

6 f 12-6  
édité par le Haut-Parleur 1940

# électronique pratique

Initiation · Composants · Réparations · Mesures · Expérimentations

N° 26 · NOUVELLE SERIE · AVRIL 1980

sommaire détaillé p. 81

**Thermostat  
d'ambiance  
multifonction**



# électronique pratique

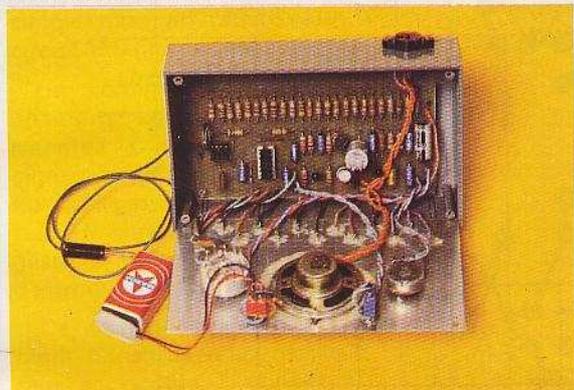
REVUE  
MENSUELLE

N° 26  
NOUVELLE  
SERIE

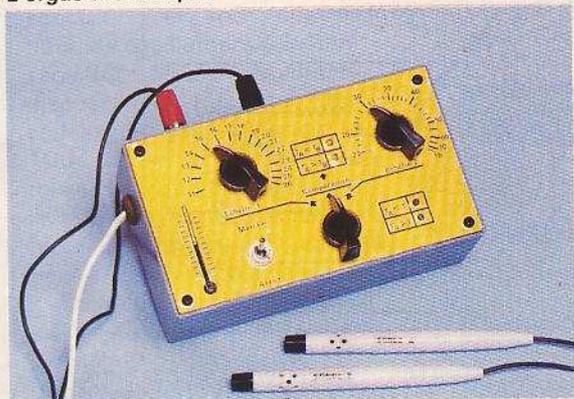
## sommaire



Bruiteur pour circuits routiers.



L'orgue monodique.



Le thermostat multi-fonctions.

### Réalisez vous-mêmes

- 82 | Un orgue 3 octaves
- 89 | Un indicateur de surcharge
- 90 | Un métronome
- 92 | Un bruiteur pour circuits routiers
- 97 | Un thermostat multi-fonctions
- 98 | Un antivol automobile 12 V
- 119 | Une sirène de puissance
- 123 | Un capacimètre 1 pF à 1  $\mu$ F
- 143 | Un gazouilleur
- 147 | Un temporisateur de précision

### En kit

- 86 | Un compte-tours à LED ASSO 2009

### Pratique et initiation

- 131 | Dix indicateurs à LED
- 137 | Monter un galvanomètre, lequel ? comment ?
- 154 | Les résistances variables
- 158 | Les amplificateurs BF à transistors
- 166 | Un détecteur d'humidité sur l'Experimentor E.350
- 168 | Applications des semi-conducteurs
- 173 | Presse étrangère

### Divers

- 163 | ENCART EURELEC
- 164 |
- 210 | Abonnements
- 211 | Nos lecteurs

#### 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 **B. Roux, D. Roverch, R. Knoerr, P. Chalbos, O. Gutron, M. Archambault, R. Rateau, H. Schuber, F. Juster**

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

# ORGUE TROIS OCTAVES AVEC VIBRATO

**L**ES petits instruments de musique font partie de la panoplie des constructions du débutant, c'est la raison pour laquelle ces montages sont très prisés. En effet, tous les appareils dont le fonctionnement se traduit par un phénomène lumineux ou sonore, retiennent l'attention

des amateurs de plus en plus nombreux.

Le montage proposé, présente l'avantage d'employer des circuits intégrés et des transistors, il constitue donc un montage d'initiation par excellence. Par ailleurs, son prix de revient s'inscrit dans le budget d'un amateur débu-

tant, en dépit d'un nombre important de composants utilisés.

L'orgue en question, du type monodique (on ne peut jouer qu'une seule note à la fois), permettra l'exécution de morceaux de musique, que le vibrato restituera avec une certaine « ampleur ». Un petit

der en quatre parties distinctes, à savoir l'oscillateur équipé d'un classique NE 555, le circuit diviseur employant un SN 7473, le vibrato construit autour du transistor T<sub>4</sub> et l'amplificateur simplifié à trois transistors.

Comme sur tous les orgues on dispose d'un clavier, quand bien-même de fortune, mais nous avons préféré la solution de la mise en place de résistances fixes pour déterminer la fréquence des diverses notes par souci

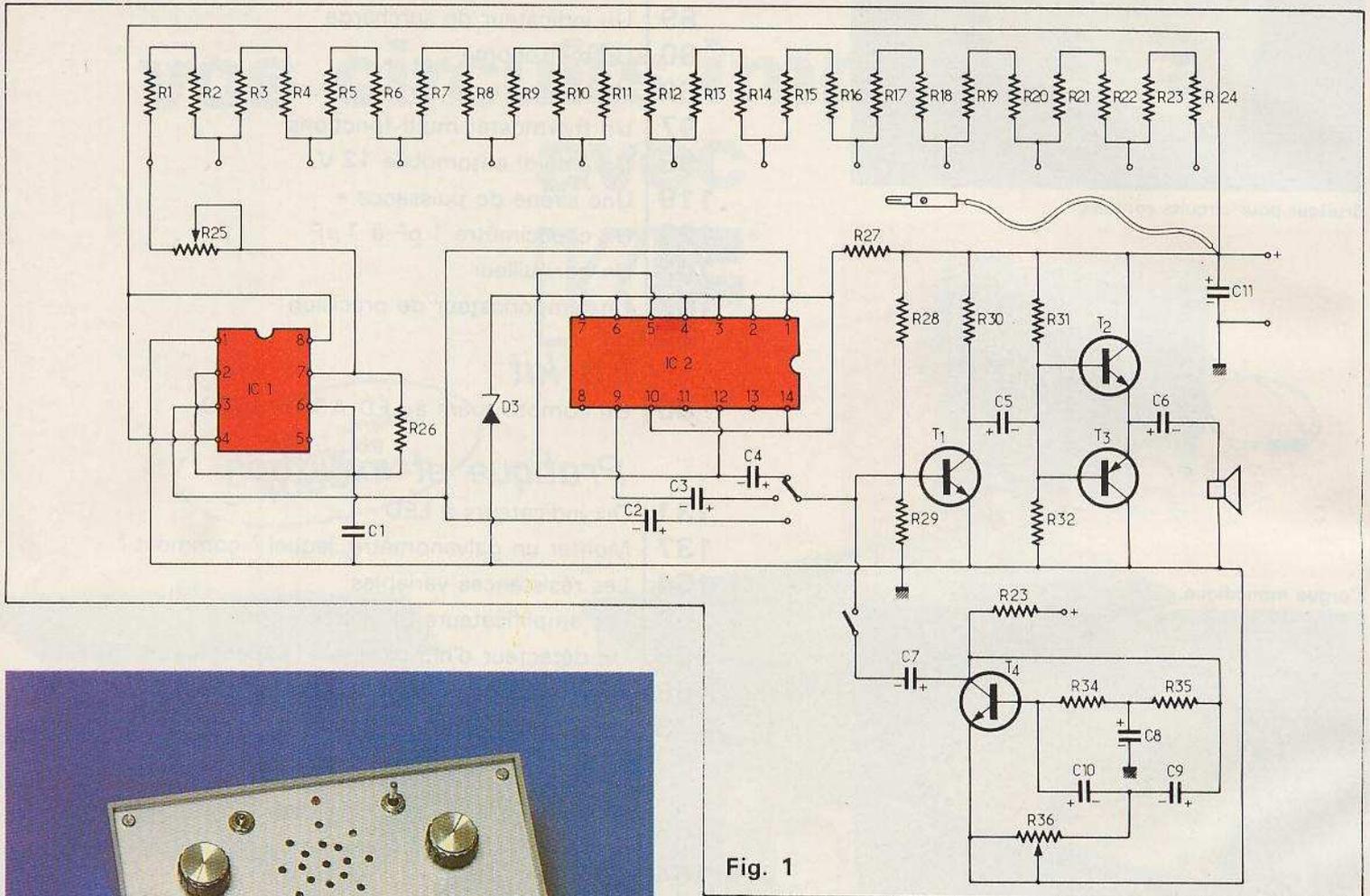


Fig. 1

amplificateur complète l'ensemble, mais on pourra avec succès relier le montage à un amplificateur de puissance ou à la chaîne HiFi.

## Le schéma de principe

Le schéma de principe général du montage est proposé figure 1. Il peut se scin-

d'économie, et par simplification de mise au point.

Le NE 555 est monté en générateur et les fréquences sont déterminées par la valeur donnée à C<sub>1</sub> fixe, et les diverses résistances R<sub>1</sub> à R<sub>24</sub> introduites par l'onglet mobile ou bien la pointe de touche. Dans ces conditions on ne procédera qu'à un seul réglage d'étalonnage pour l'ensemble de la gamme à

l'aide de la résistance ajustable  $R_{25}$ .

Les signaux BF engendrés sont alors disponibles à la borne (3) du 555 et appliqués d'une part via le condensateur  $C_2$  et le commutateur à la base du transistor  $T_1$  préamplificateur et d'autre part à la borne (1) du circuit diviseur de fréquence.

En fait, le circuit  $IC_2$  SN7473 renferme deux bascules JK qui judicieusement montées vont permettre de diviser par deux la fréquence fondamentale, si les signaux sont prélevés aux bornes (5 et 12) et par quatre en cas de prélèvement en sortie de borne (9). Il s'agit là, d'une amélioration des possibilités de l'orgue tout à fait « arbitraire », mais non dépourvue d'intérêt compte-tenu de la simple mise en œuvre d'un circuit intégré.

Un commutateur à trois positions suivant sélection permet d'appliquer les signaux engendrés à la base du transistor préamplificateur. Un simple interrupteur à glissière, permet également d'introduire l'effet « vibrato ».

Ce dernier est essentiellement constitué d'un oscillateur en double T constitué d'un seul étage. Dans ces conditions et tout comme pour les oscillateurs à déphasage RC, il faudra absolument disposer d'un transistor possédant un gain supérieur à 100. Nous nous sommes tournés vers un BC408B dont la dernière lettre précise en règle général un gain supérieur à 200. Une fois passé au « bétamètre » un gain de 280 s'affichait, d'où l'entrée en oscillateur à très basse fréquence du montage en raison des valeurs adoptées. La résistance  $R_{36}$  agira sur la profondeur de vibrato.

On remarquera également que les valeurs  $C_9$  et  $C_{10}$  sont doubles de  $C_8$ , pour une meilleure entrée en oscillation ; n'oubliez cependant pas que la tolérance des condensateurs chimiques peut dépasser cent pour cent.

Quant à la section amplificatrice nous l'avons voulue simple et sans ennui, le premier transistor travaille en émetteur commun et les deux autres en push-pull grâce à leur complémentarité. Aucun réglage n'est nécessaire, mais il faut pour un bon rendement disposer de transistor de qualité avec un bon gain.

Côté alimentation, on remarquera simplement l'alimentation sous 5 V environ, grâce à la diode zéner  $D_z$ , du 7473 obligatoire tandis que le 555 admet lui toutes les variations de tension possible sans « faillir ».

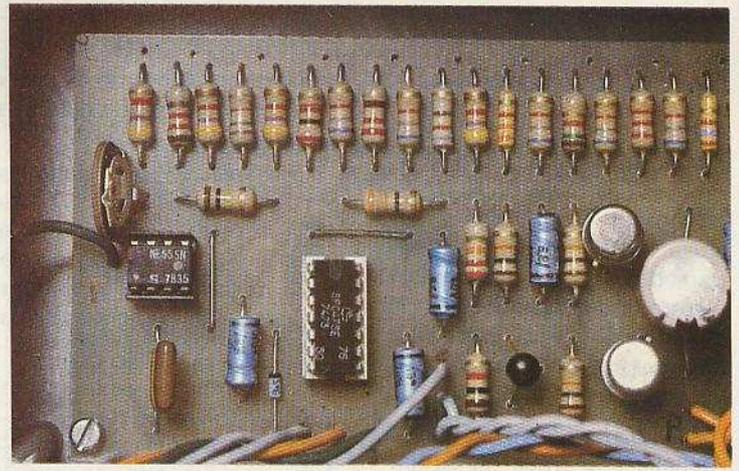


Photo 2. - Un bel exercice pour apprendre le code des couleurs.

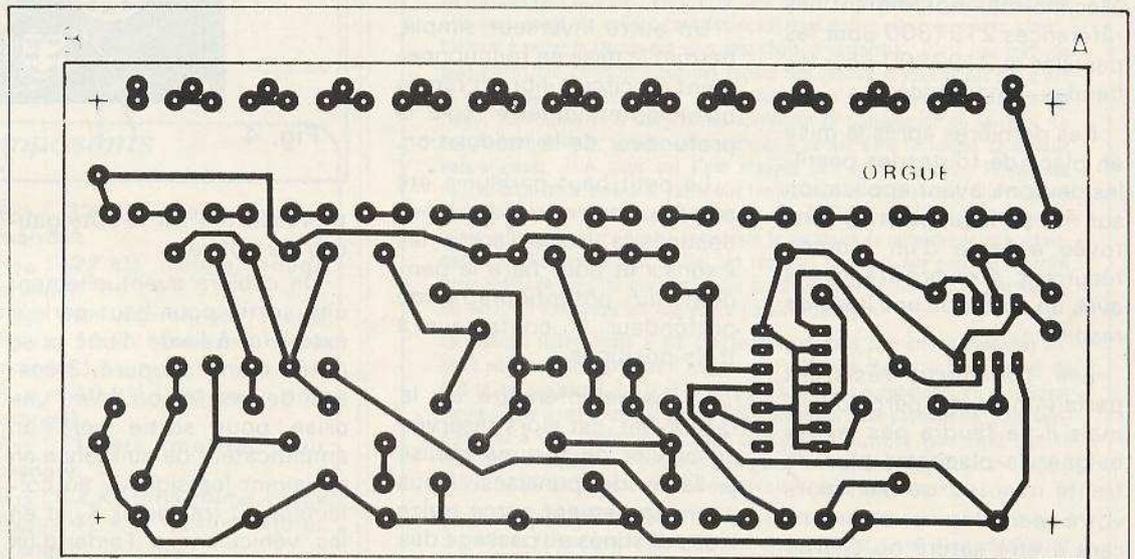


Fig. 2

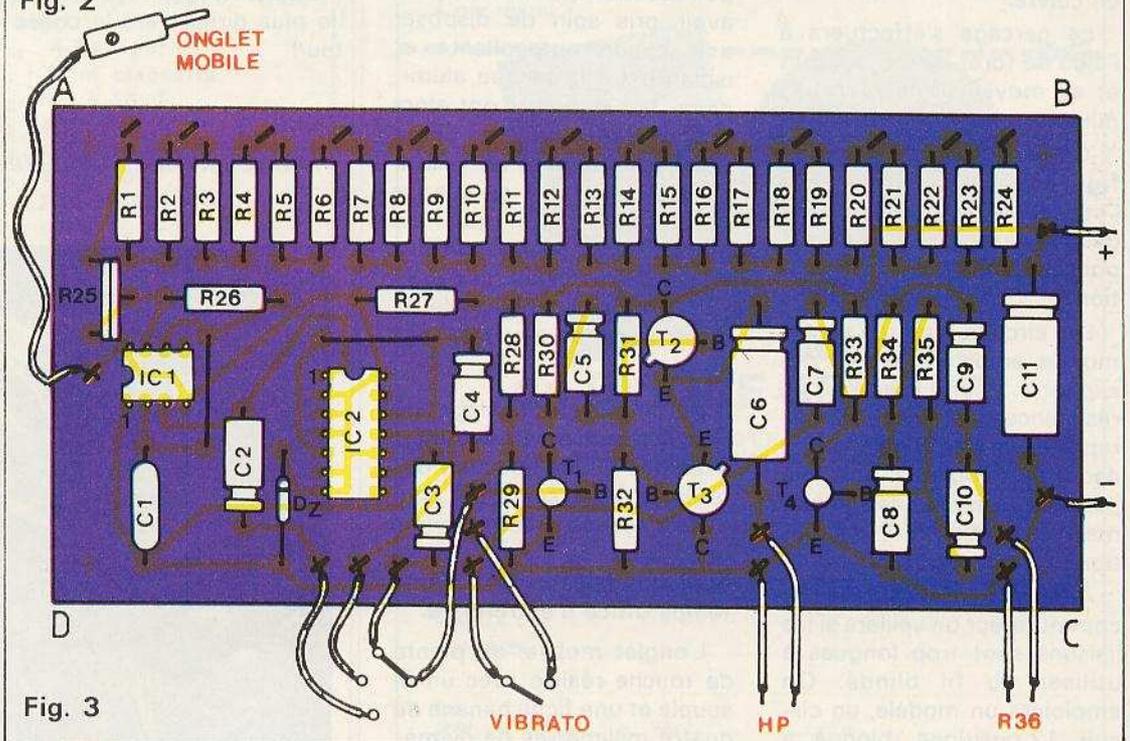


Fig. 3

## Réalisation pratique

Pour la réalisation pratique du montage, nous avons eu recours à l'utilisation d'un circuit imprimé dont les dimensions s'inscrivent avec la plupart des cotes des boîtiers électroniques proposés sur le marché, mais certains amateurs pourront se contenter d'une boîte à cigares.

La figure 2 précise à l'échelle 1 le tracé du circuit imprimé. Il se reproduira très facilement à l'aide de planches de transfert direct Mécanorma, notamment les références 2191300 pour les pastilles et 2192300 pour les bandes conductrices.

Ces dernières après la mise en place de toutes les pastilles devront, avant application sur la surface cuivrée nettoyée à l'aide d'un tampon récurrent, être pré-tranchées avec un cutter ou une lame de rasoir.

Les transferts résistent parfaitement au perchlorure, mais il ne faudra pas laisser baigner la plaquette plus de trente minutes, ou bien alors votre perchlorure commencera à être saturé ou chargé en cuivre.

Le perçage s'effectuera à l'aide de forêt de 0,8 à 1 mm et au moyen de la perceuse miniature.

Côté implantation, la figure 3 laisse apparaître l'utilisation de deux straps, destinés à simplifier le circuit pour une meilleure reproduction.

Les circuits intégrés seront montés, en dernier lieu sur des supports. Pour l'insertion des résistances, il suffira de se reporter, le cas échéant à un code des couleurs pour ne pas se tromper de valeur, mais quel exercice d'initiation !

Au niveau du câblage du commutateur on veillera si les liaisons sont trop longues à utiliser du fil blindé. On emploiera un modèle, un circuit 12 positions, bloqué à

trois positions par l'intermédiaire de la languette spéciale.

Si l'on se contente de deux octaves seulement, un simple inverseur suffira.

Comme en témoignent les photographies, notre maquette a été introduite à l'intérieur d'un coffret pupitre Teko de référence 362 dont la face avant regroupe les principales commandes.

Un double inverseur fait office d'interrupteur marche/arrêt et permet d'introduire un voyant constitué d'une résistance de 470  $\Omega$  et d'une diode LED de 3 mm de diamètre.

Un autre inverseur simple, permet la mise en fonctionnement du circuit vibrato tandis qu'un potentiomètre règle la profondeur de la modulation.

Le petit haut-parleur a été placé au centre avec ses trous destinés à laisser sortir les « sons » et pour faire le pendant du potentiomètre de profondeur le contacteur à trois positions.

La partie inférieure de la face avant, est alors réservée au clavier de fortune réalisé à l'aide de punaises. Nous avons largement percé treize trous destinés au passage des pointes des punaises, après avoir pris soin de disposer une bande autocollante et isolante sur la plaque aluminium. Les punaises ont alors été immobilisées à l'aide d'une colle araldite en veillant scrupuleusement à ce que les pointes n'entrent pas en contact avec le passage des trous. Les punaises sont alors suffisamment isolées de la face avant, et les unes des autres.

Un important câblage de liaison commence alors mais avec des fils de couleurs différentes et assez long pour passer sous le circuit imprimé maintenus par deux vis et boulons faisant en même temps office d'entretoises.

L'onglet mobile, ou pointe de touche réalisé avec un fil souple et une fiche banane de quatre millimètres de diamè-

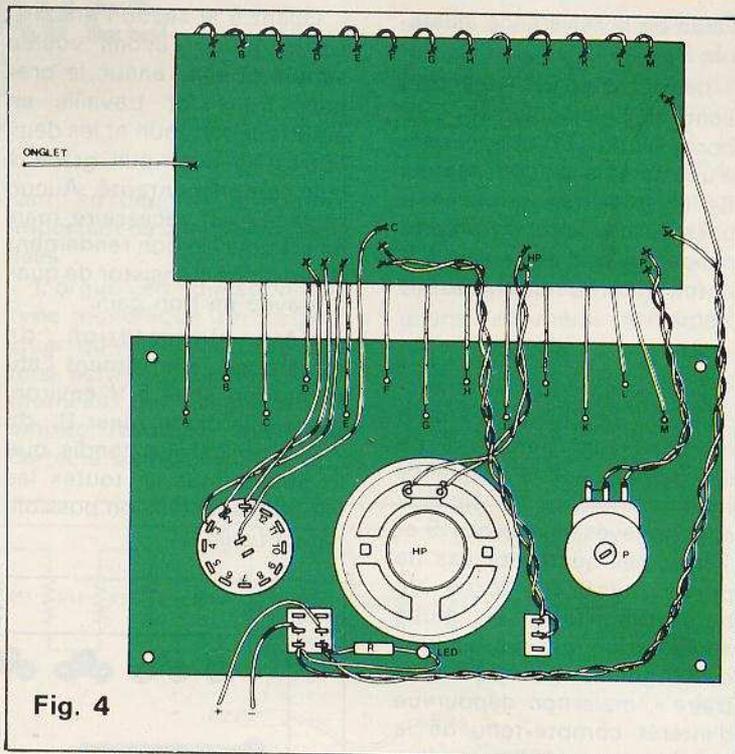


Fig. 4

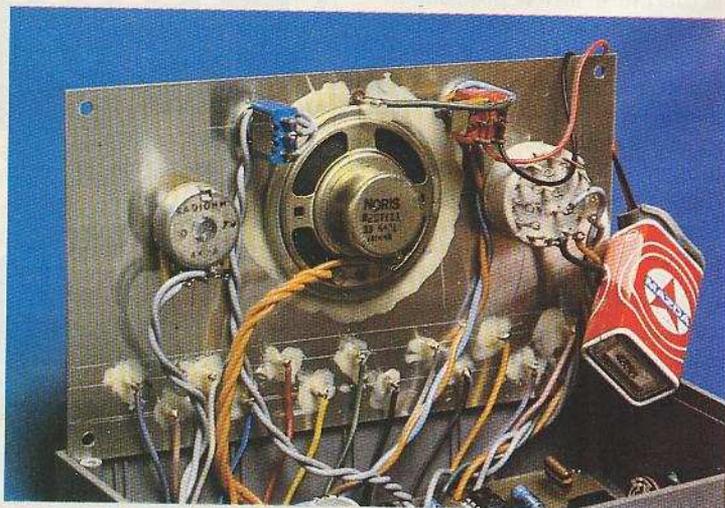
tre ressortira sur le côté gauche du coffret.

On câblera éventuellement une sortie pour haut-parleur extérieur, à l'aide d'une prise dotée d'une coupure (3 coses de sortie) ou bien une prise pour sortie vers un amplificateur de puissance en prélevant les signaux au collecteur du transistor T<sub>1</sub> et en les véhiculant à l'aide d'un condensateur de 4,7 à 10  $\mu$ F (le plus dirigé vers le collecteur)

Aucun problème de mise au point ne doit se poser, les différents étages étant parfaitement distincts les uns des autres ce qui permettra de rapidement déceler l'anomalie le cas échéant.

Enfin, le montage s'alimentera entre 9 à 13,5 V de tension procurée par une pile miniature ou bien trois piles plates de 4,5 V.

*Photo 3. - L'envers du « décor », la face avant minutieusement travaillée.*



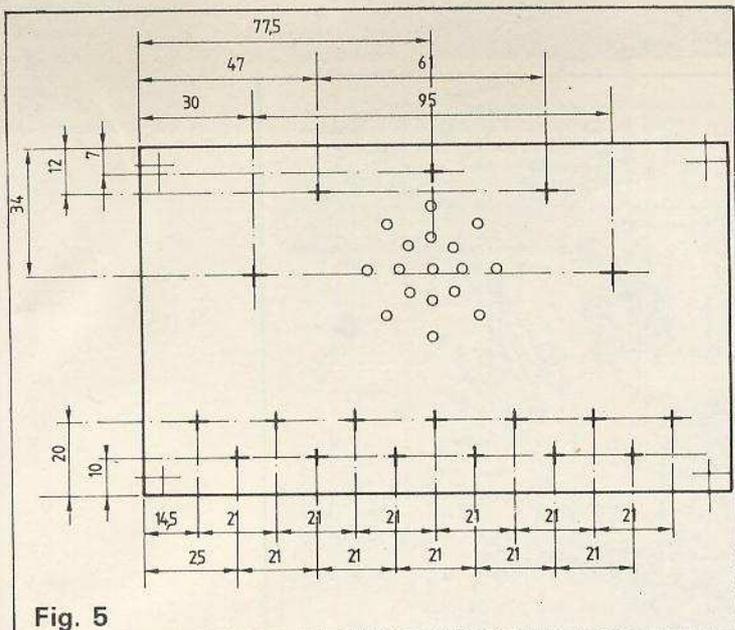


Fig. 5

### Liste des composants

- R<sub>1</sub>** : 4,7 k $\Omega$  (jaune, violet, rouge).  
**R<sub>2</sub>** : 1,2 k $\Omega$  (marron, rouge, rouge).  
**R<sub>3</sub>** : 4,7 k $\Omega$  (Jaune, violet, rouge).  
**R<sub>4</sub>** : 1,5 k $\Omega$  (marron, vert, rouge).  
**R<sub>5</sub>** : 4,7 k $\Omega$  (jaune, violet, rouge).  
**R<sub>6</sub>** : 2 k $\Omega$  (rouge, noir, rouge).  
**R<sub>7</sub>** : 6,8 k $\Omega$  (bleu, gris, rouge).  
**R<sub>8</sub>** : 220  $\Omega$  (rouge, rouge, marron).  
**R<sub>9</sub>** : 6,8 k $\Omega$  (bleu, gris, rouge).  
**R<sub>10</sub>** : 820  $\Omega$  (gris, rouge, marron).  
**R<sub>11</sub>** : 4,7 k $\Omega$  (jaune, violet, rouge).  
**R<sub>12</sub>** : 3,3 k $\Omega$  (orange, orange, rouge).  
**R<sub>13</sub>** : 68 k $\Omega$  (bleu, gris, rouge).  
**R<sub>14</sub>** : 1,5 k $\Omega$  (marron, vert, rouge).  
**R<sub>15</sub>** : 6,8 k $\Omega$  (bleu, gris, rouge).  
**R<sub>16</sub>** : 2,2 k $\Omega$  (rouge, rouge, rouge).  
**R<sub>17</sub>** : 6,8 k $\Omega$  (bleu, gris, rouge).  
**R<sub>18</sub>** : 2,7 k $\Omega$  (rouge, violet, rouge).  
**R<sub>19</sub>** : 8,2 k $\Omega$  (gris, rouge, rouge).  
**R<sub>20</sub>** : 1,8 k $\Omega$  (marron, gris, rouge).  
**R<sub>21</sub>** : 10 k $\Omega$  (marron, noir, orange).  
**R<sub>22</sub>** : 680  $\Omega$  (bleu, gris, marron).  
**R<sub>23</sub>** : 10 k $\Omega$  (marron, noir, orange).  
**R<sub>24</sub>** : 1,2 k $\Omega$  (marron, rouge, rouge).  
**R<sub>25</sub>** : 2,2 k $\Omega$  ajustable.  
**R<sub>26</sub>** : 100 k $\Omega$  (marron, noir, jaune).  
**R<sub>27</sub>** : 330  $\Omega$  (orange, orange, marron).  
**R<sub>28</sub>** : 22 k $\Omega$  (rouge, rouge, orange).  
**R<sub>29</sub>** : 1 k $\Omega$  (marron, noir, rouge).  
**R<sub>30</sub>** : 10 k $\Omega$  (marron, noir, orange).  
**R<sub>31</sub>** : 10 k $\Omega$  (marron, noir, orange).  
**R<sub>32</sub>** : 10 k $\Omega$  (marron, noir, orange).  
**R<sub>33</sub>** : 8,2 k $\Omega$  (gris, rouge, rouge).  
**R<sub>34</sub>** : 47 k $\Omega$  (jaune, violet, orange).  
**R<sub>35</sub>** : 47 k $\Omega$  (jaune, violet, orange).  
**R<sub>36</sub>** : 4,7 k $\Omega$  pot lin.  
**C<sub>1</sub>** : 15 nF plaquette.  
**C<sub>2</sub>** : 4,7 à 10  $\mu$ F.  
**C<sub>3</sub>** : 4,7 à 10  $\mu$ F.  
**C<sub>4</sub>** : 4,7 à 10  $\mu$ F.  
**C<sub>5</sub>** : 4,7 à 10  $\mu$ F.  
**C<sub>6</sub>** : 220 à 470  $\mu$ F.  
**C<sub>7</sub>** : 4,7 à 10  $\mu$ F.  
**C<sub>8</sub>** : 2,2  $\mu$ F.  
**C<sub>9</sub>** : 1  $\mu$ F/12 V.  
**C<sub>10</sub>** : 1  $\mu$ F/12 V.  
**C<sub>11</sub>** : 220  $\mu$ F/12 V.  
**IC<sub>1</sub>** : NE555  
**IC<sub>2</sub>** : SN7473  
**T<sub>1</sub>, T<sub>4</sub>** : BC408B, BC108B, etc.  
**T<sub>2</sub>** : 2N1711, 2N1613, 2N2219.  
**T<sub>3</sub>** : 2N2904, 2N2905.  
**1** commutateur, **1** circuit/12 positions.  
**1** : inverseur glissière ou levier.  
**Dz** : 5,6 V zener.  
**1** HP 8  $\Omega$   $\varnothing$  60 mm.  
**1** résistance 470  $\Omega$  + LED 3 mm pour constituer le voyant.

