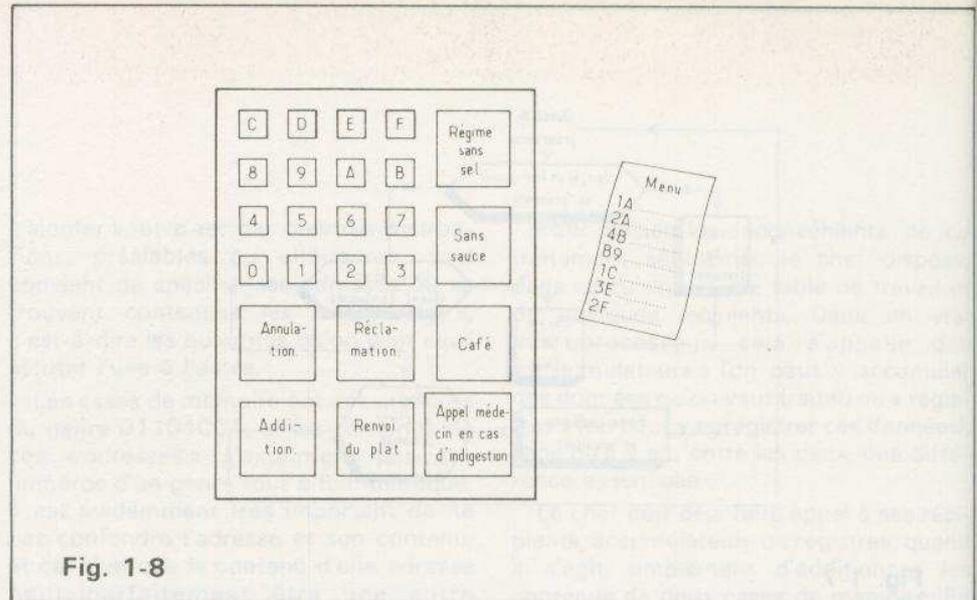


Fig. 1-8

quelques touches supplémentaires à un tel clavier, pour des fonctions dont on risque d'avoir besoin fréquemment. Ainsi, les tables de l'Auberge du Zéro Doré pourront comporter des pupitres de commande semblables à celui de la figure 1-8.

A certaines inscriptions près, ce clavier ressemble à celui des petites unités de développement qu'on trouve dans le commerce et qui servent, ainsi qu'on le verra par la suite, à mettre au point, à expérimenter et à exécuter des programmes (de gestion, de jeu, de tâches domestiques, etc.)

Le pas suivant, dans l'évolution du langage, c'est le clavier alphanumérique (comme celui d'une machine à écrire) et qui permet d'entrer les commandes en « code mnémorique » (mnémo). C'est-à-dire, au lieu d'entrer « 1F » pour le steak frites, on tape les lettres d'une abréviation convenue, par exemple STK FRT, et le clavier commande alors un microprocesseur qui traduit en « 00011111 », puis il achemine cela vers un autre microprocesseur qui fait, lui, la cuisine.

Certes, STK FRT est plus long à taper que '1F', mais c'est plus facile à retenir. On n'a donc plus besoin de consulter un livre de code avant chaque commande.

La façon la plus évoluée, c'est de ne plus procéder « à la carte », mais de commander, en bloc, tout un menu. Ou encore, de commander une « pizza margherita », au lieu de spécifier toutes sortes d'ingrédients. Pour cela, on doit disposer d'un « assembleur » et d'un « éditeur » qui se chargent de tout le programme de l'affaire, à condition, bien entendu, qu'on les ait programmés pour cela auparavant.

Mais là, on est déjà dans le domaine de la Grande Informatique, où l'utilisateur n'a plus tellement besoin de comprendre ce

qu'il se passe à l'intérieur de l'engin. Il suffit qu'il puisse se l'offrir.

L'informatique du pauvre est plus exigeante, et il va falloir assimiler encore pas mal de détails, avant qu'on puisse vraiment profiter de ses énormes possibilités.

H. SCHREIBER

**HIFI** STEREO DISQUES

**CHEZ VOTRE MARCHAND DE JOURNAUX**

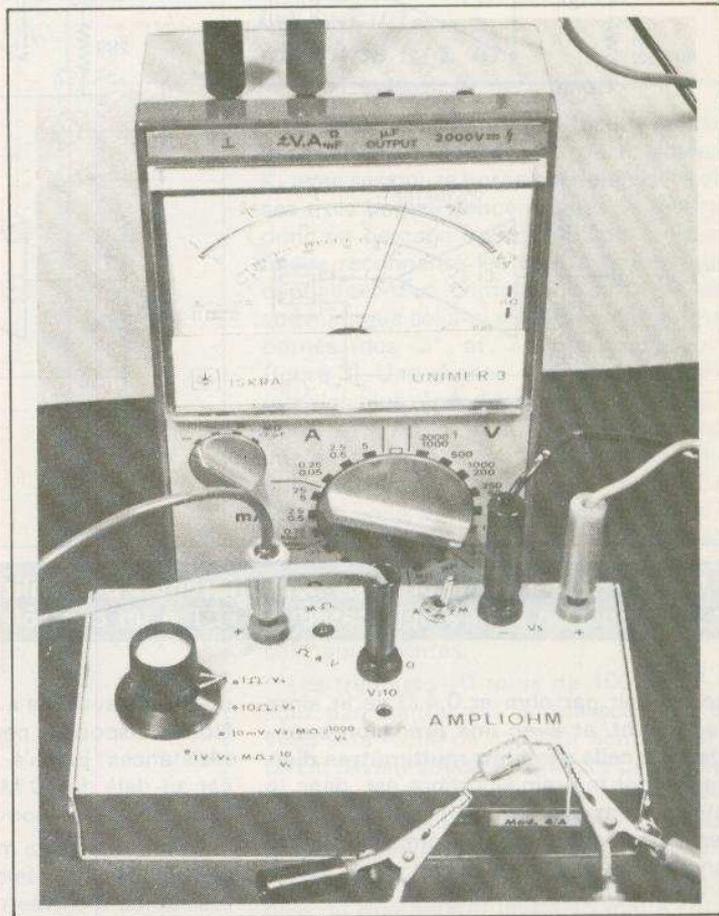
---

● **CHAQUE MOIS** ●

**Sono**  
**LIGHT SHOW**  
**MUSIQUE**

Les caractéristiques de certains multimètres digitaux vous font rêver mais vous ne disposez que d'un classique « 20 000  $\Omega/V$  » aux performances souvent trop modestes pour mener à bien certains montages : nous avons donc conçu pour vous ce petit amplificateur simple et sûr qui va enfin vous permettre de mesurer des dixièmes d'ohms, des dizaines de mégohms, des centaines de nanoampères, des dixièmes de millivolts ou encore des dizaines de volts mais avec une résistance d'entrée de 20 M $\Omega$  !

L'âme du montage est un ampli opérationnel BI-FET c'est-à-dire un genre de 741 à impédance d'entrée quasi infinie. Enfin, cet appareil qui s'intercale entre la mesure et le contrôleur vous reviendra à moins de 70 F, boîtier compris.



## Perfectionnez votre **CONTROLEUR**

### Principe de fonctionnement (fig. 1)

Le BI-FET CI<sub>1</sub> est monté en amplificateur de tension non-inverseur avec trois gains commutables x 1, x 10 et x 100 ; sa sortie V<sub>S</sub> est branchée sur le contrôleur toujours en position voltmètre.

Le CI étant alimenté en  $\pm 9$  V, cette tension de sortie ne dépassera pas  $\pm 7,5$  V environ ce qui nous assure une bonne linéarité avec des potentiels d'entrée ne dépassant pas  $\pm 6,5$  V, bien que l'entrée puisse « encaisser » une sur-tension accidentelle de 30 V.

### Mesure des tensions continues (fig. 1c)

Pour les potentiels inférieurs à 6,5 V la résistance d'entrée est de 2 M $\Omega$  et le gain du CI peut être x 1 ou x 100, ce qui per-

met de chiffrer des dixièmes de millivolts. Un pont diviseur par dix pourra mesurer des tensions jusqu'à 65 volts mais dans ce cas avec une résistance d'entrée de 20 M $\Omega$ , et toujours avec le choix du gain x 1 ou x 100.

Par exemple, une tension de 0,27 V aux bornes d'une résistance de 1,5 M $\Omega$  ne peut être mesurée qu'avec 20 M $\Omega$  d'entrée ; on utilise alors le diviseur par dix et le gain x 100, soit un gain global de  $100/10 = 10$  et on lira 2,7 volts sur le contrôleur.

Celui-ci était jusqu'à présent incapable d'effectuer une telle mesure car son entrée (ou résistance interne) de 20 k $\Omega$  aurait pratiquement court-circuité cette résistance de 1,5 M $\Omega$ , et l'aiguille n'aurait même pas bougé ! S'il s'agissait de mesurer 1 V sur une résistance de 22 k $\Omega$ , ce contrôleur indiquerait 0,5 V, tandis qu'en

intercalant notre appareil avec son entrée normale de 2 M $\Omega$  et  $g = x 1$  nous lirons la tension réelle de 1 volt.

La mesure des faibles résistances présente un intérêt énorme, notamment pour vérifier des lignes de masse en BF et la qualité de contacts électriques. En effet une résistance parasite de 0,4  $\Omega$  sur un inter 220 V/10 A va dégager une puissance thermique (et destructrice) de  $10^2 \times 0,4 = 40$  watts, autant qu'un fer à souder. Or sur le cadran de votre contrôleur, 0,4  $\Omega$  représente moins de 0,5 mm, indécélable.

Comme le montre la figure 1a, nous faisons passer un courant de 10 mA dans la résistance inconnue et nous prélevons la tension à ses bornes et le CI la multiplie par 100. En sortie nous avons donc :

$$V_s = R \times 0,01 \times 100 = R$$

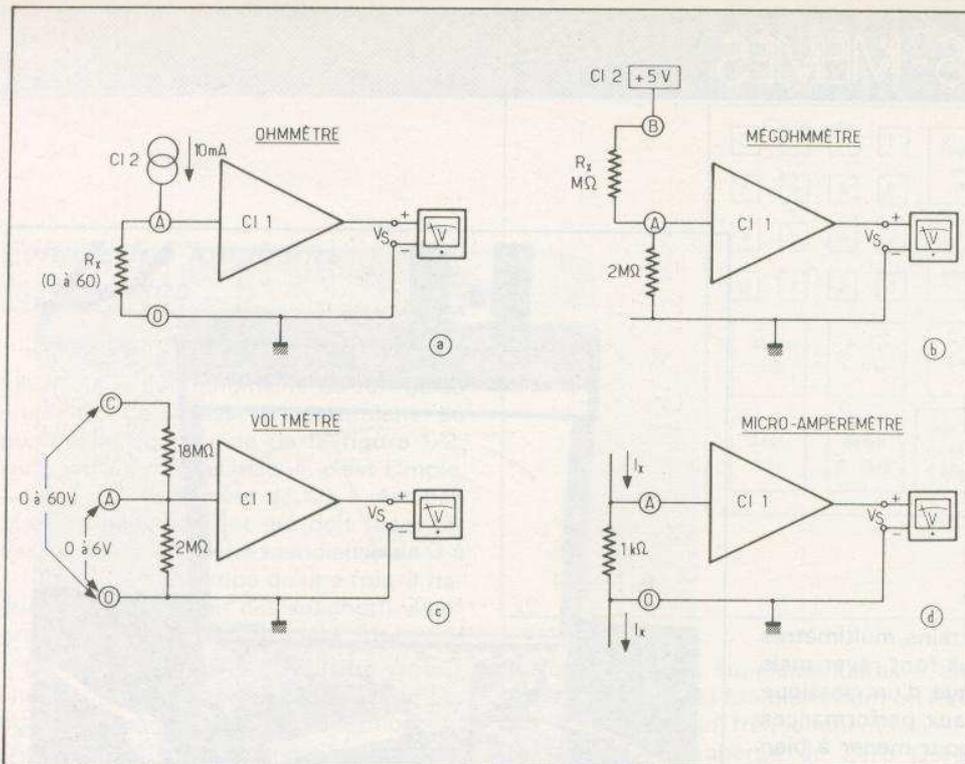


Fig. 1. - Schémas de principe des différentes possibilités offertes par l'adjonction d'un amplificateur BI-FET à un contrôleur « banal ».

soit 1 volt par ohm et 0,4  $\Omega$  se lit alors facilement, et avec une précision supérieure à celle des bons multimètres digitaux dont le premier calibre est, dans le meilleur des cas, 200,0  $\Omega \pm 0,1 \Omega$ . Pour les résistances comprises entre 6 et 60  $\Omega$  on abaisse le gain à dix et nous avons 1 volt par 10  $\Omega$  en sortie.

Pour les faibles intensités, le premier calibre de tous les contrôleurs est 50  $\mu\text{A}$  avec 3,5 k $\Omega$  en série, constitués par la résistance du cadre du galvanomètre, soit une division par  $\mu\text{A}$ . Avec notre montage, le courant à mesurer traverse une résistance extérieure de 1 000  $\Omega$  et on mesure la tension à ses bornes avec un gain de cent (fig. 1d). La tension de sortie  $V_s$  est donc de  $I \times 1000 \times 100$  en volt, soit 10  $\mu\text{A}$  par volt, ou encore 5  $\mu\text{A}$  pleine échelle sur le premier calibre « 500 mV= » du contrôleur où chaque graduation correspond alors à 100 mA. En somme, avec une résistance série trois fois et demie plus faible on obtient une déviation d'aiguille dix fois plus grande !

Les mégohms sont très difficiles à lire sur un contrôleur car cette fonction étant alimentée en 1,5 ou 3 volts, l'intensité dans le galvanomètre est de 1,5 ou 3  $\mu\text{A}$  pour une résistance de 1  $\mu\Omega$  seulement, et aucune fiabilité ne peut être accordée à des déviations aussi ridicules. Cette lacune est très gênante pour vérifier la qualité des isolements sur un appareil qui recevra une tension de plus de 100 volts

ou qui « travaillera » en haute impédance. Notre dispositif permet d'évaluer des résistances jusqu'à 1 000 M $\Omega$  environ, car au-delà de 20 M $\Omega$  une grande précision est le plus souvent inutile.

Le principe de la mesure est assez simple (fig. 1b) : La résistance inconnue et la résistance d'entrée de 2 M $\Omega$  constituent un pont diviseur alimenté en 5 volts. La tension au point intermédiaire est donc de :

$$5 \times \frac{2}{2 + R_x (\text{M}\Omega)} = \frac{10}{2 + R_x} \approx \frac{10}{R_x} \text{ ou } R_x = \frac{10}{V_s}$$

Exemple :  $V_s = 0,22 \text{ V}$  donne

$$R_x = \frac{10}{0,22} = 45 \text{ M}\Omega$$

Avec un gain de 100 la formule devient :

$$R_x = \frac{1\,000}{V_s}$$

exemple :  $V_s = 1,25 \text{ V}$  pour  $R_x = 800 \text{ M}\Omega$ , mais pour ces très grandes valeurs les champs électriques aériens (« effets de main ») deviennent très gênants, les liaisons doivent être très courtes et l'imprécision devient donc importante.

## Le circuit électronique (fig. 2)

Après cet exposé vous concevez les multiples commutations de gains, de circuits d'entrées et de ponts diviseurs que l'on pourrait bâtir autour de ce petit CI à huit pattes ; mais en électronique la solution de facilité consiste à faire du complexe, aussi plutôt qu'un monstre bouton-neux nous avons opté pour un ensemble rationnel avec un seul rotacteur à quatre positions, quitte à délaissier certains calibres que nous avons jugé d'un moindre intérêt pratique.

L'ampli BI-FET  $CI_1$  est un TL-080, ou encore TL-081 en supprimant le condensateur  $C_1$ , équipé d'un réglage  $P_1$  de zéro électrique (« off-set »). Ce point a déterminé le choix de ce BI-FET car avec un CA 3130 cette opération est des plus scabreuses, quoi qu'en dise la notice technique. Alors qu'avec le bon vieux 741 un potentiomètre ajustable ordinaire est suffisant, le TL 080 nécessite un « trimmer » dix tours car le réglage est très pointu. Ce CI a été décrit dans un article récent ; voir « Electronique Pratique » nouvelle série n° 20 page 130.

Les résistances  $R_1$  à  $R_7$  devront être aussi précises que possible, car elles fixent les gains  $\times 10$ ,  $\times 100$  et les rapports de ponts diviseurs.

Le circuit intégré  $CI_2$  à trois pattes est un petit régulateur de tension 5 V / 100 mA. Il a deux rôles bien distincts, bien sûr source 5 V mais aussi en générateur de courant constant, en reliant la broche « masse » à la broche « sortie régulée » par une résistance ajustable  $P_2$ . Ce montage moins connu que l'ensemble « PNP plus zener » (Voir « Electronique Pratique » n° 1588, page 78), a une plage de réglage plus restreinte, mais à l'avantage de ne pas dépendre de la tension d'alimentation, or le circuit fonctionne avec deux piles de 9 V miniatures.

Voyons maintenant les commutations confiées à un rotacteur trois voies/quatre positions mono-bloc (forme potentiomètre). Tout d'abord le commun  $S_1$  relié à la broche « 2 » du régulateur  $CI_2$ , qui est mis à la masse en « a » (générateur 5 V) ou relié à  $P_2$  en « b » (générateur 10 mA). Le commun  $S_2$  aiguille en « c » la tension 5 V sur la douille banane « B », ou le courant constant en « d » sur la douille « A ». Enfin, le commun  $S_3$  détermine le gain en tension de  $CI_1$ , en « e »  $g = 1$ , en « f »  $g = 100$  et 10 en « g ». (Voir figure 3).

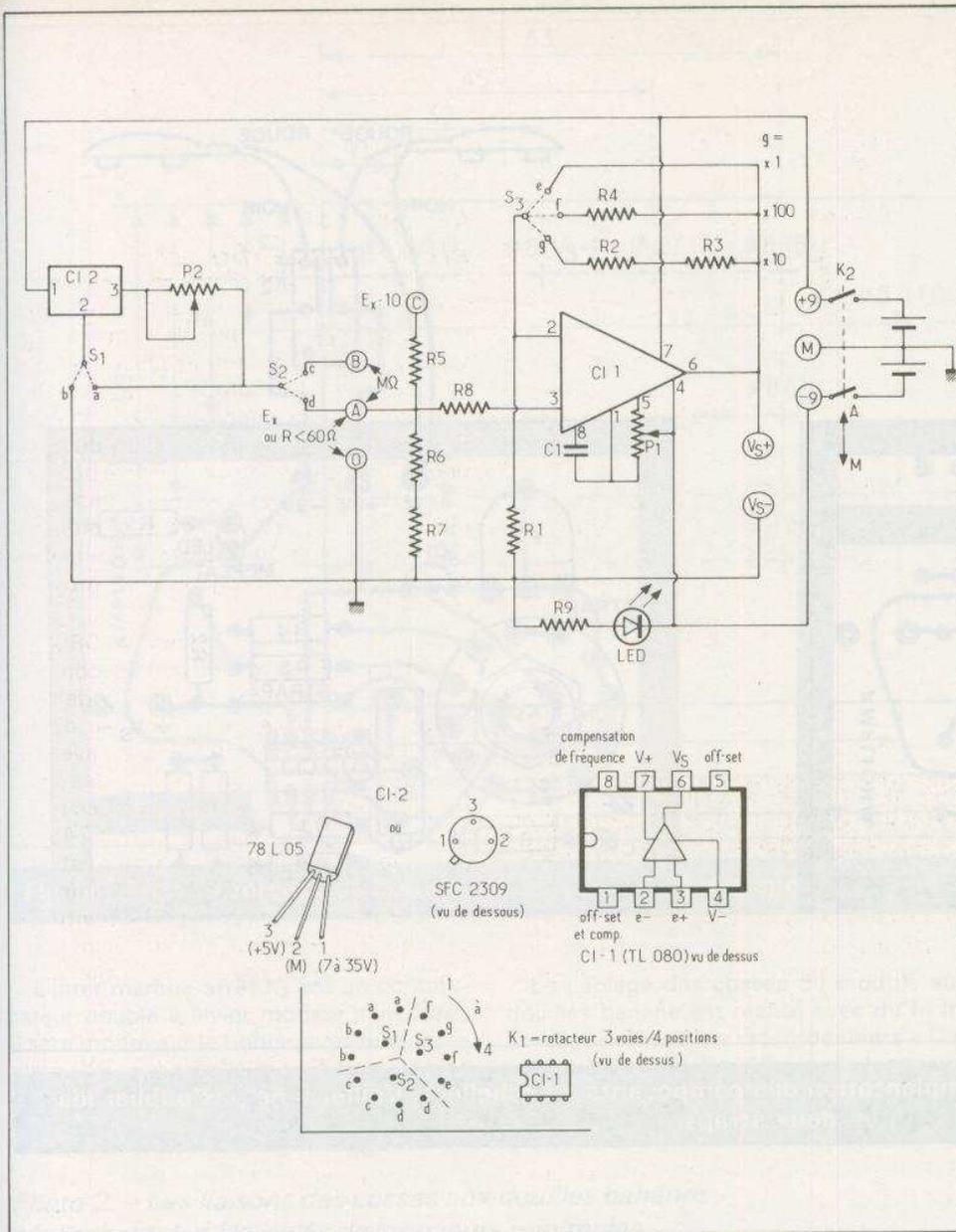


Fig. 2. et 3. - Schéma retenu pour la réalisation de la maquette. Brochage des différents composants utilisés.