Pour apprendre  
à vraiment parler

# ANGLAIS OU ALLEMAND

La méthode réflexe-orale donne des résultats stupéfiants et tellement rapides

**NOUVELLE MÉTHODE  
PLUS FACILE, PLUS EFFICACE**

Connaître une langue, ce n'est pas déchiffrer lentement quelques lignes d'un texte écrit. Pour nous, connaître une langue, c'est comprendre instantanément ce qui vous est dit et pouvoir répondre immédiatement.

La méthode réflexe-orale a été conçue pour arriver à ce résultat. Non seulement elle vous donne de solides connaissances, mais surtout elle vous amène infailliblement à parler la langue que vous avez choisi d'apprendre. C'est une méthode progressive, qui commence par des leçons très faciles et vous amène peu à peu à un niveau supérieur. Sans avoir jamais quoi que ce soit à apprendre par cœur, vous arriverez à comprendre rapidement la conversation ou la radio, ou encore les journaux, et vous commencerez à penser dans la langue et à parler naturellement. Tous ceux qui l'ont essayée sont du même avis : la méthode réflexe-orale vous amène à parler une langue dans un délai record. Elle convient aussi bien aux débutants qui n'ont jamais étudié une langue qu'à ceux qui, ayant pris un mauvais départ, ressentent la nécessité de rafraîchir leurs connaissances et d'arriver à bien parler. Les résultats sont tels que ceux qui ont suivi cette méthode pendant quelques mois semblent avoir étudié pendant des années ou séjourné longtemps en Angleterre ou en Allemagne.

La méthode réflexe-orale a été conçue spécialement pour être étudiée chez soi. Vous pouvez donc apprendre l'anglais ou l'allemand chez vous à vos heures de liberté, où que vous habitiez et quelles que soient vos occupations. En consacrant moins d'une demi-heure par jour à cette étude qui vous passionnera, vous commencerez à vous "débrouiller" dans deux mois et, lorsque vous aurez terminé trois mois plus tard, vous parviendrez à parler couramment avec un accent impeccable, ce qui d'ailleurs a stupéfié des spécialistes de l'enseignement.

Commencez dès que possible à apprendre la langue que vous avez choisie avec la méthode réflexe-orale. Rien ne peut vous rapporter autant avec un si petit effort. Dans le monde d'aujourd'hui, parler une langue est un atout essentiel à votre réussite.



**Bon pour  
un DISQUE GRATUIT**

à retourner à CENTRE D'ÉTUDES - Service A 36 K  
1, avenue Stéphane-Mallarmé - 75017 PARIS

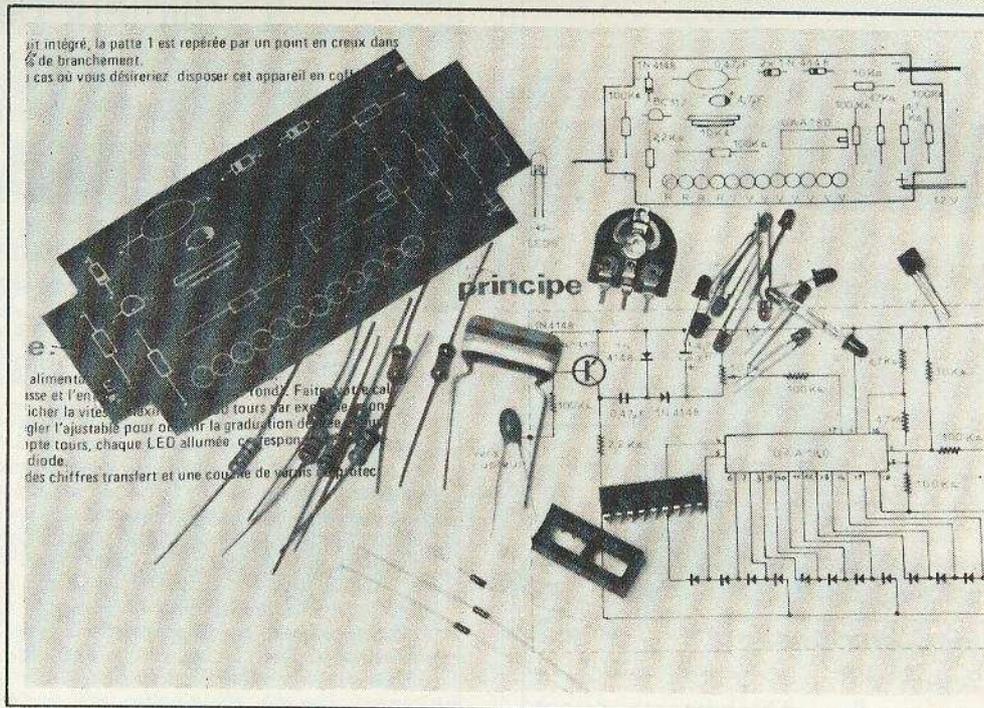
Sans engagement de ma part, en échange de ce bon, je recevrai gratuitement ce disque 45 tours de démonstration et votre brochure « Comment apprendre l'anglais ou l'allemand et parler couramment ». Je joins 2 timbres à 1,50 F pour frais (pour pays hors d'Europe, joindre 3 coupons-réponse).

Langue choisie :  ANGLAIS  ALLEMAND

MON NOM (en majuscules S.V.P.) .....

MON ADRESSE .....

Code postal ..... Ville .....



Il est parfois indispensable de connaître sur une voiture ou une moto la vitesse de rotation de son moteur soit pour ne pas « serrer » pendant les périodes de rodage soit simplement pour utiliser son moteur dans la zone de puissance optimale. Nous vous proposons donc aujourd'hui un petit compte-tours simple à réaliser, précis et parfaitement adaptable à toutes les sortes de moteurs 2 ou 4 temps.

# ASSO 2009 : compte-tours, affichage par LED

## Description

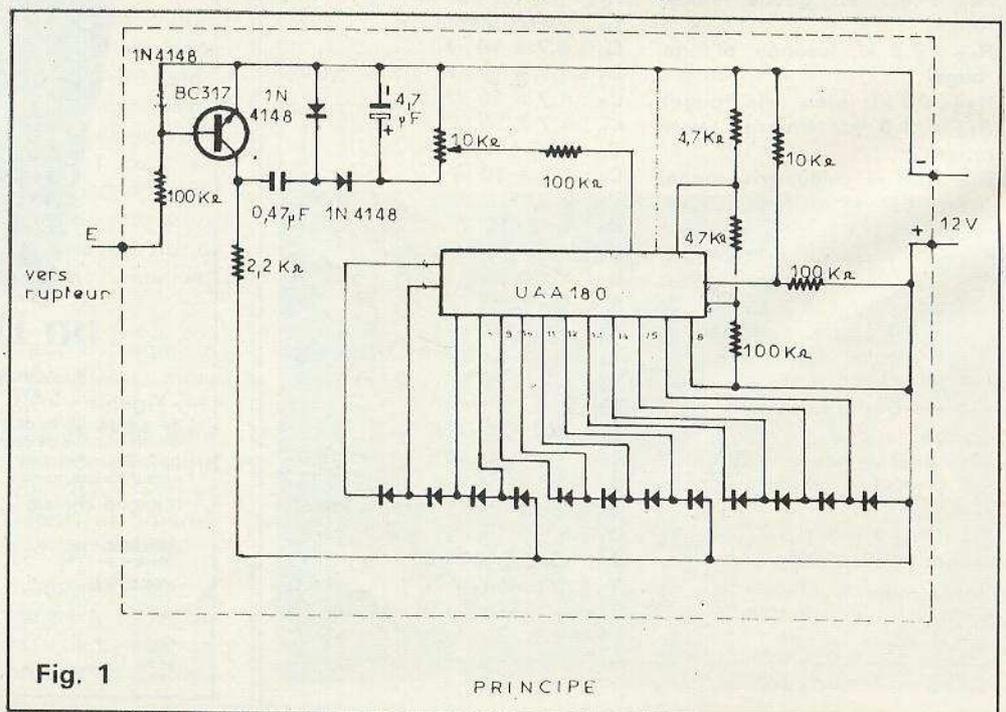
La figure 1 propose le schéma de principe complet du compte-tours.

Le montage a été essentiellement construit autour d'un circuit intégré désormais connu le UAA180. Il s'agit là de la version modernisée du compte-tours « autrefois » proposé à deux transistors et équipé d'un petit appareil à cadre mobile.

L'information, provenant du rupteur se trouve très simplement mise en forme par l'intermédiaire d'un transistor NPN, suivi d'un doubleur de tension.

Le UAA180 travaille en voltmètre, et la résistance ajustable de 10 k $\Omega$  va permettre de procéder à l'étalonnage de l'ensemble, l'illumination des diodes LED restant purement arbitraire, mais tout de même proportionnelle à la vitesse de rotation du moteur.

L'appareil s'alimente sous les 12 V de tension de la batterie du véhicule.



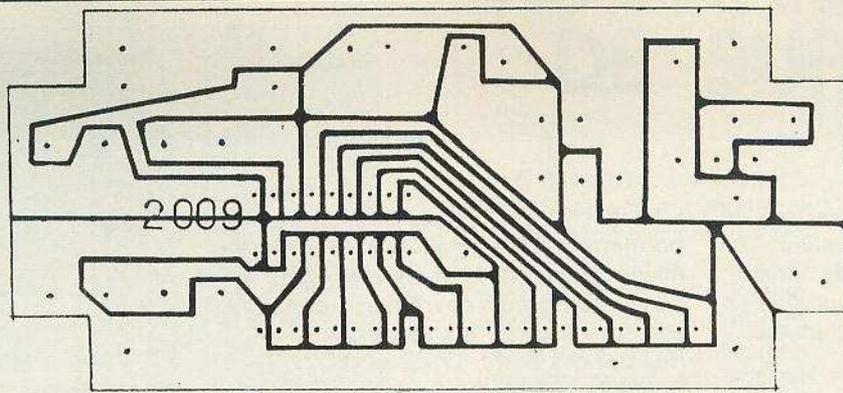


Fig. 2

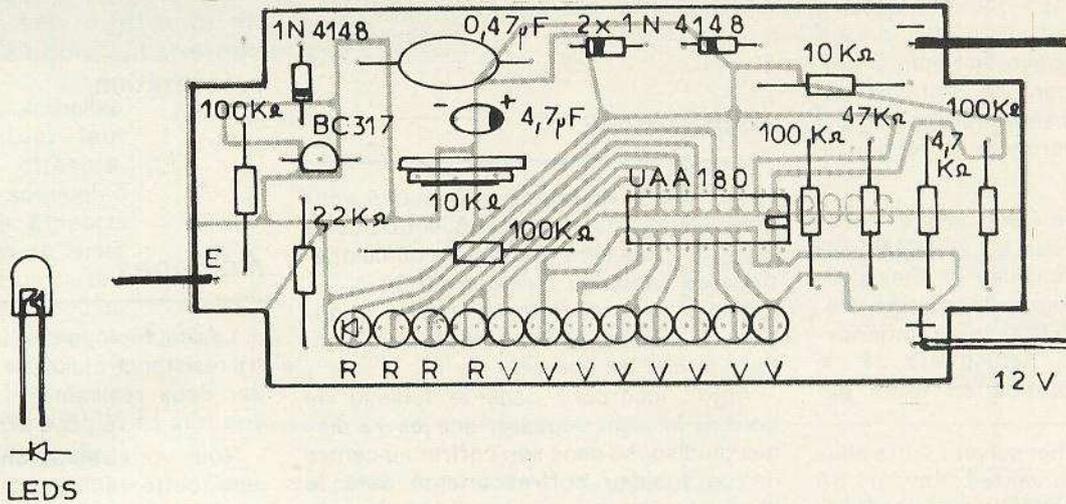


Fig. 3

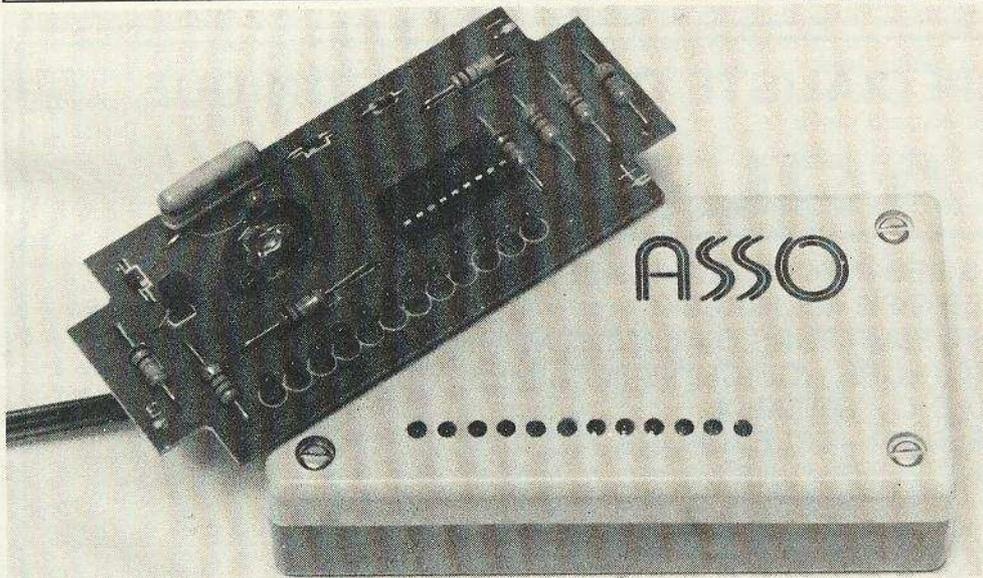


Fig. 2. et 3. - Nous livrons à titre indicatif le tracé du circuit imprimé retenu par le constructeur. Les traits « noirs » représentent les caniveaux isolants tandis que les parties « blanches » constituent les surfaces cuivrées. Le montage pourra s'introduire à l'intérieur d'un coffret.

### Caractéristiques techniques

- Tension d'alimentation : 10 à 15 V continu.
- Nombre de niveaux : 12 en 2 couleurs.
- Courant absorbé sur le rupteur : 100 microampères.
- Vitesse minimale de rotation (version kit) : 300 tours (4T).
- Vitesse maximale de rotation (version kit) : 15 000 Tours (4T).
- Immunité aux vibrations : 1 seul réglage.

### Notice de montage

- Repérer tout d'abord tous les composants, commencer par souder les résistances fixes, l'ajustable, les condensateurs, attention au sens du tantale, point vers vous le + est toujours à droite.
- Souder le support de circuit intégré, les diodes en repérant le sens (trait = cathode) les diodes LED, laisser les fils très longs pour permettre de disposer ce montage dans un coffret, et terminer par le transistor.

### Mise en service

- Pour faciliter les essais, vous pouvez disposer à l'entrée comptage d'un générateur BF en signaux carrés, placez la résistance ajustable à mi-course, alimentez l'appareil en 12 V, pour repérer la vitesse, et l'augmenter, augmentez la fréquence de votre générateur.

- Suivant les types de moteurs utilisés, ou si vous disposez d'un allumage électronique ou conventionnel, ce montage

est assez souple pour permettre, en jouant seulement sur deux valeurs de concevoir toutes les sortes de vitesse, oscillation ou autre qui puisse survenir en fonction de votre système d'allumage.

Vérifier qu'aucune goutte de soudure ne produise de court-circuit sur la partie conductrice du circuit imprimé.

Le circuit imprimé livré est étamé, gravure maxi-cuivre, perçage professionnel et les éléments sont sérigraphiés en blanc sur une couche de vernis de protection de couleur rouge.

Avec un allumage électronique, aucun rebond n'apparaît sur les vis platinées vous pouvez donc calculer la vitesse de rotation avec le rapport rotation/fréquence. Exemple : 6 000 tours, monocylindre 2 temps : 100 hertz,  $F = \text{Vitesse}/60$  (car rotation en tours par minute)

Les pièces à modifier suivant votre allumage sont les suivantes : mylar de  $0,47 \mu\text{F}$  et résistance d'entrée de  $100 \text{ k}\Omega$

si besoin est. Les valeurs livrées dans le kit permettent de se plier à la majorité des allumages de moto et voitures, dans tous les cas, les valeurs devront être comprises entre les fourchettes suivantes :

Résistances entre  $47 \text{ k}\Omega$  et  $1 \text{ M}\Omega$   
Condensateur entre  $1 \text{ nF}$  et  $0,68 \mu\text{F}$ .

### Disposition

Après des essais, nous pouvons vous conseiller divers points où la lecture de ce compte-tours sera pratique et où l'esthétique de l'appareil fera bon effet :

- Moto : dans un coffret à côté du compteur de vitesse, l'alimentation se faisant avec la clef de contact.

- Auto : incorporé dans le tableau de bord ne laissant dépasser que les 12 diodes ou disposé dans son coffret au centre de ce tableau coffret orienté vers le conducteur.

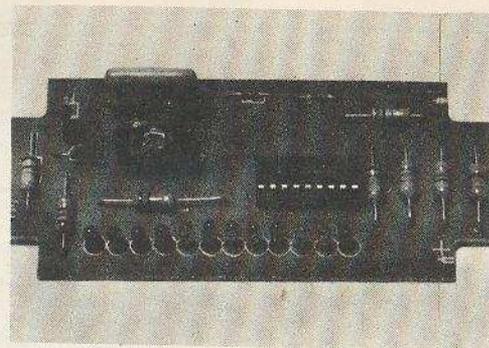


Photo 2. - Un aspect du kit terminé et câblé sur cette photo, le support de montage est rouge, ce qui confère au module une excellente présentation.

### Réglages

Le seul réglage consiste à étalonner votre résistance ajustable ou de la remplacer par deux résistances de même valeurs une fois ce réglage effectué.

Nous vous souhaitons un bon montage pour cette réalisation assez simple qui vous rendra de grands services.

A TOULON UN SPÉCIALISTE DE L'ÉLECTRONIQUE

**R. ARLAUD**

**B.S.T.**

- TOUTES LES PIÈCES DÉTACHÉES ÉLECTRONIQUES
- APPAREILS DE MESURES
- TRANSFORMATEURS D'ALIMENTATION
- CONNECTEURS - CIRCUITS IMPRIMÉS
- AUTORADIO - OPTALIX
- CHAINES HI-FI - TÉLÉVISIONS - RADIOS
- ANTENNES UHF - VHF

PLAY KITS - JOSTY - OFFICE DU KIT

**DISTRIBUTEUR :**

AUDAX - CONTINENTAL EDISON - DUAL - GARRARD - HIRSCHMANN - I.T.T. - JEAN RENAUD  
J.V.C. - KF - PIONEER-POLY PLANAR - RADIO-TECHNIQUE - RADIO CONTROLE  
S.I.A.R.E. - TOUTELECTRIQUE - SEM - T.O.A. - Etc.

Envois dans toute la France contre remboursement

**R. ARLAUD**

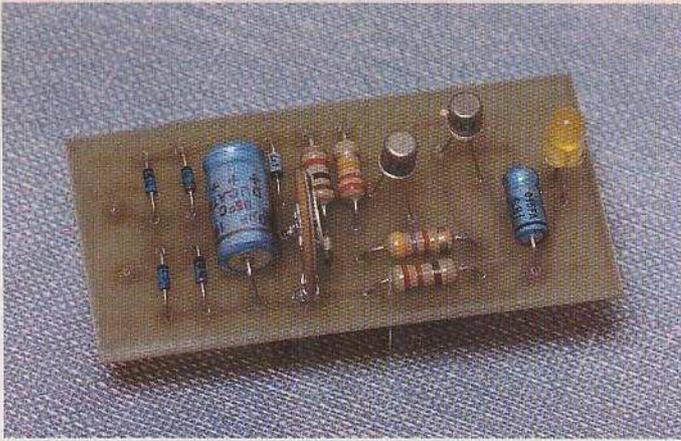
8-10, rue de la Fraternité, 83100 TOULON  
Tél. : (94) 41-33-65

Ouvert du lundi au samedi de 8 h 30 à 12 h et de 14 h 30 à 19 h

NOS CONSEILLERS TECHNIQUES AU SERVICE DES AMATEURS ET DES PROFESSIONNELS

PRIX COMPÉTITIFS...

# INDICATEUR DE SURCHARGE



**L**ES musiques actuelles, pour conserver leur attrait ou charme, s'écoutent, le plus souvent, à des niveaux élevés. Emporté par la musique, on se laisse faire, mais dépassé un certain seuil, les enceintes acoustiques risquent de subir de graves dommages tels que le décentrage de la bobine mobile d'un haut-parleur.

L'indicateur de surcharge que nous vous proposons vous permettra de vous rendre à la raison et de constater que vous faites subir à vos enceintes d'épouvantables tortures, grâce à un signal lumineux.

## Le schéma de principe

Deux transistors suffisent, à sa réalisation comme le précise le schéma de principe de la figure 1. Les signaux BF prélevés aux bornes de l'enceinte acoustique sont appliqués à un pont de quatre diodes.

Dans ces conditions, une tension continue apparaît aux bornes du condensateur  $C_1$ , d'où l'absence de pile d'alimentation pour le montage d'alarme.

Le premier transistor va alors réagir en détecteur de seuil. La résistance ajustable  $R_1$  (ou le potentiomètre) va permettre de jouer sur le seuil de déclenchement. La diode zener «  $D_2$  » provoquera un seuil minimum. Dès que ce dernier sera atteint, le transistor  $T_1$  deviendra conducteur et portera la résistance  $R_4$  à la ligne positive.

Le transistor unijonction, très classiquement monté en oscillateur à relaxation à fréquence très lente provoquée par la présence de  $C_2$  de quelques dizaines de microfarads, va émettre un clignotement lumineux prévenant l'utilisateur qu'il dépasse le seuil acceptable pour ces enceintes.

On repérera scrupuleusement l'anode et la cathode de la diode électroluminescente, une inversion conduirait à l'extinction totale.

Enfin, les dimensions du circuit imprimé sont telles qu'il pourra facilement s'introduire à l'intérieur d'un coffret Teko aluminium de référence 1/A.

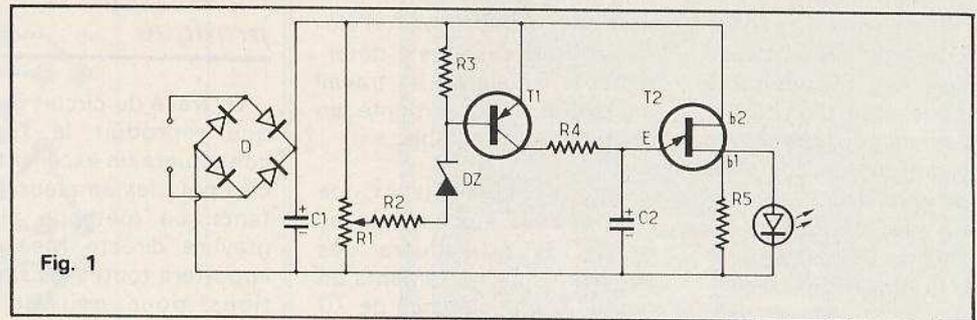


Fig. 1

## Réalisation pratique

Les méthodes de réalisation des circuits imprimés ayant considérablement évolué, nous nous tournerons quand même pour la réalisation pratique vers le tracé d'un circuit.

La figure 2 précise grandeur nature les contours de ce dernier. Pour l'implantation des éléments on se reportera à la figure 3. On veillera, comme d'usage à l'orientation des différentes diodes.

## Composants

$R_1$  : ajustable ou potentiomètre variation « linéaire » 47 k $\Omega$ .  
 $R_2$  : 1 k $\Omega$  (marron, noir, rouge).  
 $R_3$  : 22 k $\Omega$  (rouge, rouge, orange).  
 $R_4$  : 4,7 k $\Omega$  (jaune, violet, rouge).  
 $R_5$  : 220  $\Omega$  (rouge, rouge, marron).  
 $C_1$  : 100  $\mu$ F / 16 V.  
 $C_2$  : 6,8 à 22  $\mu$ F / 16 V.  
D : 1N 4148, 1N 914.  
 $D_2$  : 3 à 4,7 V zener.  
 $T_1$  : BC 177, BC 178, 2N 2905, 2N 2904, etc.  
 $T_2$  : 2N 2646 unijonction.  
Coffret Teko aluminium 1/A.  
Diode électroluminescente rouge, jaune, ou verte.

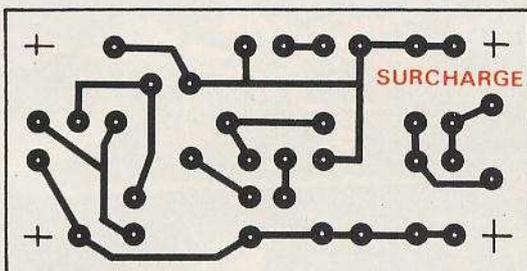


Fig. 2

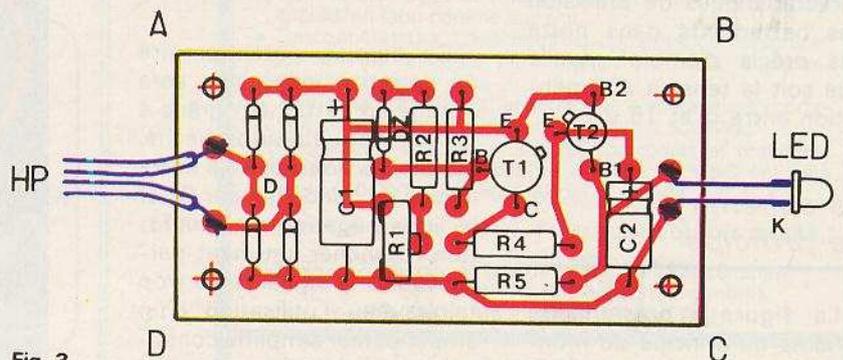
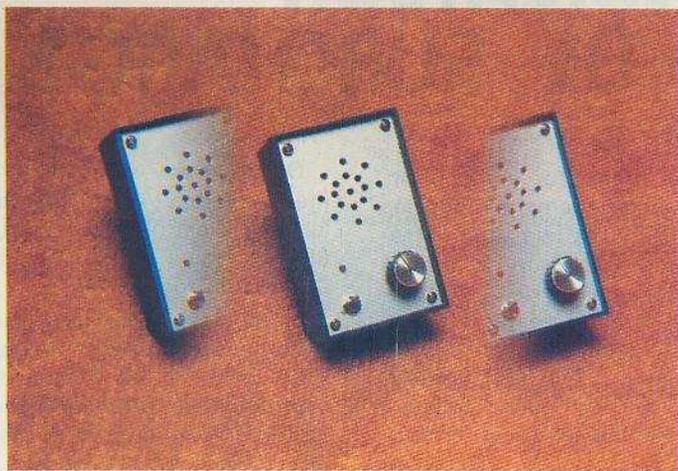


Fig. 3

# UN METRONOME



UN métronome purement mécanique consiste, essentiellement, en un mouvement d'horlogerie, muni d'un balancier ou pendule. L'instrument étant remonté on libère le balancier muni à sa base d'un contrepoids réglable en déplacement, permettant de modifier la vitesse des oscillations. Le montage repose, alors, sur le principe physique inertie et élasticité.

Les composants électroniques mis à notre disposition vont autoriser une transposition du phénomène précité, les battements étant restitués par un petit haut-parleur.

Le plus simple des montages de métronomes, ne comporte que deux transistors montés en oscillateur, mais dont la régularité et la précision des battements varient beaucoup en fonction de la tension d'alimentation ou de l'usure des piles.

Aujourd'hui s'offre à nous la possibilité d'avoir recours à un circuit intégré le NE 555 qui présentera les mêmes caractéristiques de précision des battements dans notre cas précis d'emploi, quelle que soit la tension d'alimentation entre 5 et 15 V.

## Le schéma de principe

La figure 1 présente le schéma de principe du montage construit autour du 555. Outre les bornes d'alimenta-

tion (1) (4) et (8), il suffit simplement de disposer d'éléments R/C destinés à déterminer la fréquence de travail du circuit intégré monté en multivibrateur astable.

Ainsi le condensateur  $C_2$  de  $1 \mu\text{F}$  associé aux résistances  $R_2$  et  $R_3$  provoquera des impulsions ou battements en borne (3) à la cadence de 70 à 250 par minute suivant la position de  $R_2$ .

Cette configuration technologique exige cependant, au moins 9 V minimum de tension d'alimentation, pour une écoute confortable. Le montage pourra alors travailler avec un haut-parleur de bobine mobile comprise entre  $2,5 \Omega$  et  $25 \Omega$  sans problèmes.

## Réalisation pratique

Le tracé du circuit imprimé que reproduit la figure 2 constituera un excellent exercice pour les amateurs débutants. La méthode dite en gravure directe Mecanorma apportera toutes les satisfactions pour peu qu'avant l'application des transferts on prenne soin de bien friction-

ner la surface cuivrée afin d'enlever l'oxydation toujours présente sur les plaques, quel que soit leur aspect.

Les débutants monteront de préférence le 555 sur un support mais au moment de son insertion veilleront à la bonne orientation du mèche. Ils ne confondront pas par ailleurs, le transistor PNP avec le NPN, en distinguant bien leurs références.

Nous avons introduit le montage à l'intérieur d'un coffret Teko de référence P/2 afin de conférer au petit haut-parleur un meilleur rendement.

Si l'on désire des battements, beaucoup plus lents, il faudra monter en parallèle sur  $C_2$ , un autre condensateur de  $1 \mu\text{F}$ .