Les couplages par gammes et fonctions sont résumés dans le tableau ci-dessous :

(\*) Par  $V_S$  on entend la tension de sortie en volts mesurée sur le contrôleur.

Les consommations avec  $V_S = 0$  sont de 5,7 mA sur l'alimentation +9 V et 11,8 mA sur la tension -9 V, car c'est sur cette dernière qu'est alimentée la LED témoin.

Position du rotacteur	$S_1$	$S_2$	$S_3$	gain	Entre les douilles banane		
					O et A ( $r_i = 2 \text{ M}\Omega$ )	O et C ( $r_i = 20 \text{ M}\Omega$ )	A et B
1	b	d	f	$\times 100$	$1 \Omega / V_S$ *	-	-
2	b	d	g	$\times 10$	$10 \Omega / V_S$	-	-
3	a	c	f	$\times 100$	$10 \text{ mV} / V_S$	$100 \text{ mV} / V_S$	$M\Omega = \frac{1000}{V_S}$
4	a	c	e	$\times 1$	$1 \text{ V} / V_S$	$10 \text{ V} / V_S$	$M\Omega = \frac{10}{V_S}$

## Le circuit imprimé (fig. 4)

La seule particularité et difficulté réside dans l'implantation directe du rotacteur  $K_1$  avec ses douze bornes périphériques et ses trois bornes concentriques ; il faudra donc un perçage précis de l'époxy. Pour mieux reconnaître les quatre bornes qui dépendent d'un commun, il suffit de se souvenir que celui-ci est situé « entre » les bornes des 2<sup>e</sup> et 3<sup>e</sup> positions (voir figure 3). Une chance que les deux marques les plus répandues « LORLIN » (plastique) et « A.B. » (métal) aient la même implantation ! Les modèles pour circuits imprimés sont difficiles à trouver et comme nous, vous devrez peut-être couper les cosses en pointe, afin qu'elles pénètrent dans le module percé à  $\varnothing 1,3 \text{ mm}$ . Le repérage n'a aucune importance puisque les trois positions possibles sont équivalentes.

Les trimmers 10 tours de  $100 \text{ k}\Omega$  ( $P_1$ ) sont par contre mal normalisés mais il vous sera facile de modifier son implantation. Avant soudage il faudra **prérégler**  $P_1$  et  $P_2$  à mi-course environ. Notre tracé pour l'ajustable  $P_2$  convient pour les modèles horizontaux et verticaux (à plier).

N'oubliez pas les deux straps : un petit près du rotacteur et un de 15 mm à côté de  $CI_1$ . C'est l'écrou du rotacteur qui assurera la fixation du module dans le boîtier.

## La mise en coffret

Puisque le montage comporte des entrées à hautes impédances, il faut un coffret métallique qui assurera son blindage. Nous avons utilisé le classique Teko modèle 4/A et tous les perçages sont effectués sur la **partie femelle**, parce qu'étant bien plus rigide que le couvercle mâle elle résistera aux fréquentes tractions sur les douilles banane.

La place étant « calculée » nous vous recommandons de conserver le plan de perçage de la figure 5 afin que le bas des douilles banane ne touche pas un composant du module, et aussi pour que l'introduction des deux piles soit facile. Avec certains modèles de socles banane il faudra limer un peu le bas et souder les fils sur le côté et non dans l'axe.

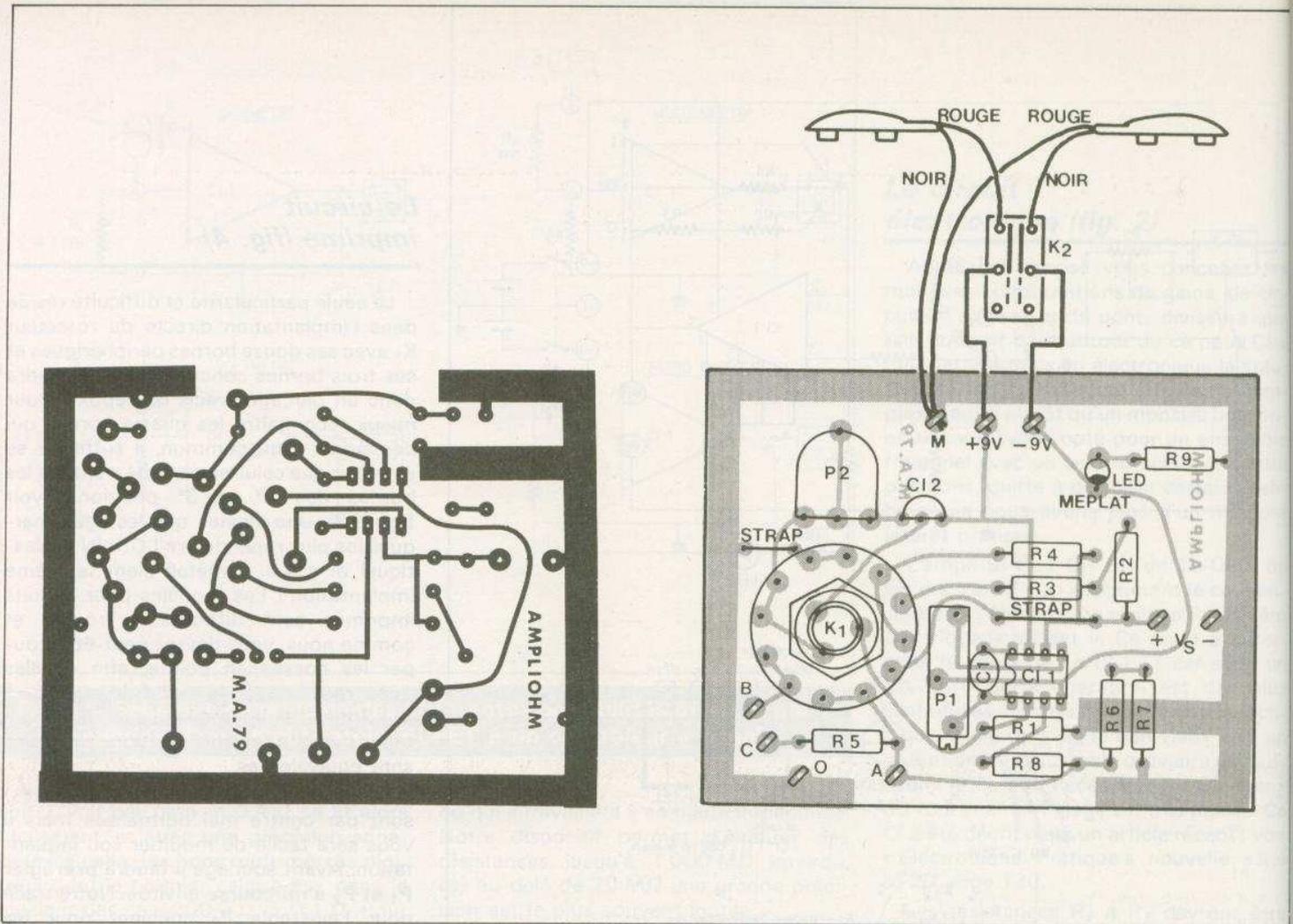


Fig. 4. - Tracé du circuit imprimé et implantation des composants à l'échelle 1. Veiller à ne pas oublier les deux straps.

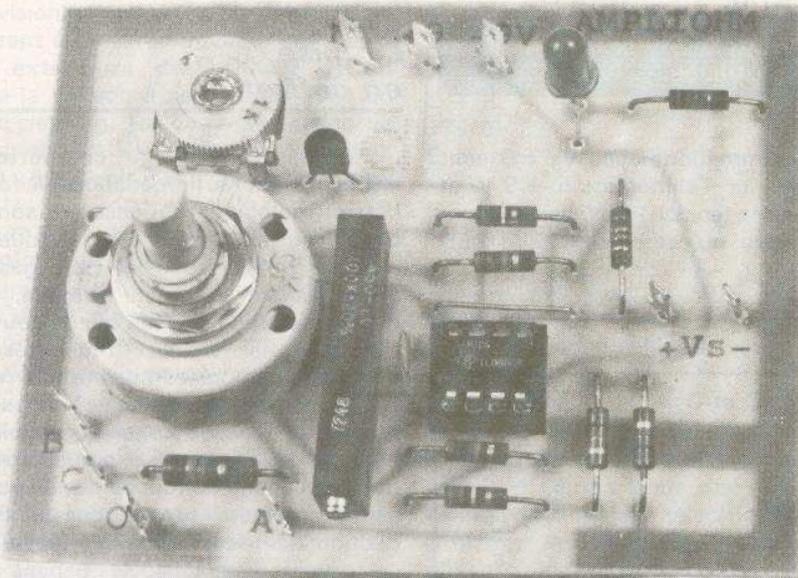


Photo 1. - L'auteur affectionne particulièrement ce genre de disposition : le rotacteur directement sur le circuit.

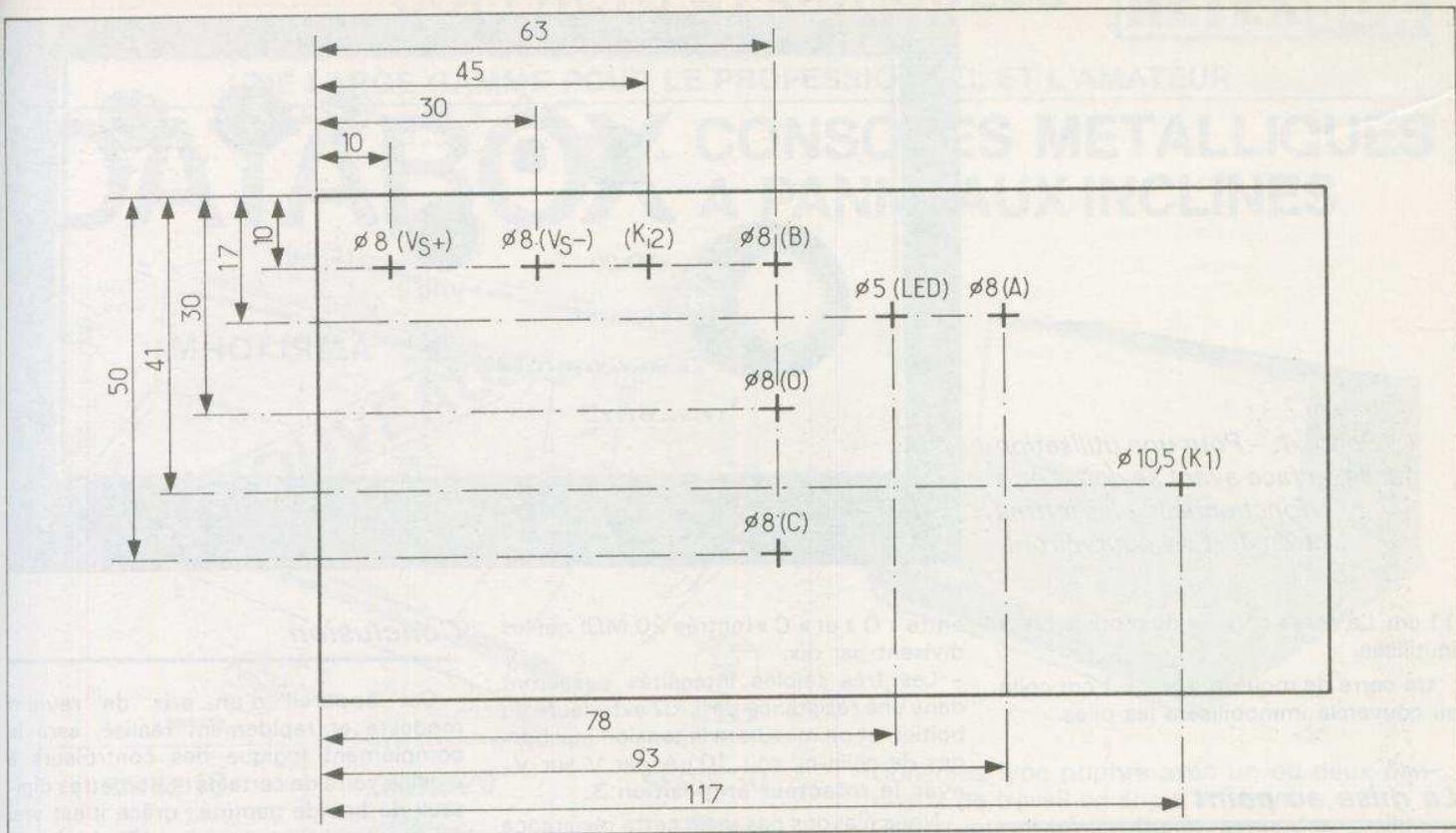


Fig. 5. - Plan de perçage du boîtier Teko modèle 4 / A, à respecter si l'on veut que l'ensemble trouve sa place...

L'inter marche-arrêt K<sub>2</sub> est un commutateur double à levier modèle miniature; il sera monté sur le boîtier avec une cosse plate  $\phi 6$  mm pour la mise à la masse de ce dernier. Relier cette cosse aux douilles « O » et « V<sub>S</sub>- ».

Le câblage des cosses du module aux douilles banane est réalisé avec du fil fin en nappe : Pour les raccordements « O », « A », « B » et « C » 10 cm de longueur, pas davantage. La cosse « M » du circuit imprimé reçoit deux fils, un rouge et un

noir, de chacune des deux prises agrafes (fig. 4); les deux fils restants sont soudés à l'inter K<sub>2</sub>, puis celui-ci est relié aux cosses « + 9 V » et « - 9 V » par deux fils de 13 cm. Il ne reste plus qu'à réaliser la liaison « V<sub>S</sub> + » par un fil de

Photo 2. - Les liaisons des cosses aux douilles bananes nécessitent des fils isolés de longueurs minimales.

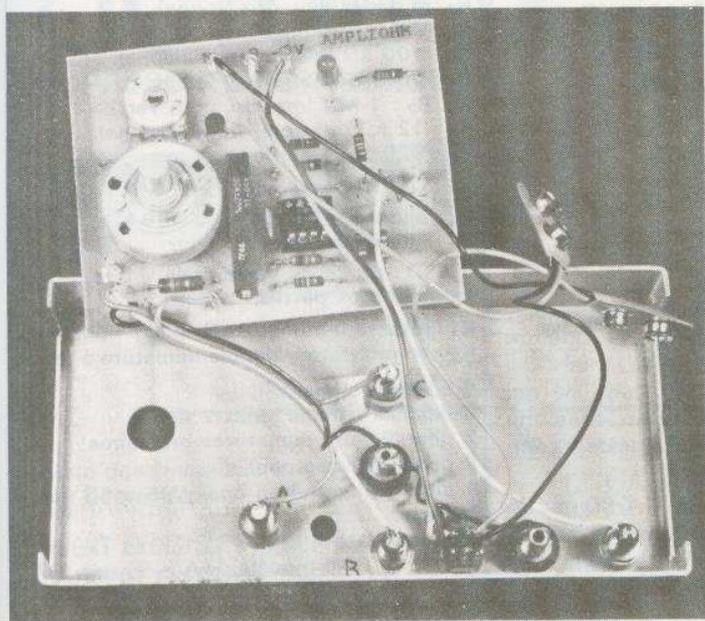


Photo 3. - Disposition à respecter obligatoirement. A noter le décalage entre les deux piles nécessaire pour laisser le passage à la vis Parker.

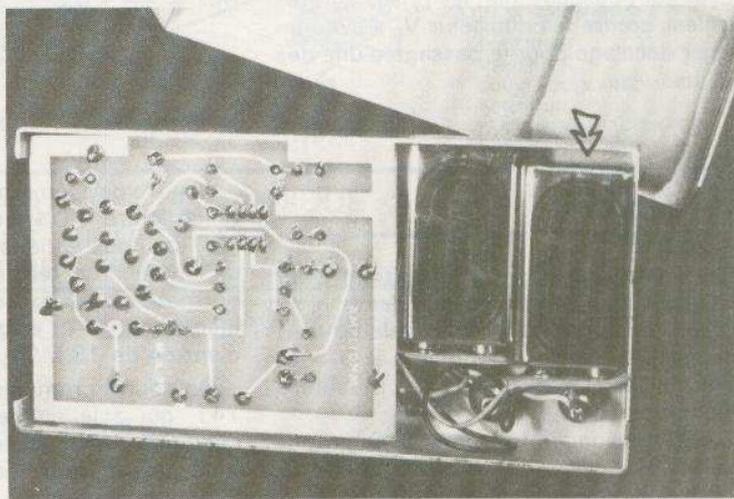
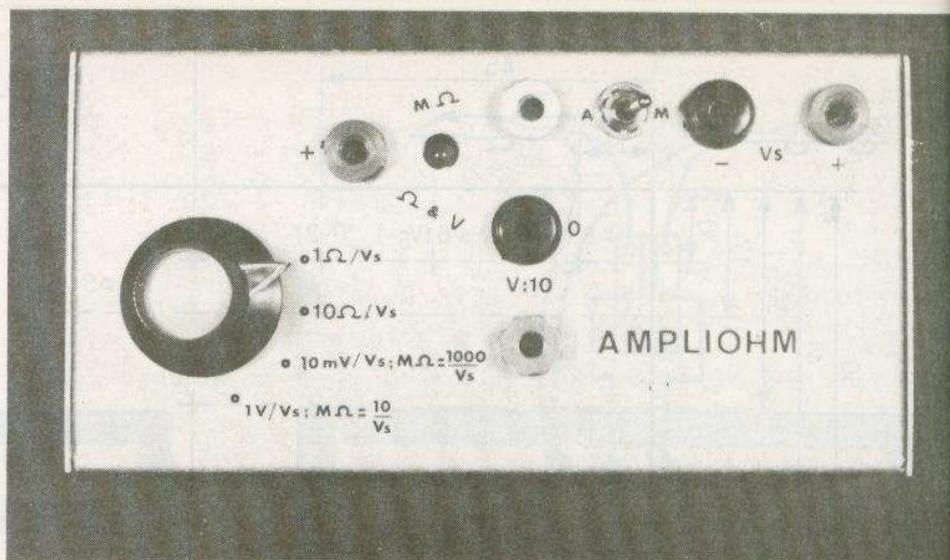


Photo 4. – Pour une utilisation facile, la face avant se doit d'être fonctionnelle ; les lettres « transfert » y pourvoient.



11 cm. La cosse «  $V_S$  - » du module reste inutilisée.

Un carré de mousse 4 x 4 x 1 cm collé au couvercle immobilisera les piles.

### La mise au point

Avant de refermer le boîtier brancher le contrôleur sur les douilles «  $V_S$  », mettre le rotacteur sur la position 4 (à fond dans le sens horaire) et court-circuiter les douilles « O » et « A ». Agir sur  $P_1$  pour que  $V_S = 0,000$  Volt. Ramener le rotacteur sur la 3<sup>e</sup> position ( $g = x 100$ ) afin de figoler ce zéro électrique.

Brancher à présent le contrôleur en position « mA » entre les douilles « O » et « A », avec le rotacteur sur la 1<sup>re</sup> ou 2<sup>e</sup> position ; puis agir sur  $P_2$  jusqu'à obtenir 10 mA exactement.

C'est terminé, vous pouvez refermer le couvercle, sans oublier de graisser légèrement les quatre vis Parker. Respectez bien la disposition des deux piles telle qu'elle est représentée sur la photo n° 3. Elles sont posées à plat les prises agrafes isolées contre les douilles «  $V_S$  » avec un léger décalage pour le passage d'une des petites vis.

### Utilisation de l'appareil

- Le contrôleur en position voltmètre est toujours branché sur les douilles «  $V_S$  ».
- Les résistances de faibles valeurs sont connectées entre les douilles « O » et « A » ; les résistances de plusieurs mégohms entre « A » et « B ».
- Les tensions inférieures à 6 V sont reliées entre « O » et « A » (entrée 2 M $\Omega$ ), tandis que les inférieures à 60 V le sont

entre « O » et « C » (entrée 20 M $\Omega$ ) qui les divisent par dix.

- Les très faibles intensités passeront dans une résistance de 1 k $\Omega$  extérieure au boîtier, et on mesurera la tension aux bornes de celle-ci, soit 10  $\mu$ A par V sur  $V_S$  avec le rotacteur en position 3.

Nous n'avons pas inclus cette résistance et sa commutation dans l'appareil car de telles mesures sont rares dans la pratique.

Toujours pour des raisons de fréquences d'utilisation, nous avons un peu délaissé la précision de la fonction mégohmmètre. Toutefois si ce problème vous est cher, il vous suffira de disposer une résistance de 220 k $\Omega$  entre les douilles « O » et « A » et la forte résistance inconnue toujours entre « A » et « B » : avec le rotacteur en position 4 la formule devient alors :

$$M\Omega = \frac{1}{V_S}$$

plus précise pour les valeurs de  $R_x$  comprises entre 1 et 20 M $\Omega$  puisque la formule réelle est

$$M\Omega = \frac{1}{V_S} - 0,2$$

au lieu de :

$$M\Omega = \frac{10}{V_S} - 2$$

D'autre part, en remplaçant cette résistance entre « O » et « A » par une de 180 k $\Omega$  nous aurions entre « O » et « C » un diviseur de tension par cent, ce qui permettra de mesurer des tensions jusqu'à 600 V avec une résistance d'entrée de 18 M $\Omega$ .

On pourrait remplacer le TL 080 par un 741, qui a le même brochage, mais à condition de ne garder que les fonctions ohmmètre pour faibles valeurs et microampèremètre.

### Conclusion

Cet appareil d'un prix de revient modeste et rapidement réalisé, sera le complément logique des contrôleurs à aiguille voire de certains multimètres digitaux de bas de gamme ; grâce il est vrai à la récente commercialisation de ces CI BI-FET.