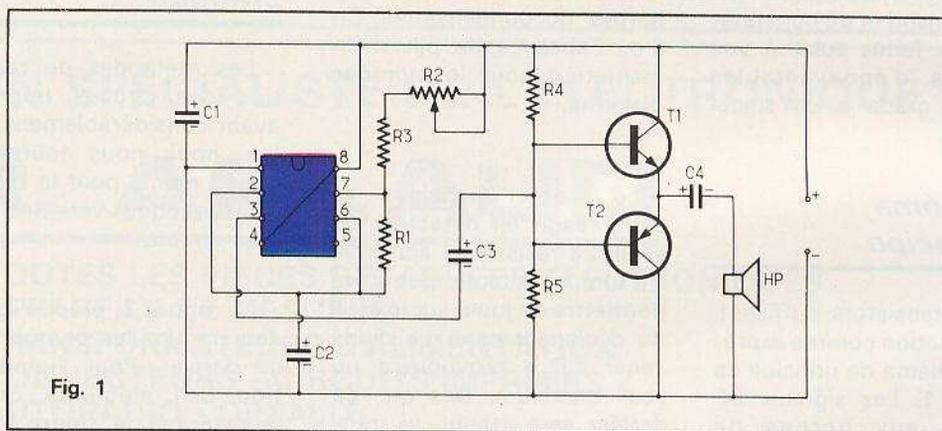
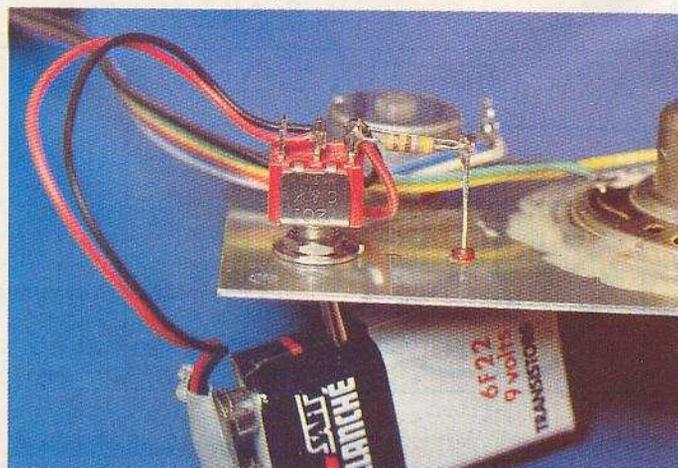


Fig. 1

Ce dernier potentiomètre de variation « linéaire » sera gradué en battement grâce à un index et un bouton fléché. En fait, on pourrait déjà entre le plus du condensateur  $C_3$  et la ligne négative d'alimentation, brancher un haut-parleur, mais le signal reste trop faible d'où l'utilisation d'un amplificateur simplifié constitué de deux transistors complémentaires.



# CONCEVEZ - TESTEZ - MESUREZ

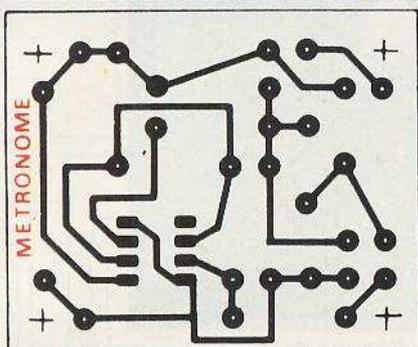
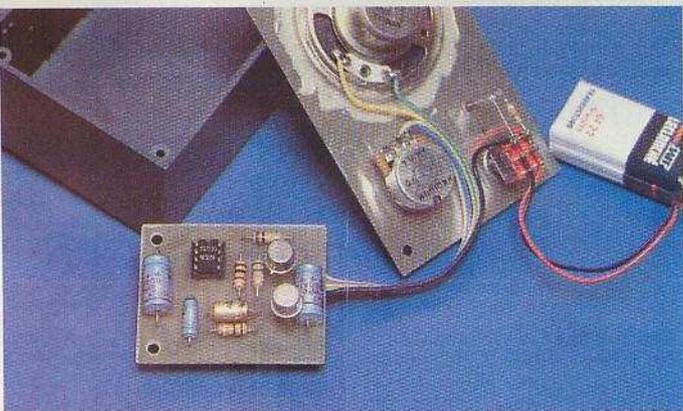


Fig. 2

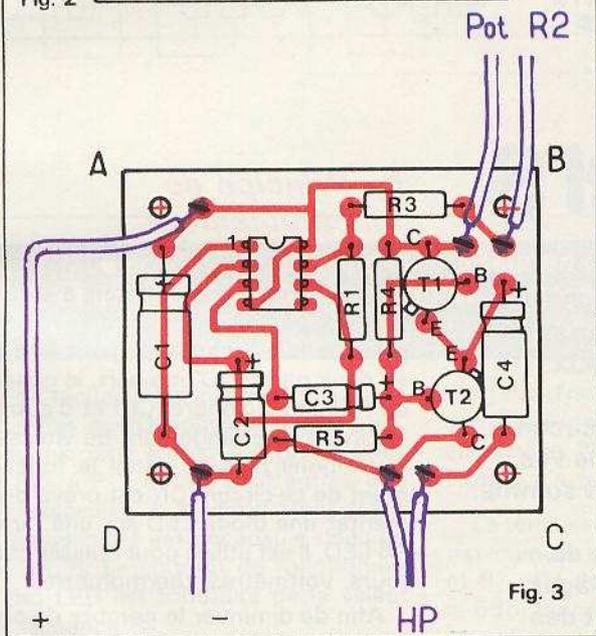


Fig. 3

## Liste des composants

- R<sub>1</sub>** : 1 k $\Omega$  (marron, noir, rouge). **C<sub>2</sub>** : 1  $\mu$ F / 12 V.  
**R<sub>2</sub>** : pot 1 M $\Omega$  linéaire. **C<sub>3</sub>** : 10 à 47  $\mu$ F / 12 V.  
**R<sub>3</sub>** : 100 k $\Omega$  (marron, noir, jaune). **C<sub>4</sub>** : 100  $\mu$ F / 16 V.  
**R<sub>4</sub>, R<sub>5</sub>** : 100 k $\Omega$  (marron, noir, jaune). **T<sub>1</sub>** : 2N 1711, 2N 1613, 2N 2219.  
**R<sub>4</sub>, R<sub>5</sub>** : 100 k $\Omega$  (marron, noir, orange). **T<sub>2</sub>** : 2N 2904, 2N 2905.  
**C<sub>1</sub>** : 100  $\mu$ F / 16 V. **IC<sub>1</sub>** : NE 555.  
**H.P.** : bobine mobile 8  $\Omega$ .



Un programme complet, logique, évolutif,...

**ÉCONOMIQUE !**

- Des embases universelles, planches et ensembles, avec et sans alimentation, pour câbler sans souder vos maquettes, prototypes, circuits pour l'enseignement et la formation.
  - Des sondes et pinces logiques pour tester, animer vos circuits en labo comme sur site.
  - Des générateurs, capacimètres, appareils de mesure et de contrôle, simples, performants, compacts, économiques.
  - Des fréquencemètres entièrement automatiques, portatifs, d'encombrement réduit, de 20 Hz à 550 MHz.
- Economiques, souples et simples, compacts et pratiques, les instruments et supports de câblage de CSC ont déjà plus de 500 000 utilisateurs de par le monde.

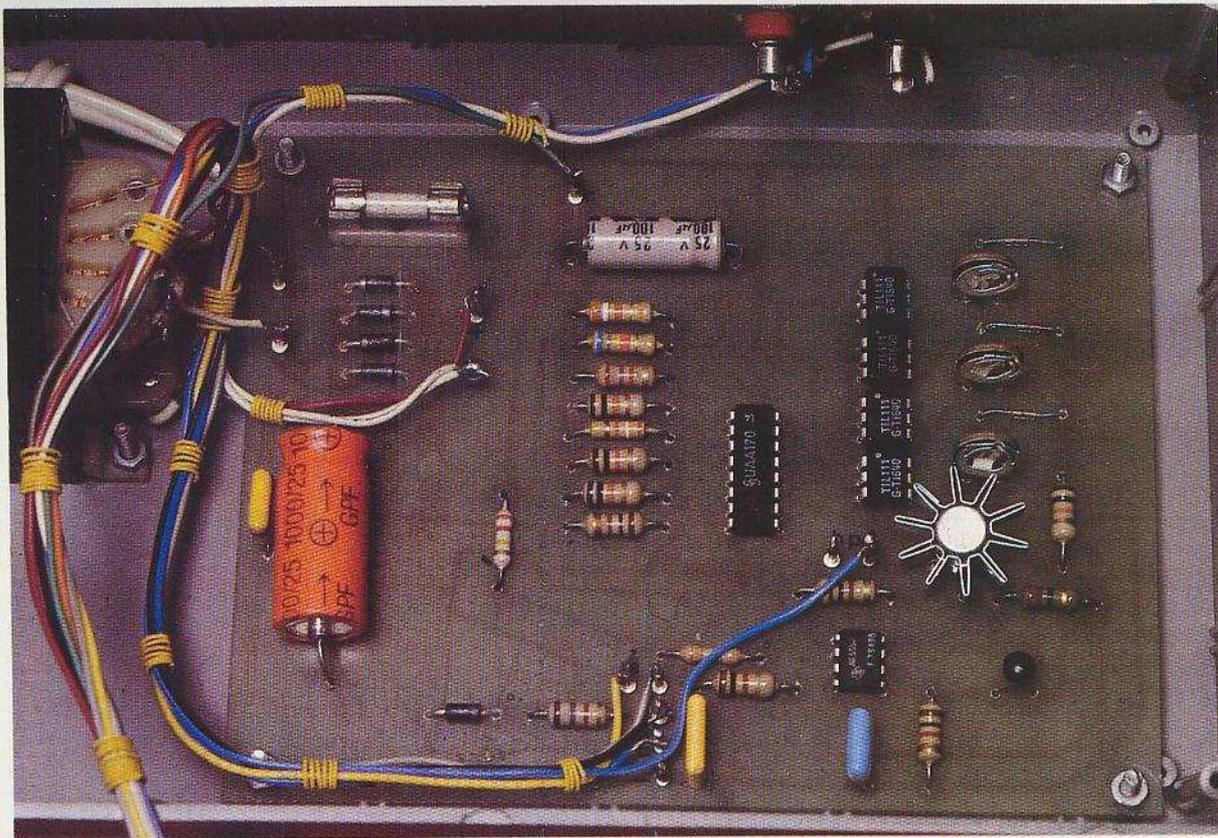
**Pourquoi payer plus... Pourquoi vouloir moins.**

NOUVEAU catalogue et liste de revendeurs sur demande.  
Joindre 5 F en timbres.

**REVENDEURS - NOUS CONSULTER**

**GRADCO FRANCE**

54, rue d'Amsterdam - 75009 Paris - 874.00.24.



# BRUITEUR pour circuits routiers

**L'ELECTRONIQUE** permet d'obtenir des effets remarquables, surtout depuis l'avènement des circuits intégrés. Sur un montage où il aurait fallu plusieurs dizaines de transistors, il y a quelques années, un ou deux « mille-pattes » sont désormais suffisants. Profitant de cette simplification, nous vous proposons ce mois-ci un bruiteur pour circuits routiers qui pourra fort bien agrémenter les circuits de courses de vos chers bambins. Ne reculant pas devant la difficulté, nous ne nous sommes pas cantonnés à un classique générateur sonore.

Notre montage permet ainsi, comme sur les voitures de courses, de restituer fidèlement les changements de vitesse et les rétrogradages. Nous n'avons pas cependant poussé le vice jusqu'à imiter le bruit des doubles débrayages indispensables en conduite sportive. Si un lecteur amateur de la vitesse et du fer à souder, nous étudiait un tel montage, nous devrions nous incliner.

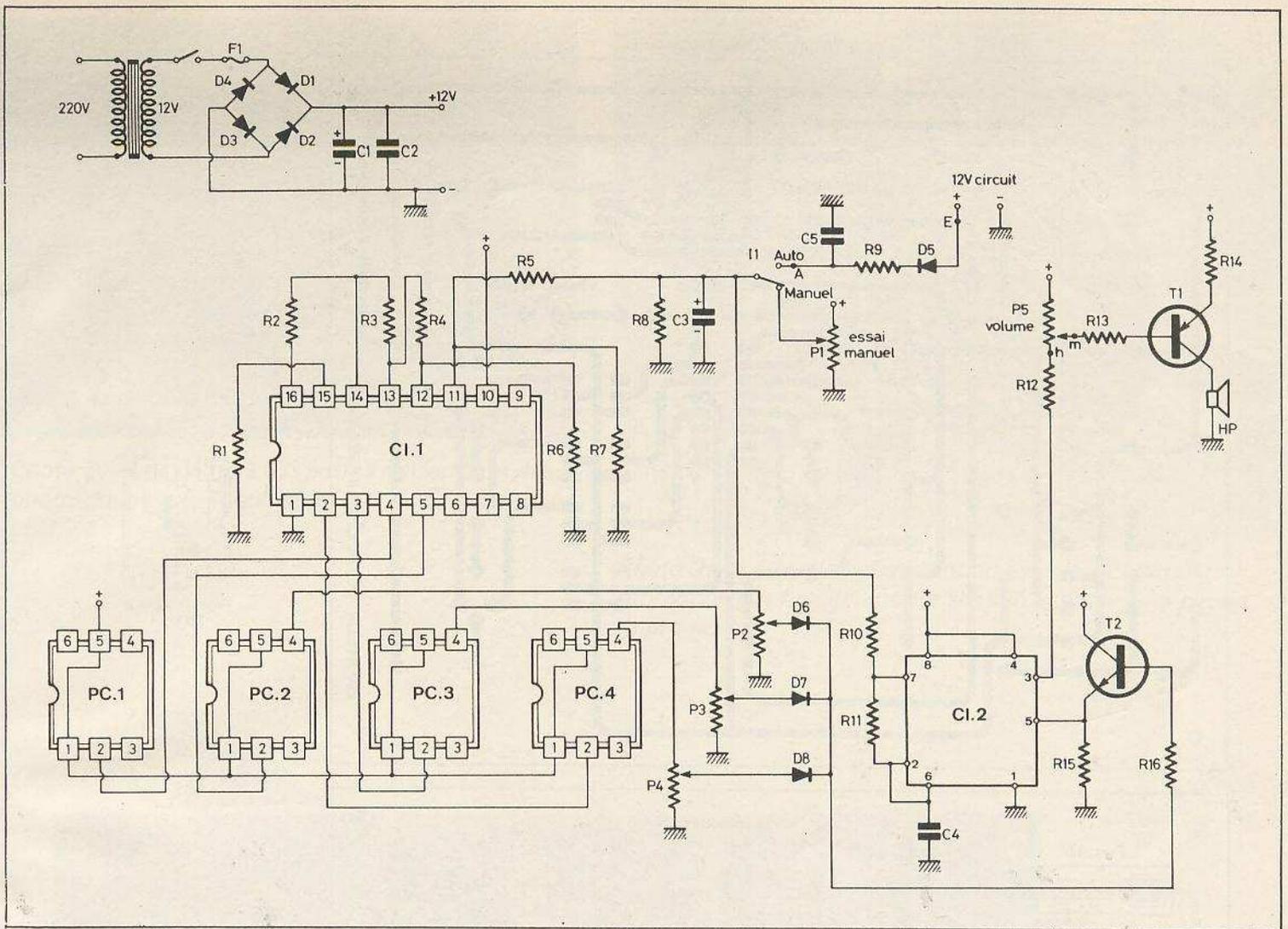
Pour revenir au montage décrit, il se branche directement sur la piste de courses et n'utilise que des composants classiques, donc disponibles. Alors, à vos fers à souder !

## *1 - Principe de fonctionnement*

Le schéma complet donné à la **figure 1** laisse apparaître l'emploi de circuits intégrés. En fait, le montage peut être scindé en deux parties. D'une part, le générateur de fréquence sonore (CI<sub>2</sub>) et d'autre part, le circuit de changement de vitesse (CI<sub>1</sub>). Examinons plus en détail le fonctionnement de ce circuit. CI<sub>1</sub> est prévu pour alimenter une diode LED sur une rampe de 16 LED. Il est utilisé pour réaliser compteurs, voltmètres, thermomètres.

Afin de diminuer le nombre de broches du circuit, le constructeur a choisi d'allumer les LED par un réseau de matricage (4 x 4), ce qui occupe 8 broches au lieu de 16. Suivant la tension présente sur la borne 11, on commande une LED sur les 16. Le passage entre 2 LED peut être soit brutal soit progressif, selon la tension présente entre les bornes 12 et 13. Nous avons, bien entendu, préféré un fonctionnement franc dans notre cas.

En fait, ce circuit peut fonctionner avec 4 LED seulement. Il suffit de ne pas utiliser les broches 6, 7, 8, 9. Ces 4 LED ont leur anode reliée directement au +. La commutation du - s'effectue par les bornes 2, 3, 4, 5 dans le circuit intégré.



**Fig. 1. - Le schéma de principe du bruiteur en question fait notamment appel à quatre photo-coupleurs PC<sub>1</sub> à PC<sub>4</sub> et un UAA 170. Deux parties se distinguent : le générateur de fréquence sonore et le circuit de changement de vitesse.**

Afin de recueillir les informations de ce circuit, nous avons conservé les 4 LED. Nous avons donc employé 4 photo-coupleurs PC<sub>1</sub> à PC<sub>4</sub> qui ne sont autres que 4 LED associées à 4 photo-transistors. Chaque ensemble est encapsulé dans un boîtier DIL 6. Le courant de fonctionnement des LED est tributaire de la valeur de la résistance R<sub>2</sub>.

La méthode optique a donné de meilleurs résultats qu'une liaison directe avec le circuit. Les photo-transistors intégrés sont montés en collecteur commun. On recueille donc sur les bornes chaudes des potentiomètres P<sub>2</sub>, P<sub>3</sub>, P<sub>4</sub> une tension nulle lorsqu'ils ne sont pas sollicités. Dans le cas contraire on obtient environ 11 V. On a donc toujours soit 0 V soit 11 V.

Les valeurs des résistances de CI<sub>1</sub> donnent un fonctionnement de 0 à 4 V sur la « 1<sup>re</sup> vitesse » de 4 V à 7 V sur la seconde, 7 V à 10 V sur la 3<sup>e</sup> et supérieure à 10 V sur la 4<sup>e</sup> vitesse. Les diodes D<sub>6</sub> à D<sub>8</sub> per-

mettent d'isoler les 3 potentiomètres et de recueillir seulement la tension de celui en service. Nous verrons pourquoi la 1<sup>re</sup> vitesse n'a pas de potentiomètre.

La tension de contrôle disponible sur C<sub>3</sub> est envoyée simultanément sur CI<sub>2</sub> via R<sub>10</sub> et R<sub>11</sub>. Ce dernier circuit n'est autre que le 555, bien connu de nos lecteurs. Il est monté en multivibrateur astable grâce à R<sub>10</sub>, R<sub>11</sub> et C<sub>4</sub>. Le montage est suffisamment classique pour ne pas y revenir. On remarque cependant la présence de T<sub>2</sub> sur la borne 5.

Le fonctionnement de CI<sub>2</sub> est déterminé par la tension de référence, le circuit bascule dès que C<sub>4</sub> a atteint cette tension de référence. On imagine facilement que si on diminue extérieurement cette référence, la fréquence disponible sur la broche 3 sera plus élevée. Inversement, en augmentant la tension de référence, on obtiendra une fréquence plus faible. Etant donné que cette tension est disponible sur

la broche 5, nous en avons fait notre affaire et avons modifié cette tension grâce à T<sub>2</sub> et R<sub>15</sub>. T<sub>2</sub> restant bloqué, la tension de référence est faible grâce à R<sub>15</sub>. En polarisant progressivement T<sub>2</sub>, on monte peu à peu la tension de référence et de ce fait, on change la fréquence de fonctionnement.

Cette polarisation dépend uniquement des potentiomètres P<sub>2</sub>, P<sub>3</sub> et P<sub>4</sub>. Les changements de vitesse sont réalisés grâce aux différentes tensions sur ceux-ci et qui modifient la tension sur la broche 5. On aurait pu penser qu'en modifiant la valeur de C<sub>4</sub>, avec 4 condensateurs séparés, on arriverait au même résultat. En fait, il est très difficile d'obtenir la valeur exacte de C afin que la « différence de régime » du bruiteur soit correcte.

Le signal BF de la broche 3 est envoyé via R<sub>12</sub>, P<sub>5</sub> et R<sub>13</sub> sur la base de T<sub>1</sub>. Celui-ci permet d'abaisser l'impédance pour commander le H.P.

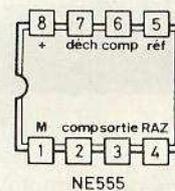
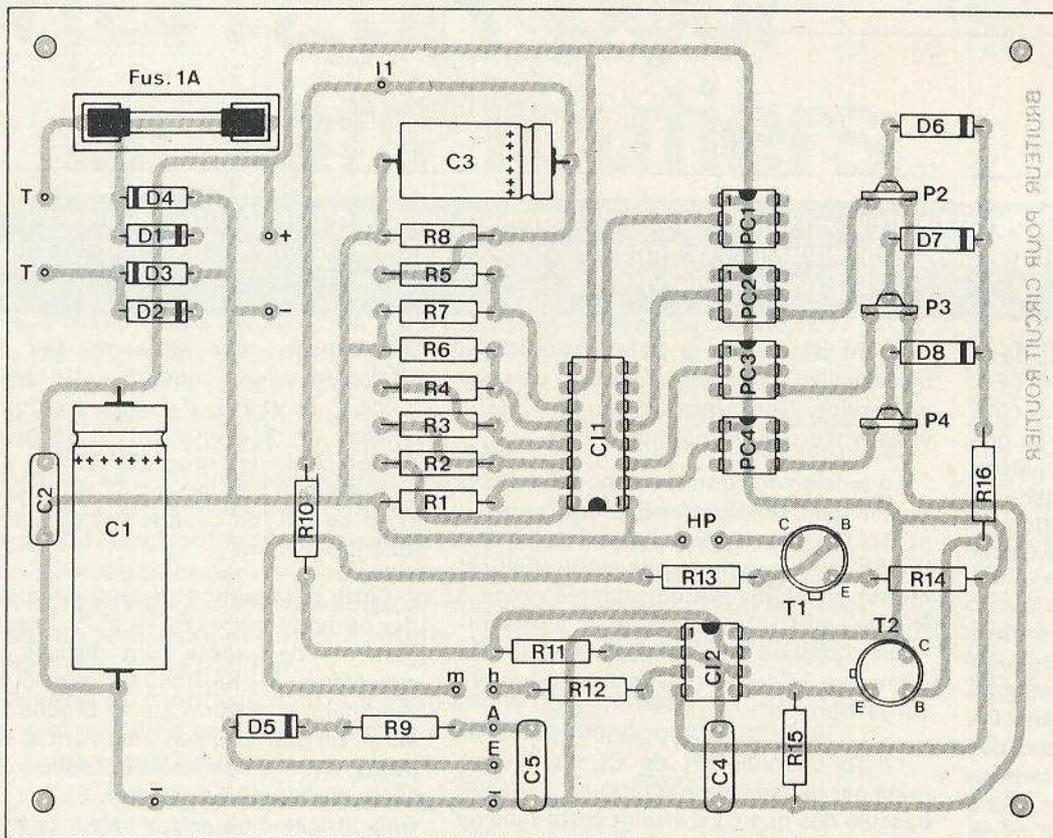
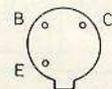
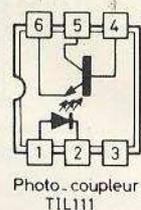
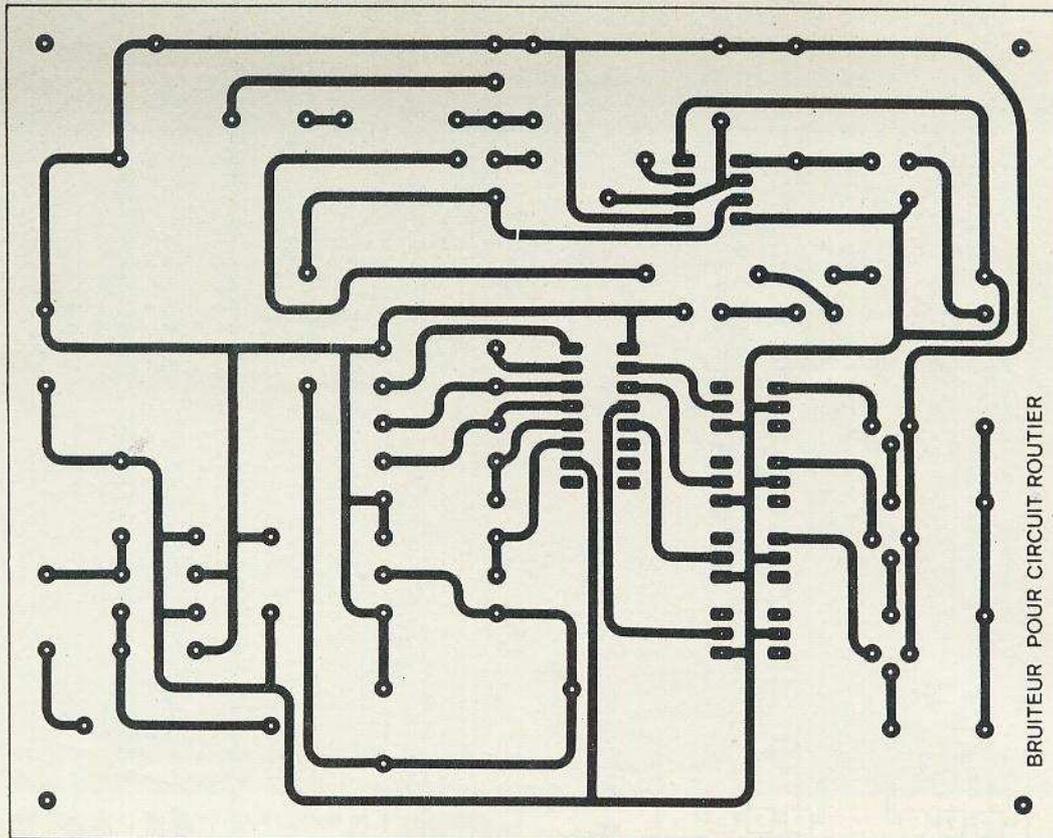


Fig. 2. à 4. - Le tracé du circuit imprimé est publié à l'échelle pour une reproduction facile à l'aide d'éléments de transfert direct. Les dimensions de la carte imprimée sont telles que l'amateur n'éprouvera pas de difficultés au moment de l'insertion des éléments.

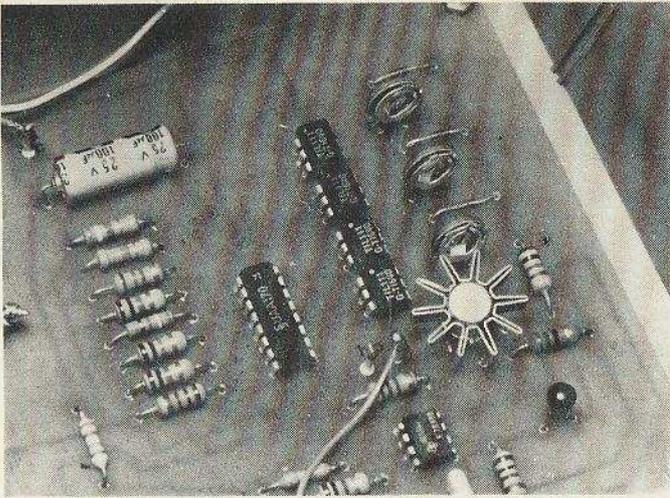


Photo 2. – Les boîtiers à 6 pattes renferment des photo-coupleurs, l'équivalent d'une LDR et d'une LED.

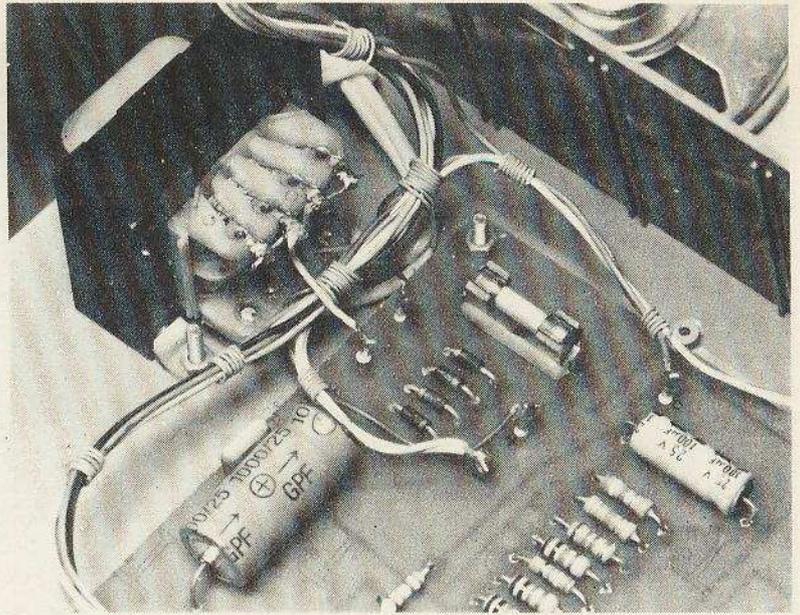


Photo 3. – La section alimentation avec la très simple protection par fusible, monté sur son support pour circuit imprimé.