Michel ARCHAMBAULT

### Liste des composants

CI<sub>1</sub> : TL 080 (« Texas ») ou TL 081 et 071 sans C<sub>1</sub>.

CI<sub>2</sub> : 78.L.05 = régulateur 5 V/0,1 A (ou SFC 2309, etc.).

Résistances à  $\pm 1$  ou 5 % :

R<sub>1</sub> : 1 k $\Omega$  (marron, noir, rouge).

R<sub>2</sub> : 6,8 k $\Omega$  (bleu, gris, rouge).

R<sub>3</sub> : 2,2 k $\Omega$  (rouge, rouge, rouge).

R<sub>4</sub> : 100 k $\Omega$  (marron, noir, jaune).

R<sub>5</sub> : 18 M $\Omega$  (marron, gris, bleu).

R<sub>6</sub>, R<sub>7</sub> : 1 M $\Omega$  (marron, noir, vert).

R<sub>8</sub> : 12 k $\Omega$  (marron, rouge, orange).

R<sub>9</sub> : 820  $\Omega$  (gris, rouge, marron).

C<sub>1</sub> : 47 pF (jaune, violet).

P<sub>1</sub> : ajustable 10 tours de 100 k $\Omega$ .

P<sub>2</sub> : ajustable ordinaire 1 k $\Omega$ .

1 LED : rouge ou verte mais  $\varnothing$  5 mm (pour longueur des pattes).

K<sub>1</sub> : rotacteur monobloc 3 voies / 4 positions

K<sub>2</sub> : commutateur double miniature à levier.

8 cosses-poignard.

6 douilles banane, dont 2 noires.

2 piles 9 volts miniatures ordinaires

2 prises agrafes pour d $\varnothing$ .

1 circuit imprimé en époxy 85 x 68 mm à réaliser.

1 cosse plate  $\varnothing$  6 mm.

1 coffret Teko modèle 4/A.



## Parlez-moi du 4011!

**D**ANS le premier volet de cette série, consacrée au circuit logique 4011, nous avons principalement développé les notions théoriques essentielles, nécessaires à la compréhension du fonctionnement des portes logiques NAND en technologie C.MOS. Chemin faisant, nous avons dégagé une caractéristique importante : l'impédance d'entrée élevée. Une autre propriété des circuits C.MOS, leur très faible consommation, occupera le début du présent article. Nous aborderons ensuite (tout arrive !) les premières applications pratiques.

### *La faible consommation des C.MOS*

Pour expliquer les raisons de cette consommation très faible, nous raisonnons sur le plus simple des exemples : celui de l'inverseur, déjà étudié précédemment. Les explications seraient aisément extensibles à tous les autres modèles de portes.

Supposons d'abord que cet inverseur, qui met en jeu deux MOS de polarités opposées, ne débite dans aucune charge. S'il était parfait, on pourrait strictement l'assimiler à son schéma équivalent à deux interrupteurs. Dans ces conditions :

- Si la sortie se trouve à l'état 1, l'interrupteur  $I_1$  est fermé, mais  $I_2$  est ouvert. Comme aucun courant ne circule à travers la charge supposée infinie, non plus qu'à travers la porte puisque  $I_2$  s'y oppose (fig. 1), l'alimentation ne débite donc pas, et la consommation est rigoureusement nulle.

- Si la sortie se trouve dans l'état 0,  $I_2$  est fermé, mais, cette fois,  $I_1$  est ouvert. Toujours avec une charge infinie, l'alimentation ne débite pas et la consommation est nulle (fig. 2).

Evidemment, les transistors  $T_1$  et  $T_2$  ne sont pas des interrupteurs parfaits, et celui qui travaille au blocage laisse quand

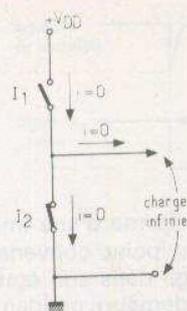


Fig. 1

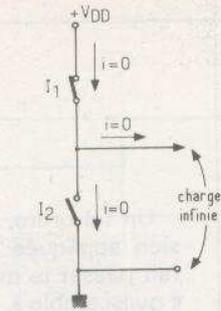


Fig. 2

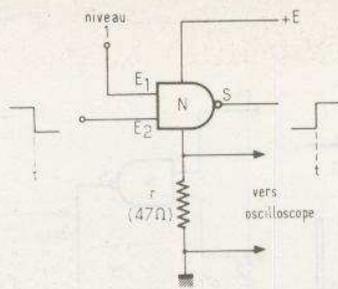


Fig. 3

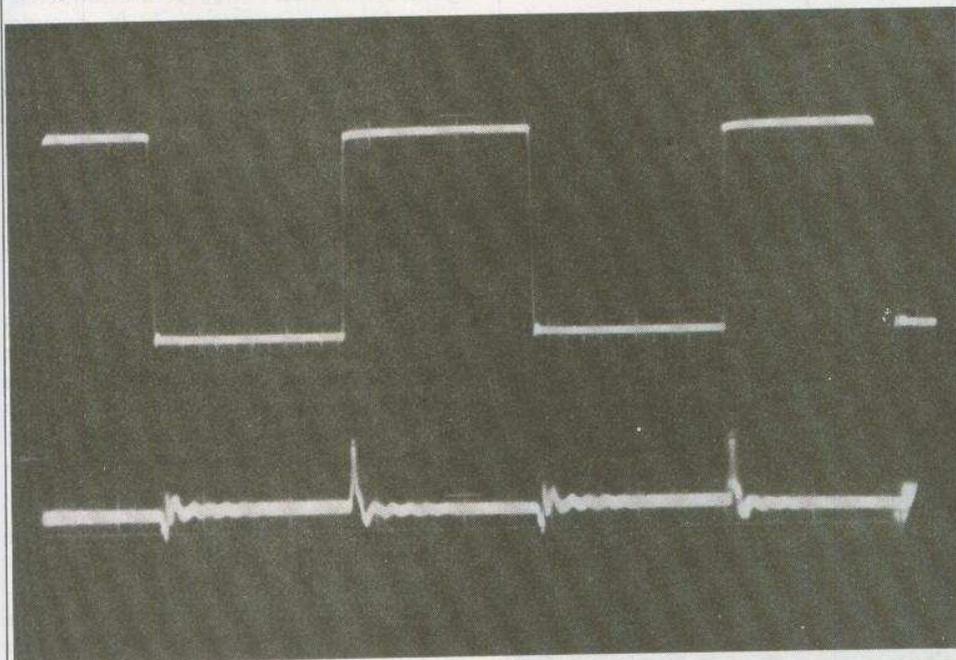


Fig. 4

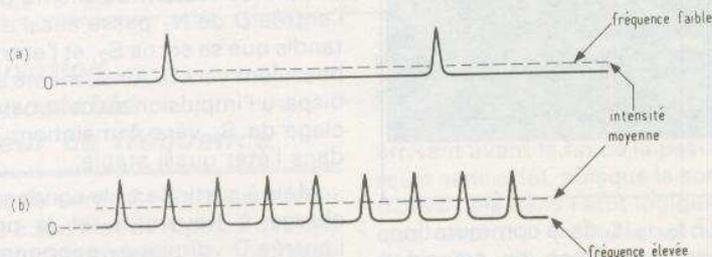


Fig. 5

même passer un faible courant de fuite : l'ordre de grandeur de ce dernier se situe aux environs du nanoampère (un millième de  $\mu\text{A}$  !), ce qui correspond donc à des puissances dissipées, voisines du nanowatt.

En cas de présence d'une charge sur la sortie, c'est celle-ci qui, le plus souvent, imposera la consommation, par le courant propre qu'elle absorbe.

Cette très faible consommation, constitue l'une des supériorités de la technologie C.MOS appliquée aux circuits logiques, par rapport à la technologie TTL. Pourtant, une analyse plus fine révèle une complexité des phénomènes de commu-

tation, qui réduit cette différence aux fréquences élevées.

Au moment de la commutation, et pendant un très court instant, les deux « interrupteurs » des figures 1 et 2, se trouvent simultanément fermés : il passe donc, à cet instant, une brève pointe de courant, qu'on peut mettre en évidence grâce au montage de la figure 3, appliqué à une porte NAND d'un circuit 4011. Au moment  $t$  où bascule le niveau de l'entrée  $E_2$ , donc celui de la sortie  $S$ , la pointe de courant traverse la faible résistance  $r$ , et y crée une chute de tension qu'on peut observer à l'oscilloscope. C'est ce qu'illustre l'oscillogramme de la figure 4, où la trace supérieure repré-

sente les créneaux appliqués sur  $E_2$ , tandis que les impulsions de tension, aux bornes de  $r$ , sont visibles à la trace inférieure.

L'intensité de la pointe de courant, dépend de plusieurs paramètres, et notamment de la tension d'alimentation  $+E$ . Elle est de l'ordre de 1 à 2 mA pour une tension  $E$  de 10 V, et croît comme le carré de  $E$ , pour atteindre environ 5 mA sous 15 V, toujours dans le cas d'une porte d'un circuit 4011.

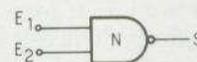
Aux très faibles fréquences de travail, ces brèves pointes de courant sont séparées par de longs intervalles de consommation quasi-nulle, et la consommation moyenne demeure extrêmement faible (fig. 5a). Par contre, si la fréquence augmente, l'intensité moyenne en fait autant (fig. 5b).

La consommation est, finalement, proportionnelle à la fréquence de commutation. Au-delà de 1 MHz, elle devient comparable à celle des dispositifs TTL du type Schottky (2 à 5 mW par porte, selon la tension d'alimentation, à 1 MHz, contre  $1 \mu\text{W}$  environ à 1 000 Hz).

### III - Le fonctionnement en porte

Les portes NAND sont depuis longtemps connues de nos lecteurs : nous nous contenterons de rappeler sans commentaires (fig. 6), le symbole d'une porte NAND à deux entrées, et sa table de vérité.

La terminologie « porte », indique qu'un tel dispositif, recevant un signal logique sur une entrée, peut le transmettre vers la sortie (porte ouverte), ou au contraire



E1	E2	S
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Fig. 6

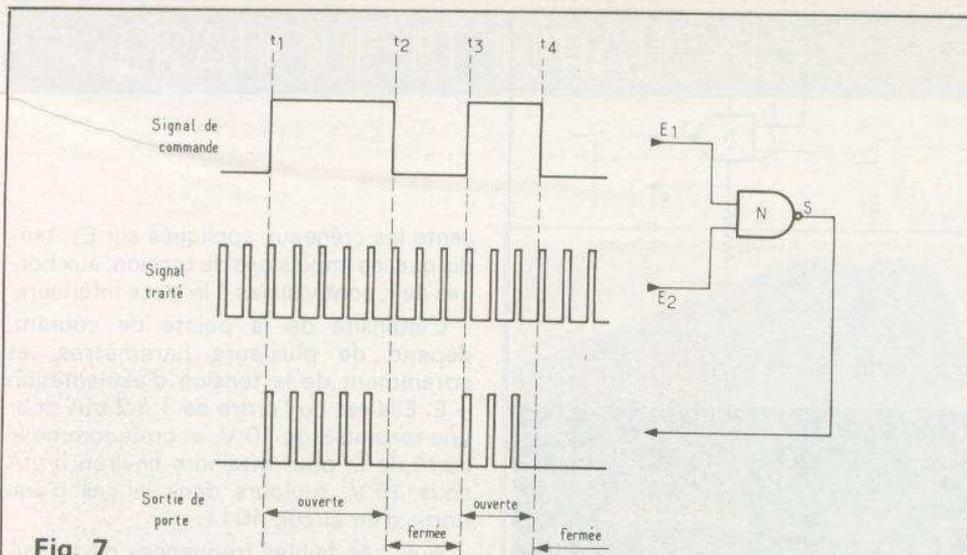


Fig. 7

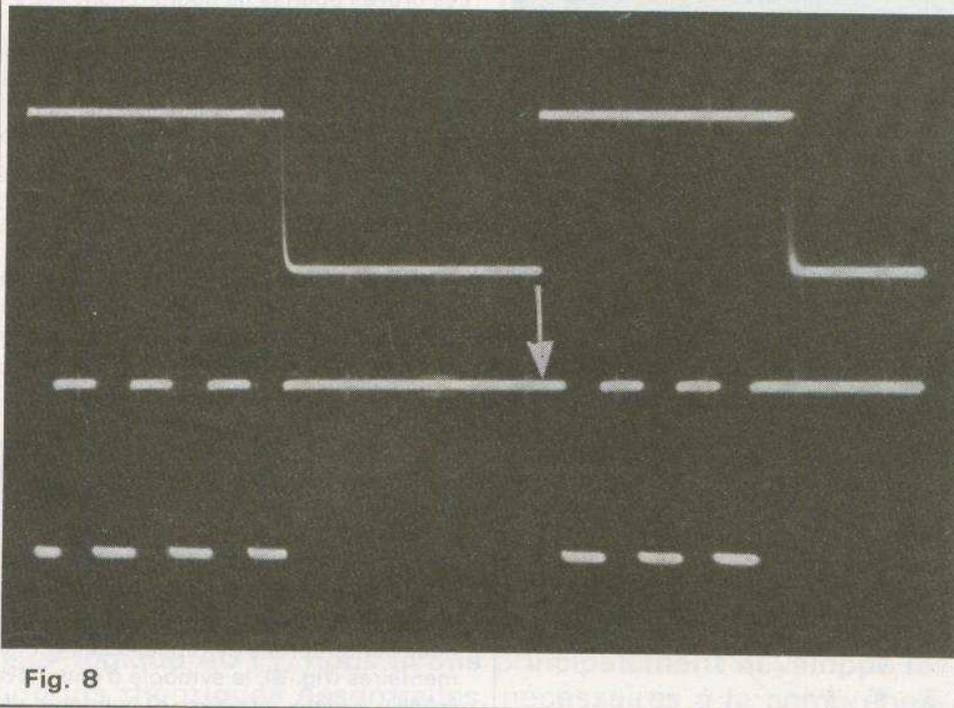


Fig. 8

l'arrêter (porte fermée). Un tel fonctionnement implique l'utilisation de deux signaux logiques évoluant entre les niveaux 0 et 1. L'un des deux constitue la grandeur dont on veut commander la transmission ; l'autre, est le paramètre de commande.

La figure 7 précise ces notions. L'entrée  $E_1$  de la porte N reçoit le signal de commande, tandis que le signal traité est appliqué sur l'entrée  $E_2$ . Une simple application de la table de vérité, montre ce qu'on trouve à la sortie : la porte est ouverte chaque fois que la commande se situe au niveau logique 1, et fermée dans le cas contraire.

Naturellement, il n'existe pas toujours une relation de phase particulière entre les tensions des entrées  $E_1$  et  $E_2$ , comme nous l'avons supposé dans la figure 4, et

les instants  $t_1, t_2, t_3, t_4$  de la commutation, n'ont alors aucune raison de coïncider avec un flanc montant ou descendant du signal traité : l'oscillogramme photographié en figure 8, en montre un exemple (la flèche matérialise l'instant d'ouverture de la porte).

### III - Monostable à portes NAND

On appelle « monostable » un circuit dont la sortie se trouve normalement au niveau logique 1. (dans les exemples qui nous préoccupent ici : l'inverse serait possible pour d'autres dispositifs). On nomme « état stable » cette situation, qui dure tant que n'intervient aucun « ordre » de changement.

Un tel ordre, sous forme d'une impulsion appliquée en un point convenable, fait passer le montage dans son état dit « quasi stable », où il demeure pendant un délai lié à ses composants associés, en général une résistance et un condensateur. Nous baptiserons T la pseudo-période du monostable (fig. 9).

Il est très facile de construire un monostable à l'aide de deux portes NAND, que complètent les éléments R et C. La figure 10 montre un tel schéma.

Au repos (état stable), la sortie de la porte  $N_2$  se trouve au niveau logique 1, puisque son entrée D est, par la résistance R, maintenue au niveau 0 (voir table de vérité, pour toutes les explications qui suivent). Les entrées A et B de  $N_1$  sont alors toutes les deux au niveau 1, et sa sortie  $S_1$  au niveau 0, comme l'entrée D de  $N_2$ . Il n'y a donc aucune différence de potentiel entre les armatures du condensateur, totalement déchargé.

Envoyons maintenant (instant  $t_0$  dans le diagramme de la figure 11), une impulsion négative sur l'entrée B de  $N_1$  : sa sortie bascule au niveau 1, dès le début de l'impulsion. Comme le condensateur C ne peut se charger instantanément, ses deux armatures restent au même potentiel, et l'entrée D de  $N_2$  passe aussi au niveau 1, tandis que sa sortie  $S_2$ , et l'entrée A de  $N_1$ , basculent vers 0. Ainsi, même après qu'ait disparu l'impulsion de commande, le bouclage de  $S_2$  vers A maintient le système dans l'état quasi stable.

Mais à partir de  $t_0$ , le condensateur C se charge à travers R, et le potentiel de l'entrée D diminue exponentiellement. Dès qu'il franchit le seuil qui sépare le niveau 1 du niveau 0,  $S_2$  et A reviennent à l'état 1, et le système retourne vers son état stable, jusqu'à l'arrivée d'une nouvelle impulsion de déclenchement. L'évolution des potentiels, aux différents points importants de la figure 10, est résumée dans le diagramme de la figure 11. L'oscillogramme de la figure 12, rassemble les signaux B, D, et A.

Les très fortes impédances des portes NAND en technologie C.MOS, permettent de donner à R des valeurs élevées, donc aussi à la constante de temps RC qui assure la temporisation, ce qui n'est pas le cas en TTL, où R ne saurait dépasser  $500 \Omega$  (valeur maximale pour consommer un courant suffisant sur l'entrée de la porte  $N_2$ ).

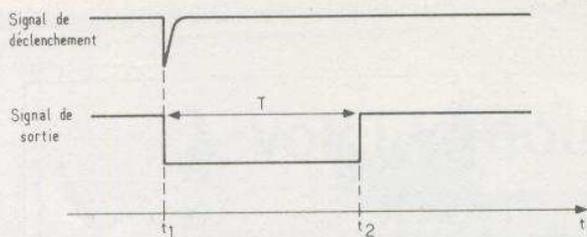


Fig. 9

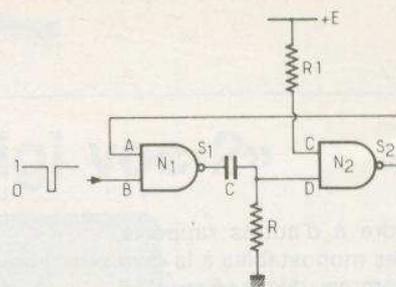


Fig. 10

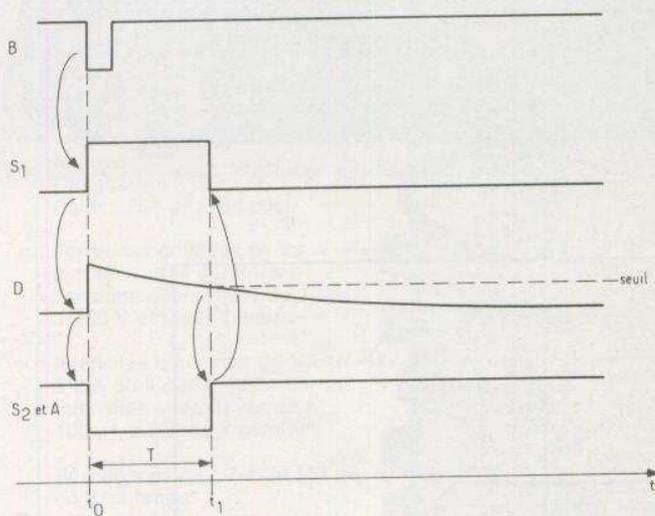


Fig. 11

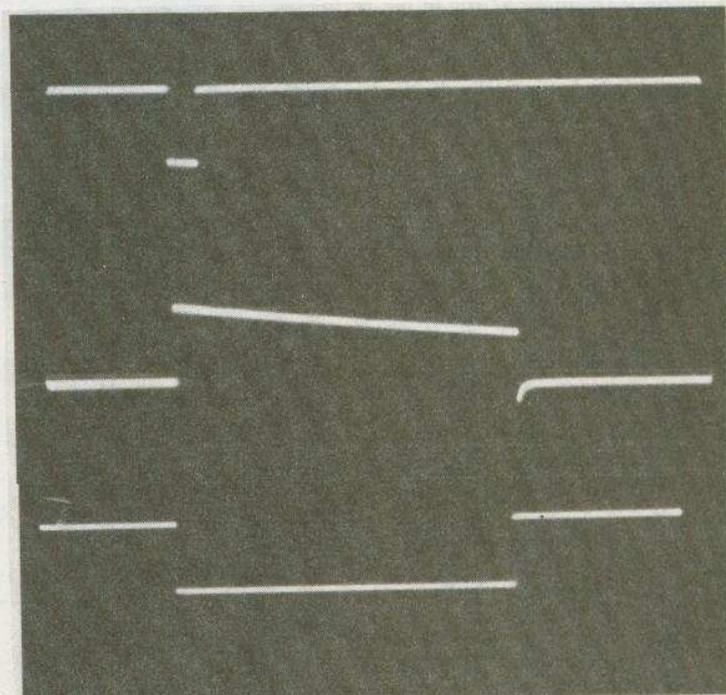


Fig. 12

#### IV - Utilisation d'un monostable en diviseur de fréquence

Après que la sortie  $S_2$  du monostable soit revenue à son état de repos, il devient possible de commander un nouveau déclenchement, par l'envoi d'une autre impulsion sur l'entrée B. On peut donc obtenir des déclenchements successifs et

périodiques, comme l'illustre l'oscillogramme de la figure 13.