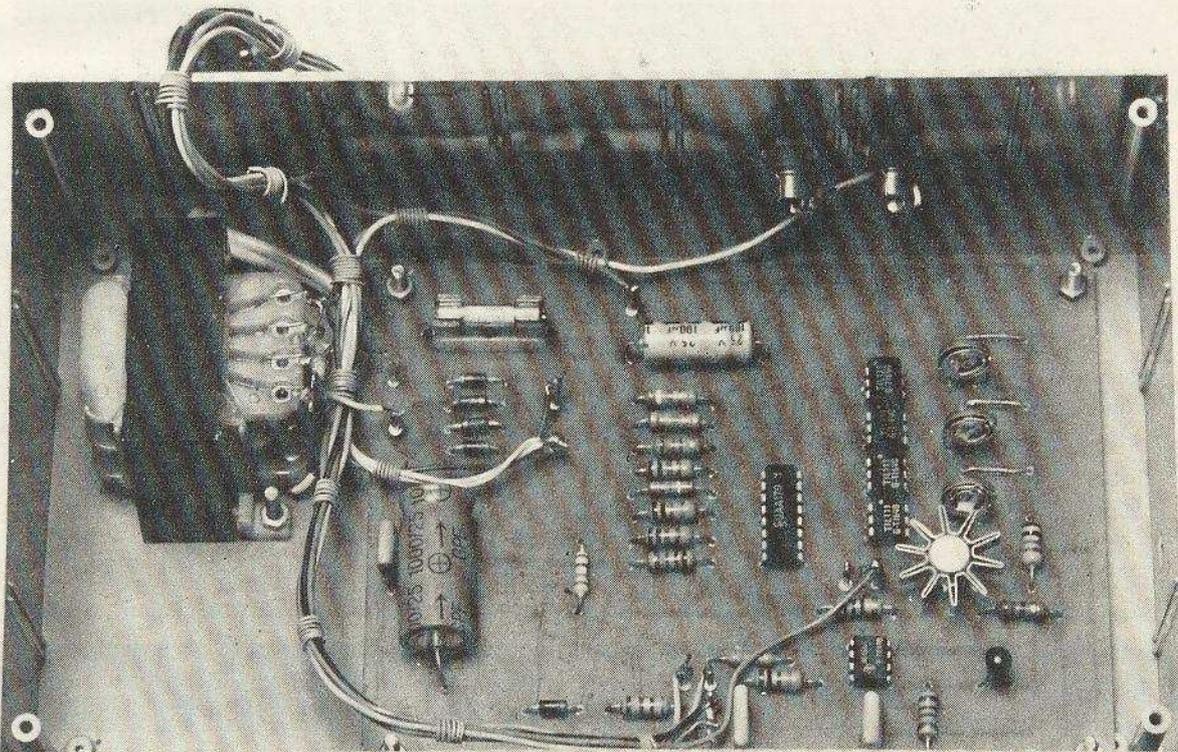
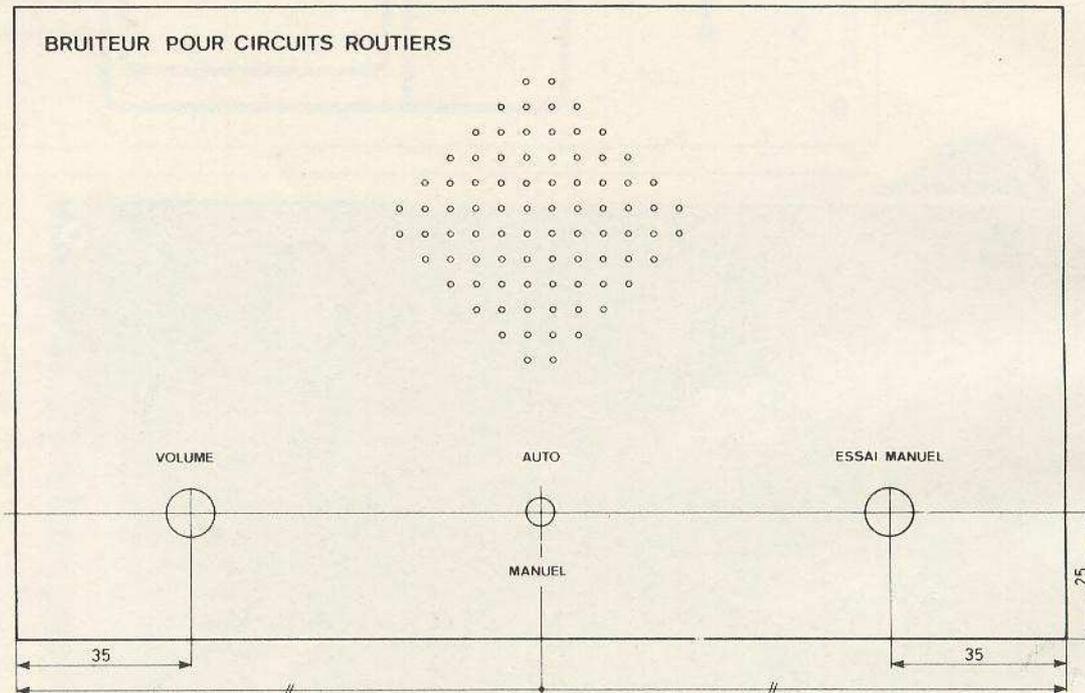
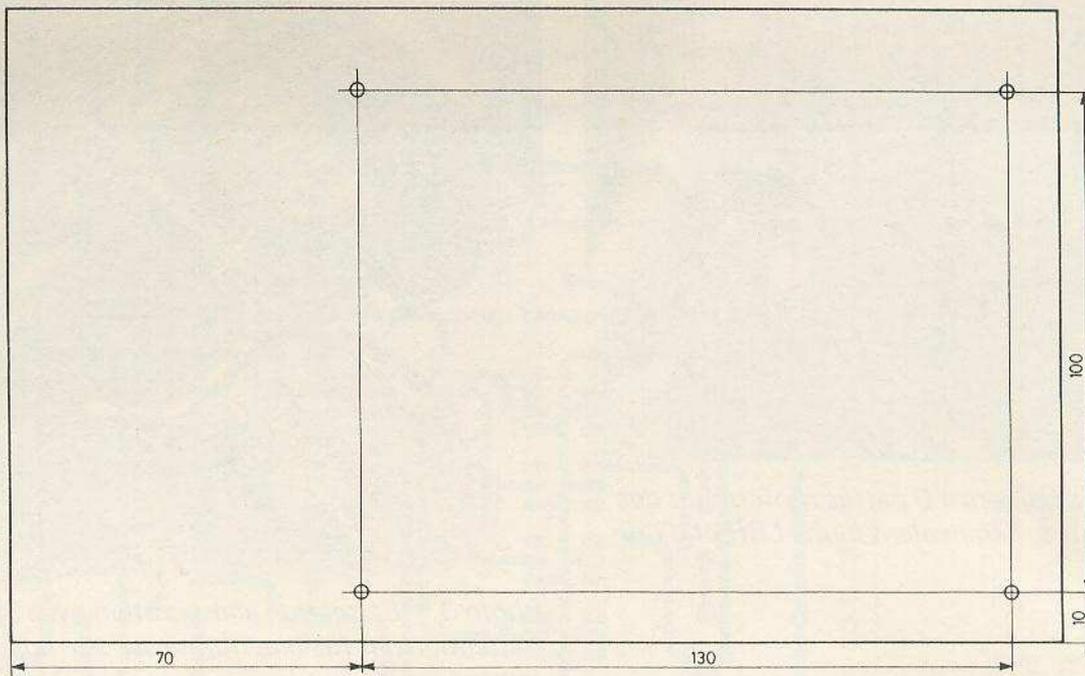


Photo 4. – Le montage placé à l'intérieur du coffret.



**Fig. 4. et 5. – Le montage pourra, par la suite, s'introduire à l'intérieur d'un coffret Teko pupitre et l'on fera subir à la face avant le plan de perçage ci-dessus.**

L'alimentation, réduite au minimum, ne présente aucune particularité. Nous avons placé l'interrupteur Marche-Arrêt sur la partie TBT afin d'éviter d'amener le secteur dans le câblage.

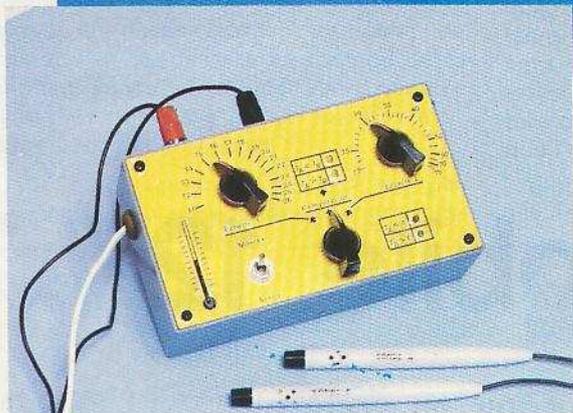
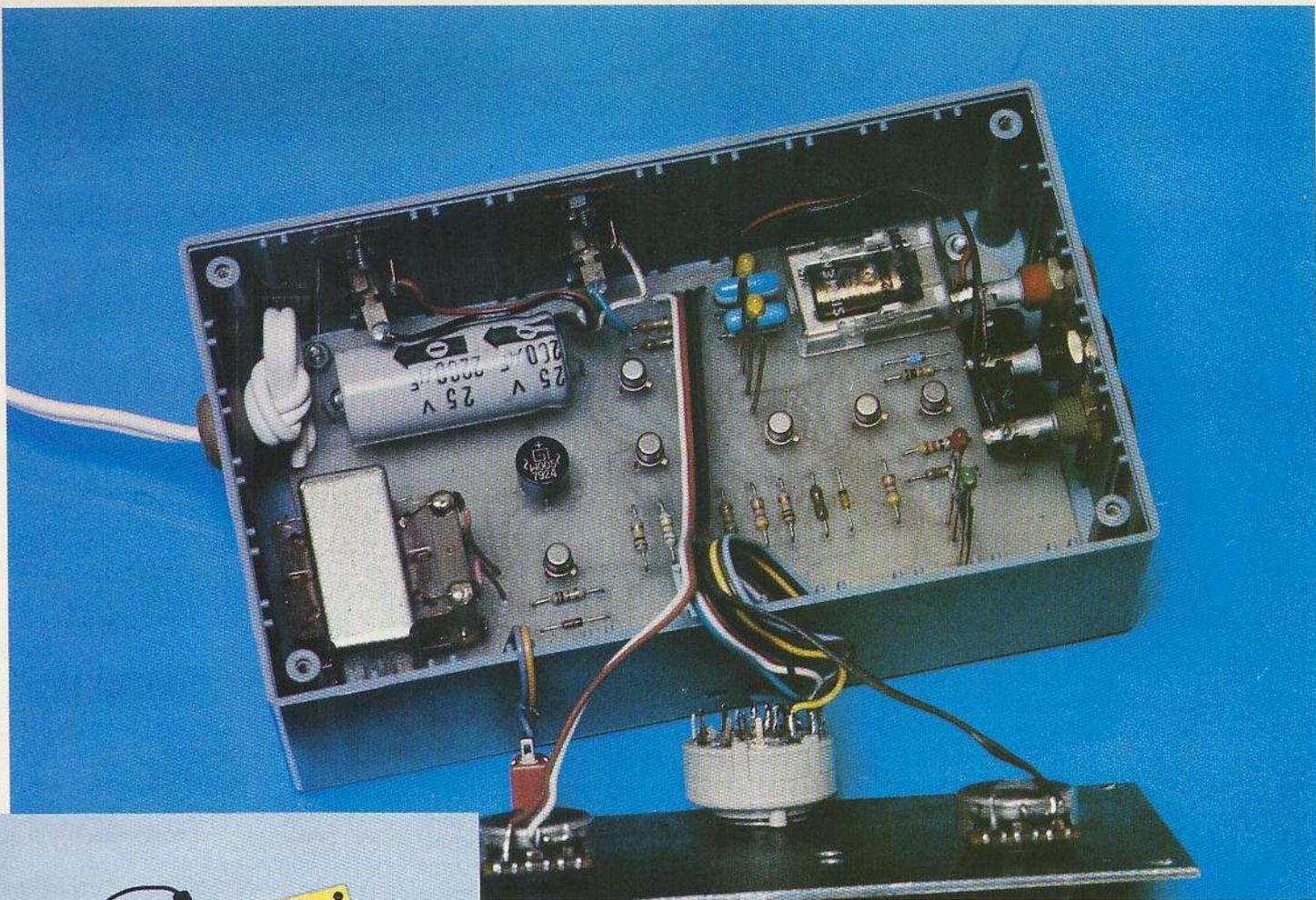
En position manuel, la tension de commande est fournie par P<sub>1</sub>. En automatique, on utilise directement la tension disponible sur la piste du circuit. R<sub>9</sub> crée ainsi avec C<sub>3</sub> une constante de temps afin d'avoir des « accélérations » progressives.

D<sub>5</sub> permet d'éviter que le filtrage réalisé par C<sub>3</sub> ne soit absorbé par la voiture. En outre D<sub>5</sub> protège le montage contre toute inversion.

**II – Circuit imprimé**

Pour une meilleure présentation, nous incluons le montage dans un boîtier Teko pupitre plastique 363. On respectera

donc les dimensions du circuit imprimé donné à la figure 2. N'hésitez pas à utiliser du verre époxy. Passer au Mirror la surface cuivrée pour ôter toute trace de doigts. Comme dans tous les montages, procurez-vous auparavant les potentiomètres et le porte-fusible. Les dimensions peuvent varier d'un modèle à l'autre.



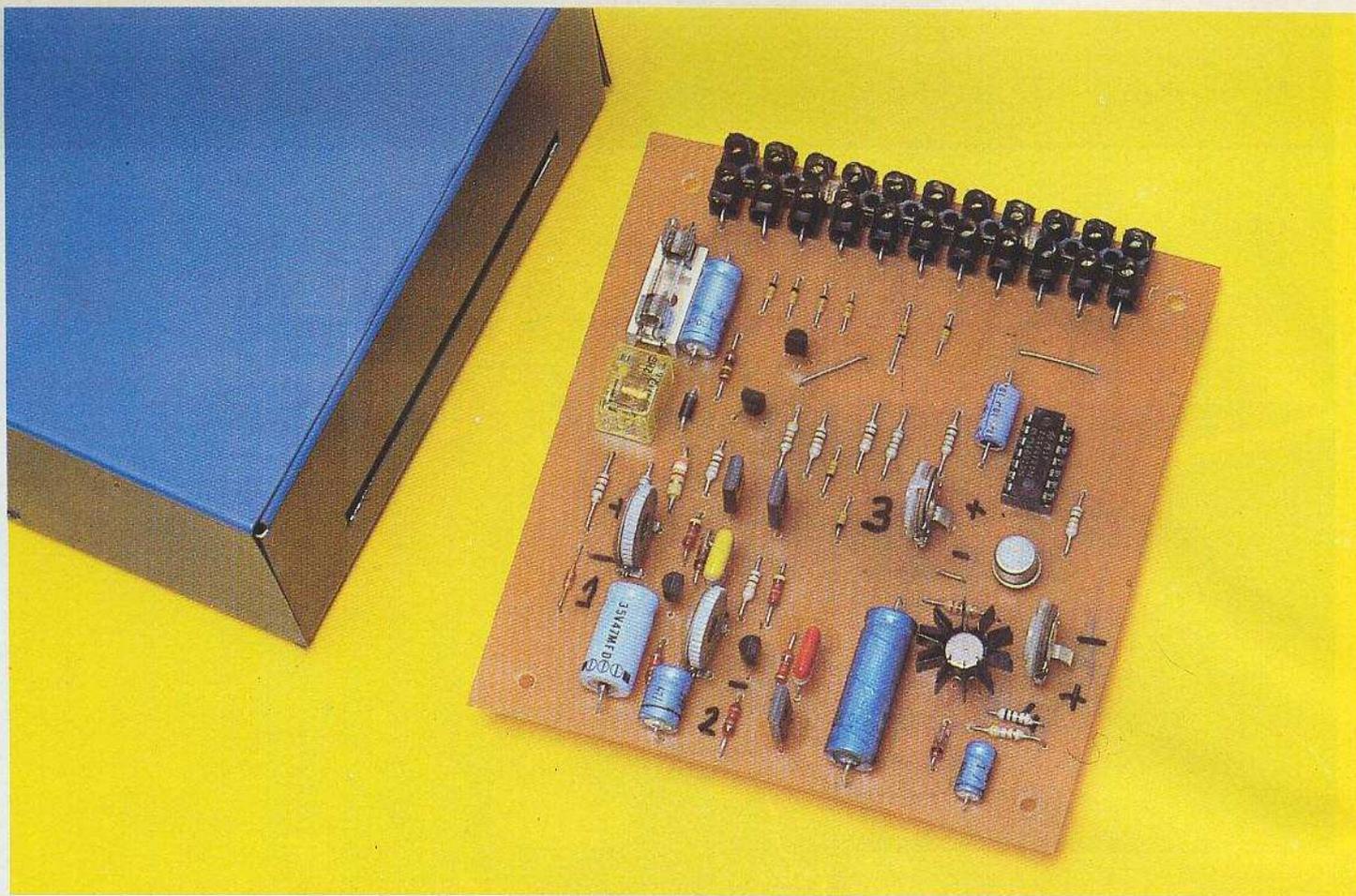
Le fonctionnement de la plupart des thermostats disponibles sur le marché repose sur un principe essentiellement mécanique, à savoir l'effet de la température sur un bilame. Ce dernier, qui est en quelque sorte la réunion de deux lamelles à coefficients de température très différents, se déforme sous l'action de la température. Cette déformation est transmise mécaniquement à un dispositif comportant des contacts électriques en vue d'une utilisation donnée. Le réglage consiste à agir, par la compression graduée d'un ressort, sur ce bilame de façon à lui demander un effort et une course plus ou moins importants avant de parvenir à son point de basculement. Cette disposition ne se prête guère à certaines applications, comme par exemple la comparaison de deux températures distinctes. De plus, le bilame doit obligatoirement se trouver dans l'ambiance thermique concernée.

Une fois de plus, l'électronique permet de remédier à ces insuffisances grâce à l'utilisation de sondes dont la distance par rapport au thermostat proprement dit n'a pratiquement aucune importance. Le thermostat décrit ci-après peut être utilisé de plusieurs manières dont les principales sont les suivantes : la comparaison de deux températures ; le fonctionnement en thermostat d'ambiance ; le contrôle de températures plus élevées. Sa réalisation ne fait appel qu'à de très classiques transistors et, par voie de conséquence, se révèle relativement économique.

# THERMOSTAT

## multi-fonctions

(suite p. 108)



# ANTIVOL automobile 12 V.

**A**LORS que les vols de voiture ne cessent d'augmenter, on s'aperçoit que les dispositifs antivols montés en série sur les véhicules automobiles n'ont pas beaucoup évolué.

Ce sont essentiellement des systèmes mécaniques tels que les serrures de portes et le dispositif de blocage de la direction plus connu sous le nom de « Neimann ». Ces derniers représentent la seule protection contre le vol de la plupart des voitures actuellement construites, alors que les voleurs, eux, sont de mieux en mieux équipés.

L'antivol électronique, bien que non infaillible, permet une protection supplémentaire efficace grâce au déclenchement des phares ou de l'avertisseur, qui produit un effet de surprise suffisamment déroutant pour que le voleur abandonne le véhicule.

Le montage que nous allons décrire représente un exemple d'antivol électronique. Bien que de conception classique, il est suffisamment développé pour assurer une protection efficace contre les tentatives de vol. De plus toutes les temporisations sont réglables dans une large gamme, afin que chacun puisse utiliser l'antivol de manière optimale.

## Schéma de principe

Le synoptique du montage est donné à la figure 1.

Un interrupteur I, que chacun dissimulera au mieux suivant l'aménagement intérieur du véhicule, permet la mise en marche et l'arrêt du système. Une temporisation réglable permet d'inhiber l'action de l'alarme pendant un intervalle de temps allant de 6 à 27 s.

Ce retard dans la mise en fonctionnement, permet au conducteur de sortir de son véhicule et de fermer ses portes, une fois qu'il a actionné l'interrupteur. Ce temps écoulé, l'antivol se met en état de veille. Les capteurs installés sur l'auto sont alors prêts à déclencher le processus d'alarme en cas d'effraction.

Comme le montre le synoptique, l'ouverture du capot, du coffre ou de l'une des portes arrière déclenche l'alarme immédiatement. De plus, nous avons prévu un déclenchement immédiat de l'alarme en cas de mise du contact. Cette protection peut au premier abord paraître superflue, mais elle est en fait très efficace pour deux raisons :

1) Si un contact de portière n'a pas fonctionné, l'alarme se déclenche lors-

que le voleur essaiera de mettre en route le véhicule.

2) Un voleur soupçonneux ou n'arrivant pas à forcer les serrures, peut très bien s'introduire dans le véhicule en cassant une vitre ou le pare-brise. Dans ce cas aussi l'alarme se déclenche en cas de tentative de démarrage.

Par ailleurs, l'alarme étant en état de veille, l'ouverture d'une des portières avant entraîne le déclenchement de l'alarme après un temps d'inhibition réglable de 1 à 25 s. Ce délai permet, d'une part, au propriétaire du véhicule de couper l'alarme grâce à l'interrupteur qu'il a dissimulé dans l'auto, et, d'autre part, au voleur de s'installer confortablement au volant du véhicule. Au moment du déclenchement, l'effet de surprise sera d'autant plus efficace. Ceux qui sont sceptiques, s'en rendront compte lorsqu'ils oublieront, par inadvertance, de couper l'alarme en montant dans leur véhicule. C'est d'ailleurs suite à une expérience de ce genre que nous avons été amenés à ajouter une led pour signaler le déclenchement imminent de l'alarme. Cette led disposée au tableau de bord s'allume lors de l'ouverture d'une portière avant et s'éteint lorsque l'alarme se déclenche.

Signalons que l'utilisation de cette led est à double tranchant. En effet, si elle

rappelle au propriétaire que le dispositif antivol est en fonctionnement, elle peut aussi prévenir l'éventuel voleur et ainsi diminuer en grande partie l'effet de surprise recherché.

Chacun jugera si l'utilisation de cette led est nécessaire ou pas. Dans la négative, il suffira de la remplacer par un strap.

Une fois déclenchée, l'alarme peut durer de 8 s à 3 mn selon le réglage de la temporisation.

L'alarme proprement dite peut se traduire de plusieurs manières. En effet, les relais de commande peuvent être actionnés selon deux modes différents :

- continu : mise hors service du circuit d'allumage - Fonctionnement d'une sirène, du klaxon ou des phares.

- alterné : clignotement des phares ou du klaxon (la fréquence du clignotement est également réglable, selon l'effet désiré).

Le temps d'alarme écoulé, un nouveau cycle recommence. Si l'effraction n'a plus lieu (porte ouverte puis refermée par exemple), l'antivol se remet en veille, prêt à se déclencher en cas de nouvelle tentative. Au contraire si l'effraction persiste, elle est de nouveau détectée et l'alarme se redéclenche.

Si on examine le fonctionnement plus en détail (fig. 2) : lors de la mise sous ten-

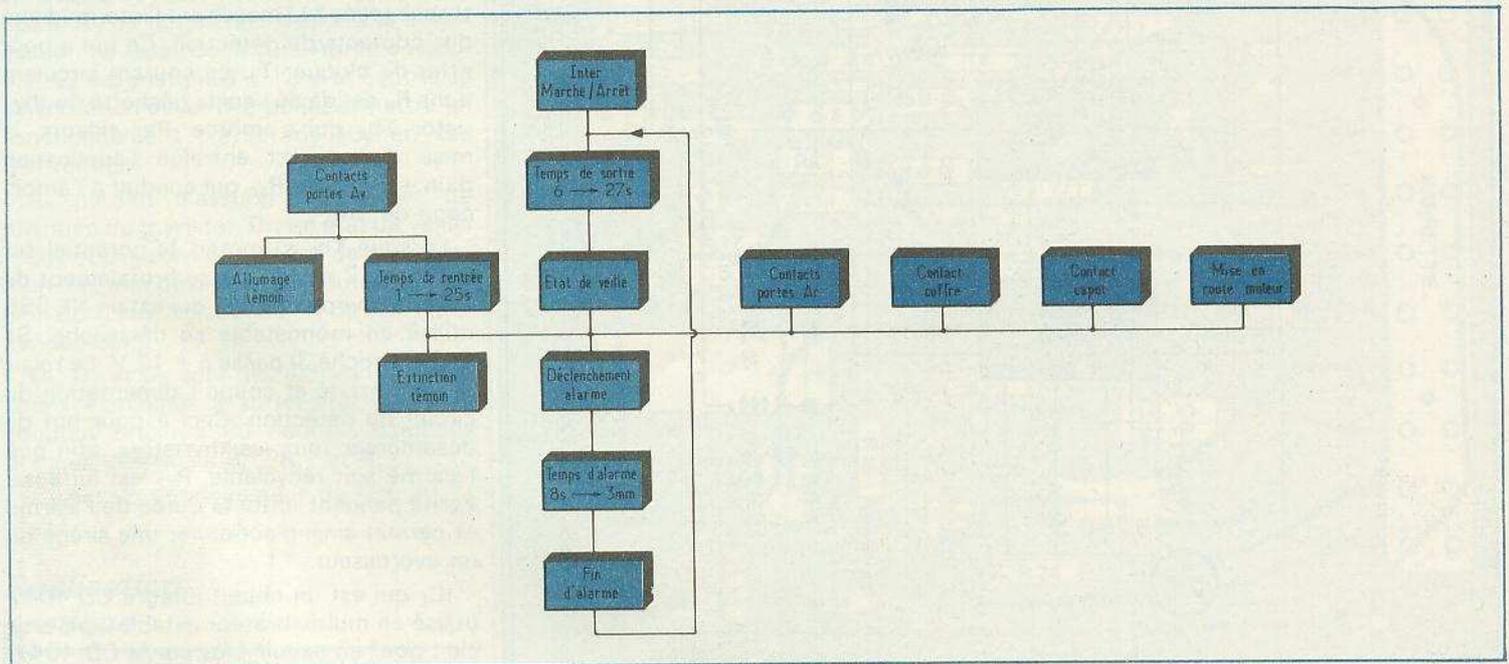


Fig. 1. - Synoptique complet de l'antivol proposé. Comme la plupart des montages de ce type, un interrupteur dissimulé à l'intérieur du véhicule permet la mise en service et l'arrêt du système tout en ayant l'intervalle de temps nécessaire pour ressortir.

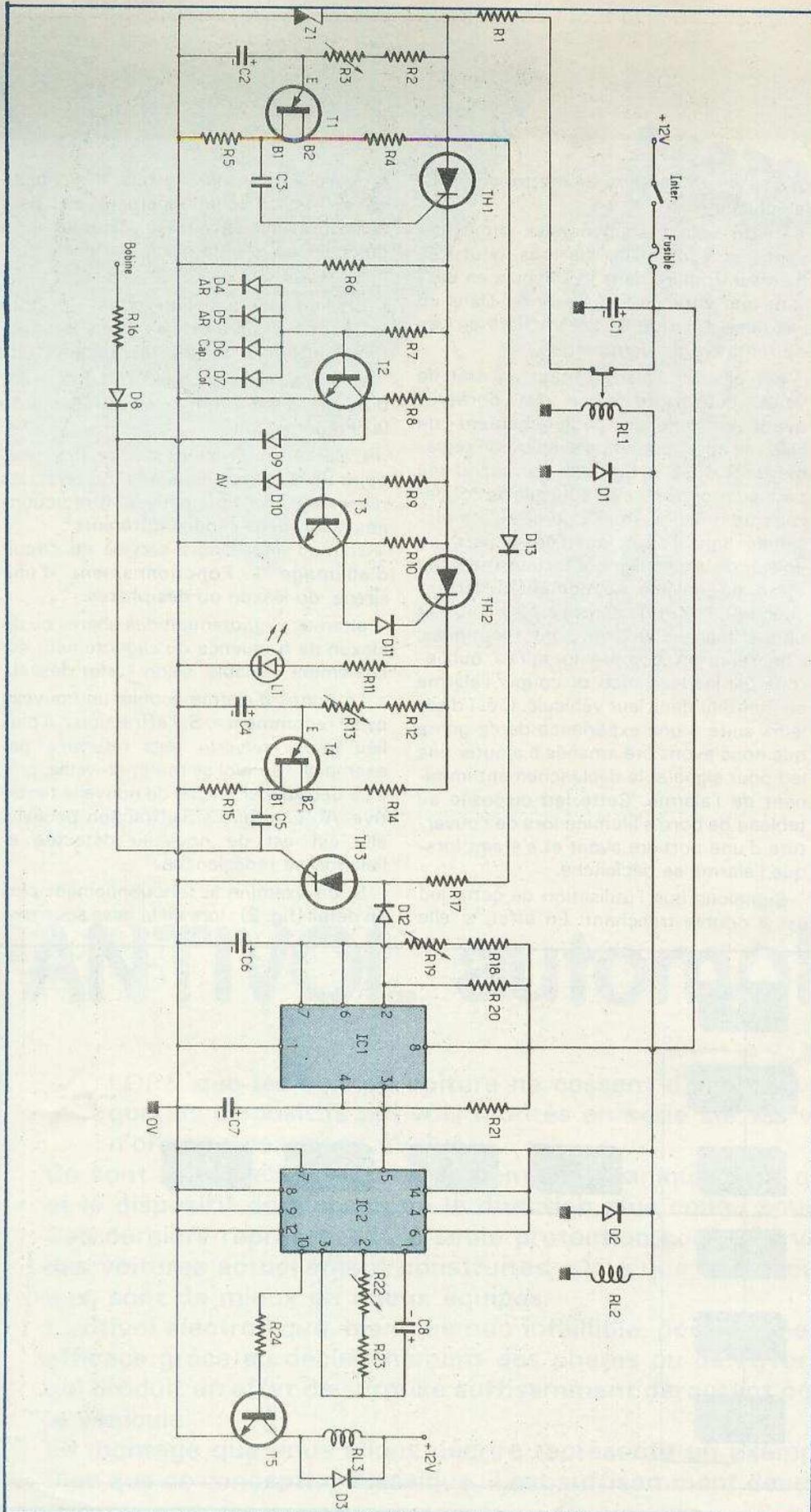


Fig. 2. - Schéma de principe général de l'antivol construit entre autres autour de deux circuits intégrés un NE 555 et un CD 4047. Emploi également de thyristors et de relais.

sion, la sortie de IC<sub>1</sub> (broche 3) est à l'état bas. IC<sub>2</sub> n'est donc pas alimenté et les relais RL<sub>1</sub>, RL<sub>2</sub> et RL<sub>3</sub> sont au repos. Le montage est donc alimenté par l'intermédiaire des contacts repos de RL<sub>1</sub>.