Toutefois, une impulsion de commande arrivant avant la fin de la pseudo-période, reste sans effet, puisque la sortie de  $N_1$  se trouve déjà dans l'état logique 1. C'est ce que montre l'oscillogramme de la figure 14, où les impulsions marquées d'une flèche, sont sans effet.

Cette propriété confère au monostable,

son aptitude à servir de diviseur de fréquence : la figure 14 déjà citée, en est un exemple. Là, en effet, le rapport de la pseudo-période  $T$  du monostable, à la période de récurrence des impulsions de déclenchement, fait qu'une sur deux de ces dernières, intervenant pendant l'état quasi-stable, demeure inefficace. La fréquence du signal délivré par la sortie  $S_2$  du monostable, n'est donc que la moitié de celle du signal de commande.

Fig. 13

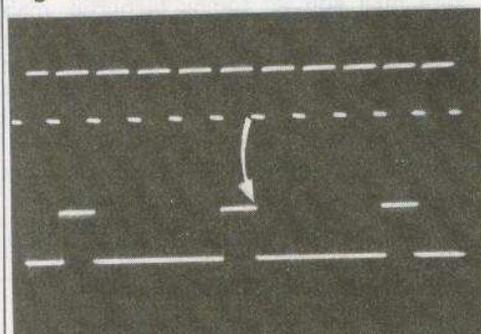


Fig. 14

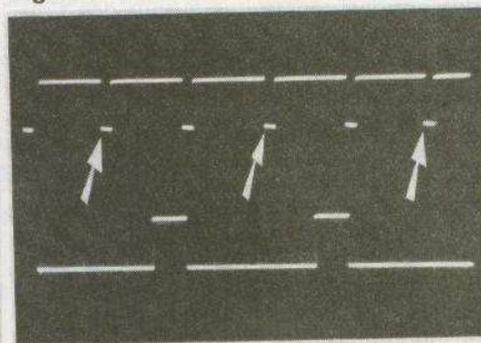
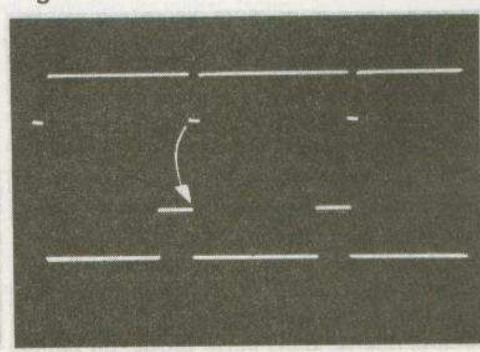


Fig. 15



On peut étendre à d'autres rapports, cette aptitude des monostables à la division. L'oscillogramme de la **figure 15** illustre le cas où les tensions de sortie, n'ont pour fréquence, que le quart de celles des tensions de déclenchement. Notons cependant, qu'une fois choisie la constante de temps RC, et le rapport de division souhaité, on ne peut traiter que des impulsions dont la répétitivité s'inscrit dans des limites d'autant plus étroites, que le facteur de division est plus élevé. En deçà, comme au-delà, de cette plage, le rapport de division s'incrémente ou se décrémente d'une ou plusieurs unités.

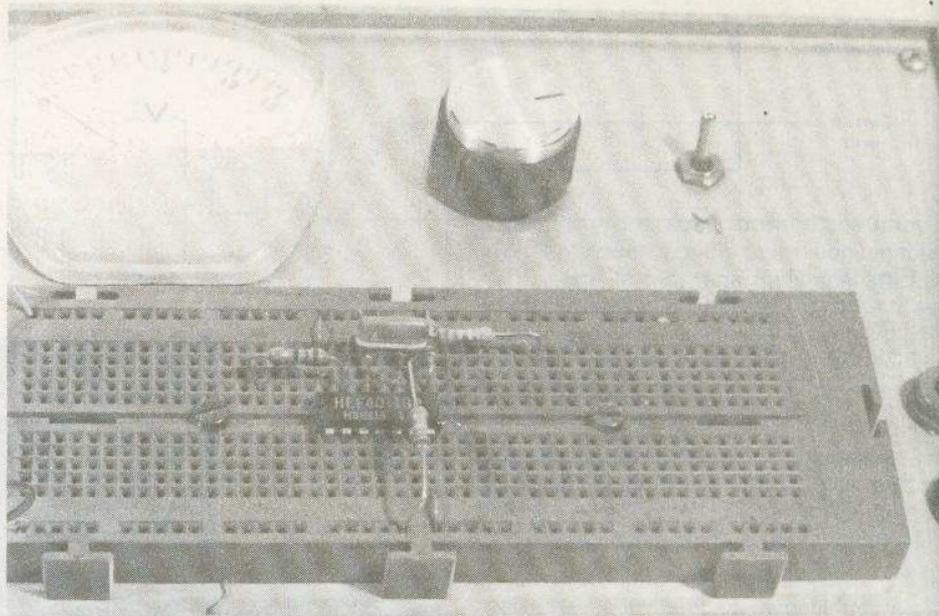


Fig. 16

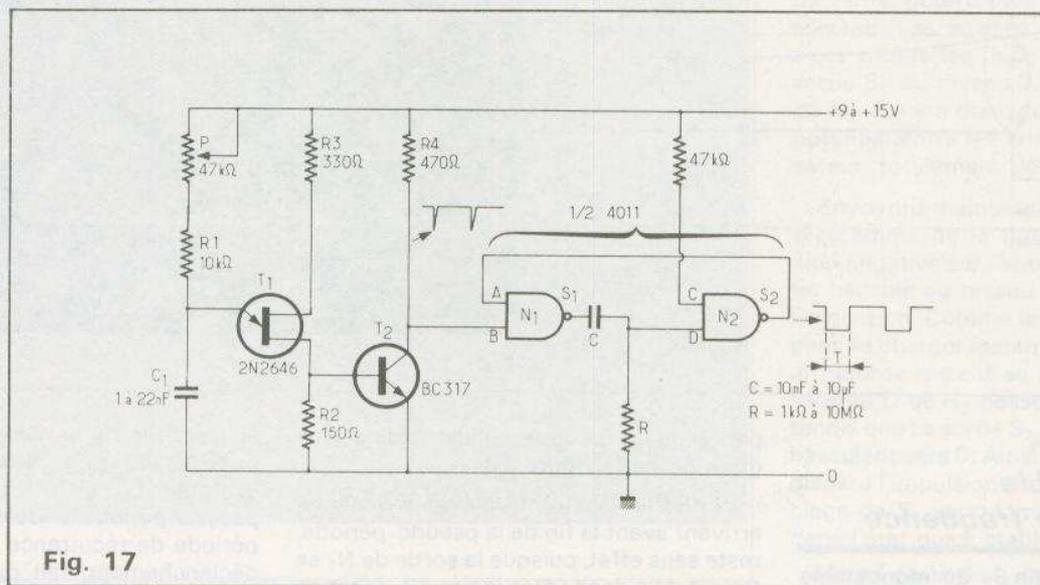


Fig. 17

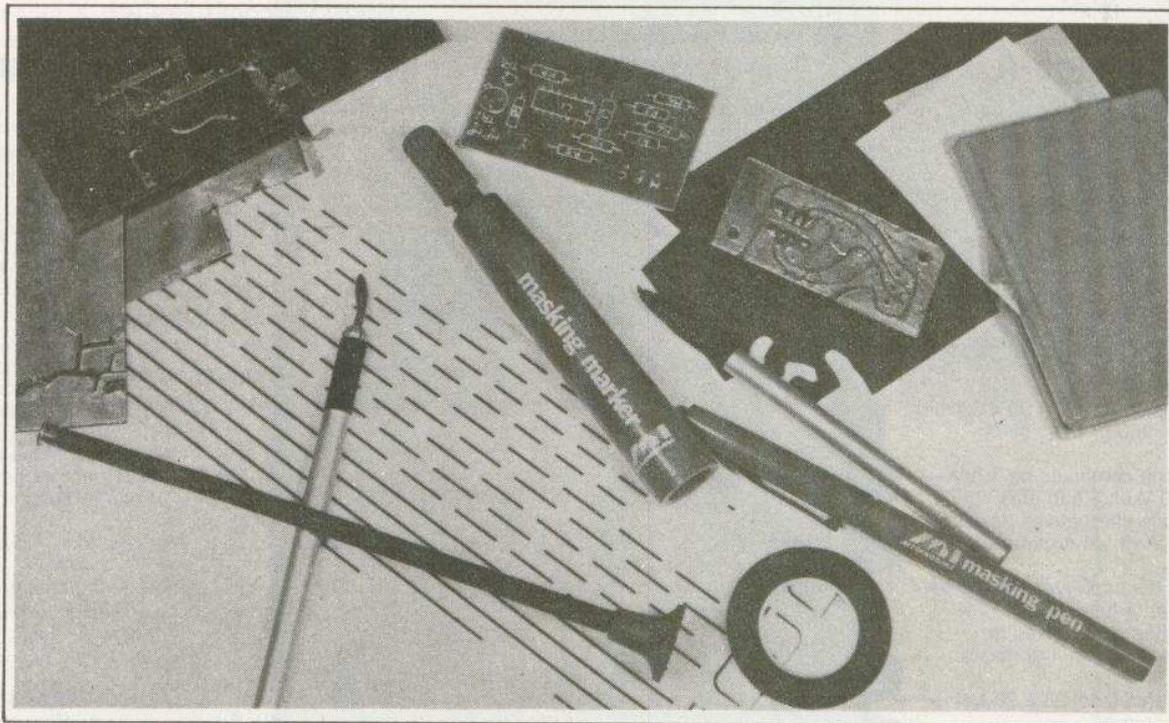
### V – Manipulation proposée

Plus encore pour les circuits intégrés que pour les composants discrets, les boîtes de câblage rapide, dont existent maintenant de nombreux modèles, facilitent les expérimentations rapides. A nos lecteurs curieux d'essais, comme à ceux qui veulent sortir des strictes copies pour mettre au point des montages originaux, nous ne saurions trop conseiller d'investir dans un exemplaire de ce matériel, fût-il très modeste. Nous en employons systématiquement pour la mise au point de nos maquettes, et pour les essais de tous les circuits décrits dans cette étude, ou dans des articles similaires.

La photographie de la **figure 16**, représente un monostable monté selon cette technique. On pourra facilement réaliser cette expérience, simple mise en pratique des notions construites autour des **figures 10, 12, 13, 14 et 15**. Celle-ci suppose qu'on ait à sa disposition un générateur délivrant les impulsions de commande. Dans le cas contraire, le schéma de la **figure 17** permet de pallier pareille absence. Les impulsions positives qui apparaissent, lors de chaque décharge du condensateur  $C_1$  à travers l'UJT  $T_1$ , aux bornes de  $R_2$ , débloquent le transistor NPN  $T_2$ , et donnent l'impulsion négative requise, sur  $R_4$ . On pourra multiplier les observations en modifiant la fréquence de répétition des impulsions (réglage du

potentiomètre P, choix du condensateur  $C_1$ ), et la période du monostable (choix du condensateur C et de la résistance R). L'oscilloscope, dont on souhaitera qu'il soit au moins bicourbe, mais dont l'idéal serait qu'il comportât quatre ou cinq canaux (les cartons de l'auteur renferment le projet d'un commutateur à plusieurs canaux, simple et économique) affichera les signaux prélevés aux différents points intéressants, et notamment en ceux qui font l'objet de la **figure 11**.

R. RATEAU



## Quoi de neuf pour LES CIRCUITS IMPRIMES ?

**L**a réalisation des circuits imprimés devient de plus en plus facile et variée grâce à des « trouvailles » d'amateurs, d'artisans et d'industriels. Dans des articles précédents, nous avons détaillé les différentes méthodes pour reproduire un circuit ou exécuter un prototype ; aujourd'hui, et comme la photo de titre le laisse pressentir, c'est un pêle-mêle de petits « trucs » de bricoleurs ou de nouveautés commerciales qui concernent aussi bien le tracé direct sur cuivre que sur matrices transparentes pour époxy sensibilisé. Enfin, pour les nouveaux venus à l'électronique, nous donnerons en annexe les références des articles déjà publiés sur ce sujet, lequel se doit d'être régulièrement actualisé afin que chacun puisse y sélectionner sa méthode.

### Les traits de liaisons

Faisons d'abord le bilan de tout ce dont nous disposons pour tracer les traits de liaisons tant sur cuivre que sur matrice transparente :

- Le bon vieux stylo marqueur sur cuivre, avec sa trace de largeur difficilement

contrôlable et effaçable, est un peu en « perte de vitesse » en raison de la généralisation d'emploi des circuits intégrés, qui exigent une plus grande finesse.

- Le trait en transfert donne des circuits du plus bel aspect mais assez longs à réaliser, car il faut sans cesse retourner la feuille pour pré-trancher la bonne largeur avec un cutter avant de la transférer

sur le circuit. Les arrondis étant plus laborieux, on préfère souvent la ligne brise (photo n° 1).

- Le ruban de scotch noir est proposé en plusieurs largeurs parmi lesquelles nous conseillons le 0,8 mm. Il peut serpenter facilement dans le circuit, soit des traits d'une seule pièce donc assez rapide. Il se coupe mieux avec un bédane qu'avec un

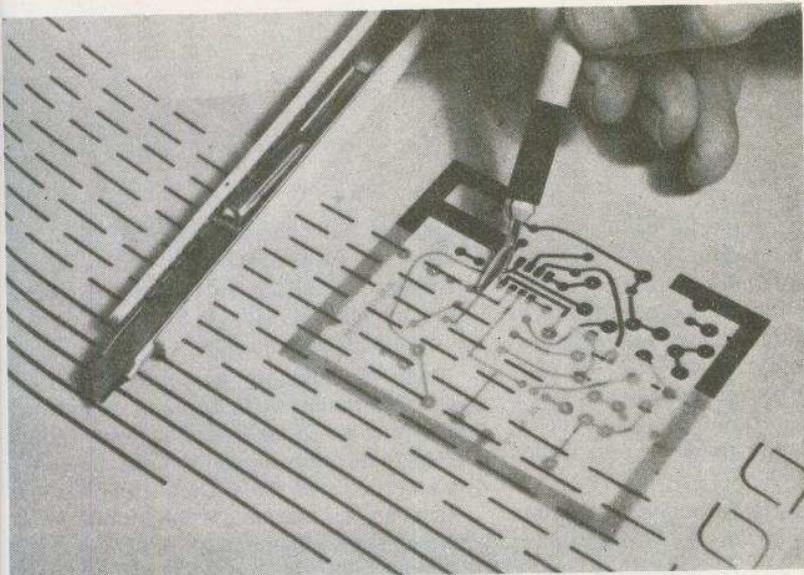


Photo 1. – Les traits en transfert doivent être pré-Tranchés au cutter avant d'être appliqués.



Photo 2. – Ce marqueur et ce stylo feutre contiennent une encre rouge qui arrête les UV et résiste au perchlore.

cutter. Il a deux défauts : il est assez épais, et se rétracte un peu après application.

– Une nouveauté, le stylo feutre rouge « Masking pen » de Mécanorma : il contient une encre-verniss rouge arrêtant les UV, résistant au perchlore de fer et marquant très bien sur cuivre ou sur mylar. La largeur du trait est inférieure ou égale au millimètre (photo n° 2).

– Une autre nouveauté, le ruban plastique rouge « Normatape » (Mécanorma) est un adhésif beaucoup plus mince que le scotch noir, il ne se rétracte pas mais refuse de faire des arrondis. Nous l'avons trouvé assez difficile à couper.

En règle générale tous les produits adhésifs résistent assez mal à l'attaque au perchlore qui diffuse sur au moins 0,3 mm à partir des bords, laissant ainsi des traits cuivre mats qu'il faudra poncer si on veut de belles soudures. Par contre, les encres spéciales des stylos marqueurs classiques ou « Marking Pen » résistent beaucoup mieux ; hélas une erreur de tracé est très difficile à effacer correctement.

La seule méthode pour obtenir un circuit imprimé au tracé fin et qui conserve la brillance du cuivre après attaque, reste encore celle de l'époxy sensibilisé traité aux UV à travers une matrice transparente (calque ou film « Mylar »).

Que choisir quand on est pressé ou impatient ? S'il s'agit d'un petit circuit avec peu de composants, traçage direct sur cuivre. Si c'est une « grosse pièce » avec de nombreux CI et des traits de liaisons fins et rapprochés vous aurez meilleur compte à le faire sur film « Mylar ». Vous n'êtes pas équipé pour les opéra-

Nous avons procédé à des tests avec quinze moyens de traçage sur matrice et sur cuivre. Certaines de ces matières vous sont peut-être totalement inconnues, rassurez-vous, nous en parlerons plus loin.

Encres et matières diverses	arrête les UV	Résiste au perchlore
Stylo marqueur pour circuits imprimés	non	moyen
Stylo « Masking pen » rouge	oui	oui
Marqueur noir ordinaire (à l'alcool)	non	mal
Marqueur feutre « Masking Marker » rouge	moyen	moyen
Stylo feutre noir ordinaire	mal	non
Crayon à papier HB n° 0	non	non
Encre de ruban de machine à écrire	non	–
Ruban scotch noir (l = 0,8 mm)	oui	mal
Ruban Normatape (l = 1,6 mm)	oui	moyen
Adhésif Normapaque rouge (l = 3 mm)	oui	moyen
Adhésif « Scotch magic » incolore (l = 3 mm)	non	oui
Traits transfert (l = 0,8 mm)	oui	mal
Lettres transfert (h = 2 mm)	oui	mal
Effaceur Carly (traits l ≈ 0,8 mm)	moyen	moyen

tions suivantes ? alors confiez votre matrice à un de ces revendeurs qui font ce travail rapidement et à un prix raisonnable.

### Les plages de masse

Qui n'a pas connu les plages de masses aux contours baveux et au cœur mangé aux mites, les calques chargés d'encre qui gondolent, les films qui triplent d'épaisseur ou le cuivre poisseux d'avoir recueilli presque tout le contenu d'un stylo-marqueur ?...

Voilà la fin de ces ennuis avec le « Normapaque » fabriqué depuis plus d'un an par Mécanorma. Il s'agit d'un mince film

plastique rouge et mat adhérent à une feuille de papier. Le dessin de la plage de masse est soit dessiné au crayon sur cette pellicule, ou bien décalqué à l'aide d'un papier carbone. Après découpe, on sépare ce papier support et on applique ce film adhésif sur le cuivre ou sur la matrice transparente (voir photo n° 3).

Pour des formes géométriques simples, la découpe aux ciseaux est sans problème, mais quand les contours sont très tourmentés les ciseaux ne peuvent plus suivre ; aussi le fabricant vient de créer un petit cutter muni d'un minuscule tranchet pivotant sur un axe vertical (photo n° 4). L'outil doit être tenu bien perpendiculaire au Normapaque et cette « lame gouvernail » découpe en suivant les mouvements



Photo 3. – La plage de masse est décalquée puis découpée dans l'adhésif Normapaque.

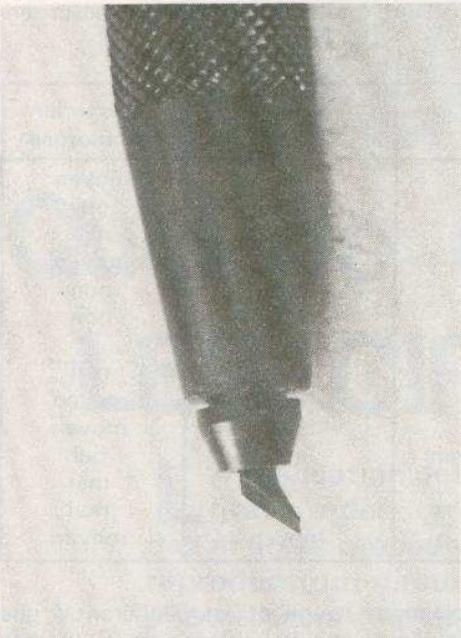


Photo 4. – La petite lame du « cutter n° 3 » est pivotante pour suivre en méandres de la découpe.

de la main. L'auteur utilise souvent des bandelettes de 5 mm pré-découpées au massicot. Pour ceux qui n'aiment pas ces transferts de film adhésif, toujours le même fabricant vient de commercialiser le « Masking Marker » qui se présente comme un classique feutre marqueur rouge (photo n° 2), mais qui renferme une encre analogue à son « Masking Pen », c'est-à-dire arrêtant les UV et résistant au perchlore de fer. Alors que nous avons

été séduit par la régularité du trait de la version stylo, nous émettons quelques réserves quant à la version marqueur : en effet l'encre semble un peu trop fluide et l'opacité de la trace n'est pas homogène ; si celle-ci est rouge foncé elle sera efficace mais pas du tout si elle est rose. Il s'agit donc d'un produit bien plus rapide que le Normapaque mais un peu moins fiable.

Pour les raccords, retouches et petites plages cuivrées la version stylo nous a paru parfaite.

### Le système « Circuiq »

Une fabrication artisanale (et française !) toute nouvelle dont l'originalité et le prix très raisonnable nous ont séduit. La pièce maîtresse est une feuille d'alliage plomb-étain de 0,2 mm d'épaisseur. Ce métal assez mou fondant vers 330 °C est donc facilement soudable avec les baguettes de soudure classiques et un fer pas trop puissant (35 W maximum). Cette feuille est livrée sous trois présentations :

- La feuille métallique adhésive, avec un papier siliconé de protection. Elle se découpe très facilement avec des ciseaux et les bandelettes ou formes quelconques peuvent être appliquées sur une matière isolante pas forcément plane ; ce travail rappelle un peu celui des rubans de scotch ou du Normapaque (environ 5,50 F/dm<sup>2</sup>).
- La plaque « A » c'est toujours cette feuille adhésive mais sur une plaque de bakélite (environ 9 F/dm<sup>2</sup>).
- La plaque « N » diffère de la précédente par le fait que l'adhésif est remplacé par une vraie colle. Toutefois, le métal reste pelable et la colle durcie reste sur la bakélite (environ 7,50 F/dm<sup>2</sup>).

Les applications sont très différentes selon que le support est en papier ou en bakélite. Ce dernier cas concerne la « gravure anglaise » (photo n° 5) où les traits conducteurs sont remplacés par des « zones » séparées par un sillon de 1 à 2 mm de large. Reproduire un circuit simple d'une revue devient alors ultra-rapide, et sans perchlore de fer :

Poser la plaque A ou N sous le dessin et tracer le passage des sillons, sans carbone, car le métal mou conserve l'empreinte du crayon ou du stylo-bille (d'une autre couleur que noir pour ne pas brouiller le dessin de la revue). Pointer les

perçages. Puis avec une pointe de canif inciser ces empreintes pour découper des bandelettes qui seront ensuite décollées de la bakélite. Il ne reste plus qu'à percer et souder les composants.

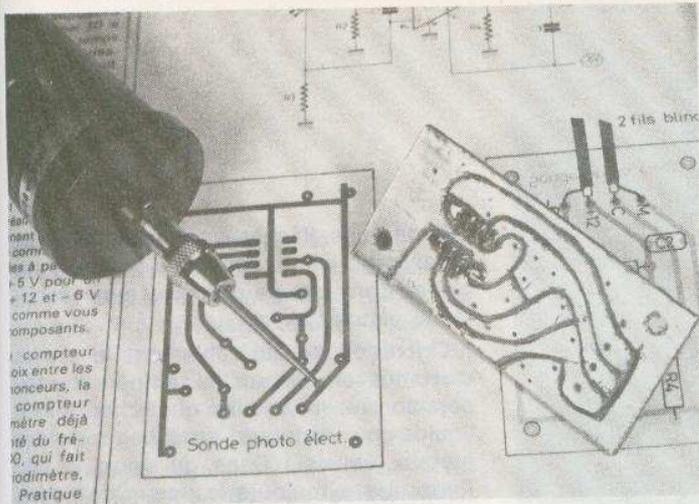
Avec les plaques type A (adhésif) on peut très facilement découper des sillons de 1 mm de large mais les très petites zones restantes, moins d'un quart de cm<sup>2</sup>, ne sont pas très fixes. Défaut qui n'existe pas avec les plaques type N (colle) mais nous n'avons pas réussi à décoller des bandelettes de moins de 2 mm de large, ce qui est prohibitif avec les montages comportant des CI en boîtiers DIL.

Pour faire un test sévère nous avons décidé de reproduire un schéma serré comportant un CI sur une plaque type N, mais à l'aide d'une petite fraise montée sur une mini-perceuse 9 volts tenue à la main (photo n° 5). Le métal étant très tendre le travail est infiniment plus rapide qu'avec une plaque cuivrée. Les petites pastilles pour le CI ont très bien résisté au soudage de celui-ci. Une plaque type N avec une colle moins « forte » serait à l'étude.

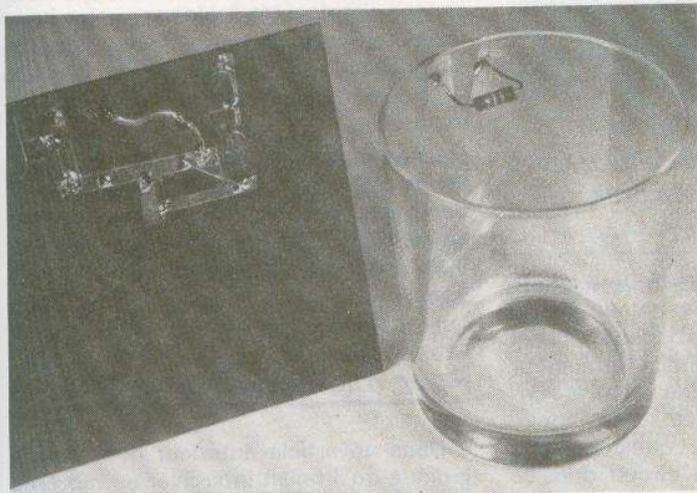
En conclusion les plaques des types A et N conviennent très bien pour réaliser rapidement un montage simple en gravure anglaise.

La feuille métallique sur support papier est un matériau inédit et ses applications multiples sont assez originales. Pour effectuer nos tests nous avons découpé aux ciseaux des bandelettes de 1,2 et 3 mm de large que nous avons appliquées sur une plaque de bakélite nue, puis nous y avons pratiqué une série de trous Ø 0,8 mm (photo n° 6). Conclusions :

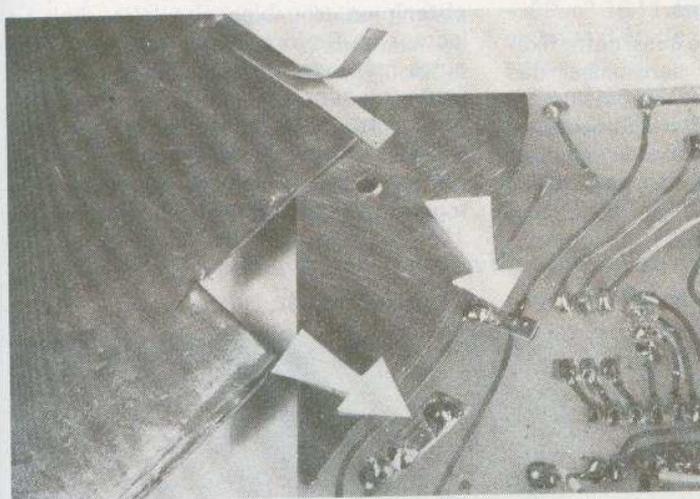
- Un ruban peut être cintré avec un rayon égal à au moins dix fois sa largeur.
- Une bande large collée peut être entaillée sur place.
- Les jonctions de bandes doivent se faire bord à bord et non pas par chevauchement. Une goutte de soudure assure la liaison électrique.
- Pas de problèmes avec un fer de 30 W alors qu'un 45 W provoque souvent un « massacre ».
- On peut souder un fil de composant dans une bande de 1,2 mm de large percée à 0,8 mm.
- L'adhésif reste fragile pendant les deux minutes qui suivent la soudure puis reprend ses propriétés.



*Photo 5.*  
Les plaques étamées permettent une « gravure anglaise » très rapide, le métal étant plus tendre.



*Photo 6.*  
Avec la feuille métallique adhésive et soudable, on peut fixer des circuits électroniques sur n'importe quel isolant.



*Photo 7.*  
Modifier un circuit imprimé en ajoutant des transistors devient facile avec des plaquettes adhésives soudables.

– Sur une bande de 3 mm on peut des-souder un composant à la pompe et le ressouder ensuite.

– Toujours sur bande large, on peut souder un fil sans perçage à la condition qu'il soit pré-étamé.

En conséquence nous entrevoyons les applications suivantes :

– Réalisation d'un circuit imprimé sur un isolant nu avec des bandelettes, comme

avec du ruban de scotch noir, donc sans chimie.

– Confection d'un réseau « double face » sur le dessus d'un circuit imprimé classique simple face.

– Modifications importantes avec adjonction de composants sur un module existant (photo n° 7).

– Exécution d'un circuit électronique sur une surface isolante non plane ou non

perçable, exemple que nous avons illustré par cette résistance soudée à l'intérieur d'un verre ! (photo n° 6).

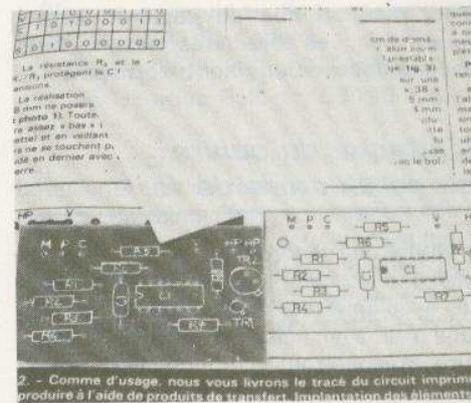
– Mise en place d'un mini-blindage sur un composant, ou d'un blindage local collé sur le fond d'un coffret plastique.

## Sérigraphie côté composants

Un petit luxe pour ceux qui reproduisent les circuits de notre revue : décalquer sur l'époxy le « schéma côté composants » en traits blancs bien tenaces (photo n° 8) et ce à l'aide d'un « carbone blanc » qui marque même sur le verre ! Ce produit peu connu est l'« Effaceur Carly » pour corriger les fautes de frappe de la machine à écrire; les articles plus répandus comme l'« Effacil Korès », « Pelikan »... sont excellents pour leur usage normal mais ne conviennent absolument pas pour notre utilisation. Il s'agit de feuilles de polyester genre « Mylar » 85 x 60 mm ayant une face enduite d'un produit blanc très opaque et assez épais. Le transfert de cette matière par écrasement est total et la feuille devient transparente aux endroits pressés.

Ce produit blanc, dont nous ignorons la composition chimique, adhère parfaitement sur l'époxy, la bakélite, le mylar, le verre et le cuivre. Nous avons eu l'heureuse surprise de constater qu'il arrêta

*Photo 8.* – Ce « papier carbone blanc » permet de décalquer sur l'époxy la disposition des composants.



2. – Comme d'usage, nous vous livrons le tracé du circuit imprimé à produire à l'aide de produits de transfert. Implantation des éléments

les rayons UV et résistait au perchlore de fer! Cet effaceur est fabriqué en Angleterre, mais nous donnerons en annexe l'adresse où le trouver.

### **Pour légénder les cosses**

Pour titrer les cosses d'un circuit imprimé côté composants, nous avons jusqu'à présent utilisé deux méthodes.

- Dépôt de caractères transferts sur l'époxy **avant soudure** des composants, puis vernis de protection. C'est esthétique mais fastidieux.

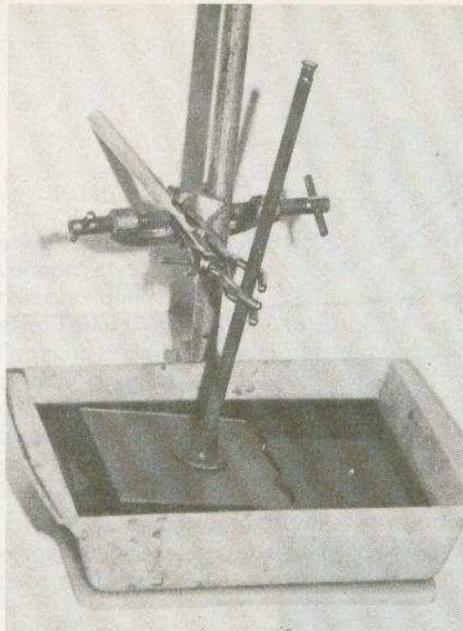
- Application de bandelettes d'étiquettes auto-adhésives. C'est pratique mais peu esthétique.

Voici donc une troisième technique qui concilie les deux autres, c'est le ruban « Scotch-Magic » très commun en papeterie. Cet adhésif ne jaunit pas ni se rétracte avec le temps, il colle moins que l'ancien type mais il est presque invisible parce que vraiment incolore et **mat**. Cette surface satinée nous permet alors d'écrire dessus au stylo à bille, au stylo feutre, au crayon à papier (gommable), mais surtout à la machine à écrire! Comment procéder? Récupérer une feuille de papier siliconné qui servait de support à des étiquettes auto-adhésives, et y appliquer **sur la même face** une bande de « Scotch-Magic ». Placer ensuite ce montage dans une machine à écrire équipée d'un ruban encreur ordinaire, car le ruban carboné ne convient pas. Il ne reste plus qu'à transférer cet adhésif imprimé sur l'époxy ou une façade de boîtier. Attention! appuyer avec les doigts sans frotter afin d'éviter un effacement partiel.

Les lettres et chiffres transferts adhèrent bien sûr sur ce scotch, mais leur alignement est facilité par un trait au stylo bille tracé **au dos** du papier siliconné translucide. Les caractères machine faits avec l'effaceur Carly sont trop épais.

### **L'attaque du cuivre au perchlore de fer**

Nous ne décrivons pas une de ces machineries compliquées et encombrantes avec agitateur mécanique ou par bullage d'air, avec hélas aérosols de perchlore. Presque tout le monde laisse flotter la plaque par capillarité face cuivrée vers

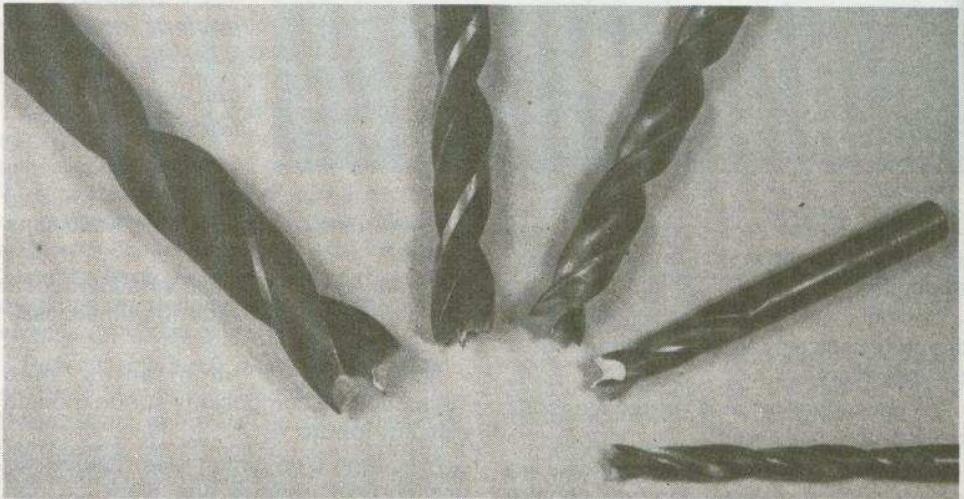


*Photo 9. - Cette flèche jouet à ventouse maintiendra le circuit en immersion dans le perchlore de fer.*

le bas avec de temps à autre une légère agitation, mais parfois le bateau coule, n'est-ce pas?... Voici donc l'idée simple et géniale que nous a transmise un lecteur de Sartrouville: une flèche jouet à ventouse est fixée mouillée côté époxy (photo n° 9), et un support quelconque va permettre d'immerger le circuit dans le perchlore qu'on pourra agiter sans risquer de se salir les doigts.

Ce même lecteur utilise aussi cette fixation par ventouse pour sensibiliser des plaques ordinaires avec une résine en bombe: après pulvérisation il fait tourner le circuit rapidement par l'axe de la flèche, afin d'égaliser l'épaisseur de la couche par la force centrifuge.

*Photo 10. - Le perçage de la tôle sera net et précis avec un jeu de mèches avec affutage « bois ».*



Nota: ces flèches sont proposées au détail dans les magasins de jouets, vous n'avez donc pas de prétextes pour acheter le pistolet avec...

On réduit considérablement le temps d'attaque en élevant la température du perchlore, mais dans quoi chauffer ce liquide qui attaque presque tous les métaux usuels? Dans du verre ou du Pyrex il y a toujours le risque de casse. Alors un quart d'heure avant de l'utiliser, pensez simplement à plonger votre bouteille de perchlore dans une bassine d'eau chaude; il n'y a plus aucun risque et l'attaque ne demandera que dix ou quinze minutes.

Est-il encore « bon »? Pour le tester diluez-en un peu dans de l'eau; si la solution présente alors une couleur jaune verdâtre il est à jeter, mais avec beaucoup d'eau pour ne pas abîmer vos canalisations...

### **Pour mieux percer la tôle**

Dans un article antérieur nous avons indiqué qu'il fallait intercaler un morceau d'étoffe entre la mèche et la tôle pour obtenir un trou bien circulaire, mais un lecteur de Belfort nous a fait part d'une autre méthode bien plus efficace et que l'auteur a adoptée depuis. Plus de chiffon ni d'avant-trou même pour percer à Ø 16 mm dans une tôle mince!

Tout le secret est dans le type d'affûtage du foret. Tout d'abord la pointe est

supprimée (fig. 1 et photo n° 10) puis deux meulages inclinés vont laisser une pointe centrale. Enfin à partir des deux arêtes, deux meulages de « dépouille » avec un angle de 20 à 30° environ. Il faut une meule dont les angles ne soient pas déjà arrondis ; la difficulté réside dans la symétrie des deux bords de coupes.

À l'usage la pointe de la mèche est appliquée sur le coup de pointeau, en tournant elle fait tout de suite son trou de centrage puis le perçage commence par la périphérie (fig. 1 e), donc sans ovalisation possible. En fin d'opération il ne reste plus qu'un disque mince que l'on séparera de la petite pointe de la mèche.

En fait ces forets existent depuis fort longtemps pour le travail de certains bois mais ils sont très difficiles à trouver dans le commerce. Le mieux semble d'acquérir un jeu de mèches classiques de qualité très ordinaire (« acier fondu ») et de les meuler. Elles sont recommandées également pour le cuivre, ses alliages et les matières plastiques cassantes.

## Pinces

Le circuit imprimé terminé vient parfois une recherche de cause d'anomalie de fonctionnement ; aussi nous signalons la récente commercialisation chez divers détaillants de minuscules pinces crocodiles isolées de diverses couleurs, ainsi qu'un mini « grip-fil » qui peut s'accrocher sur une patte de CI en boîtier DIL sans risque d'en toucher une autre (photo n° 11).

MICHEL ARCHAMBAULT

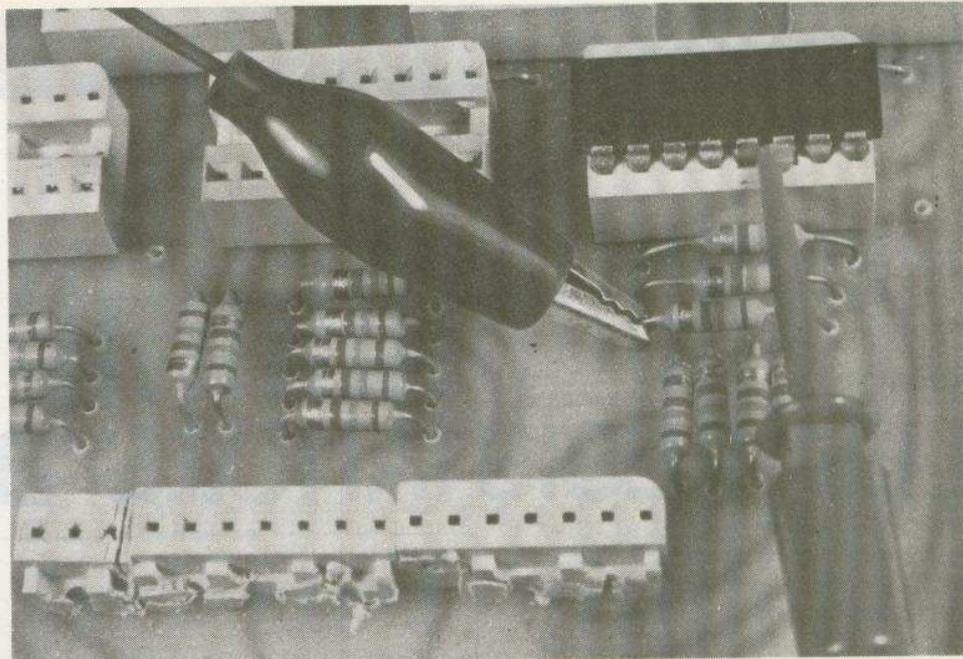


Photo 11. – Ces pinces crocodiles et grip-fil miniatures vont faciliter les recherches de pannes.

## Références d'articles

Nous avons rassemblé dix articles du même auteur publiés dans « Electronique Pratique » et traitant des circuits imprimés de près ou de loin.

- EP n° 1520 (octobre 75) page 66 : tracé direct sur cuivre avec stylo marqueur.
- EP n° 1611 (septembre 77) page 84 : un banc d'étude de maquettes pour transistors et C.I.
- EP n° 1620 (novembre 77) page 120 : le travail de la tôle, découpe et perçage des coffrets.
- EP nouvelle série n° 1 (janvier 78) page 119 : le wrapping, méthode de câblage sur plaques perforées non cuivrées.
- EP nouvelle série n° 3 (mars 78)

page 103 : utilisation des plaques époxy sensibilisées avec matrices transparentes.

– EP nouvelle série n° 8 (septembre 78) page 105 : reproduction photographique de circuits publiés, sans appareil photo.

– EP nouvelle série n° 9 (octobre 78) page 124 : le procédé « Séno photo-transfer » pour la reproduction photographique de circuits publiés.

– même numéro, page 126 : techniques de traçages sur matrices transparentes et sur cuivre (ruban scotch et transferts).

– EP nouvelle série n° 10 (novembre 78) page 115 : méthodes pour câbler proprement ; pliage, orientation et soudure des composants.

– EP nouvelle série n° 15 (avril 79) page 121 : conception des circuits imprimés, passage rationnel du schéma de principe au circuit imprimé. Plus un rectificatif dans le n° 17 page 176.