La diode zéner Z<sub>1</sub> stabilise la tension aux environs de 10 V. Cette stabilisation est nécessaire du fait que nous avons utilisé pour les temporisations de rentrée et de sortie des montages relaxeurs à transistor unijonction (UJT), dont la période varie avec la tension d'alimentation.

Le condensateur C<sub>2</sub> se charge à travers les résistances R<sub>2</sub> et R<sub>3</sub>. Lorsque la tension aux bornes de C<sub>2</sub> atteint la tension de pic de l'UJT, T<sub>1</sub>, C<sub>2</sub> se décharge brusquement dans R<sub>5</sub>. Une impulsion apparaît sur la broche B<sub>1</sub> de T<sub>1</sub>. Celle-ci est transmise à la gâchette du thyristor TH<sub>1</sub> par l'intermédiaire de C<sub>3</sub>. TH<sub>1</sub> s'amorce et alimente ainsi la partie détection du montage. L'antivol passe alors à l'état de veille. Le temps de charge de C<sub>2</sub>, réglable par R<sub>3</sub> constitue la temporisation de sortie.

S'il n'y a pas de tentative de vol, les cathodes des diodes D<sub>4</sub>, D<sub>5</sub>, D<sub>6</sub> et D<sub>7</sub> sont en l'air, le courant circulant dans R<sub>7</sub> entraîne la conduction du transistor T<sub>2</sub>. En cas d'effraction sur les portes arrières, le capot ou le coffre, une des diodes se trouve reliée à la masse par l'intermédiaire des contacts de détection. Ce qui a pour effet de bloquer T<sub>2</sub>. Le courant circulant dans R<sub>8</sub> est dévié vers la gâchette du thyristor TH<sub>3</sub> qui s'amorce. Par ailleurs, la mise du contact entraîne l'application d'un + 12 V sur R<sub>16</sub> qui conduit à l'amorçage de TH<sub>3</sub>.

Lorsque TH<sub>3</sub> s'amorce, le potentiel sur la broche 2 de IC<sub>1</sub> passe brutalement de 12 V à environ 1 V. IC<sub>1</sub> qui est un NE 555 utilisé en monostable se déclenche. Sa sortie (broche 3) passe à + 12 V. Le relais RL<sub>1</sub> est excité et coupe l'alimentation du circuit de détection. Ceci a pour but de désamorcer tous les thyristors, afin que l'alarme soit recyclable. RL<sub>2</sub> est lui aussi excité pendant toute la durée de l'alarme et permet ainsi d'actionner une sirène ou un avertisseur.

IC<sub>2</sub> qui est un circuit intégré CD 4047 utilisé en multivibrateur astable (voir article : pour en savoir plus sur le CD 4047) est alimenté et se met à osciller. On trouve à la broche 10 de ce circuit des signaux carrés dont la fréquence est ajustable par R<sub>22</sub>. Ces signaux commandent le transistor T<sub>5</sub>. RL<sub>3</sub> est donc excité périodi-

quement permettant d'actionner de façon discontinue les phares ou le klaxon de l'auto.

A la fin du temps d'alarme (ajustable par  $R_{19}$ ) la sortie du 555 repasse à 0 V, les 3 relais sont désexcités et le circuit de détection est à nouveau alimenté. Un nouveau cycle peut alors recommencer.

L'ouverture d'une portière avant provoque la mise à la masse de la cathode de la diode  $D_{10}$ .  $T_3$  se bloque et  $Th_2$  s'amorce, alimentant ainsi le circuit de temporisation de rentrée. La led s'illumine et la capacité  $C_4$  se charge jusqu'à la tension  $V_{pic}$  de  $T_4$ . Ce temps de charge, réglable par  $R_{13}$ , correspond au temps de rentrée. Lorsqu'il est écoulé, une impulsion est transmise grâce à  $C_5$  à la gâchette de  $Th_3$  qui s'amorce et déclenche l'alarme de la même manière que nous venons de décrire.

#### Note concernant certains composants :

- $R_{21}$  et  $C_7$  empêchent le déclenchement de l'alarme à la mise sous tension. En effet, lorsqu'on ferme l'interrupteur I,  $C_5$  est initialement déchargée. Un potentiel 0 V est donc appliqué momentanément sur la broche 4 de  $IC_1$ . Cette broche étant la RAZ du circuit, la sortie de  $IC_1$  est forcée à 0 V le temps nécessaire à la stabilisation de l'état du circuit. Après environ 3 s.,  $C_5$  est chargée à + 12 V et neutralise ainsi l'action de la RAZ pour permettre un fonctionnement correct de  $IC_1$  en cas d'effraction.
- $R_6$  permet d'assurer le courant de maintien du thyristor  $Th_1$  en état de veille.
- $D_{12}$  et  $D_{13}$  sont des diodes de type Germanium, afin de limiter les chutes de tension dues aux fonctions P-N de ces semi-conducteurs.
- $D_1$ ,  $D_2$  et  $D_3$  sont des diodes de « roue libre » éliminant la surtension due à la coupure brusque du courant dans les bobines des relais  $R_{L1}$ ,  $R_{L2}$  et  $R_{L3}$ .
- $C_1$  est un condensateur de filtrage.

#### Réalisation pratique

Le nombre important de composants nécessite la réalisation d'un circuit imprimé. Nous avons réalisé le nôtre par un procédé photosensible, mais il n'y a pas d'inconvénient à utiliser un feutre ou

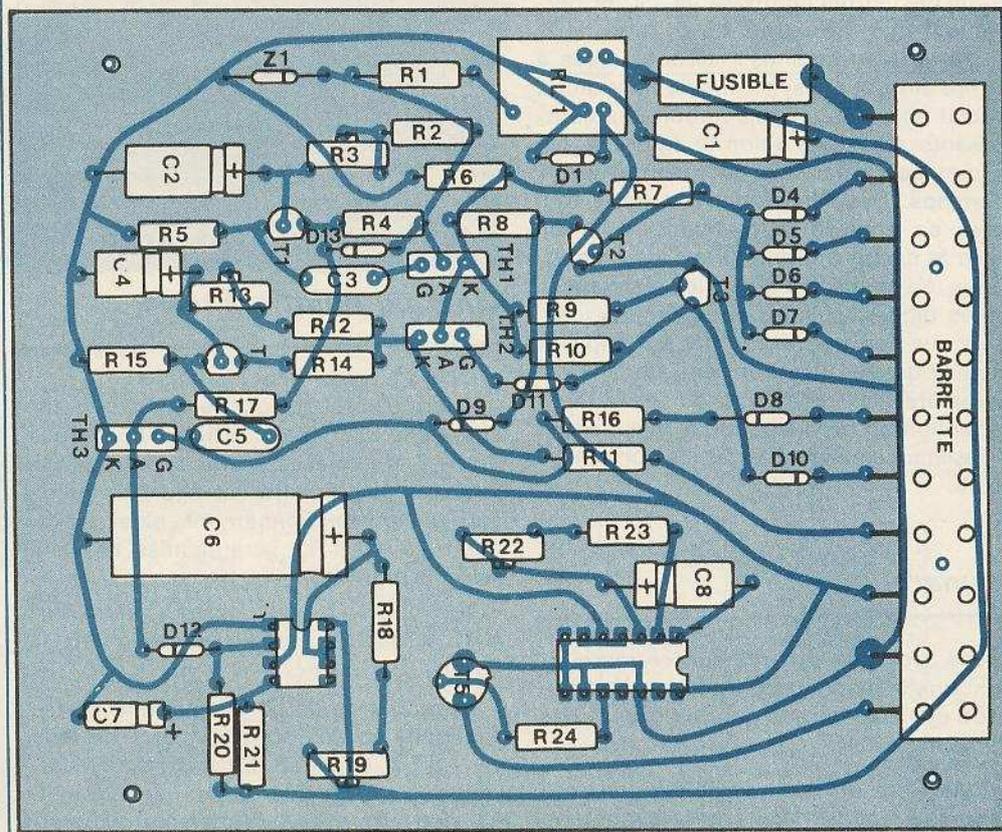
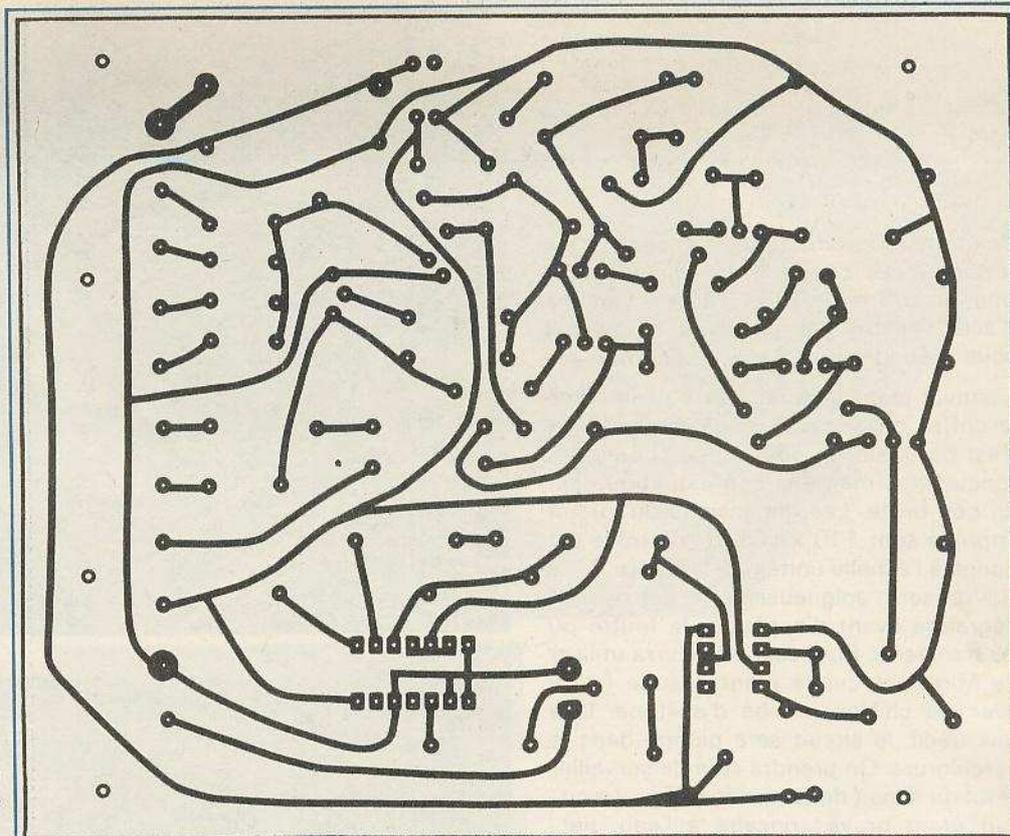


Fig. 3. et 4. - Le tracé du circuit imprimé précisé grandeur nature se reproduira facilement. On remarquera côté implantation l'utilisation d'une barrette « domino » pour les divers raccordements au véhicule.

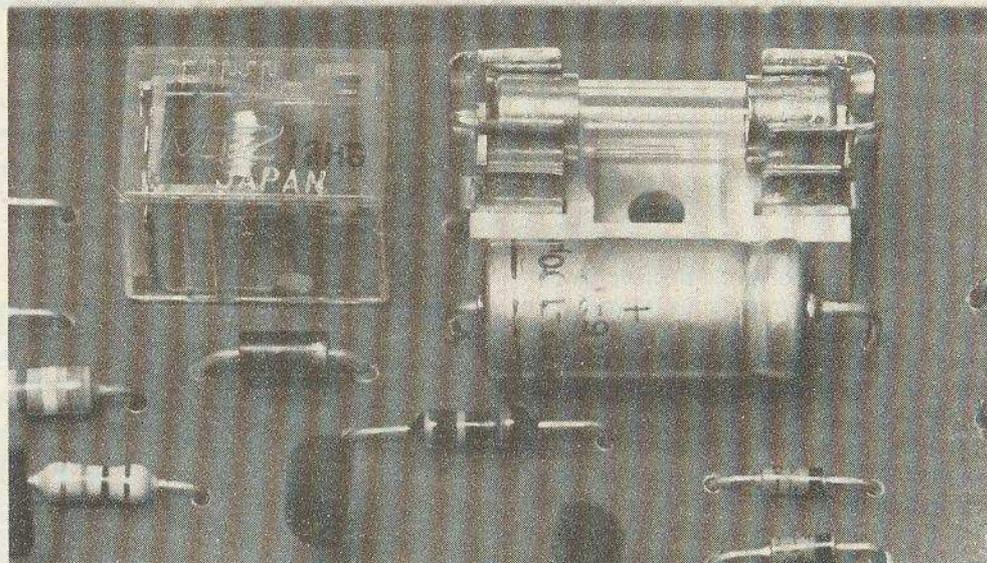
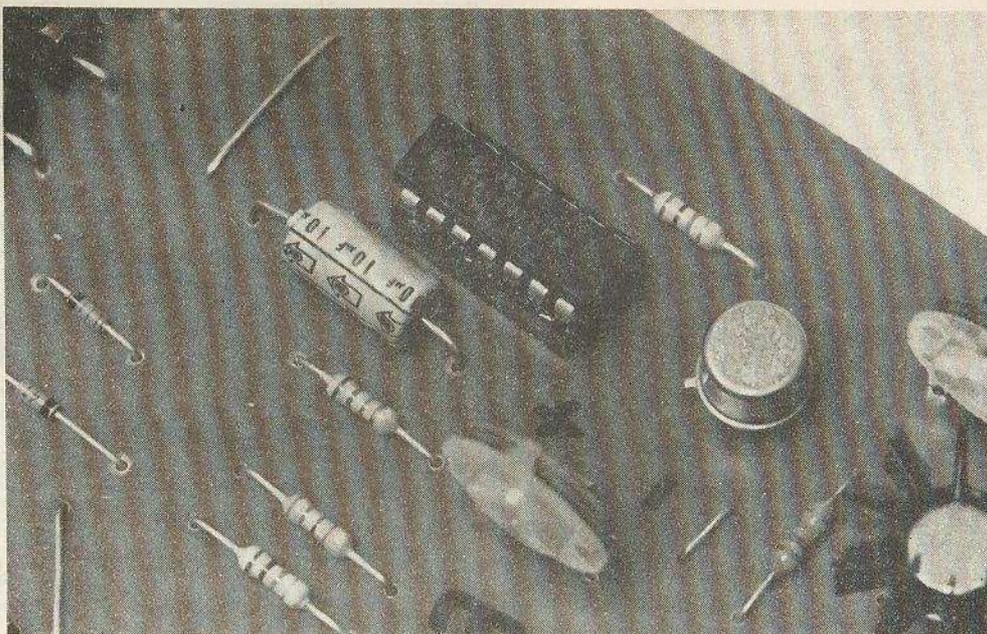
des transferts directement appliqués sur le cuivre. Le circuit a été dimensionné pour un coffret de 130 x 130 x 60 en tôle d'acier, vendu par plusieurs détaillants sous l'étiquette « Série économique ».

L'antivol étant destiné à être placé dans le coffre ou sous un siège, notre choix s'est porté sur un boîtier peu coûteux et fonctionnel, même si son esthétique est un peu brute. Les dimensions du circuit imprimé sont 110 x 125 et son tracé est donné à l'échelle unitaire à la **figure 3**. Le cuivre sera soigneusement nettoyé et dégraissé avant d'appliquer le feutre ou les transferts. Pour cela, on pourra utiliser du Mirror, le cuivre étant ensuite frotté avec un chiffon imbibé d'acétone. Une fois tracé, le circuit sera plongé dans le perchlore. On prendra soin de surveiller l'état du circuit de temps en temps. Le circuit étant gravé : rinçage à l'eau, nettoyage à l'acétone pour enlever toutes traces de vernis ou de transferts et pour finir, perçage. Un foret de 0,7 mm suffira pour les trous des 2 circuits intégrés. Les trous des autres composants seront percés à 1 mm. Les trous de fixation de la barrette de « dominos » seront percés à 3 mm ainsi que les 4 trous de fixation du circuit imprimé. L'implantation des composants sera faite selon la **figure 4**. On commencera par fixer la barrette de 11 dominos. Des fils monobrins de 1 mm pliés en équerre permettront la liaison avec le circuit imprimé. Pour les composants, on soudera d'abord les résistances et les diodes, puis les deux circuits intégrés que l'on pourra monter sur support si on le désire. Viendront ensuite le relais miniature, les thyristors et transistors (attention au brochage) pour finir par les 4 résistances ajustables et les condensateurs.

### Remarque

Les lecteurs observateurs remarqueront que la maquette photographiée possède quelques straps qui ne figurent pas sur la **figure 4**.

Cela vient du fait que nous avons été amenés à modifier légèrement le montage original pour obtenir un fonctionnement correct. Le tracé du circuit imprimé original a donc été modifié en conséquence, avant de passer dans la revue, afin de supprimer ces straps.



### Mise au point - Essais

Avant de mettre sous tension, on branchera une LED, selon la **figure 5**, entre la borne 8 et la masse, même si on désire la strapper par la suite car elle permet de vérifier le fonctionnement plus facilement. Le relais  $R_{13}$  sera lui aussi branché selon la **figure 5**.

Le montage sera ensuite alimenté : + 12 V sur la borne 1, masse sur la borne 10.

Le temps de sortie écoulé, une masse appliquée sur les bornes 2, 3, 4 et 5 ou un + 12 V appliqué sur la borne 6, doivent déclencher l'alarme immédiatement.  $R_{13}$  doit être excité de manière discontinue. Par ailleurs, une masse appliquée sur la borne 7 doit entraîner l'illumination de la LED, et déclencher l'alarme après le temps de rentrée, en même temps que la LED s'éteint.

Les seuls réglages à effectuer sont les suivants :

- 3 temporisations par les ajustables  $R_3$ ,  $R_{13}$  et  $R_{19}$  ;
- fréquence du signal d'alarme par l'ajustable  $R_{22}$ .

En cas de problème, on se servira de la description du montage précédent pour vérifier le bon fonctionnement des différents composants.

### Installation sur le véhicule

Le raccordement de l'alarme aux différents contacts est montré **figure 5**. L'interrupteur sera disposé dans un endroit discret mais facilement accessible au propriétaire.

Des poussoirs similaires à ceux des portes avant seront ajoutés aux portes arrière.

2	4
3	5

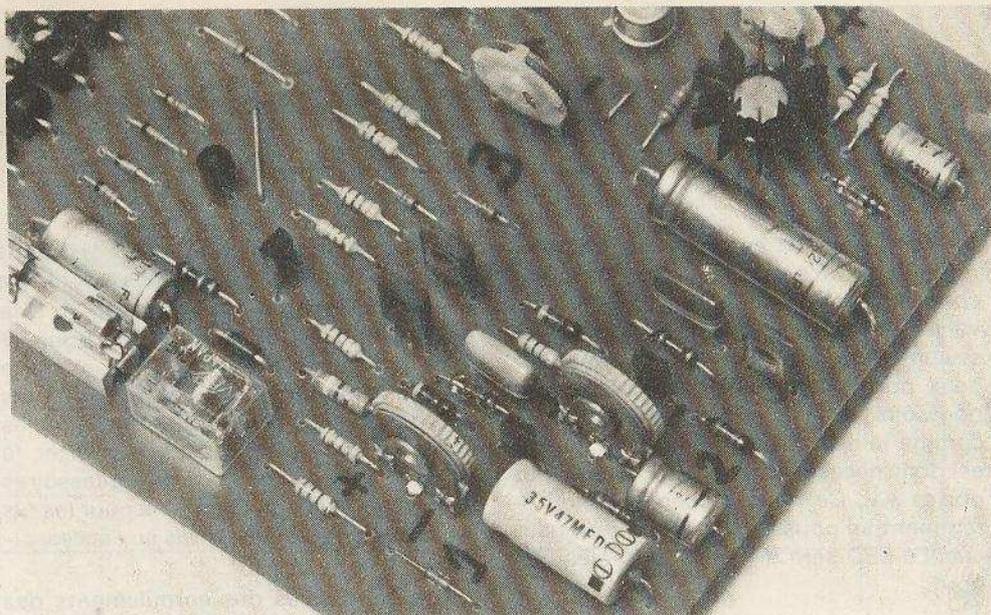


Photo 2. - Le circuit C-MOS « CD4047 ».

Photo 3. - Le porte-fusible pour circuit imprimé, et le petit relais.

Photo 4. - On remarquera, le NE 555 en boîtier rond, doté d'un dissipateur.

Photo 5. - Emploi très pratique d'une barrette « domino » en tant que bornier à vis économique.

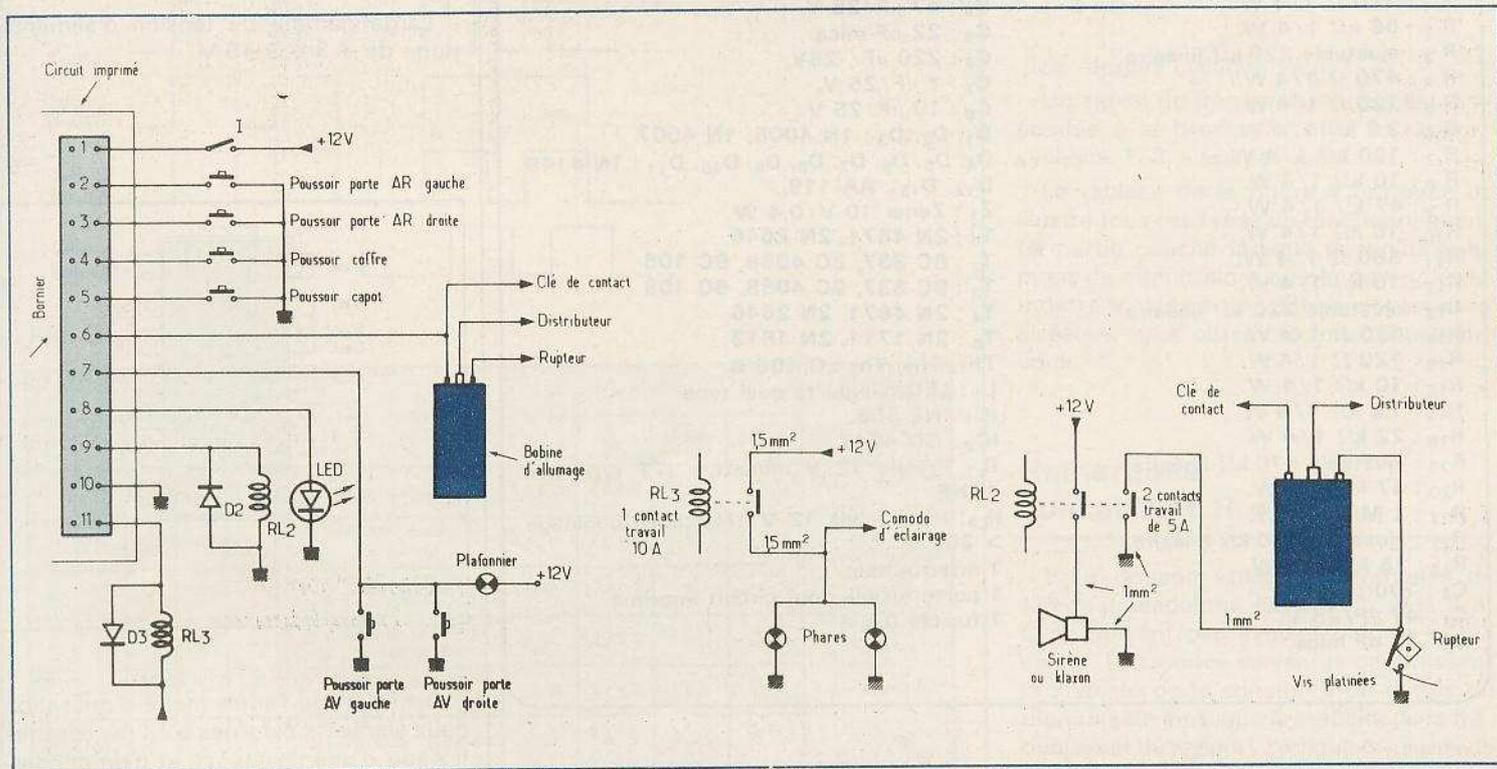
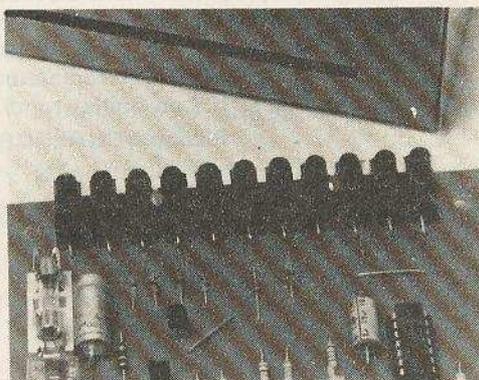


Fig. 5. et 6. - Raccordement de l'alarme au véhicule en fonction des diverses sorties du bornier. Si l'on désire actionner les phares et l'avertisseur on prendra soin d'employer des relais à fort pouvoir de coupure et de fils de raccordements de section suffisante.

re. Si le véhicule est équipé d'un éclairage de coffre, on utilisera le même contact pour l'alarme. Sur la plupart des véhicules équipés de plafonnier, ce dernier s'allume lors de l'ouverture de l'une des deux portes avant. C'est-à-dire que les poussoirs sont disposés en parallèle, comme le montre la **figure 5**. Un seul fil est donc nécessaire pour la protection des portes AV. Ce fil sera connecté indifféremment au poussoir avant droit ou gauche. La LED sera disposée au tableau de bord.

Le boîtier de l'antivol pourra trouver place sous un siège ou dans la boîte à gants si la place est suffisante.

En ce qui concerne les relais de puissance, le mieux est de les fixer près des accessoires qu'ils alimentent, soit en

l'occurrence dans le compartiment moteur. Pour leur commande, il suffira de tirer 2 fils venant des bornes 9 et 11. Une possibilité d'alarme est indiquée **figure 6** mais on peut très bien choisir un autre type de fonctionnement. Dans tous les cas, on veillera à choisir des relais dont les contacts sont capables de supporter le courant consommé par les accessoires qu'ils commandent. De même pour les fils reliant les contacts de relais aux accessoires.

Les résistances des enroulements des relais devront être suffisamment élevées pour ne pas surcharger IC<sub>1</sub> qui ne peut fournir que 200 mA. Le cas échéant, on pourra doter IC<sub>1</sub> et T<sub>5</sub> d'un petit radiateur. (Choisir dans ce cas IC<sub>1</sub> en boîtier rond).

**Philippe CHALBOS**

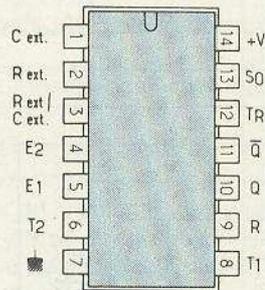
### Nomenclature

R <sub>1</sub> : 220 Ω 1/4 W.	C <sub>4</sub> : 47 μF/25 V.
R <sub>2</sub> : 56 kΩ 1/4 W.	C <sub>5</sub> : 22 nF mica.
R <sub>3</sub> : ajustable 220 kΩ linéaire.	C <sub>6</sub> : 220 μF/25V.
R <sub>4</sub> : 470 Ω 1/4 W.	C <sub>7</sub> : 1 μF/25 V.
R <sub>5</sub> : 120 Ω 1/4 W.	C <sub>8</sub> : 10 μF/25 V.
R <sub>6</sub> : 3,9 kΩ 1/4 W.	D <sub>1</sub> , D <sub>2</sub> , D <sub>3</sub> : 1N 4005, 1N 4007
R <sub>7</sub> : 100 kΩ 1/4 W.	D <sub>4</sub> , D <sub>5</sub> , D <sub>6</sub> , D <sub>7</sub> , D <sub>8</sub> , D <sub>9</sub> , D <sub>10</sub> , D <sub>11</sub> : 1N 4148.
R <sub>8</sub> : 10 kΩ 1/4 W.	D <sub>12</sub> , D <sub>13</sub> : AA 119.
R <sub>9</sub> : 47 kΩ 1/4 W.	Z <sub>1</sub> : Zener 10 V/0,4 W.
R <sub>10</sub> : 10 kΩ 1/4 W.	T <sub>1</sub> : 2N 4871, 2N 2646
R <sub>11</sub> : 680 Ω 1/4 W.	T <sub>2</sub> : BC 337, BC 408B, BC 108
R <sub>12</sub> : 10 kΩ 1/4 W.	T <sub>3</sub> : BC 337, BC 408B, BC 108
R <sub>13</sub> : ajustable 220 kΩ linéaire.	T <sub>4</sub> : 2N 4871, 2N 2646
R <sub>14</sub> : 470 Ω 1/4 W.	T <sub>5</sub> : 2N 1711, 2N 1613
R <sub>15</sub> : 120 Ω 1/4 W.	Th <sub>1</sub> , Th <sub>2</sub> , Th <sub>3</sub> : C 106 D.
R <sub>16</sub> : 10 kΩ 1/4 W.	L <sub>1</sub> : LED n'importe quel type.
R <sub>17</sub> : 1,5 kΩ 1/4 W.	IC <sub>1</sub> : NE 555.
R <sub>18</sub> : 22 kΩ 1/4 W.	IC <sub>2</sub> : CD 4047.
R <sub>19</sub> : ajustable 470 kΩ linéaire.	R <sub>L1</sub> : relais 12 V miniature ITT type MZ 12H6.
R <sub>20</sub> : 47 kΩ 1/4 W.	R <sub>L2</sub> , R <sub>L3</sub> : relais 12 V (résistance bobinage > 300 Ω).
R <sub>21</sub> : 1 MΩ 1/4 W.	1 interrupteur.
R <sub>22</sub> : ajustable 100 kΩ linéaire.	1 porte-fusible pour circuit imprimé.
R <sub>23</sub> : 15 kΩ 1/4 W.	1 fusible 0,5 A.
C <sub>1</sub> : 100 μF/25V.	
C <sub>2</sub> : 47 μF/25 V.	
C <sub>3</sub> : 47 nF mica.	

## Pour en savoir plus sur le CD 4047

Le circuit intégré 4047 est un multivibrateur pouvant fonctionner en astable ou en monostable. C'est un circuit très complet, puisque 6 fonctionnements différents sont possibles au total. Il est présenté dans un boîtier DUAL-IN-LINE 14 broches (**fig. 1**). Sa technologie C-MOS lui procure les avantages suivants :

- Faible consommation.
- Grande immunité au bruit et aux parasites.
- Gamme de température de fonctionnement élevée : - 55 °C à + 125 °C.
- Large gamme de tension d'alimentation : de + 3 V à 15 V.



**Fig. 1**

Dans l'un ou l'autre mode d'utilisation, deux éléments externes sont nécessaires. Il s'agit d'une résistance et d'un condensateur qui servent à déterminer selon le cas, la fréquence du signal de sortie du multivibrateur astable ou la constante de temps du monostable.

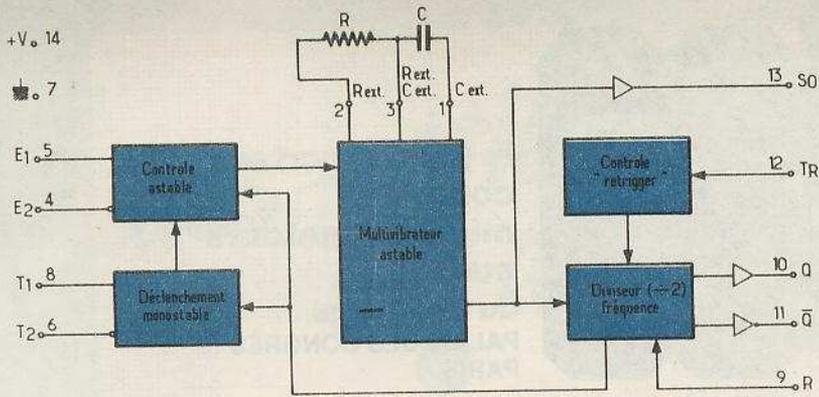
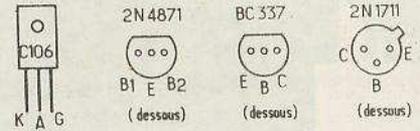


Fig. 2



La figure 2 donne le synoptique du circuit :

$C_{ext}$ ,  $R_{ext}$ ,  $R_{ext}/C_{ext}$ , servent à connecter les éléments R et C de temporisation.

$E_1$  et  $E_2$  sont deux entrées complémentaires permettant de commander l'astable.  $T_R$  est l'entrée du monostable retriggerable.

$T_1$  et  $T_2$  sont deux entrées complémentaires permettant de déclencher le monostable.

R est la remise à zéro.

Q et  $\bar{Q}$  les deux sorties complémentaires.  $S_0$  est la sortie de l'oscillateur (utilisée en mode astable).

Le monostable peut être utilisé de 3 manières différentes :

- a) Monostable « retriggerable ».
- 2) Monostable déclenché par un front de montée.
- 3) Monostable déclenché par un front de descente.

La figure 3 montre les chronogrammes correspondant à chaque type de fonctionnement. Dans les 3 cas, la constante de temps  $t_M$  est donnée par  $t_M = 2,48 R.C$ .

De la même manière, le multivibrateur astable peut être utilisé de 3 façons :

- Astable libre.
- Astable commandé par un état haut.
- Astable commandé par un état bas.

La fréquence du signal de sortie des broches 10 et 11 est donnée par :

$$F = \frac{1}{4,40 R.C}$$

Le rapport cyclique vaut 1/2.

Un signal de fréquence double est disponible à la broche 13 mais le rapport cyclique 1/2 n'est pas garanti.

Le tableau de la figure 4 regroupe et illustre tous ces types de fonctionnement. La partie gauche indique le fonctionnement du circuit alors que la partie droite montre le câblage des différentes broches à réaliser pour obtenir le fonctionnement voulu.

### Remarques concernant R et C

Pour pouvoir utiliser les formules de temps précédentes, les composants R et C ne doivent pas avoir n'importe quelle valeur. Les limites suivantes garantissent la stabilité de la constante de temps du monostable ainsi que la stabilité de la fréquence et du rapport cyclique du signal de sortie en mode astable.

$10 \text{ k}\Omega \leq R \leq 1 \text{ M}\Omega$ .

$C \geq 100 \text{ pF}$  mode astable.

$C \geq 1 \text{ nF}$  mode monostable.

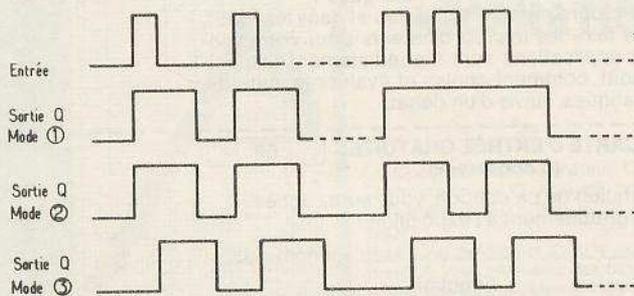


Fig. 3

Entrées						Fonction	Connexion				Période astable ou durée monostable
E1	E2	T1	T2	T <sub>R</sub>	R		+V	Rest	Entrées	Sorties	
H	X	B	H	B	B	Astable libre	4,5,6,14	7,8,9,12	—	10,11,13	$T(10,11) = 4,40 RC$
$\square$	H	B	H	B	B	Astable commandé par un état haut	4,6,14	7,8,9,12	5	10,11,13	
B	$\square$	B	H	B	B	Astable commandé par un état bas	6,14	5,7,8,9,12	4	10,11,13	
B	H	$\square$	B	B	B	Monostable déclenché par un front de montée	4,14	5,6,7,9,12	8	10,11	$T(10,11) = 2,48 RC$
B	H	H	$\square$	B	B	Monostable déclenché par un front de descente	4,8,14	5,7,9,12	6	10,11	
B	H	$\square$	B	$\square$	B	Monostable retriggerable	4,14	5,6,7,9	8,12	10,11	
X	X	X	X	X	H	Remise à zéro de Q Remise à un de $\bar{Q}$					

Fig. 4

# THERMOSTAT

## multi-fonctions

(suite de la p. 97)

### I - Principe de fonctionnement

#### a) Rappel sur les CTN

Les résistances CTN (résistances à coefficient de température négatif) font partie de la classe des résistances non linéaires. Le matériau utilisé pour leur construction est un semi-conducteur composé d'un mélange de poudre d'oxyde de fer, nickel, manganèse, cobalt, tungstène... Ce mélange après mise en forme est fritté à haute température.

La présentation des CTN peut être variable: on les trouve le plus souvent sous forme de plaquettes, disques, bâtonnets ou perles. Les CTN utilisées dans le présent article sont présentées sous forme de petites sphères aplaties.

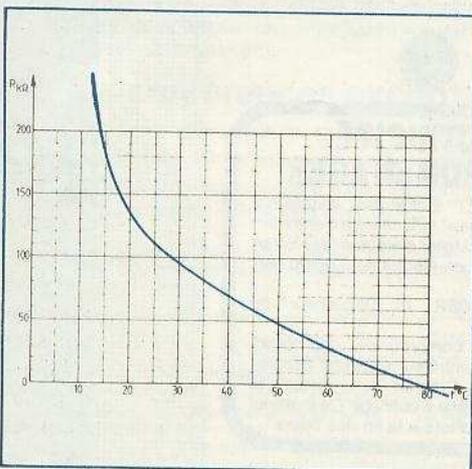


Fig. 1. - Loi de variation de la résistance ohmique d'une CPN de 100 kΩ en fonction de la température ambiante.

La variation de température peut être obtenue de deux façons différentes: soit par chauffage direct par le propre courant traversant la CTN, soit par chauffage indirect. Dans ce dernier cas, le courant circulant dans la CTN est négligeable (quelques dizaines de  $\mu A$ ) et la variation thermique se trouve apportée par une cause extérieure ambiante. La valeur nominale d'une CTN ne se trouve vérifiée qu'aux alentours de 25 °C. La figure 1 montre la loi de variation de la résistance ohmique d'une CTN de 100 kΩ en fonction de la température ambiante. On notera en particulier que la résistance diminue lorsque la température augmente et inversement.

Par ailleurs, cette loi de variation n'est pas linéaire mais se rapprocherait plutôt d'une loi logarithmique. Les températures maximales tolérées vont de 150 à 250 °C.

#### b) Comparaison de deux températures (fig. 2)

En montant 2 CTN identiques respectivement en série avec une résistance de valeur R sous la même tension d'alimentation U, on obtient à leurs extrémités une différence de potentiel que l'on peut exprimer par les relations suivantes:

$$\mu_A = \frac{x_A}{x_A + R} U$$

$$\mu_B = \frac{x_B}{x_B + R} U$$

$x_A$  et  $x_B$  étant les valeurs de résistance des CTN pour des températures  $t_A$  et  $t_B$  données.

Trois cas peuvent se présenter:

1<sup>er</sup> cas:  $t_A < t_B$

En conséquence, étant donné la loi de variation de x en fonction de t:

$$x_A > x_B$$

ou encore:

$$R x_A > R x_B$$

Cette inégalité reste toujours vérifiée par la transformation:

$$R x_A + x_A x_B > R x_B + x_A x_B$$

$$x_A (R + x_B) > x_B (R + x_A)$$

d'où

$$\frac{x_A}{R + x_A} U > \frac{x_B}{R + x_B} U$$

soit:

$$\mu_A > \mu_B$$

2<sup>e</sup> cas:  $t_A = t_B$

Dans ce cas, il est évident que

$$\mu_A = \mu_B$$

3<sup>e</sup> cas:  $t_A > t_B$

La même démonstration que celle appliquée au premier cas permettrait de montrer que

$$\mu_A < \mu_B$$

En définitive, la comparaison de deux températures peut se réaliser par la simple comparaison des potentiels des points A et B.

Par ailleurs, on notera que si l'on remplace la CTN<sub>B</sub> par une résistance d'une valeur fixe  $R_B$ , on obtient, toujours par la même comparaison, un thermostat classique, qui devient réglable si, à la place d'une résistance fixe  $R_B$ , on monte par exemple un potentiomètre.

Enfin, l'expression mathématique du  $\mu = f(x)$ , appliquée à la variation de x en fonction de la température, produit une véritable « linéarisation » de la courbe. L'allure de cette variation se trouve reproduite en figure 3. Grâce à cette linéarité dans une plage non négligeable de températures, il devient tout à fait possible de réaliser par exemple un thermostat comportant des potentiomètres linéaires qui pourront être gradués à intervalles relativement réguliers.

#### c) Le principe de fonctionnement (synoptique en figure 4)

Compte tenu des principes de base dégagés dans les paragraphes précédents, le potentiel disponible au niveau d'un CTN contenu dans une sonde A de référence sera comparé au choix à trois potentiels existants:

- Aux bornes d'un potentiomètre  $P_1$ :

Le thermostat devient un thermostat d'ambiance pouvant par exemple réguler la température du chauffage d'un appartement ou d'une maison.

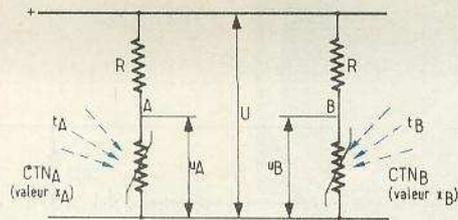
- Aux bornes d'une deuxième CTN logée dans une sonde B:

Le thermostat obtenu est un thermostat différentiel dont le rôle est de comparer deux températures distinctes. Par exemple, dans une maison équipée d'un chauffe-eau solaire et d'un chauffe-eau électrique, un tel thermostat, par action sur une double électrovanne pourra sélectionner le chauffe-eau qui s'impose.

- Aux bornes d'un potentiomètre  $P_2$ :

On obtient un thermostat pouvant contrôler des températures plus élevées, par exemple celles d'un chauffage central ou de l'eau délivrée par un chauffe-eau, ou encore la surveillance de la température de l'eau, de l'huile ou de l'air de refroidissement d'un moteur thermique.

Ces comparaisons sont amplifiées pour aboutir sur un relais dont les contacts permettent les applications souhaitées.



$$u_A = \frac{x_A}{R + x_A} U$$

$$u_B = \frac{x_B}{R + x_B} U$$

3 cas

$$t_A < t_B \Rightarrow x_A > x_B \Rightarrow u_A > u_B$$

$$t_A = t_B \Rightarrow x_A = x_B \Rightarrow u_A = u_B$$

$$t_A > t_B \Rightarrow x_A < x_B \Rightarrow u_A < u_B$$

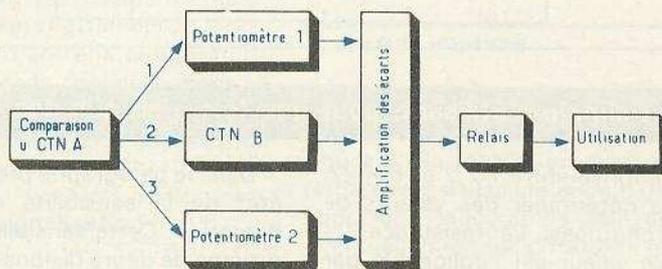
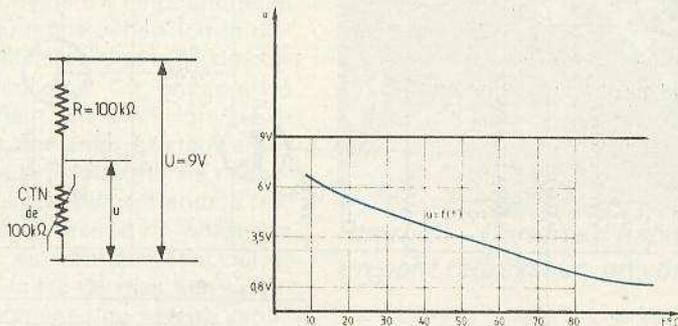


Fig. 2. à 4. – En montant deux CTN identiques respectivement en série avec une résistance de valeur R sous la même tension d'alimentation U, on obtient à leurs extrémités une différence de potentiel.

## II – Fonctionnement électronique (fig. 6)

### a) Alimentation

Dans l'exemple de cet article, la source d'énergie est constituée par le 220 V du secteur. En effet, malgré les consommations minimes de ce thermostat, il faut prévoir les longues durées de fermeture du relais final. En somme, si l'on voulait alimenter le présent appareil à l'aide d'une source de courant continu de 12 V, la capacité de cette dernière devrait être suffisamment importante. Par contre, son installation à bord d'une voiture automobile ne posera aucun problème particulier, il suffira d'éliminer le transformateur et alimenter directement l'entrée du pont redresseur sans avoir à tenir compte de la

polarité d'ailleurs. Le transistor NPN  $T_1$  est monté en régulateur de tension. Les capacités  $C_1$  et  $C_2$  ont pour mission d'assurer un filtrage correct si bien que la tension continue disponible au niveau de l'émetteur de  $T_1$  est de l'ordre de 9 à 9,4 V. Cette constance de la tension d'alimentation est en effet nécessaire si l'on veut obtenir une bonne fidélité du thermostat, malgré les variations de tension secteur se produisant tout au long d'une journée.

### b) Détection du point d'équilibre

Un premier pont est constitué par  $R_2$  et la CTN1 contenue dans la sonde A. Un deuxième pont comprend  $R_3$  et l'ajustable  $A_1$  d'une part, et, au moyen d'un sélecteur,  $R_4$ ,  $P_1$  ou CTN2, ou  $R_5$ ,  $P_2$ , d'autre part. Les potentiels des points

médians de ces deux ponts sont comparés grâce au transistor NPN  $T_2$  qui décèle, par son montage, une éventuelle supériorité du potentiel X par rapport au potentiel Y. En réalité, pour que cette détection puisse se réaliser, il faut bien entendu qu'à un moment donné se produise une circulation de quelques  $\mu A$  dans la jonction base-émetteur de  $T_2$ . Ce dernier doit donc être amené, au moyen d'un réglage dont nous parlerons ultérieurement, à la limite de son point de conduction, du point de vue de sa polarisation. C'est la raison d'être de l'ajustable  $A_1$  qui sera positionné tel que le potentiel X soit supérieur au potentiel Y. (La mesure montre que cette différence est de l'ordre de 0,45 V ; mais attention : pour la mesurer, il faut disposer d'un appareil ayant une impédance d'entrée supérieure au  $M\Omega$ , un appareil du type classique  $20\,000 \Omega/V$  fausserait entièrement cette mesure.) Pour le raisonnement qui suivra, nous supposons le sélecteur en position 2, c'est-à-dire sur CTN2.

Lorsque la température de CTN1 est plus petite que celle de CTN2, le potentiel :  $X + 0,45 V - Y$  devient positif (il était nul dans le cas de l'égalité des températures) et le transistor  $T_2$  conduit légèrement, ce qui a pour effet la circulation d'un courant émetteur-base du transistor NPN  $T_3 - R_6 - Y - CTN2$ . Ce phénomène est une véritable contre-réaction. En effet, ce faible courant supplémentaire, passant par CTN2 produit en réalité une très légère hausse du potentiel Y qui a tendance à diminuer à son tour la conduction de  $T_2$ . Cette contre-réaction est bénéfique et donne à la détection une meilleure stabilité. En particulier, lorsque CTN1 et CTN2 sont disposées dans la même ambiance thermique, si cette contre-réaction n'existait pas, le thermostat risquerait de « battre » au gré du moindre courant d'air sur l'une ou l'autre des sondes. Par contre, cette contre-réaction ne nuit pas du tout à la sensibilité de l'appareil : cette dernière étant de l'ordre du dixième de degré.

Bien entendu, le même raisonnement s'appliquerait au cas où la température de CTN1 deviendrait plus grande que celle de CTN2 et que l'ensemble serait initialement dans la position de conduction de  $T_2$ . Dans ce cas, la contre-réaction se manifesterait par une diminution du potentiel de Y.

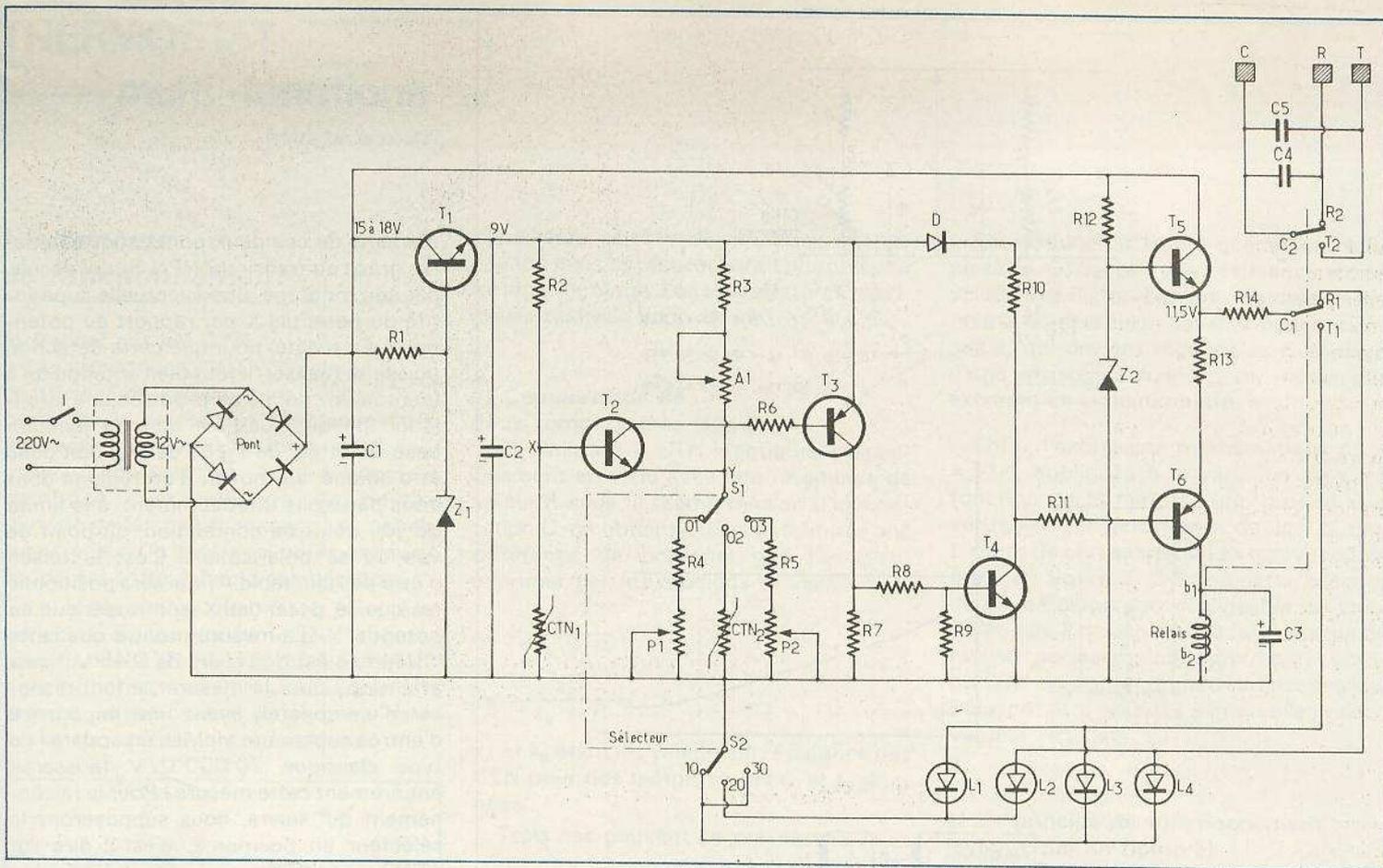


Fig. 6. - Un schéma de principe relativement simple n'utilisant, pour une fois, rien que des transistors.

Enfin, si le sélecteur est placé en position 1 ou 3, où CTN2 est remplacée par des résistances variables, le raisonnement reste tout à fait identique, à la variante près que le fait de caler un potentiomètre sur une valeur donnée revient en réalité à monter une CTN2 placée dans une ambiance thermique fictive, artificiellement imposée.

### c) Amplification des variations

La conduction de T<sub>3</sub> crée une augmentation de potentiel au niveau de sa résistance de collecteur R<sub>7</sub>, augmentation ayant pour effet la conduction du transistor NPN T<sub>4</sub>. Le potentiel du collecteur de ce dernier qui était voisin de la tension d'alimentation au moment du blocage, devient pratiquement voisin de zéro. En définitive, le transistor PNP T<sub>6</sub> se sature (il était bloqué auparavant) et alimente, par son collecteur, la bobine du relais qui se ferme. Le transistor T<sub>6</sub>, chargé de la commande du relais reçoit un courant d'une tension régulée par un second régulateur de tension constitué par T<sub>5</sub> et la zéner Z<sub>2</sub>. Cette disposition offre l'avantage de fournir au relais une tension constante, voisine de sa valeur nominale, ce qui permettra au lecteur de monter n'importe quel relais 12 V dont la résis-

tance est comprise entre 70 Ω et 600 Ω, sans avoir à déterminer des valeurs de résistances chutrices. La résistance R<sub>13</sub> de très faible valeur est négligeable par rapport à celle du relais : son rôle est de stabiliser T<sub>6</sub> en température. La tension disponible au niveau de l'émetteur de T<sub>5</sub> étant supérieure à la tension d'alimentation du thermostat proprement dit, la diode D évite toute élévation de tension côté anode de cette dernière, protégeant ainsi le thermostat de toute perturbation éventuelle.

Dans le paragraphe précédent, il est fait état de la sensibilité du dispositif de détection. Cette sensibilité, de l'ordre du dixième de degré disions-nous, est encore trop grande. En effet, en imaginant la sonde A placée dans une pièce en vue de contrôler la température ambiante, l'expérience montre que les variations de température provoquées au niveau de la sonde par le simple passage d'une personne créant ainsi un léger courant d'air, fait varier la température d'une valeur supérieure à la sensibilité du thermostat

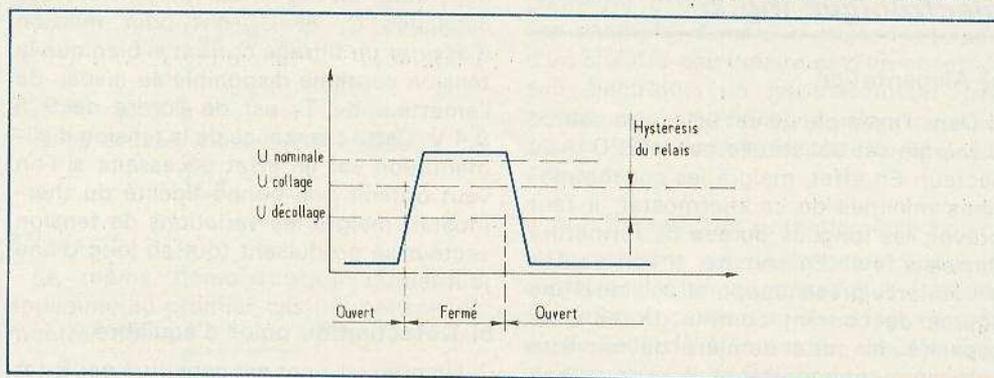


Fig. 5. - Il n'est pas dépourvu d'intérêt de préciser les caractéristiques en tension d'un relais, au moment de l'ouverture et de la fermeture des contacts.

qui risquerait fort de battre lorsque la température se trouve très voisine de celle qui est programmée. Heureusement il n'en est rien dans la pratique, grâce à l'hystérésis que possède tout relais. En fait, tout relais se caractérise par trois tensions : la tension nominale, la tension de collage et la tension de décollage. La **figure 5** met en évidence ce phénomène et l'hystérésis du relais est en fait la différence qui existe entre la tension de collage et de décollage. Ce phénomène s'explique aisément. En effet, lorsque le relais est ouvert, l'entrefer existant entre l'armature fixe et la palette mobile nécessite un courant plus important pour le fermer. Au contraire, lorsque ce relais est fermé, l'entrefer est pratiquement nul et un courant plus faible de maintien suffit. Grâce à ce phénomène donc, toute variation lente de température (variation positive ou négative) fait coller ou décoller le relais du thermostat à un moment donné, de façon nette et sans battements. La différence de réaction entre la température de montée et celle de descente, pour le thermostat décrit dans cet article est de 3 à 4 dixièmes de degrés, ce qui est tout à fait convenable.

#### d) Utilisation et signalisation

Etant donné qu'il s'agit d'un relais 2RT, un premier groupement des contacts Travail et Repos, permet une utilisation extérieure : mise en marche ou coupure d'une chaudière, d'une électrovanne, d'un chauffe-eau, d'un ventilateur, etc. Les capacités  $C_4$  et  $C_5$  créent un antiparasitage ainsi qu'une relative protection des contacts.

Le second groupement RT permet de signaler le fonctionnement du thermostat par l'allumage et l'extinction de « LED » témoins visibles sur la face avant du boîtier.

Cette signalisation est la suivante :

– Sélecteur sur position 1 ou 3 (thermostat classique)

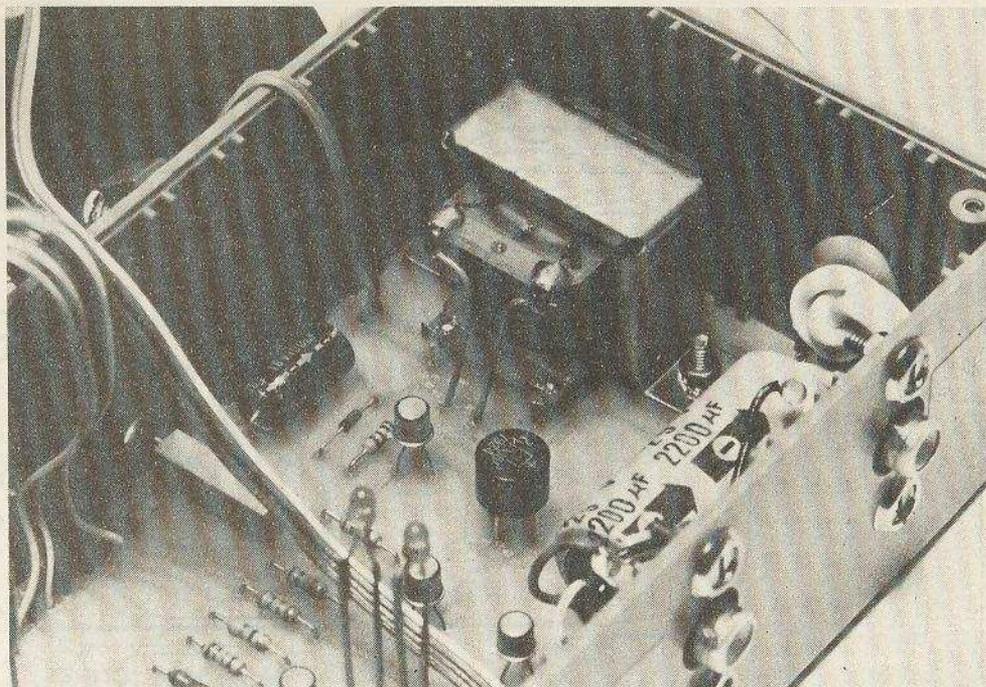
Si  $T_A < \text{programmée}$  — allumage de  $L_3$  (rouge)

Si  $T_A > T$  programmée — allumage de  $L_4$  (verte)

– Sélecteur sur position 2 (thermostat différentiel)

Si  $T_A < T_B$  — allumage de  $L_1$  (jaune)

Si  $T_A > T_B$  — allumage de  $L_2$  (jaune)



**Photo 3.** – Comme d'habitude pour l'alimentation, un transformateur, un pont redresseur, un condensateur de filtrage.

### III – Réalisation pratique

#### a) Circuit imprimé

Réalisé sur une plaquette d'époxy de  $140 \times 80$ , il est représenté à l'échelle 1 en **figure 7**. Sa réalisation n'appelle aucune remarque particulière si ce n'est celle d'y apporter beaucoup de soin en utilisant éventuellement les différents produits de transfert disponibles dans le commerce.