## Où trouver ceci ?

– Plaques « Circuiq » : Circuiq, route de Lourmarin, 84160 Cadenet

– Effaceur Carly : Papeterie Lacoste, 4, montée Georges Politzer, 69190 Saint-Fons

Tous les produits Mecanorma chez les détaillants en électronique, mais les produits « Masking Pen », « Masking Marker », « Cutter n° 3 » et « Normatape » étant assez récente il est logique que votre revendeur n'en ait pas encore. Le « Normapaque » est par contre maintenant classique.

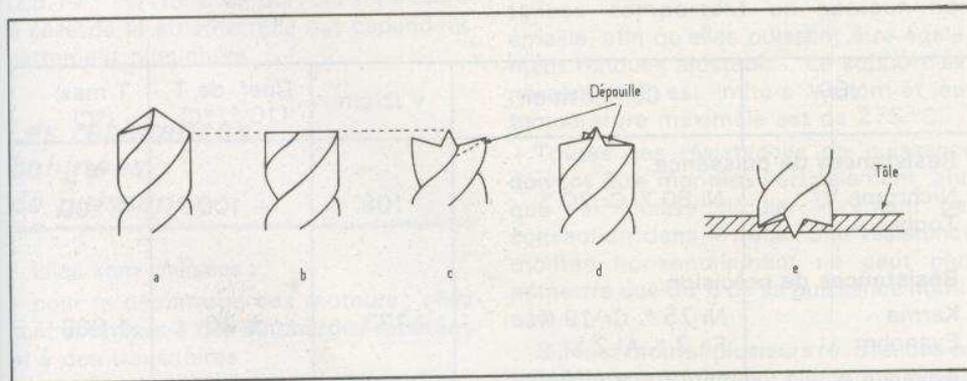
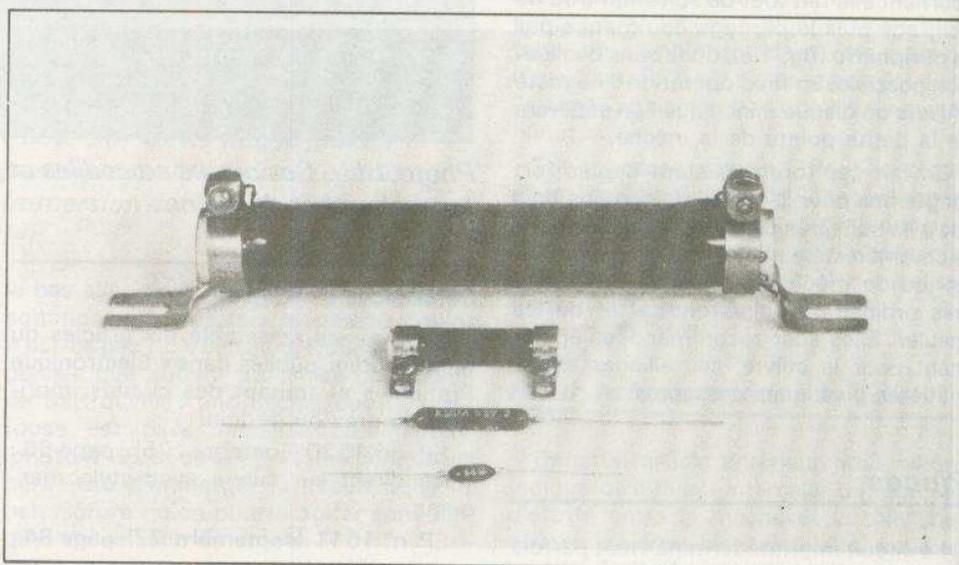


Fig. 1. – À l'usage, la pointe de la mèche est appliquée sur le coup de pointeau ; en tournant, elle fait tout de suite son trou de centrage, puis le perçage commence par la périphérie.

*Technologie des composants :*

# LES RÉSISTANCES BOBINÉES



**L**ES résistances bobinées comprennent : les résistances de puissance et les résistances de précision. Il s'agit de matériel professionnel d'une haute technicité et d'une remarquable fiabilité. Il est cependant intéressant de connaître leur technologie.

## Le fil résistant

Les fils obtenus avec un métal pur ne sont pas intéressants ; ils ont une résistivité faible et un coefficient de température important. C'est pourquoi l'industrie a été amenée à étudier des alliages ayant une résistivité plus élevée, afin que la longueur de fil à bobiner soit moins importante, et dotés d'un coefficient de température voisin de zéro, afin de conserver une valeur stable à la résistance malgré son échauffement.

Les principaux alliages utilisés sont les suivants :

Nom	Composition	$v \Omega\text{-cm}$	Coef. de T ( $10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ )	T max. ( $^{\circ}\text{C}$ )
<b>Résistances de puissance</b>				
Nichrome V Tophet A	Ni 80 % Cr 20 %	108	+ 100	1 200
<b>Résistances de précision</b>				
Karma Evanohm	Ni 75 % Cr 19 % Fe 3 % Al 2 %	133	$\pm 20$	1 000
Advance A	Ni 42 % Cu 58 %	50	$\pm 40$	600
Maganin Cupron Constantan	Ni 45 % Cu 55 % ou Ni 40 % Cu 60 %	50	$\pm 40$	500

Les alliages pour résistances de précision ont un coefficient de température faible, mais variable en fonction de la plage d'emploi. Les fils sont livrables soit nus ou oxydés, soit recouverts d'émail (classe F - 155 °C), soit sous forme de rubans nus ou oxydés.

Les rubans permettent la fabrication de résistances de puissance et de faible valeur ohmique.

En revanche, pour atteindre les valeurs élevées, il a fallu mettre au point la fabrication de fils fins, particulièrement délicats.

Pour une bonne fiabilité, le diamètre d'un fil ne doit pas descendre au-dessous de 100  $\mu\text{m}$ . Les fils protégés par un vernis ou un émail peuvent être plus fins. Les normes prescrivent un diamètre minimal de 45  $\mu\text{m}$ , il existe cependant des fils jusqu'à 10  $\mu\text{m}$  pour les résistances miniatures.

### Le support

Le fil résistant doit être bobiné sur un support réfractaire, tenant aux températures élevées et possédant une bonne conductibilité thermique. Il est généralement :

- en stéatite : composé à base de silicate de magnésium ; c'est un très bon isolant tenant jusqu'à 1 300 °C, malheureusement sa conductibilité thermique est faible ( $0,2 \cdot 10^{-2} \text{ W/mm} \cdot \text{°C}$ ) ;

- en alumine : qui est un oxyde d'aluminium aggloméré ; c'est un très bon isolant, tenant jusqu'à 1 750 °C, avec une bonne conductibilité thermique ( $2,5 \cdot 10^{-2} \text{ W/mm} \cdot \text{°C}$ ), dix fois supérieure à celle de la stéatite. Elle est cependant nettement plus chère.

### Les résistances bobinées de puissance

Elles sont utilisées :

- pour le démarrage des moteurs ; elles sont soumises à des surcharges répétées et à des transitoires ;
- pour les ponts d'alimentation des matériels électriques et électroniques ;
- pour les circuits électroniques de puissance, en continu, en alternatif, ou en haute fréquence.

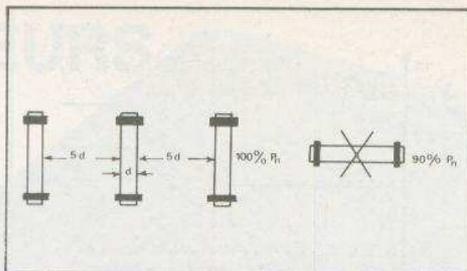


Fig. 1. - Montage de résistances de puissance en parallèle sur un tableau électrique.

Elles doivent supporter la dissipation de puissance prévue sans aucune altération du fil, du support ou de l'isolant, c'est-à-dire être très robustes.

Le support est généralement en stéatite, parfois en alumine. Le fil doit supporter un échauffement important, il est en nickel chrome.

Le fil nu est bobiné sur un support nervuré en hélice de façon à bien le positionner.

Le ruban est bobiné à plat ou sur la tranche à spires espacées sur un support lisse.

Le fil isolé à l'émail ou à l'oxyde est limité à 155 °C. Le fil est le plus souvent noyé dans un émail cuit à haute température (500 à 900 °C). A ce moment, il est nu bobiné à spires espacées sur un support lisse. Ce type de résistance est particulièrement robuste. La photo de titre en donne quatre exemples de taille croissante. Leur température superficielle maximale est imposée par la norme NFC 83210 à 350 °C.

Certaines résistances sont protégées par une peinture cuite au four (maximum 125 °C), ou par un vernis aux silicones (maximum 260 °C), ou encore par un ciment incombustible (maximum 175 °C).

Les résistances nues peuvent être rendues ajustables par la pose d'un collier mobile supplémentaire. Certaines résistances comportent un secteur non émaillé, afin qu'elles puissent être également rendues ajustables. Le support est nervuré, le fil est limité à 100  $\mu\text{m}$  et leur température maximale est de 275 °C.

Toutes ces résistances de puissance doivent être montées verticalement, afin que l'air puisse circuler librement par convection dans le tube. Une résistance montée horizontalement ne peut plus admettre que 90 % de sa puissance nominale.

S'il faut monter plusieurs résistances en parallèle sur un tableau électrique, il faut veiller à ce qu'elles ne s'échauffent pas mutuellement. En général, on doit les espacer, d'axe en axe, d'au moins cinq fois leur diamètre extérieur (fig. 1).

Par contre, une ventilation forcée avec une vitesse d'air de 5 m/s permet d'augmenter jusqu'à 3 fois la puissance admissible. Certaines résistances de 1 kW sont refroidies par une circulation d'eau. Une résistance n'est pas limitée par la puissance, mais par la température maximale. Si on la refroidit énergiquement on peut augmenter la puissance.

### Principaux modèles

- Les résistances nues sont principalement destinées aux essais de laboratoire.
- Gamme des valeurs : d'une fraction d'ohm jusqu'à 1 000  $\Omega$ .

- Puissance : 10 W à 600 W.

- Les résistances semi-vitrifiées de faible valeur ohmique et de forte puissance sont constituées par un ruban bobiné à plat ou sur la tranche. Elles sont employées, entre autres, pour le démarrage des moteurs électriques.

- Gamme des valeurs : 0,07  $\Omega$  à 68  $\Omega$ .

- Puissance : 160 W à 1 000 W.

- Les résistances recouvertes d'une résine aux silicones pour utilisation industrielle ou grand public.

- Gamme des valeurs : 0,15  $\Omega$  à 56 k $\Omega$ .

- Puissance : 1,5 W à 16 W.

- Les résistances vitrifiées professionnelles à sorties par colliers.

- Gamme des valeurs : 1  $\Omega$  à 60 k $\Omega$ .

- Puissance : 13 W à 600 W.

- Les résistances ajustables vitrifiées professionnelles à sorties par colliers.

- Gamme des valeurs : 33  $\Omega$  à 22 k $\Omega$ .

- Puissance : 21 W à 180 W.

- Les résistances vitrifiées à sorties axiales professionnelles ; les valeurs élevées sont bobinées avec un fil très fin, hors norme, et leur fiabilité est moins poussée.

- Gamme des valeurs : 0,1  $\Omega$  à 82 k $\Omega$ .

- Puissance : 4 W à 25 W.

- Les résistances semi-précision montées sur un radiateur en aluminium permettent une dissipation importante sous un faible volume.

- Gamme des valeurs : 0,01  $\Omega$  à 130 k $\Omega$ .

- Puissance : 10 W à 50 W.

- Tolérances :  $\pm 0,5\%$  à  $\pm 10\%$ .

Les caractéristiques générales de ces divers types de résistances sont les suivantes :

- Tolérances :  $\pm 10\%$  normale,  $\pm 20\%$  ou 0,1  $\Omega$  pour les résistances inférieures à 1  $\Omega$ . Séries : E 12 et E 6.

- Coefficient de température :  $< 160.10^{-6}/^{\circ}\text{C}$  ou  $< 250.10^{-6}/^{\circ}\text{C}$  selon les alliages et les valeurs ohmiques.
- Stabilité : excellente, dérive maximale 5 %.
- Tension de bruit : négligeable.
- Fiabilité : pour être certain d'une longue durée de vie, il ne faut pas les utiliser en service normal à plus de 50 % de leur puissance nominale. De plus, il ne faut pas monter des résistances bobinées avec du fil trop fin ( $< 45 \mu\text{m}$ ).

### Les résistances bobinées de précision

Elles sont utilisées partout où l'on a besoin d'une précision supérieure à  $\pm 1\%$ , d'une stabilité absolue et d'une absence totale de bruit de fond. Ce sont des modèles professionnels, d'un prix élevé.

Ce type de résistance connaît une extension importante due à son excellent comportement en H.F.

On sait maintenant fabriquer des résistances bobinées dont le temps de montée est de l'ordre de 20 ns. Dans la gamme de  $-55^{\circ}\text{C}$  à  $+125^{\circ}\text{C}$  leur coefficient de température atteint  $\pm 2$  à  $3.10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ . Leur stabilité est de  $10.10^{-6}/\text{an}$ . Ce qui est remarquable.

#### Fabrication :

Le fil est constitué par les alliages tels que Karma ou Evanohm pour les résistances supérieures à  $500 \Omega$  et par le Constantan ou Manganin pour les résistances de valeurs inférieures.

Ces résistances sont surdimensionnées de façon à éviter leur échauffement ; il ne s'agit plus de puissance, mais de précision. Le diamètre du fil peut descendre à  $25 \mu\text{m}$  et parfois jusqu'à  $12 \mu\text{m}$ .

Le fil est isolé à l'émail ou à l'émail et au nylon. Le support est en stéatite ou en plastique.

Les résistances prévues pour fonctionner en haute fréquence doivent présenter l'inductance et la capacité propre les plus faibles possibles. On l'obtient grâce à un support à gorges en nombre pair. Le fil isolé est bobiné dans la première gorge, puis le sens est inversé dans la deuxième gorge, et ainsi de suite. Le nombre des spires étant le même dans chacune des

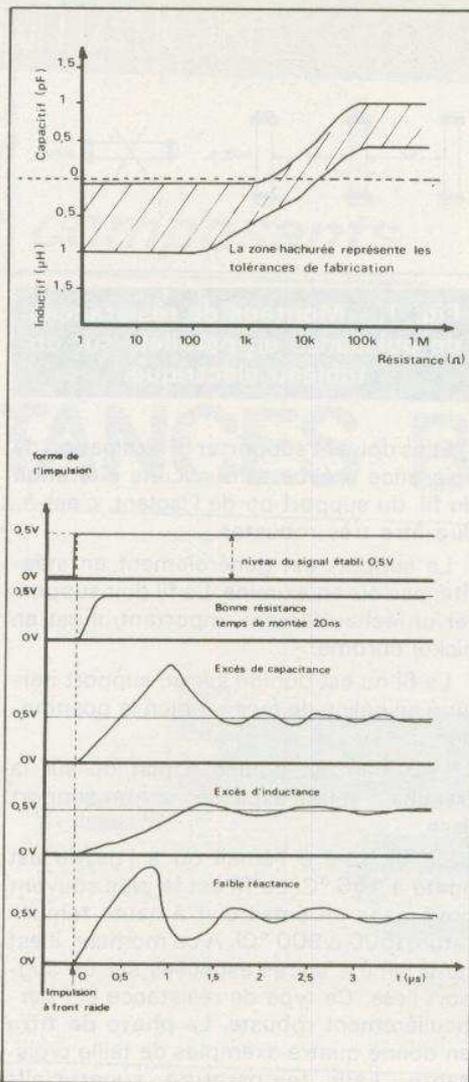


Fig. 2. et 3. - Temps de montée de résistances présentant divers défauts, sous l'effet d'une impulsion à front raide.

gorges, la self-induction et la capacité répartie dans une gorge sont annulées par la seconde.

La figure 2 donne la réactance inductive et capacitive en fonction de la valeur de la résistance à 1 MHz. Pour  $R < 5 \text{ k}\Omega$  la résistance est inductive  $< 1 \mu\text{H}$ .

Pour  $R > 5 \text{ k}\Omega$  la résistance est capacitive  $< 1 \text{ pF}$ .

Une telle résistance peut être employée du continu jusqu'à 30 MHz, sa fréquence de résonance propre se situe vers 100 MHz. La zone hachurée représente les tolérances de fabrication.

Ces résultats sont obtenus grâce à une étude très poussée de tous les paramètres de fabrication :

- dimensions de la résistance ;
- technique de bobinage, nombre de gorges, plus une résistance en comporte plus sa réactance est faible ;

- dimension du fil et épaisseur de l'isolant qui conditionne la capacité répartie de la bobine ;
- nombre de tours par gorge ; s'il est trop petit, la réactance ne peut être vérifiée ; s'il est trop grand la résistance se comporte comme une bobine de choc en H.F. ;
- disposition du fil le long des gorges ; si elle n'est pas uniforme et ne suit pas un profil géométrique correct, elle peut entraîner des variations importantes de réactance d'un modèle à l'autre.

Ces différents défauts sont révélés par la courbe du temps de montée, après l'application d'un signal à front raide. (fig. 3).

Les résistances de précision doivent être parfaitement étanches, par conséquent à l'abri de l'humidité qui altérerait leurs caractéristiques.

Plus la tolérance d'étalonnage est serrée, moins la résistance doit supporter de puissance. Ainsi les normes prescrivent : tolérance  $\pm 1\%$  utilisation à la puissance nominale jusqu'à  $80^{\circ}\text{C}$  ; tolérance  $\pm 0,5\%$  utilisation à  $75\%$  Pn jusqu'à  $80^{\circ}\text{C}$  ; tolérances  $\pm 0,25\%$  et  $\pm 0,1\%$  utilisation à  $50\%$  Pn jusqu'à  $80^{\circ}\text{C}$ .

#### Différents modèles :

- Les résistances miniatures sans boîtier de transistor (genre TO 5).
  - Gamme des valeurs :  $50 \Omega$  à  $2 \text{ M}\Omega$ .
  - Puissance :  $0,25 \text{ W}$  à  $70^{\circ}\text{C}$  pour la tolérance  $\pm 1\%$ . Réduire cette dissipation pour les tolérances plus serrées.
  - Tolérances :  $\pm 1\%$  à  $\pm 0,01\%$ .
- Les résistances miniatures moulées :
  - Gamme des valeurs :  $100 \Omega$  à  $1 \text{ M}\Omega$ .
  - Puissance :  $0,2 \text{ W}$  à  $125^{\circ}\text{C}$ .
  - Tolérances :  $\pm 1\%$  à  $\pm 0,01\%$ .
- Les résistances ultra-précision en boîtier métallique étanche :
  - Gamme des valeurs :  $0,25 \text{ W}$  à  $25^{\circ}\text{C}$  de  $100 \Omega$  à  $1 \text{ M}\Omega$ .
  - Tolérances :  $\pm 0,05\%$  ( $100 \Omega$  à  $1 \text{ k}\Omega$ ),  $\pm 0,01\%$  ( $1 \text{ k}\Omega$  à  $10 \text{ k}\Omega$ ),  $\pm 0,002\%$  ( $10 \text{ k}\Omega$  à  $100 \text{ k}\Omega$ ),  $\pm 0,001\%$  ( $100 \text{ k}\Omega$  à  $1 \text{ M}\Omega$ ).

Le coefficient de température pour les résistances de précision est compris entre :  $\pm 1.10^{-6}/^{\circ}\text{C}$  à  $\pm 10.10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ . On voit que les caractéristiques de ces différents modèles sont remarquables. Ils servent comme étalon dans les appareils de mesure.



# Toutes les applications des SEMI-CONDUCTEURS

## Indicateur de la tension d'une batterie

Soit une source de tension, pouvant varier avec le temps, par exemple la tension d'une batterie de 36 V, à tension non régulée  $V$  (voir figure 1).

Aux bornes de cette source, on a connecté deux diviseurs de tension  $R_4$ - $R_1$  et  $R_5$ - $R_2$  dans lesquels,  $R_1$  et  $R_2$  sont des potentiomètres de 500 k $\Omega$ .

Il sera donc possible d'obtenir aux curseurs de ces potentiomètres des tensions, par rapport à la masse,  $V_H$  et  $V_L$  que l'on règlera, lorsque  $V$  aura sa valeur normale, de manière à ce que,

$$V_L < V_H < V$$

ou,

$V_H$  = limite inférieure du niveau haut des portes NOR  $G_1$  et  $G_2$ ,

$V_L$  = limite supérieure du niveau bas des deux opérateurs NOR.

Ces valeurs  $V_L$  et  $V_H$  sont indiquées dans les notices du fabricant du circuit contenant les NOR, dont la tension d'alimentation est de 12 V. Les tensions  $V_L$  étant définies, on aura au point d'entrée 1 du NOR  $G_1$ , une tension  $AV$ , où  $A$  est une constante déterminée par la position du curseur du potentiomètre  $R_1$ . De même, au point 6 d'entrée du NOR  $G_2$ , la tension est  $BV$ , où  $B$  est une constante qui dépend de la position du curseur de  $R_2$ .  $B$  est évidemment supérieure à  $A$  puisque  $V_H > V_B$ .

Lorsque  $V$  est plus élevée que sa valeur normale, les tensions aux points 1 et 6 sont au niveau 1 (haut). La tension  $BV$  dépasse la tension de seuil  $V_T$  donc,

$$V > V_T/B = V_H$$

où  $V_H$  est la limite de la tension du niveau haut (H ou 1).

La sortie du NOR  $G_2$  est au niveau bas. De ce fait la base du transistor  $Q_1$ , est portée à un potentiel proche de celui de la masse.

Comme ce transistor est un PNP, le courant de collecteur est fort et la lampe  $L$  s'allume.

Dans le cas où

$$V < V_T/A = V_L$$

où  $V_L$  est la limite du niveau bas (L ou 0), les deux opérateurs NOR associés à la résistance  $R_3$  et à la capacité  $C$ , constituent un multivibrateur astable. Cet oscillateur fournit à la base de  $Q_1$  un signal rectangulaire qui est amplifié et, à partir du collecteur, est appliqué à la lampe  $L$ .

La lampe s'allumera par intermittence à la fréquence,

$$f = \frac{1}{1,4 R_3 C}$$

On aura, dans ces conditions,

$V_T = V_{DD}/2$ , environ, avec  $V_{DD} = 12$  V.

Si  $V$  se trouve entre les deux limites  $V_H$  et  $V_L$ , (qui sont des valeurs fixes),

$$V_L < V < V_H$$

ce qui se produit si,

$$BV < V_T$$

et

$$AV > V_T$$

L'entrée 1 est au niveau 1 et l'entrée 6 est au niveau 0. Dans ce cas, la sortie de

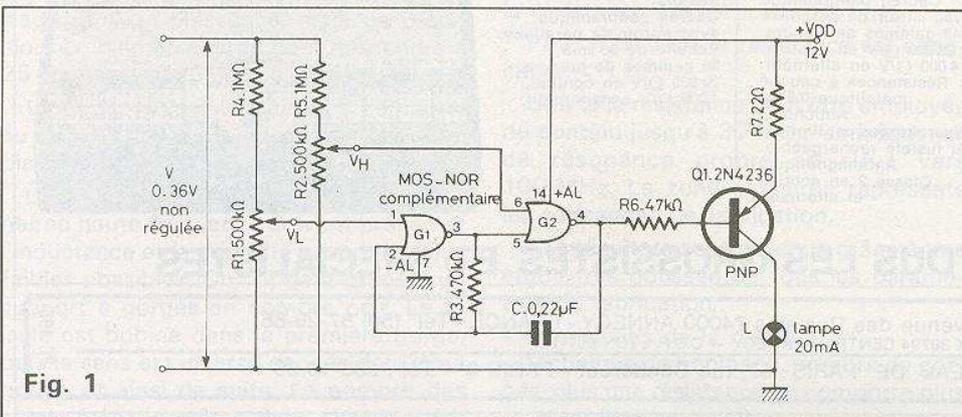


Fig. 1

$G_2$  est au niveau 1 et celle de  $G_1$  au niveau 0. Le courant collecteur de  $Q_1$  est faible ou nul et la lampe L est éteinte.

Avec les valeurs des éléments,  $R_3 = 470 \text{ k}\Omega$  et  $C = 0,22 \mu\text{F}$ , la valeur de la fréquence d'oscillation de  $G_1$ - $G_2$ , lorsque celle-ci se produit est :

$$f = \frac{1}{1,4 \cdot 0,47 \cdot 0,22} \text{ Hz,}$$

ce qui donne

$$f = 5,9 \text{ Hz,}$$

fréquence qui convient très bien pour le scintillement de la lampe L de 20 mA, à filament. Il se peut qu'une LED convienne aussi, branchée avec l'anode vers le collecteur de  $Q_1$  et la cathode à la masse.

Les valeurs de  $R_3$  et  $C$  ne sont pas critiques.

En résumé, si,

$V < V_L$  (batterie déchargée) la lampe scintille.

$V > V_H$  (batterie très chargée) la lampe s'allume.

Si la tension  $V$  est normale, on a,

$$V_L < V < V_H$$

et la lampe L est éteinte.

Comme NOR, on pourra utiliser un 4001-A qui contient quatre éléments NOR dont le brochage est donné à la figure 2.

Les éléments choisis sont  $G_1$  (1-2-3) et  $G_2$  (4-5-6). Relier le point 14 ( $V_{DD}$ ) au + d'une source de 12 V et le point 7 ( $V_{SS}$ ) à

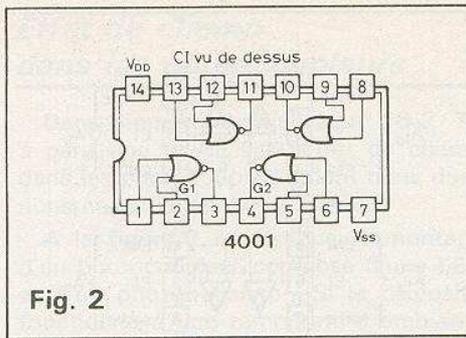


Fig. 2

la masse. Ce montage est dû à N.D. Thai qui l'a décrit dans *Electronics*, vol. 46 N° 8.

### Chargeur d'accumulateurs à panneaux solaires

Dans *Electronics*, vol. 52, N° 19, nous relevons la description d'un chargeur d'accumulateurs à cellules solaires proposé par G.J. Milliard du Conservatoire Volcanologique de Rabaul, Papua, Nouvelle Guinée.

Ce montage de complication moyenne n'utilise que peu de composants, tous assez usuels. Les éléments essentiels du montage sont évidemment le panneau solaire PS, représenté à droite sur la figure 3 qui donne le schéma général du chargeur, et l'accumulateur ACC, représenté à gauche sur la même figure. On

trouve également dans cet appareil, trois transistors, six diodes dont deux LED et une zener et deux condensateurs ainsi que quelques résistances fixes. Aucun réglage ne figure dans ce chargeur.

D'après le lieu de travail de l'auteur, l'ensoleillement doit être de tout premier ordre. L'auteur indique que le régulateur seul (donc en dehors du prix du panneau et de l'accumulateur) revient à 10 dollars, soit environ 42,50 F actuels. Les cellules solaires sont des ARCO réparties dans deux panneaux 16-1200, donnant 16 V probablement en tout cas plus de 13,5 V.

L'accumulateur est de 12 V, valeur nominale, à plomb du modèle habituel utilisé dans les automobiles. Dans ce montage il y a l'avantage de la sécurité contre l'application de la tension de l'accumulateur chargé, au panneau solaire. En effet, dès que la tension de l'accumulateur dépasse 13,5 V la liaison négative entre celui-ci et le panneau solaire est coupée.

La diode zener  $D_4$  de 5,1 V stabilise la tension de l'entrée inverseuse, marquée -, de l'élément  $A_{1d}$ , amplificateur opérationnel du circuit intégré du type LM348, à monter sur radiateur ainsi que les transistors PNP et NPN.

Le LM348 (National Semi-conductor) contient ces quatre amplificateurs  $A_{1a}$  à  $A_{1d}$ , du montage. On trouve aussi, dans ce montage, une LED rouge  $D_6$  et une LED verte  $D_3$ .

Les diodes normales sont  $D_1 = D_2 = 1N914$  et  $D_5 = 1613$ . Dans un mon-

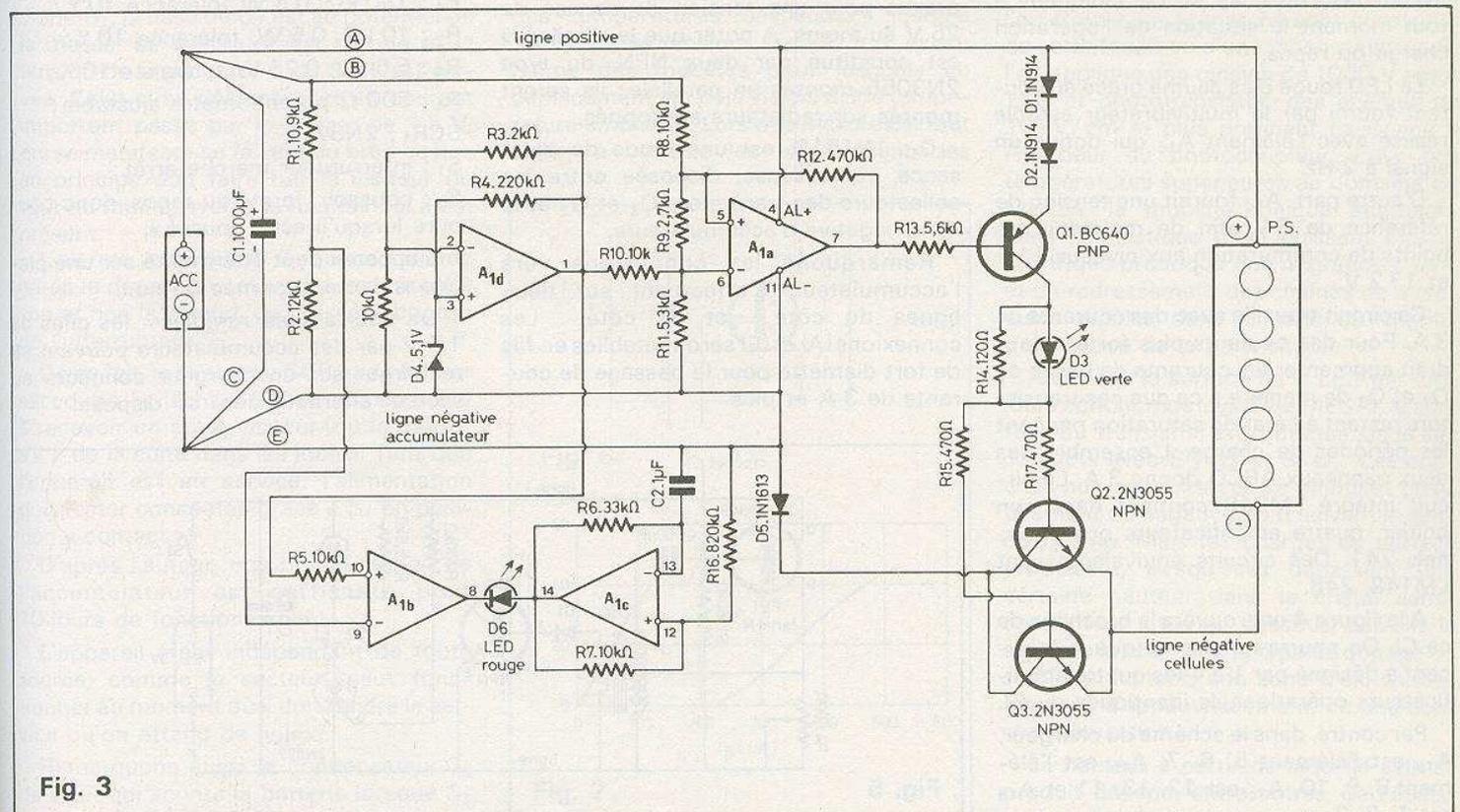


Fig. 3

tage « solaire » tout « GASPillage » d'énergie doit être évité. Dans la plupart des chargeurs ou alimentations à régulation, le courant entre les deux éléments principaux passe par une résistance qui dépense de l'énergie, lorsque l'accumulateur est pleinement chargé.

Grâce au montage proposé, il n'y a pas de résistance chutrice de ce genre.

Lorsque la tension  $e_0$  de la batterie d'accumulateur de 12 V est inférieure à 13,5 V, tension qui normalement est de 12 V à vide, les transistors  $Q_1$ ,  $Q_2$  et  $Q_3$  sont conducteurs et le courant de charge provenant du panneau solaire passe vers l'accumulateur.

Dans ce cas, la diode LED verte  $D_3$  est traversée par le courant et s'allume indiquant que les cellules chargent l'accumulateur.

Si  $e_0$  s'approche de la tension de circuit ouvert, l'amplificateur opérationnel  $A_{1a}$  commute les transistors  $Q_1$  à  $Q_3$  vers le blocage.

Cette situation se maintient aussi longtemps que l'accumulateur se trouve à une tension de 13,2 V sinon la charge recommence.

Si la tension de la batterie d'accumulateurs continue à baisser, de 13,2 V à 11,4 V environ donc batterie déchargée, l'amplificateur opérationnel  $A_{1b}$  a sa sortie 8 au niveau bas. Il en résulte que la cathode de la LED rouge,  $D_6$ , est au niveau bas. De ce fait, la LED s'allume.

On constate que les deux diodes électroluminescentes  $D_3$  et  $D_6$  indiquent à tout moment la situation de l'opération charge ou repos.

La LED rouge  $D_6$  s'allume grâce au courant fourni par le multivibrateur astable réalisé avec l'élément  $A_{1c}$  qui donne un signal à 2 Hz.

D'autre part,  $A_{1d}$  fournit une tension de référence de 6 V afin de maintenir les points de commutation aux niveaux 11,4 et 13,2 V.

Ce circuit travaille avec des courants de 3 A. Pour des courants plus forts, il faudrait augmenter les courants de bases de  $Q_2$  et  $Q_3$  de manière à ce que ces transistors restent à l'état de saturation pendant les périodes de charge. L'ensemble des deux panneaux ARCO donne 3 A. Le circuit intégré LM348 contient dans son boîtier, quatre amplificateurs opérationnels 741. Des circuits équivalents sont LM148, 248.

A la figure 4 on trouvera le brochage de ce CI. On pourra remarquer que le fabricant a désigné par 1 à 4 les quatre amplificateurs opérationnels identiques du CI.

Par contre, dans le schéma du chargeur,  $A_{1a}$  est l'élément 5, 6, 7,  $A_{1b}$  est l'élément 8, 9, 10,  $A_{1c}$  est 12, 13, 11 et  $A_{1d}$  est 1, 2, 3.

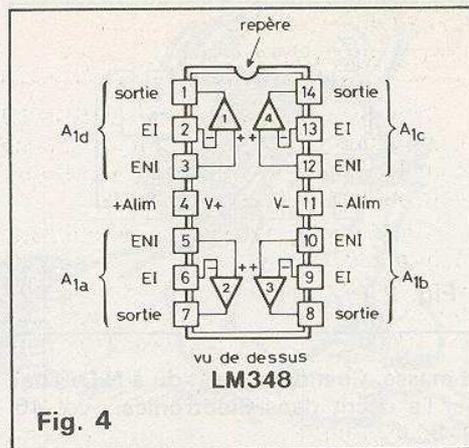


Fig. 4

On notera que les CI comme les 741 et équivalents peuvent être alimentés sur deux sources par exemple  $\pm 6$  V à  $\pm 15$  V mais aussi sur une seule source, par exemple 13,5 à 16 V, tension délivrée par le panneau solaire.

Dans ce cas, le point de terminaison 4 est connecté à la ligne positive et le point 11 à la ligne négative de l'accumulateur.

De ce fait, les entrées sont à des tensions se situant entre la ligne positive et la ligne négative. Il est possible que l'emploi de quatre 741 soit admissible à la place du LM348 ainsi que le remplacement des panneaux ARCO par des panneaux solaires équivalents donnant ensemble 15 V et 3 A au moins.

Les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  doivent être prévus pour une tension de service de 25 V au moins. A noter que le « ballast » est constitué par deux NPN, du type 2N3055 montés en parallèle; ils seront montés sur radiateurs appropriés.

$D_5$ , 1N1613, est une diode de puissance, redresseuse, disposée entre les collecteurs des transistors  $Q_2$  et  $Q_3$  et la ligne négative d'accumulateurs.

Remarquons les connexions vers l'accumulateur, s'effectuant sur deux lignes du côté + et du côté -. Les connexions (A) et (E) seront établies en fils de fort diamètre pour le passage de courants de 3 A et plus.

## Alarme à faible tension d'alimentation

Le montage de la figure 5 a été proposé par John Hollabaugh dans *Popular Electronics*, vol. 14 N° 6. Il se caractérise par sa simplicité, donc facile à essayer expérimentalement, facile à installer et relativement économique.

En effet, l'appareil de John Hollabaugh ne nécessite que peu de composants :

- $A_1$  : buzzer de 1,5 V ;
- $B_1$  : deux piles de 1,5 V montées en série pour en faire une de 3 V ;
- $C_1$  : condensateur de 50 pF disque ;
- $C_2$  : 6  $\mu$ F électrolytique 15 V tension de service ;
- $D_1$  : diode au germanium quelconque ;
- THF : transformateur HF, petites ondes, avec primaire accordé et prise, secondaire à faible impédance.

Souvent il s'agit de bobinage PO avec l'enroulement d'antenne qui est à peu de spires et le secondaire à beaucoup de spires (par exemple 150  $\mu$ H) mais avec prise médiane.

On utilisera alors le secondaire accordé comme primaire et le primaire d'antenne comme secondaire.

- $Q_1$  : transistor à effet de champ, canal N, du type 2N5949 monté en drain commun, relié à la ligne + 3 V ;
- $Q_2$  : transistor NPN, de faible puissance, au germanium ;
- $R_1$  : 150 k $\Omega$ , 0,5 W tolérance 10 % ;
- $R_2$  : 10 k $\Omega$ , 0,5 W, tolérance 10 % ;
- $R_3$  : 5,6 k $\Omega$ , 0,25 W tolérance 10 % ;
- $R_4$  : 500  $\Omega$  potentiomètre ajustable ;
- SCR $_1$  : 2N877 ;
- $S_1$  : interrupteur marche-arrêt ;
- $S_2$  : poussoir, fermé au repos, donc coupure lorsqu'il est « poussé ».

L'appareil peut être monté sur une platine isolante imprimée ou non.

On pourra aussi remplacer les piles de 1,5 V par des accumulateurs pouvant se recharger sur un chargeur connecté au secteur alternatif dont on dispose.

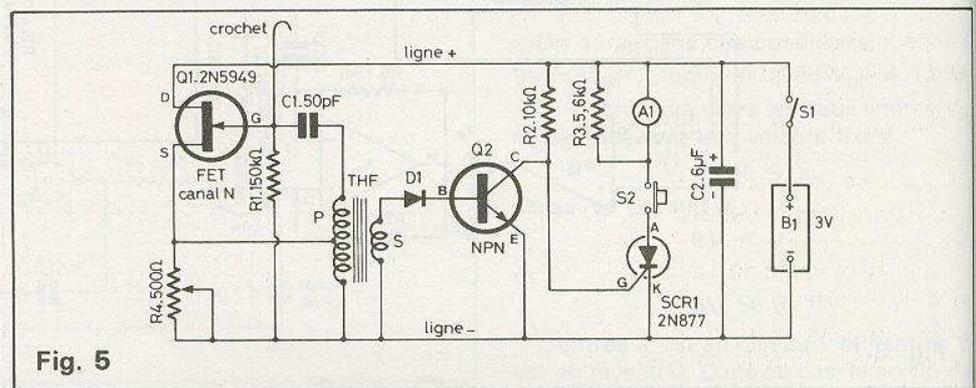


Fig. 5

## Voici le fonctionnement de ce montage

L'élément principal de l'alarme est un oscillateur Hartley réalisé avec le bobinage HF, en particulier avec le primaire accordé P à prise; une extrémité est reliée à la porte G par l'intermédiaire de  $C_1$  et la prise est reliée à la source du transistor FET,  $Q_1$ . L'extrémité inférieure de P est connectée à la ligne négative de masse.

De ce fait il y a oscillation dont la fréquence est déterminée par l'enroulement primaire P. Le signal est transmis par le secondaire, à la diode  $D_1$  qui le redresse. On obtient alors une tension positive de polarisation de la base de  $Q_2$ , un transistor NPN, bipolaire. La base de  $Q_2$  devient alors très positive; d'où courant collecteur important passant par  $R_2$ . La gâchette G du SCR est à une tension proche de zéro. Ce thyristor ne peut se déclencher. D'autre part, le point commun de  $C_1$  et  $R_1$  présente, par rapport à la ligne d'alimentation, une impédance élevée. Celle-ci est modifiée si le visiteur indésirable touche un volume métallique, isolé de l'appareil, en contact électrique avec le crochet relié à  $C_1$ - $R_1$ . Ce contact entre la main de « l'invité » et la poignée de porte ou fenêtre, diminue l'impédance citée plus haut, le circuit P est amorti et l'oscillation cesse.

On pourra régler cette possibilité avec le potentiomètre ajustable  $R_4$  de 500  $\Omega$ . En l'absence de signal sur l'anode de la diode  $D_1$ , la base de  $Q_2$  est au potentiel de la masse. Le transistor est bloqué et la tension de la gâchette G du SCR, est élevée. Celui-ci se déclenche et un courant important passe par le buzzer de 1,5 V, qui se manifeste en faisant du bruit ce qui, en principe doit faire fuir le visiteur ou tout au moins, avertit le locataire si il est présent.

L'alarme continuera à sonner même après le départ du voleur. Pour arrêter (le son et non le voleur), on presse le bouton de l'interrupteur  $S_2$ .

Dè ce fait, le circuit du SCR et du buzzer est coupé. En lâchant  $S_2$  l'alarme est prête à recevoir un autre visiteur (où le même, s'il a de la suite dans les idées). Tant que l'appareil est en service, l'alimentation doit rester connectée grâce à  $S_1$  en position « contact ».

D'après l'auteur, une bonne charge de l'accumulateur est suffisante pour 10 jours de fonctionnement.

L'appareil étant indépendant de toute source, comme le secteur, peut fonctionner au moment où il doit rendre le service qu'on attend de lui.

Remarquons aussi le condensateur  $C_2$  de 6  $\mu F$  qui shunte la batterie lorsque  $S_1$  est fermé.

## Effet de champ dans les photocoupleurs

Dans *Siemens Actualités* n° 18 2/79 a paru une étude sur l'effet de champ dans les photocoupleurs dont nous donnons ci-après de larges extraits.

A la **figure 6** on indique le montage d'un photocoupleur composé d'une LED et d'un phototransistor. Si le dispositif fonctionne à une température ambiante de 100 °C, des effets indésirables peuvent se produire au bout d'un laps de temps compris entre 10 et 1000 heures.