Avant de passer à la réalisation de ce circuit imprimé, il convient de s'assurer du brochage du relais que l'on se sera procuré et qui risque de ne pas être le même que celui utilisé dans cet article. Tous les trous sont percés à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre pour les résistances, diodes et transistors et de 1 mm de diamètre pour les capacités et pastilles de liaison avec les nappes multiconducteurs.

#### b) Implantation des composants (fig. 8)

Comme de coutume, on implantera en premier lieu les résistances, diodes et capacités (attention à leur polarité). Ensuite on passera aux transistors et au relais. En ce qui concerne l'ajustable multitours  $A_1$ , il est recommandé de la placer avant son montage en position médiane (environ  $50 \text{ k}\Omega$ ). Ainsi il sera très proche de sa valeur définitive de tarage. Il est important de bien veiller aux liaisons du module vers le sélecteur et les potentiomètres. L'expérience montre qu'une erreur de branchement arrive si vite... L'ordre, la méthode sont les seuls alliés de l'électronicien amateur (de l'électronicien

professionnel également, d'ailleurs). La précipitation, la hâte d'avoir fini pour « voir si ça marche » sont les pires ennemis...

#### Mise en coffret

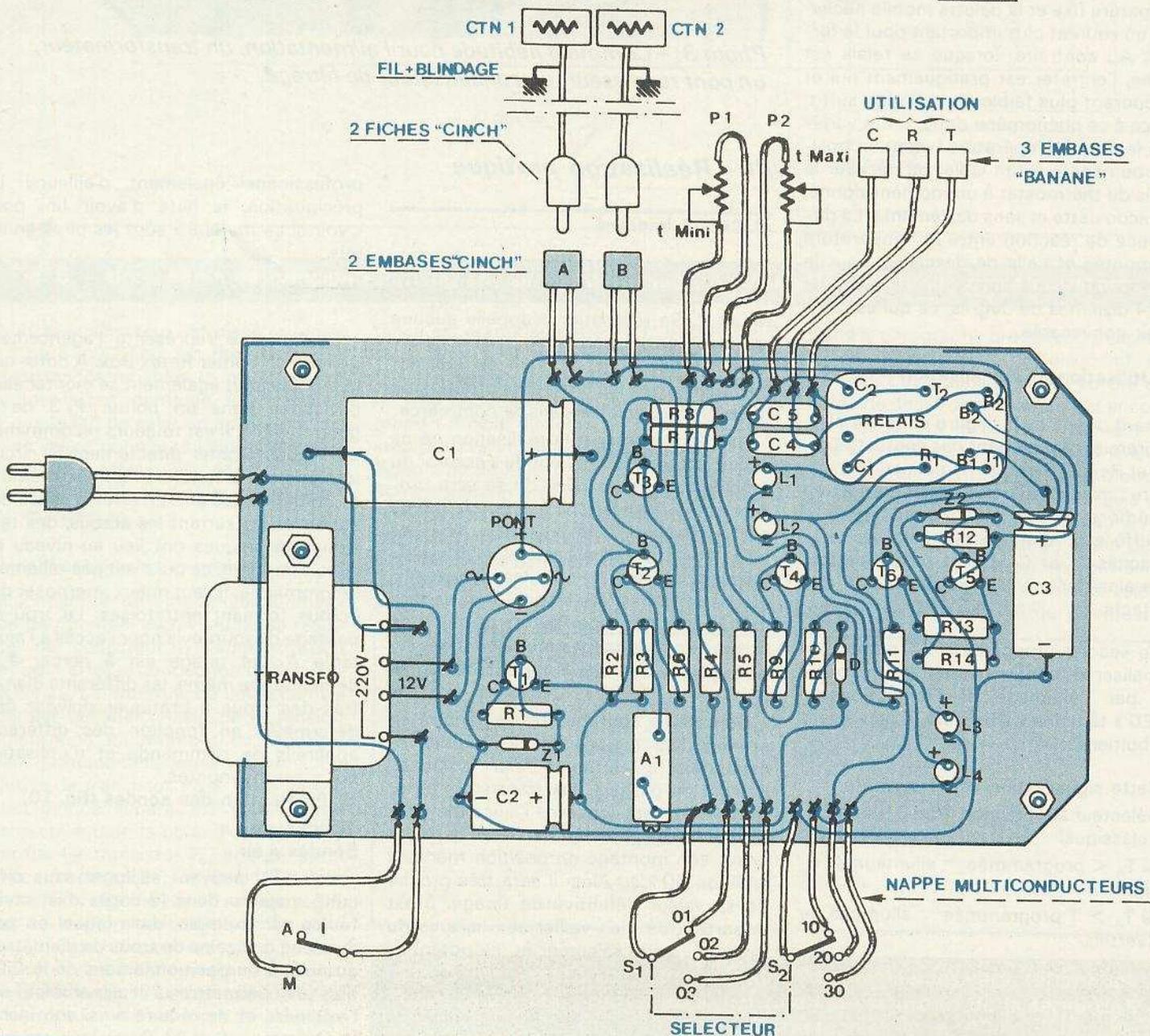
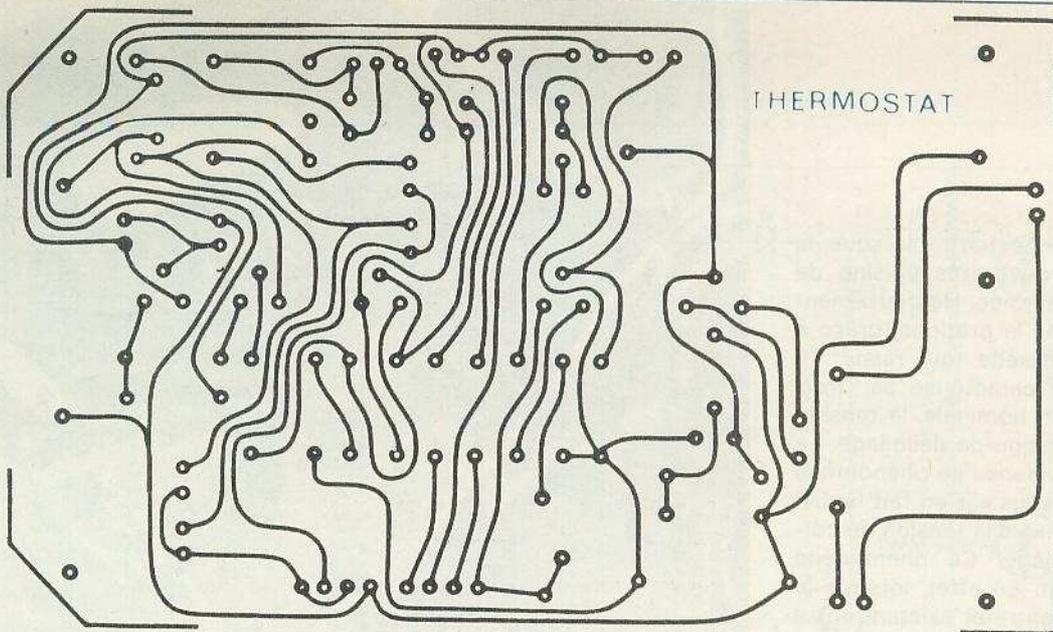
La **figure 9** représente l'agencement général du boîtier Retex Box. A noter que le module peut également se monter sans difficultés dans un boîtier P/3 de la gamme Téko. Il est toujours recommandé de ne pas monter directement le circuit imprimé sur le fond d'un boîtier, même si ce boîtier est isolant. En effet, à cause des soudures, en serrant les écrous, des tensions mécaniques ont lieu au niveau du circuit imprimé, ce qui n'est pas tellement recommandé. Il vaut mieux interposer des écrous formant entretoises. Le trou de passage du tournevis pour l'accès à l'ajustable  $A_1$  de tarage est à percer à la demande. De même, les différents diamètres des trous à pratiquer doivent être déterminés en fonction des différents appareils de commande et d'utilisation qui y seront montés.

#### d) Fabrication des sondes (fig. 10)

##### Sondes « air »

##### Sondes « air »

Les CTN peuvent se loger sans difficulté majeure dans le corps d'un stylo-feutre par exemple, dans lequel on percera une quinzaine de trous de diamètre 2 au niveau du positionnement de la CTN, afin de permettre à l'air ambiant de l'atteindre et de réduire ainsi son inertie thermique.



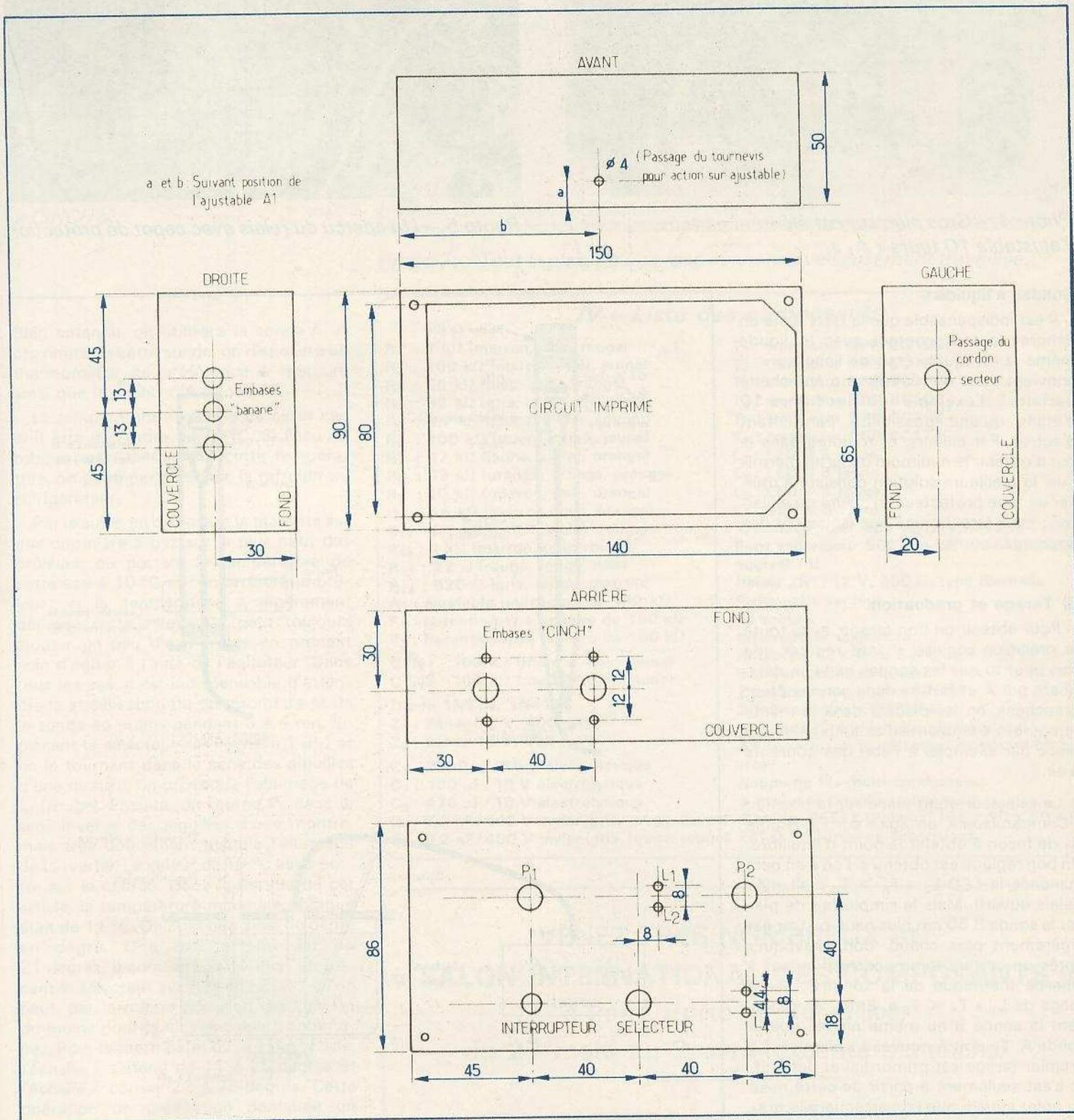


Fig. 7. à 9. - Le tracé du circuit imprimé se reproduira facilement puisqu'il est publié grandeur nature. Le procédé de transfert directement conduira aux meilleurs résultats compte tenu de sa souplesse d'emploi. Implantation des éléments toujours aussi claire. Possibilité de plan de perçage du coffret.

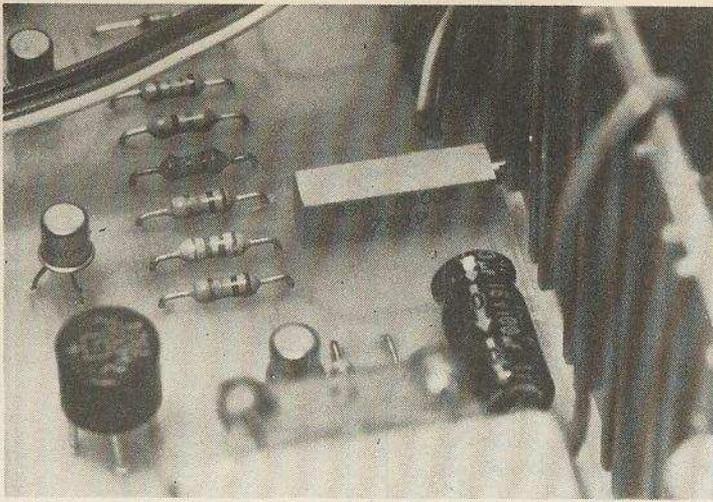


Photo 4. – Gros plan sur cet élément curieux, l'ajustable 10 tours « A<sub>1</sub> ».

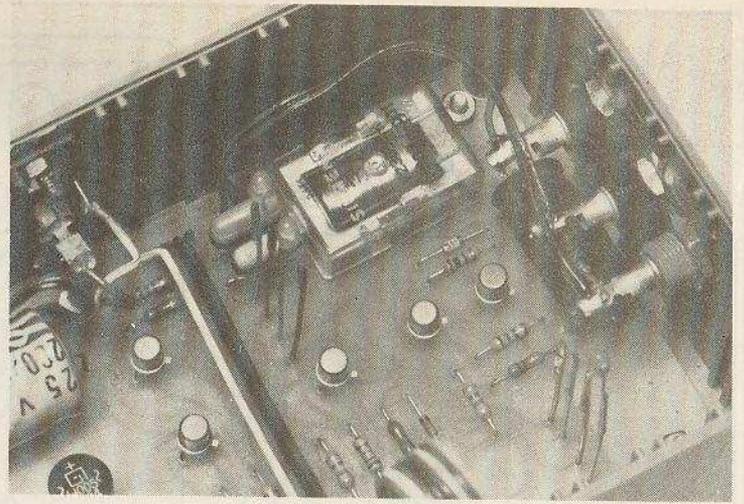


Photo 5. – Un aperçu du relais avec capot de protection.

### Sondes « liquide »

Il est indispensable que la CTN reste en dehors de tout contact avec le liquide même si ce liquide était de l'eau pure. Il convient donc de réaliser une étanchéité parfaite; l'exemple de la figure 10 n'étant qu'une possibilité parmi tant d'autres. Par ailleurs, et toujours dans le but d'obtenir le minimum d'inertie thermique, la meilleure solution consiste à utiliser un tube protecteur en cuivre ou en laiton; mais attention au bon isolement des soudures.

### d) Tarage et graduation

Pour obtenir un bon tarage, avec toute la précision requise, il faut repérer une fois pour toutes les sondes que l'on désignera par A et B. Ces deux sondes étant branchées, on les placera dans la même température ambiante (l'air ambiant d'une pièce par exemple) à l'abri des courants d'air.

Le sélecteur étant placé sur la position « Comparaison », on agira sur l'ajustable A<sub>1</sub> de façon à obtenir le point d'équilibre. Un bon réglage est obtenu si l'on a en permanence la LED L<sub>2</sub> « T<sub>A</sub> > T<sub>B</sub> » allumée (relais ouvert). Mais le simple fait de placer la sonde B 50 cm plus haut, où l'air est légèrement plus chaud, doit provoquer après un certain temps correspondant à l'inertie thermique de la sonde B, l'allumage de L<sub>1</sub> « T<sub>A</sub> < T<sub>B</sub> ». Enfin, en replaçant la sonde B au même niveau que la sonde A, L<sub>2</sub> doit à nouveau s'allumer. Ce premier tarage est primordial et définitif, et c'est seulement à partir de cette mise au point initiale que l'on attaquera la graduation des potentiomètres.

La meilleure solution consiste à utiliser une sonde « liquide » que l'on plongera dans l'eau contenue dans une marmite ayant une capacité suffisamment grande.

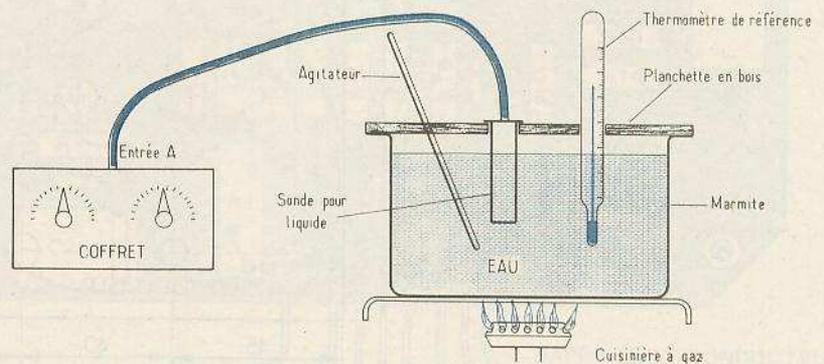
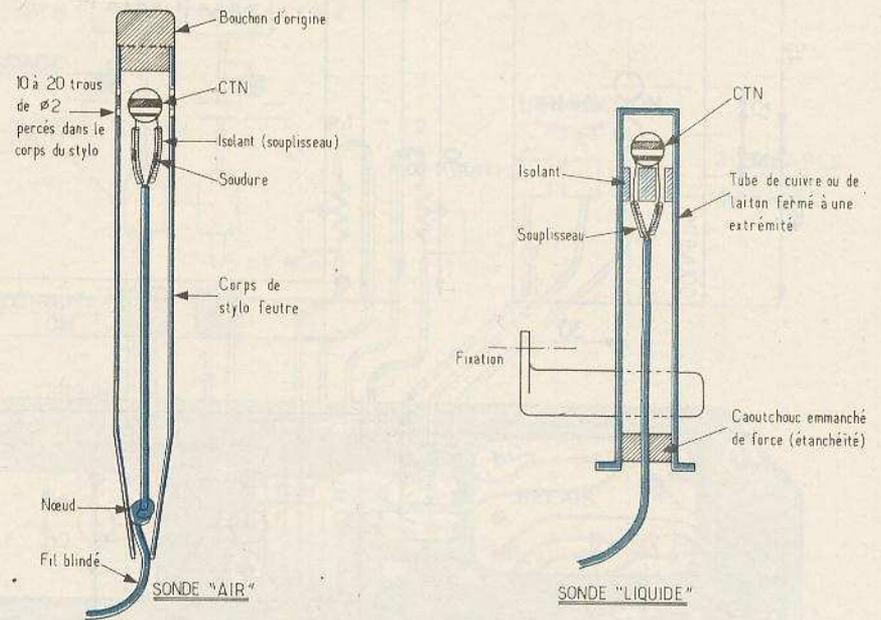


Fig. 10. et 11. – Détails pratiques de réalisation des sondes « air » et « liquide », et notamment protection de cette dernière. Méthode, désormais connue et simpliste, d'étalonnage de l'appareil réalisé.

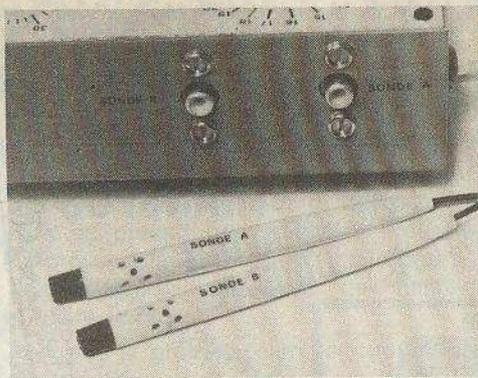


Photo 6. – Les sondes telles qu'elles se présentent et les fiches de raccordement au boîtier du type « CINCH ».

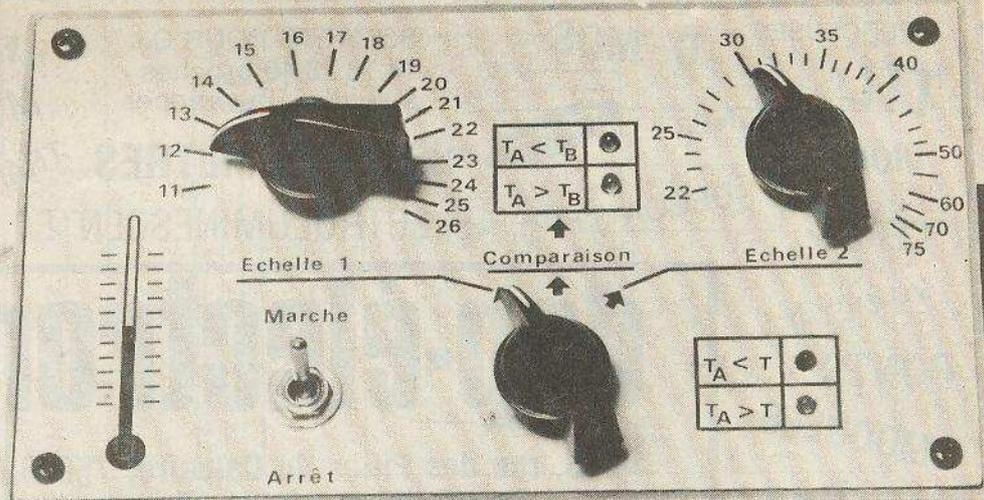


Photo 7. – Tout le plaisir d'une face avant merveilleusement travaillée.

Bien entendu, on utilisera la sonde A. A proximité de cette sonde, on disposera un thermomètre de préférence à mercure ainsi que le montre la figure 11.

La température minimale de cette eau doit être de l'ordre de 10 °C. Si l'eau du robinet est supérieure à cette température, on peut, par exemple, la refroidir au réfrigérateur.

Par la suite, en disposant la marmite sur une cuisinière à gaz sur le plus petit des brûleurs, on portera la température de cette eau à 10 °C et l'on arrêtera le brûleur; si la température a légèrement dépassé cette valeur, on peut toujours ajouter un peu d'eau froide en prenant soin d'agiter à l'aide de l'agitateur. Dans tous les cas, il est indispensable d'attendre la stabilisation du thermomètre et de la sonde au moins pendant 3 à 4 mn. En plaçant le sélecteur sur l'échelle 1 (P<sub>1</sub>) et en le tournant dans le sens des aiguilles d'une montre, on provoque l'allumage de L<sub>3</sub> (rouge). Ensuite, on tourne P<sub>1</sub> dans le sens inverse des aiguilles d'une montre, mais très doucement jusqu'à l'allumage de L<sub>4</sub> (verte). La valeur de 10 °C est à porter sur le cadran. Dans l'exemple de cet article, la température minimale obtenue était de 11 °C. On continue ainsi de degré en degré. Une fois atteint 20 ou 21 degrés, il convient de vérifier, en plaçant le sélecteur sur l'échelle 2 (P<sub>2</sub>) si l'on peut, par la même occasion graduer P<sub>2</sub>, du moins pour quelques valeurs communes. Pour le thermostat du présent article, l'échelle 1 s'étend de 11 à 26 degrés et l'échelle 2 couvre 22 à 75 degrés. Cette opération de graduation demande un minimum de patience : du sérieux et de la bonne conduite de cette petite... cuisine dépend la précision ultérieure du thermostat.

Robert KNOERR

#### IV – Liste des composants

R<sub>1</sub> : 1 kΩ (marron, noir, rouge)  
 R<sub>2</sub> : 100 kΩ (marron, noir, jaune)  
 R<sub>3</sub> : 68 kΩ (bleu, gris, orange)  
 R<sub>4</sub> : 82 kΩ (gris, rouge, orange)  
 R<sub>5</sub> : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)  
 R<sub>6</sub> : 100 kΩ (marron, noir, jaune)  
 R<sub>7</sub> : 47 kΩ (jaune, violet, orange)  
 R<sub>8</sub> : 33 kΩ (orange, orange, orange)  
 R<sub>9</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange)  
 R<sub>10</sub> : 15 kΩ (marron, vert, orange)  
 R<sub>11</sub> : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)  
 R<sub>12</sub> : 1 kΩ (marron, noir, rouge)  
 R<sub>13</sub> : 22 Ω (rouge, rouge, noir)  
 R<sub>14</sub> : 820 Ω (gris, rouge, marron)  
 A<sub>1</sub> : ajustable multitours de 100 kΩ  
 P<sub>1</sub> : potentiomètre linéaire de 100 kΩ  
 P<sub>2</sub> : Potentiomètre linéaire de 100 kΩ  
 CTN1 : 100 kΩ (marron, noir, jaune)  
 CTN2 : 100 kΩ (marron, noir, jaune)  
 Diode 1N914, 1N4148  
 Z<sub>1</sub> : Zéner 10 V, 400 mW  
 Z<sub>2</sub> : Zéner 12 V, 400 mW  
 C<sub>1</sub> : 2200 μF/25 V électrolytique  
 C<sub>2</sub> : 100 μF/16 V électrolytique  
 C<sub>3</sub> : 470 μF/16 V électrolytique  
 C<sub>4</sub> : 8,2 nF/400 V mylar (gris, rouge, rouge)  
 C<sub>5</sub> : 8,2 nF/400 V mylar (gris, rouge, rouge)

T<sub>1</sub> : transistor NPN BC108  
 T<sub>2</sub> : transistor NPN BC108  
 T<sub>3</sub> : transistor PNP BC177  
 T<sub>4</sub> : transistor NPN BC108  
 T<sub>5</sub> : transistor NPN BC108  
 T<sub>6</sub> : transistor PNP BC177  
 L<sub>1</sub> : LED Ø 3 jaune  
 L<sub>2</sub> : LED Ø 3 jaune  
 L<sub>3</sub> : LED Ø 3 rouge  
 L<sub>4</sub> : LED Ø 3 verte  
 Transformateur 220 V/12 V, 0,15 A  
 Pont redresseur 500 mA (W005/7924 ou équivalent)  
 Relais ZRT/12 V, 300 Ω, type Siemens  
 Fiche mâle secteur  
 Fil secteur  
 Interrupteur unipolaire  
 Rotacteur (2 × 6 ou 3 × 4 ou 4 × 3, ce dernier convenant le mieux)  
 2 embases femelles « CINCH »  
 2 fiches mâles « CINCH »  
 Fil blindé (1 conducteur plus blindage)  
 3 fléchettes pour sélecteur et potentiomètres  
 Nappe de fils multi-conducteurs  
 3 embases femelles « banane »  
 1 boîtier RETEX (Polibox) 155 × 90 × 50 ou  
 TEKO P/3 mêmes dimensions.

VENEZ TRES NOMBREUX AU  
**« SALON INTERNATIONAL DES COMPOSANTS »**  
 à Paris, Porte de Versailles,  
 du 27 mars au 2 avril (excepté dimanche)  
 sur notre stand n° 51, allée 2  
 vous bénéficierez de l'offre d'abonnement  
**« SPECIAL SALON ».**

# BRUITEUR pour circuits routiers

(suite de la p. 96)

Le tracé est très clair et ne demande pas de précautions spéciales. Pour les photo-coupleurs et les circuits intégrés, il est préférable d'employer des pastilles transferts.

Après la gravure, éliminer toute trace de perchlore par un rinçage à grande eau. Un dernier polissage au Mirror redonnera au cuivre un aspect brillant indispensable pour de bonnes soudures.

Percer les différents trous à 0,7 mm pour les CI, et à 1,2 mm pour les pastilles. Les 4 trous de fixation seront réalisés à l'aide d'un foret de 3,5 mm.

Souder les composants selon la figure 3. Respecter le sens des éléments actifs. Pour les habitués des circuits intégrés l'emploi de support n'est pas impératif. Vérifier la qualité des soudures pour éviter tout court-circuit

## III - Câblage coffret

Percer le fond du coffret selon la figure 4. Percer également l'arrière du boîtier pour les 2 douilles et le fil secteur.

Le couvercle sera percé selon la figure 5. En ce qui concerne les trous pour le haut-parleur, la bonne solution consiste à coller une feuille quadrillée à petits carreaux pour un perçage précis. On utilisera pour cela un foret de 1,2 mm. Afin d'ébavurer les perçages, utiliser un foret de 3 mm que l'on fera affleurer.

Fixer le haut-parleur à l'aide de l'Araldite. Choisir de préférence, un modèle à bords plats afin que le collage soit efficace. Fixer aussi les potentiomètres et l'interrupteur.

Mettre en place le circuit imprimé à l'aide de vis de 3 mm. Il faudra le surélever avec un empilage de 2 écrous 4 mm.

Effectuer le câblage intérieur selon la figure 6. Afin d'éviter toute erreur préjudiciable aux composants, on emploiera de préférence du fil de couleur.

Après une vérification sérieuse, on pourra brancher le secteur.

## IV - Essais Branchements

Mettre le volume à moitié. Basculer l'interrupteur sur «manuel». En agissant sur le potentiomètre «Essai manuel», le son dans le H.P. doit augmenter en fréquence.