Le courant inverse croît d'une manière irréversible en particulier lorsque le pôle négatif de la source haute tension est appliqué à la diode électroluminescente.

Le gain en courant et, par conséquent, le facteur de couplage, décroissent d'une manière irréversible lorsque la diode électroluminescente est positive par rapport au phototransistor.

Comme indiqué **figure 7**, la chute du gain en courant est particulièrement importante pour les faibles courants base.

La tension inverse collecteur-émetteur décroît d'une manière irréversible pour une diode électroluminescente polarisée positivement. Une tension alternative sinusoïdale ne provoque aucun des effets cités plus haut. La vitesse de déplacement augmente avec la température et le niveau de la tension entre la diode électroluminescente et le phototransistor. Mais elle est souvent trop grande pour des températures descendant jusqu'à 70 °C et des tensions de 300 V. Il existe même des modèles pour lesquels un déplacement est déjà visible à une température ambiante. Lors des mesures, il faut veiller à ce que les effets aient des

influences réciproques. Ainsi, par exemple, le déplacement du gain en courant réduit-il le courant inverse collecteur-émetteur  $I_{CEO}$ .

Quand le gain en courant se déplace plus lentement que le courant inverse, il peut se produire que le courant inverse passe par un maximum pendant la charge. Une diminution de la tension de claquage collecteur-émetteur  $U_{CEO}$  provoque également une montée du courant inverse.

L'expression « irréversible » utilisée plus haut, signifie ici que les effets demeurent même après coupure de la haute tension et refroidissement à température ambiante.

Si cependant les photocoupleurs restent longtemps à des températures plus élevées ( $\geq 100$  °C) sans haute tension ils se régénèrent dans la plupart des cas.

## Cause et élimination de l'effet de champ

La **figure 8** représente le schéma de construction d'un photocoupleur. La diode électroluminescente (LED) et le phototransistor PH-TR sont l'un en face de l'autre à une distance de 0,5 à 1 mm et sont couplés à travers une goutte de plastique qui conduit le rayonnement de la diode électroluminescente jusqu'au phototransistor.

Presque tous les photocoupleurs que l'on trouve sur le marché sont construits de cette façon ou d'une façon similaire. Si l'on applique une tension de 1000 V entre LED et phototransistor, des champs de  $10^4$  V/cm et plus prennent naissance à l'intérieur du photocoupleur. Pour des températures supérieures au domaine de Marten, la mobilité ionique augmente dans le plastique et le puissant champ électrique provoque une migration d'ions et un redressement des chaînes de molécules dipôles dans le sens du champ, c'est-à-dire de la polarisation.

Alors que la surface de la LED est toujours conductrice (système MESA), la surface du transistor est protégée jusqu'aux contacts avec  $Si_3 N_4$  et  $Si O_2$ . Ces couches non conductrices se chargent positivement ou négativement suivant le sens du champ. Mais les charges de surface produisent, lorsqu'elles dépassent une certaine hauteur dans le cristal semi-conducteur situé en dessous, suivant le signe de la charge et le type de dopage du semi-conducteur, une zone d'enrichissement ou d'appauvrissement, ou une couche d'inversion.

La hauteur à partir de laquelle cela se produit dépend, entre autres, de l'épaisseur de la couche isolante, du nombre de

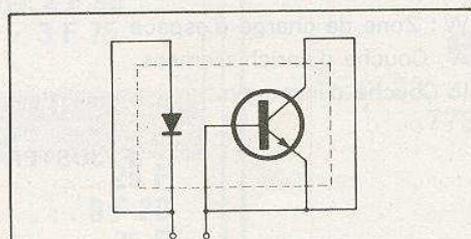


Fig. 6

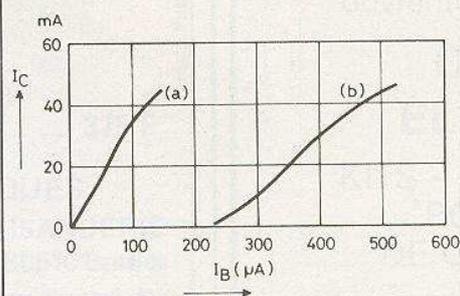


Fig. 7

# BIBLIOGRAPHIE

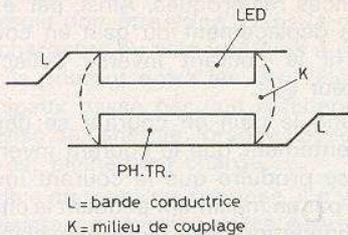


Fig. 8. - Schéma de construction d'un photocoupleur. La diode électroluminescente (LED) et le phototransistor (FT) sont l'un en face de l'autre à une distance de 0,5 à 1 mm. Le milieu de couplage est une goutte de plastique.

charges qu'elle contient et du dopage du semi-conducteur situé en dessous.

A la figure 9 on montre cet état particulier où le transistor est à un potentiel positif par rapport à la diode électroluminescente. Les charges négatives sur l'oxyde produisent une couche d'inversion dans la zone N du collecteur pendant que dans la zone P, se forme une couche d'enrichissement de la zone d'espace de l'émetteur.

Celui-ci reste pratiquement sans effet sur les propriétés électriques du transistor. Par contre la couche d'inversion dans

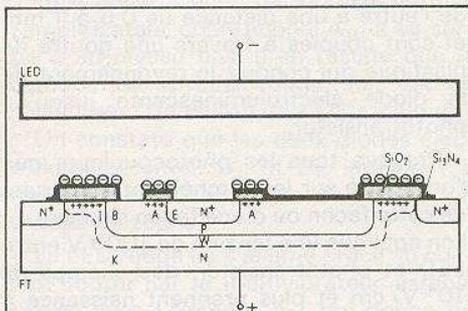


Fig. 9. - Répartition des charges à la surface et dans le cristal d'un phototransistor NPN, lorsque le transistor du photocoupleur est polarisé positivement par rapport à la diode électroluminescente (indiquée seulement là où elle influe sur le paramètre électrique du transistor).

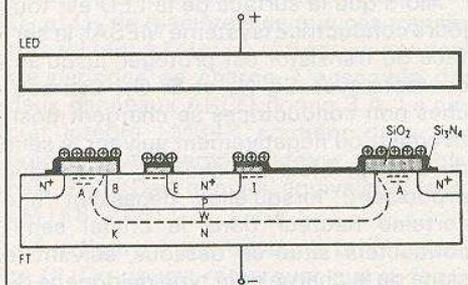


Fig. 10. - Répartition des charges à la surface et dans le cristal d'un phototransistor NPN, lorsque le transistor du photocoupleur est polarisé négativement par rapport à la diode électroluminescente.

le collecteur provoque une montée du courant inverse de la diode constituée par le collecteur et la base qui, multiplié par le facteur de gain en courant, fait croître le courant  $I_{CEO}$ .

Si le transistor est polarisé négativement, comme sur la figure 10, on obtient une couche d'enrichissement dans la zone N du collecteur, qui conduit à un rétrécissement de la zone de charge d'espace de la diode collecteur-base et donc, à une diminution de  $U_{CBO}$  et, par voie de conséquence, de  $U_{CEO}$ . Il s'ensuit un courant inverse plus grand. Dans la zone P, à la jonction PN/émetteur-base, se forme une couche d'inversion qui attire vers elle, entre base et émetteur, des courants de fuite élevés, ce qui se traduit par une diminution de B.

Étant donné que la surface de la base est environ  $10^3$  fois plus dopée que celle du collecteur et qu'il faut, par conséquent, davantage de charges pour créer une couche d'inversion, cet effet n'apparaît qu'après des temps de charge bien plus longs que la montée de  $I_{CEO}$ .

Les effets décrits, qui portent préjudice au fonctionnement du photocoupleur à des températures et des tensions élevées, peuvent être évités grâce à un écran ionique transparent faiblement conducteur (TRIOS) déposé sur les surfaces en danger. Cet écran évite que les surfaces se chargent d'ions et que le champ électrique pénètre dans le cristal semi-conducteur.

Sur les figures 9 et 10 on a utilisé les abréviations suivantes :

- LED : Diode électroluminescente
- FT : Phototransistor
- E : Émetteur
- B : Base
- K : Collecteur
- W : Zone de charge d'espace
- A : Couche d'enrichissement
- I : Couche d'inversion.

F. JUSTER

## RECHERCHES MÉTHODIQUES DES PANNES DANS LES RÉCEPTEURS DE RADIODIFFUSION (2<sup>e</sup> édition)

A. Renardy et H. Lummer

Cet ouvrage traduit de l'allemand par R. Aschen, Dr Ingénieur, Professeur, permettra à tous les techniciens amateurs ou professionnels, de se familiariser sérieusement avec les principes généraux et les méthodes les plus rapides de la recherche des pannes dans les récepteurs radio.

### Sommaire :

Introduction - Analyse des tensions - Analyses des courants - Examen des résistances - Signal injection et signal tracing - Recherche des défauts à l'aide d'un oscilloscope - Marche à suivre dans la recherche des défauts - Recherche des défauts dans les différents étages - Recherche de défauts dans un récepteur équipé de transistors et de circuits intégrés - Appareils utiles pour la recherche des défauts - Examens précis des composants - Quelques remèdes en cas de détériorations mécaniques - Tableaux résumant la recherche des défauts.

Un ouvrage de 104 pages, format 11,7 x 16,5, 54 schémas et illustrations, couverture couleur.

Prix pratiqué par la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris. 21 F.

## ENERGIE SOLAIRE 2<sup>e</sup> édition J.L. Perrier

L'ouvrage de J.-L. Perrier traite de toutes les applications de l'énergie solaire, mais en restant d'un niveau accessible à tous. Une grande partie de l'ouvrage est consacrée à la description très détaillée d'une station réalisée par l'auteur.

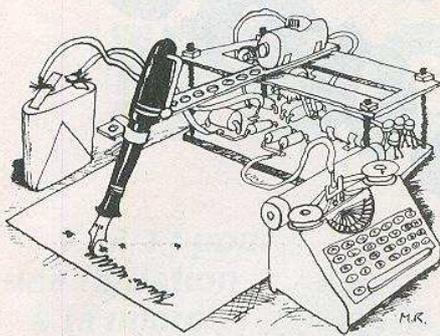
### Principaux sujets traités :

L'espérance énergétique - Captation et conversion thermiques - Domaines d'applications de l'énergie solaire - Énergie mécanique - Électricité - L'habitat - Stations électro-solaires - Stations J.L. Perrier.

Un volume format 15 x 21, broché, 328 pages, 181 illustrations.

Prix pratiqué par la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris. 68 F.

# 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

### UN PONT DE MESURES RC N° 21 Nouvelle Série page 89

De nombreux lecteurs se sont aperçus que sur notre maquette définitive présentée en couleurs sur la photographie de titre, le condensateur C<sub>6</sub> était placé à l'envers par rapport au schéma de principe et à l'implantation des éléments des pages 90 et

91. C'est simplement parce que les deux montages procurent les mêmes résultats. Rappelons cependant que ces derniers peuvent être excellents à condition de disposer d'un cachan parfaitement étalonné.

### N° 18 NOUVELLE SÉRIE

#### VENONS-EN AU FET (3<sup>e</sup> partie) Page 110, 2<sup>e</sup> 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,  $\Delta V_{GS}$  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  $\Delta V_{GS}$ ,  $s$  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  $s \cdot R$  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° 518 - 4<sup>e</sup> trimestre 1979

Copyright © 1979

Société des PUBLICATIONS

RADIOELECTRIQUES et SCIENTIFIQUES



La reproduction et l'utilisation même partielles de tout article (communications techniques ou documentations) 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.

Directeur de la Publication : A. LAMER. - Imprimeurs : SPI, ROTOFFSET, EDICIS, LA HAYE-MUREAUX. - Commission paritaire 60165.

Cherchons Vendeurs Techniciens dégaés des obligations militaires, pour :

Sté Nouvelle Radio Prim  
5, rue de l'Aqueduc  
75010 Paris  
Tél. 607.05.15 M. Mayer

Votre C.I. gravé sur époxy simple face 18 F le dm<sup>2</sup>, double face 25 F, film, étamage inclus. RIVERO 19, rue de la Croix, 13007 Marseille.

« Partant de tous documents, réalisons votre C.I. sur verre époxy : 18 F le dm<sup>2</sup> 1 face et 23 F 2 faces, film, étam, perçage inclus. Envoi contre remboursements. IMPRELEC Le Villard 74550 PERRIGNIER. Tél. (50) 72.41.24.

COMPOSANTS ELECTRONIQUES PAR CORRESPONDANCE CATALOGUE GRATUIT MEDELOR BP7 69390 VERNAISON

16 ans, passionné électronique, son, BF, logique, synthé, cherche autre amateur pour échanges constructifs, 92 Boulogne. Tél. 825.77.60 (20 h-22 h).

Vends block Colonial 63, monté sur super R.H.V. 49 avec cadran Aréna 6 gammes, plus poste récept. amateurs, ampli direct avec cadran Wireless au 1000°. Faire offres à LIARD, 4, rue A. de Musset, 11100 NARBONNE.

**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.

**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 Montgaut. Tél. (75) 65.85.93.

Vds Synthé SX2000 comme neuf 1 500 F (- 25 %). M. Paget 4, rue Toulouse-Lautrec, 95140 Gargès.

## RÉPERTOIRE DES ANNONCEURS

ACER .....	59 à 63, 187-191	ELECTROME .....	27 à 29	RADIO LORRAINE .....	40 à 42
ALBION .....	16-176	ELEKTRONIKLADEN .....	186	RADIO NJ .....	7 à 9
ARLAUD .....	163	EURELEC .....	122-123-179-180	RAM .....	44-45
AUBANEL .....	181	EUROPE ELECTRONIQUE .....	186	RANK RADIO .....	43
BH ELECTRONIQUE .....	10-11	FRANCLAIR ELECTRONIQUE .....	75	REULLY .....	
BST BISSET .....	17	GR ELECTRONIQUE 3 <sup>e</sup> de couv. .....	212	COMPOSANTS .....	203-204-209
CEDTEL .....	112-113	HEB .....	197-198-199	ROCHE .....	192-193
CENTRE ETUDES LANGUES .....	187	HOHL et DANNER .....	30	SAINT QUENTIN .....	24-25-176
C.S.E. .....	183	INSTITUT ELECT. RADIO .....	92	RADIO .....	126
CENTRAD .....	157	ISKRA .....	70	ELECTRONIC .....	126
CFL .....	168	I.M.D. .....	49	SELFCO MAGENTA .....	88
CIBOT .....	4 <sup>e</sup> de couv.	JBC .....	64	SEPAASSO .....	89
CIEL .....	203	JEAMCO HIFI DIFFUSION .....	126	SICERONT KF .....	69
CIRATEL .....	36	L ELECTRON .....	186	Sis NOUV. RADIO .....	
CIRCUITQ .....	43	LAG .....		PRIM .....	21-176
CIRCUITS IMPRIMES .....		ELECTRONIQUE .....	12 à 15, 191	SODISCO ELECTRONIQUE .....	191
FRANÇAIS .....	126	LDRT .....	183	SOMMERKAMP .....	167
CIRQUE RADIO .....	71-176	LDTM .....	184-185	SPRINT COMPOSANTS .....	172-173
COMPTOIR LANGUEDOC .....	196	LECTRONIC TEC .....	20-55	STALEC DIFFUSION .....	25
COMPOKIT .....	188-189	LOISITEK .....	23	STAREL .....	34-37
COMPTOIR ELECTRO .....		MABEL .....	48	SUPERELEK .....	2 <sup>e</sup> couv., 3-45
MONTRÉUIL .....	58	MAGNETIC FRANCE .....	46-47	SURPLUS ELECTRONIC .....	174
CORAMA .....	22	MAMAN ET CIE .....	163	SYSTEME .....	
CORATEL ETS .....	168	MARINE NATIONALE .....	178	ELECTRONIQUE .....	182
CTS .....	168	MEDELOR .....	181	TEKTRONIX .....	31
CYCLADES LES .....	37 à 39, 176	OMENEX .....	177	TELE SAINT MARC 76-77-78-79-80 .....	18-19
DAP .....	74	OPPERMANN ELECT. .....	202	TERAL .....	18-19
DAP IMPORT .....	166	FRANCE .....	167	TOUT POUR LA RADIO .....	166
LE DEPOT .....	141	PANTEC .....	167	TOUTE .....	
DIMEE .....	50	PARIS COMPOSANT .....	65 à 67	L'ELECTRONIQUE .....	170-171
DISTRO SHOP .....	54	PENTASONIC .....	52-53	TPE TOUT POUR .....	72-73
DISTRONIC .....	200-201	PERLOR RADIO .....	190	L'ELECTRON .....	172-173
ELECTRON SHOP .....	31	RADIO 31 .....	163	UNICO .....	6-68-175-187
ETSF .....	194-195	RADIO KIT .....	55 à 57	VOC .....	147
ELECTRO 76 .....	51			ZEUS ELECTRONIQUE .....	169
ELECTRO SHOP .....	164-165				

# 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



Cellule solaire « RTC » 1<sup>er</sup> choix : 60 F - Par 10 : 54 F - Par 100 : 48 F.  
 Cellule solaire « RTC » 0,5A-0,5V ..... 29 F



**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

**metrix**  
**MULTIMETRE DIGITAL « MX 502 »**

- 2 000 points
- Affichage digital à cristal liquide 18 mm
- Polarité automat.
- Zéro automatique
- Autonomie : 250 heures avec piles zinc/carbone
- 350 heures avec piles alcalines

Prix avec étui de protection et pince ampère-métrique **675 F**

## CIRCUITS INTÉGRÉS

S566 B ..... 35 F	SO 436 ..... 54 F	TCA 965 ..... 21 F
SAB 3211 ..... 29 F	S 89 ..... 203 F	TDA 1037 ..... 18 F
SAB 3271 ..... 82 F	S 353 ..... 93 F	TDA 1046 ..... 28 F
SAB 4209 ..... 84 F	TAA 761 A ..... 8 F	TDA 1047 ..... 28 F
SAJ 141 ..... 33 F	TAA 861 A ..... 7,5 F	TDA 1195 ..... 32 F
SAS 560 S ..... 26 F	TAA 4765 ..... 22 F	TDA 2870 ..... 22 F
SAS 570 S ..... 27 F	TBA 221 B ..... 4 F	TDA 3000 ..... 24 F
SAS 580 ..... 27 F	TCA 105 ..... 20 F	TDA 4050 ..... 21 F
SAS 590 ..... 27 F	TCA 205 ..... 25 F	TDA 4290 ..... 24 F
SAS 6800 ..... 34 F	TCA 315 ..... 10 F	TDB 055 ..... 5,45 F
SO 41 P ..... 16 F	TCA 335 A ..... 11 F	TDB 056 ..... 13,65 F
SO 42 P ..... 18 F	TCA 345 ..... 18 F	UAA 170 ..... 18 F
SO 42 E ..... 47 F	TCA 780 ..... 27,5 F	UAA 180 ..... 18 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

**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



**ATR. Allumage à transistors pour moteur avec alimentation 12 V 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 COMBINÉ** identique, indique la continuité ..... 91 F

## SOUDEUR WAHL (USA) : PARTOUT - SANS FIL - SANS COURANT



- Léger
- Maniable
- Rapide
- Pratique
- Eclairage du point de soudure
- Rendement 75 à 150 points sans recharge

Nouvelle batterie, longue durée en nickel cadmium, charge en 4 h seulement. Indispensable pour travaux fins, dépannages extérieurs, tous soudages à l'étain.

**Ensemble 7700, orange, livré complet avec fer, socle chargeur, 2 panes n° 7545 et n° 7546, une prise courant multiple USA-RFA-France ..... 187 F**  
 Cordon spécial pour fonctionnement sur 12 V continu : 47 F - Pane recharge : 21 F.

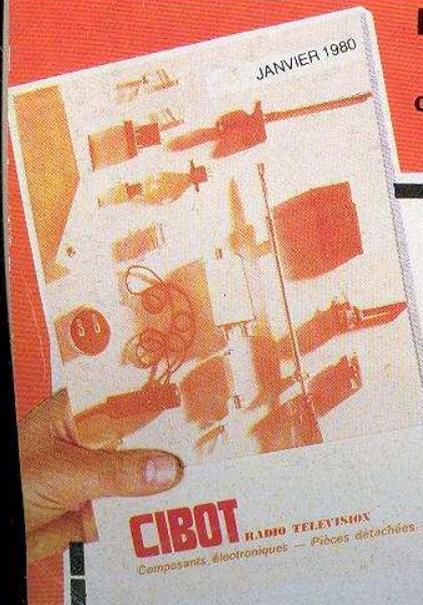
« **TUNER EXTENSION** », permet de souder des endroits inaccessibles, grâce à sa longueur : 110 mm ..... 34 F

**COMPOSANTS**  
 Distributeur "SIEMENS"  
 Tous les circuits intégrés - Tubes électroniques et cathodiques - Semi-conducteurs. ATEs - RTC - RCA - SIGNETICS - ITT - SESCOSEM - Optoélectronique - Leds Afficheurs.

**SONORISATION**  
**JEUX DE LUMIÈRE**

**PIECES DETACHEES**  
 plus de 20.000 articles en stock.

**APPAREILS DE MESURE**  
 Distributeur "METRIX"  
 CdA - CENTRAD - ELC - HAMEG - ISKRA - NOVOTEST - VOC - TELEQUIPMENT  
 Démonstration et Vente par Techniciens Qualifiés



**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