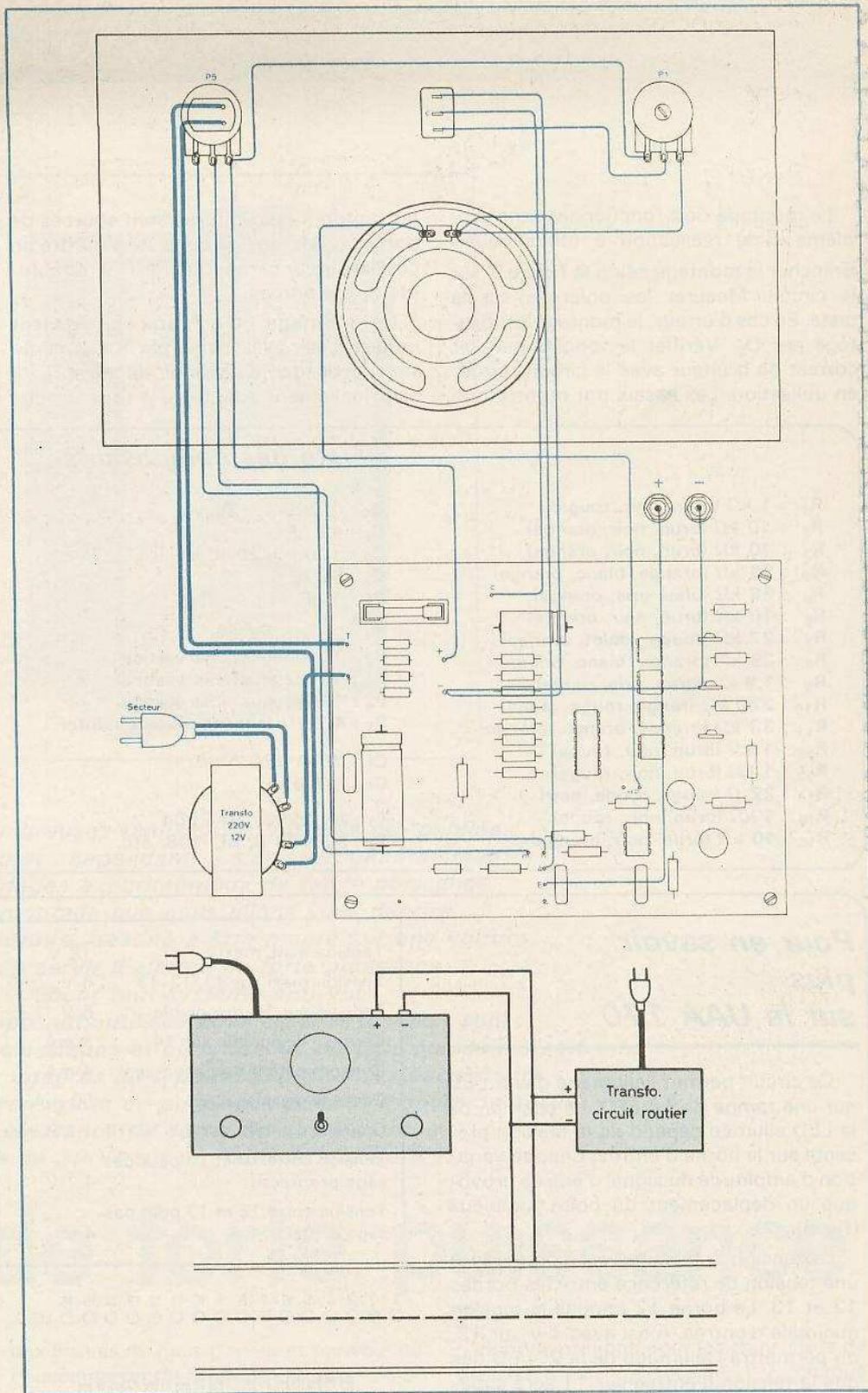


Fig. 6. et 7. - Plan de câblage général du bruiteur et raccordement de l'ensemble au circuit routier.

Après une certaine position, on doit entendre la fréquence changer. Régler  $P_2$  pour obtenir une bonne variation par rapport à la fréquence de la 1<sup>re</sup> vitesse. Faire plusieurs essais (1<sup>er</sup>, 2<sup>e</sup>). Passer à la 3<sup>e</sup> vitesse et régler le potentiomètre  $P_3$  de la même manière. Finir ensuite par le

réglage 4<sup>e</sup> vitesse grâce à  $P_4$ . Eviter les sursrégimes le moteur froid !

Passer sur Auto. Brancher sur les douilles 12 V un générateur de tension (0 à 14 V) en respectant les polarités. Le son dans le H.P. doit être équivalent aux premiers essais.

Le montage doit fonctionner sans problème si la réalisation a été sérieuse. Brancher le montage selon la **figure 7** sur le circuit. Mesurer les polarités sur la piste. En cas d'erreur, le montage est protégé par D<sub>5</sub>. Vérifier le fonctionnement correct du bruiteur avec le circuit routier en utilisation. Les essais ont montré que

les moteurs des voitures sont sources de parasites. Le remède consiste à mettre un condensateur céramique de 1 nF directement aux bornes.

Le montage, d'un prix de revient modeste, sera réalisable par tous, même sans posséder d'appareil de mesure. Il sera facilement adaptable à tous les cir-

cuits de course et pourra être utilisé pour d'autres applications. On peut envisager ainsi d'enregistrer des bruitages pour sonoriser des diapos ou un film. Enfin, vous serez agréablement surpris par l'effet de « changement de vitesse ».

Daniel ROVERCH

### Liste des composants

R<sub>1</sub> : 1 kΩ (brun, noir, rouge)  
 R<sub>2</sub> : 10 kΩ (brun, noir, orange)  
 R<sub>3</sub> : 10 kΩ (brun, noir, orange)  
 R<sub>4</sub> : 39 kΩ (orange, blanc, orange)  
 R<sub>5</sub> : 68 kΩ (bleu, gris, orange)  
 R<sub>6</sub> : 10 kΩ (brun, noir, orange)  
 R<sub>7</sub> : 27 kΩ (rouge, violet, orange)  
 R<sub>8</sub> : 39 kΩ (orange, blanc, orange)  
 R<sub>9</sub> : 1,8 kΩ (brun, gris, rouge)  
 R<sub>10</sub> : 220 kΩ (rouge, rouge, jaune)  
 R<sub>11</sub> : 33 kΩ (orange, orange, orange)  
 R<sub>12</sub> : 1 kΩ (brun, noir, rouge)  
 R<sub>13</sub> : 1 kΩ (brun, noir, rouge)  
 R<sub>14</sub> : 22 Ω (rouge, rouge, noir)  
 R<sub>15</sub> : 1 kΩ (brun, noir, rouge)  
 R<sub>16</sub> : 10 kΩ (brun, noir, orange)

C<sub>1</sub> : 1 000 μF / 25 V  
 C<sub>2</sub> : 47 nF  
 C<sub>3</sub> : 100 μF / 25 V  
 C<sub>4</sub> : 68 nF  
 C<sub>5</sub> : 1 nF

P<sub>1</sub> : 22 kΩ linéaire.  
 P<sub>2</sub> : 10 kΩ ajustable vertical.  
 P<sub>3</sub> : 10 kΩ ajustable vertical.  
 P<sub>4</sub> : 10 kΩ ajustable vertical.  
 P<sub>5</sub> : 4,7 kΩ logarithmique av. inter.

CI<sub>1</sub> : UAA 170.  
 CI<sub>2</sub> : NE 555.

T<sub>1</sub> : 2N 2905, 2N 2904  
 T<sub>2</sub> : BC 408 B, BC 108, etc.

D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub>, D<sub>4</sub>, D<sub>5</sub> : 1 N 4003.  
 D<sub>6</sub>, D<sub>7</sub>, D<sub>8</sub> : 1 N 914, 1 N 4148

PC<sub>1</sub> à PC<sub>4</sub> : photo-coupleur TIL 111.

2 boutons.  
 1 transfo 220 V 12 V 0,5 A.  
 1 porte-fusible pour circuit imprimé.  
 1 refroidisseur pour TO 92.  
 1 H.P. 4 à 100 Ω.  
 1 inverseur 2 positions.  
 2 douilles 4 mm.  
 1 circuit imprimé.  
 1 coffret Teko 363 plastique.  
 Fils, visserie, picots, etc.

### Pour en savoir plus sur le UAA 170

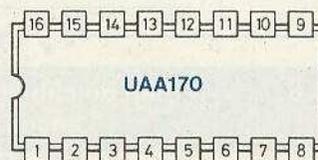
Ce circuit permet l'allumage d'une LED sur une rampe de 16 LED. La position de la LED allumée dépend de la tension présente sur la borne d'entrée. Chaque variation d'amplitude du signal d'entrée provoque un déplacement du point lumineux (fig. a).

La tension à mesurer est comparée à une tension de référence entre les bornes 12 et 13. La borne 12 impose la tension minimale d'entrée. Ainsi avec 1 V sur 12, on permettra l'allumage de la 2<sup>e</sup> LED dès que la tension d'entrée sur 11 sera supérieure à 1 V. En-dessous de 1 V, la 1<sup>re</sup> reste allumée. La borne 13 fixe le potentiel supérieur qui maintient la 16<sup>e</sup> LED éclairée. Avec 5 V par exemple, sur cette borne, toute tension égale ou supérieure active la 16<sup>e</sup> LED.

On a en plus la possibilité d'un passage brutal entre 2 LED avec une tension entre borne 12 et 13 supérieure à 4 V. Pour 1,2 V on passera progressivement d'une LED à l'autre. A vous de choisir.

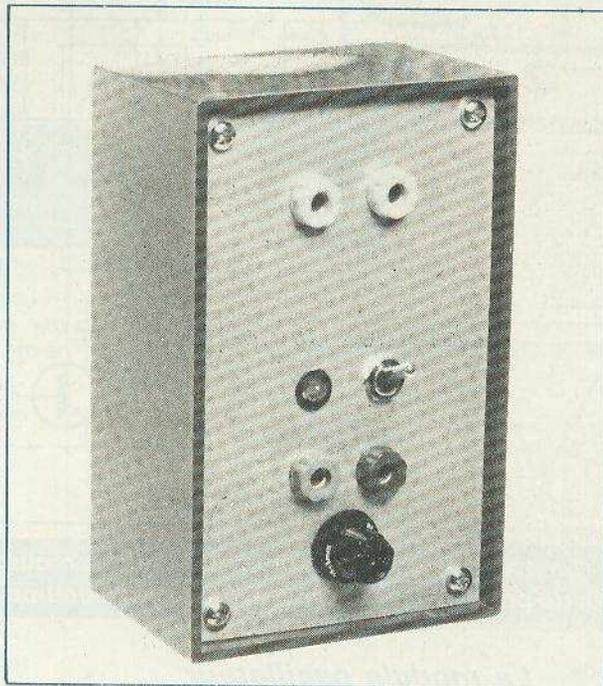
Tension alim. maxi	18 V
Tension maxi sur 11-12-13	6 V
Tension sur 14 disponible	5 V
Courant disponible sur 14	3 mA
Consommation du circuit seul	4 mA
Courant maxi des LED	50 mA
Courant d'entrée sur 11-12-13	1 à 2 μA
Tension entre 12 et 13 pour passage progressif	1,2 V
Tension entre 12 et 13 pour passage brutal	4 V

1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16  
 ○ ● ○ ○ ○ ○ ○ ○ ○ ○ ○ ○ ○ ○ ○ ○ ○ ○ LEDS



Le courant circulant dans la LED concernée ne dépend que de la valeur de R entre bornes 14 et 16. En outre, une tension stabilisée est disponible sur la borne 14.

Br.	Fonctions
1	Masse
2	Cathodes LED 1-2-3-4
3	Cathodes LED 5-6-7-8
4	Cathodes LED 9-10-11-12
5	Cathodes LED 13-14-15-16
6	Anodes LED 4-5-12-13
7	Anodes LED 3-6-11-14 <sup>9</sup>
8	Anodes LED 2-7-10-15
9	Anodes LED 1-8-9-16
10	+ Alimentation
11	Tension d'entrée
12	Tension référence mini
13	Tension référence maxi
14	Référence 5 V
15	Plage de variation de luminosité des LED
16	Réglage de luminosité des LED



**D**E nombreuses réalisations ont déjà été publiées sur ce sujet ; cependant, il s'agissait généralement de montages expérimentaux de faible puissance. Le montage que nous allons vous décrire est, au contraire, destiné à être monté sur une voiture, ou à servir d'alarme de forte puissance pour tout système anti-vol. Les composants utilisés pour cette réalisation sont extrêmement classiques et bien connus de tous puisqu'il s'agit de circuits intégrés du type NE555 pour les oscillateurs et de quatre transistors de puissance pour le module de sortie. La puissance de sortie de notre montage sera de 30 W sur un haut-parleur de 8 Ω.

## SIRÈNE de forte puissance

### Le module de puissance (fig. 1)

Nous emploierons pour ce montage un étage de puissance à sortie différentielle ; c'est-à-dire que les deux bornes du haut-parleur seront attaquées en opposition de phase. Rappelons que dans les étages de sorties classiques, une des bornes du haut-parleur se trouve à la masse, et seule la seconde reçoit la modulation.

Le montage à sortie différentielle nous permet de doubler l'excursion en tension

aux bornes du haut-parleur et par voie de conséquence de multiplier notre puissance de sortie par quatre. Voyons donc dans notre cas quelle puissance efficace nous pourrions sortir.

Nous savons que :

$$P = \frac{U^2}{R}$$

avec :

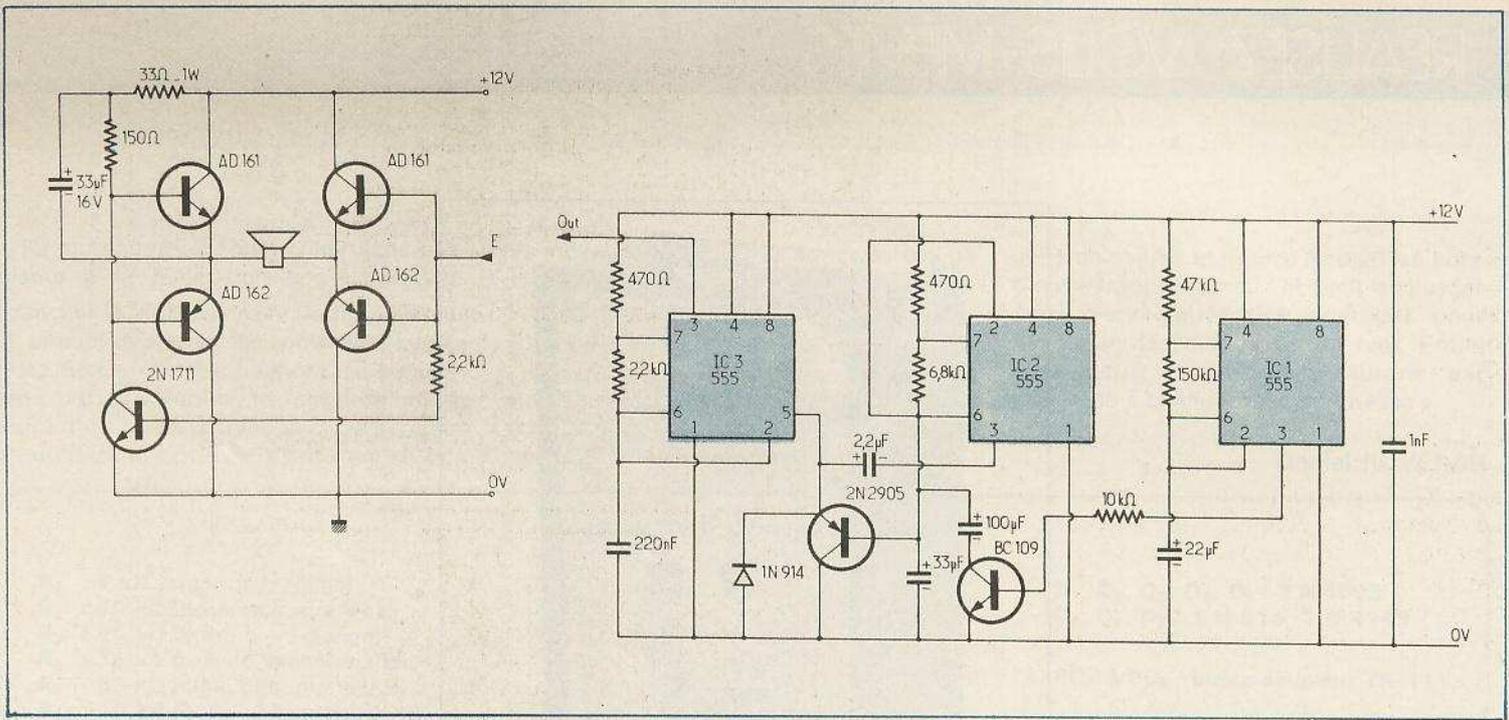
P = puissance efficace

U = tension efficace

R = impédance du haut-parleur

Si nous prenons pour les transistors de puissance un  $V_{ce\ sat.}$  de 1 V, chaque push-pull pourra sortir une dynamique de 10 V (pour 12 V d'alimentation). Nous disposerons donc aux bornes du haut-parleur d'une dynamique de 20 V, soit une tension de 20 V crête à crête. Puisque notre sirène fonctionne en signaux carrés, la tension efficace développée sur le haut-parleur sera égale à 1/2 de la tension crête à crête, soit 10 V efficaces.

La puissance disponible sur un haut-parleur de 4 Ω sera donc de 25 W efficaces.



**Fig. 1. et 2. – Montage hybride construit autour de composants électroniques désormais connus de nos lecteurs. Double « push-pull » de sortie pour l'amplificateur de puissance équipé de transistors « germanium ».**

Les push-pulls seront réalisés à l'aide de transistors AD161 et AD162 montés de manière tout à fait classique. L'inversion de phase entre les deux pushes sera assurée par le transistor 2N1711 monté en émetteur commun.

Il est à noter que le schéma de cet étage de puissance a pu être grandement simplifié par le fait que nous fonctionnons en signaux carrés ; en effet, il est ici inutile de s'occuper des problèmes de distorsion de recouvrement qui seraient apparus en présence de signaux sinusoïdaux.

### **Le module oscillateur (fig. 2)**

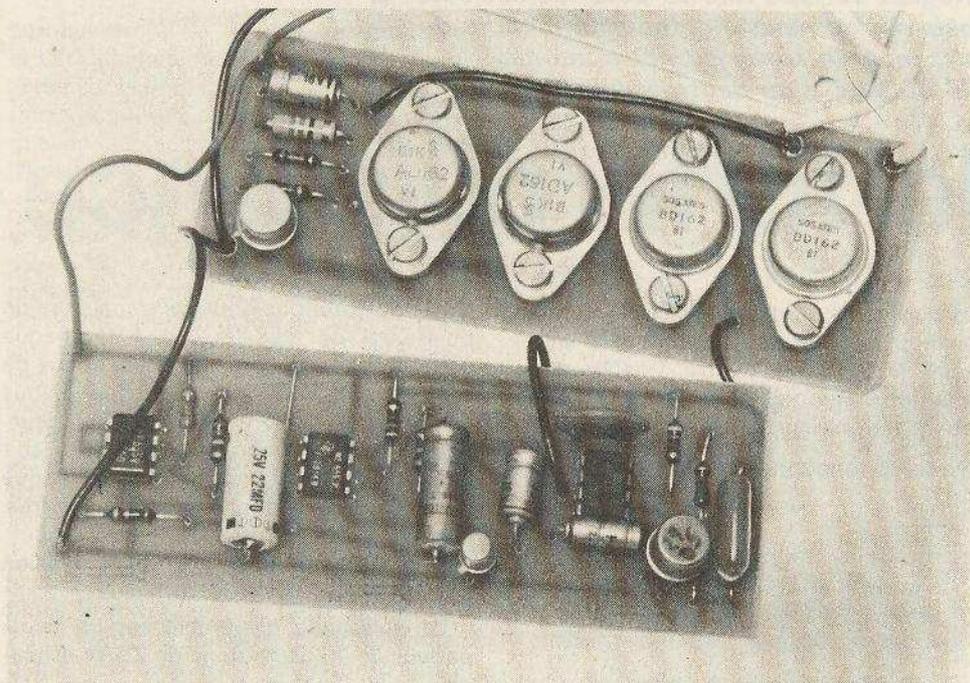
Ce module comporte les trois oscillateurs, réalisés à l'aide de NE555, qui généreront notre signal.

Pour obtenir un son de sirène, notre signal devra être modulé en fréquence. De plus, le troisième oscillateur nous permettra d'avoir deux vitesses de balayage en fréquence.

Le circuit IC<sub>3</sub> génère la fréquence de

base de la sirène. Cette fréquence est fixée par les deux résistances R<sub>6</sub> et R<sub>7</sub> et la capacité C<sub>6</sub>. Nous appliquerons sur sa patte 5 le signal de modulation en fréquence par l'intermédiaire de T<sub>2</sub> et C<sub>4</sub>. La diode 1N914 montée en inverse évite que les pics négatifs ramenés par C<sub>4</sub> endommagent le NE555.

Le circuit IC<sub>2</sub> pilote la modulation de fréquence d'une part par le signal prélevé aux bornes de C<sub>3</sub> et d'autre part par les pics prélevés sur sa sortie. La constante de temps de ce circuit est fixée par R<sub>4</sub>, R<sub>5</sub>,



*Photo 2. – Aspect des deux modules en question dont les dimensions sont calculées pour un maintien dans les rainures du coffret.*

C<sub>3</sub> et C<sub>2</sub>, par l'intermédiaire de T<sub>1</sub>. Celle-ci aura d'ailleurs deux valeurs différentes suivant que T<sub>1</sub> est bloqué ou saturé ; ceci par la mise en parallèle ou non de C<sub>2</sub> et C<sub>3</sub>.

Le circuit IC<sub>1</sub> n'aura pour but que de commander T<sub>1</sub>. Nous retrouvons ici le câblage tout à fait classique du NE555 avec R<sub>2</sub>, R<sub>3</sub> et C<sub>1</sub> en constante de temps. La résistance R<sub>1</sub> permet de limiter le courant de base de T<sub>1</sub> et le condensateur C<sub>5</sub> est utilisé pour le découplage de l'alimentation et permet d'éviter toute oscillation haute fréquence intempestive.

### Réalisation pratique

Notre montage sera logé dans un boîtier Téko P/2. Nous découperons donc deux plaquettes d'époxy de 4 x 10,5 cm. Ces dimensions correspondent aux cotes internes du boîtier et les plaquettes viendront se caler dans les glissières réservées à cet effet.

Les tracés en sont donnés figures 3 et 4. Le câblage des modules ne doit pas poser de problèmes si l'on se réfère aux figures 5 et 6.

Pourtant sur le module oscillateur, il est bon de noter la présence d'un strap à ne pas oublier. Il faudra également prendre soin de bien respecter le positionnement des NE555 de manière à ne pas inverser leurs connexions. Nous vous rappelons qu'un temps de soudage excessif peut endommager les circuits intégrés. Il faudra donc éviter tout abus de soudure à ce niveau.

Sur le module de puissance le contact aux collecteurs de T<sub>2</sub>, T<sub>3</sub>, T<sub>4</sub> et T<sub>5</sub> est réalisé par la visserie. Les vis nylon, couramment utilisées pour la fixation de transistors, sont donc à proscrire. Il faut, au contraire, utiliser des vis conductrices en laiton par exemple.

Les circuits imprimés seront réalisés par transfert direct à l'aide d'éléments prépositionnés Mécanorma par exemple.

### La face avant

Celle-ci nous servira de châssis pour les fiches, l'interrupteur et la LED. La diode électro-luminescente ne servant que de voyant témoin, elle sera directement câblée derrière la face avant. Sa borne moins (patte courte) est soudée à la fiche

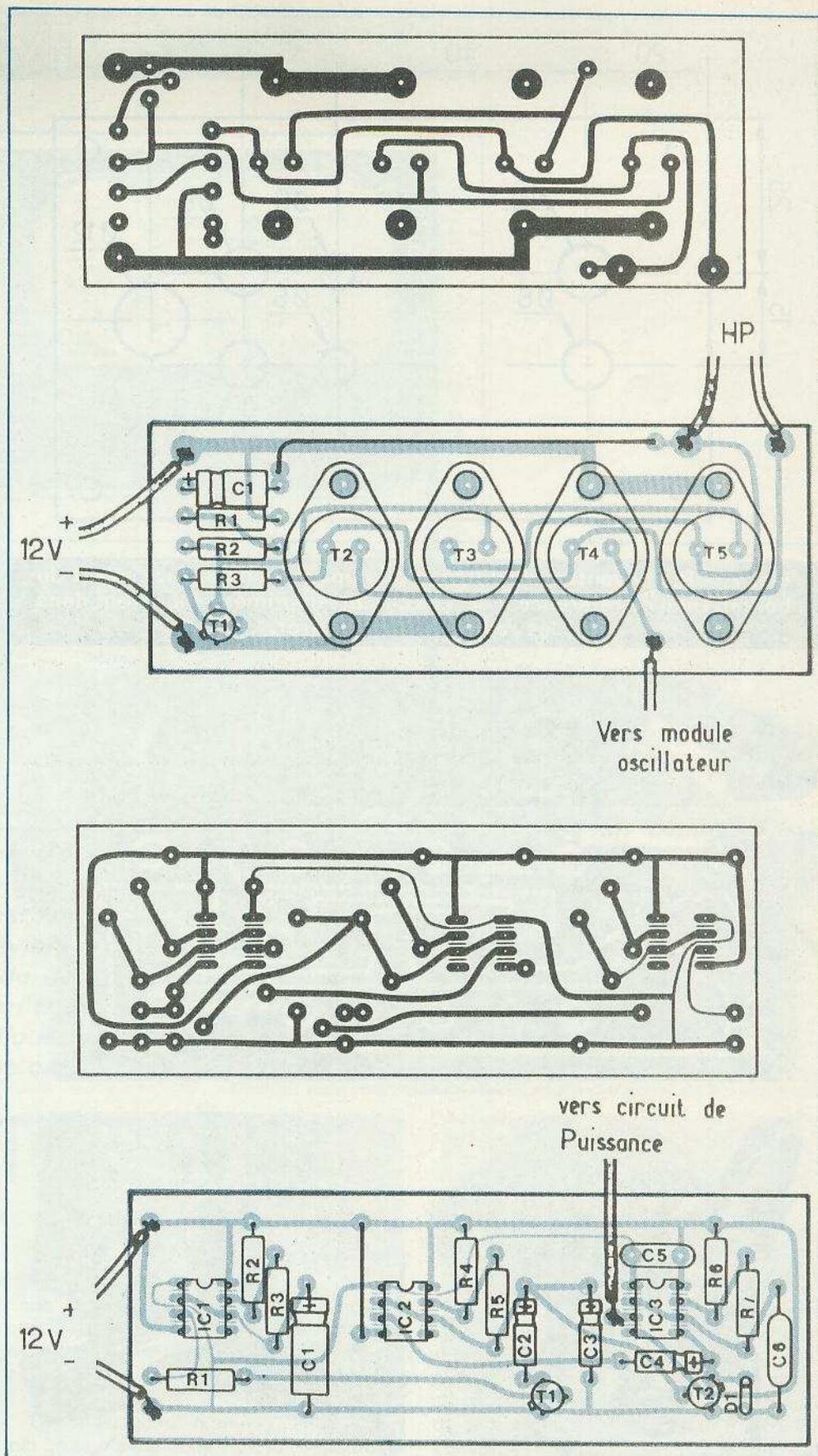


Fig. 3. à 6. - Les tracés des circuits imprimés sont précisés à l'échelle 1. Si le passage d'une liaison entre les pattes d'un circuit intégré vous pose des problèmes, réalisez simplement des « straps ». Implantation des éléments.

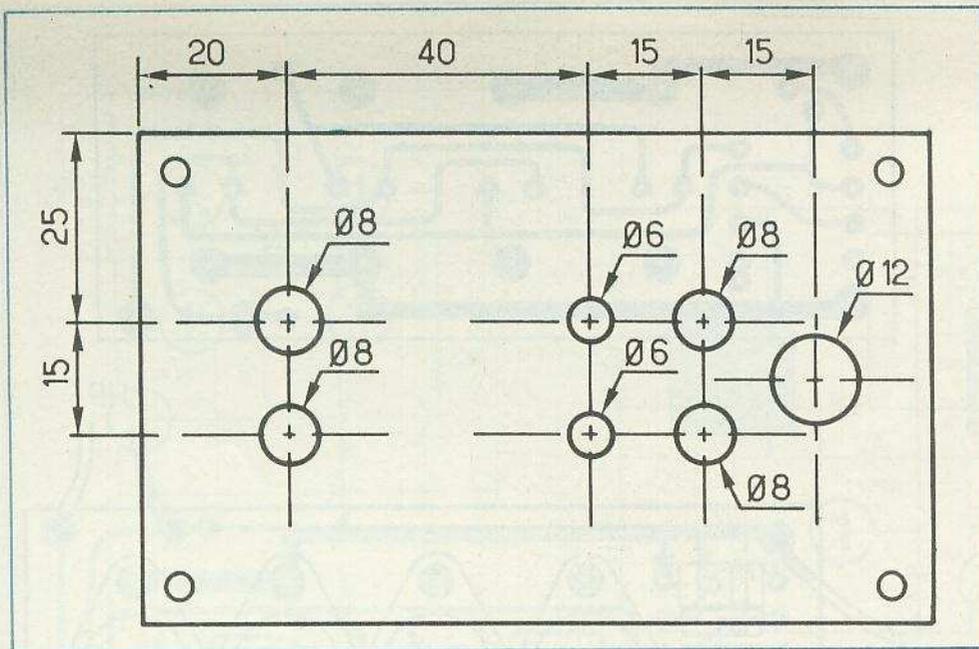


Fig. 7. - Plan éventuel de perçage que pourra subir la face avant du boîtier Teko de référence P/2. Les circuits imprimés se logeront dans les rainures dudit coffret.

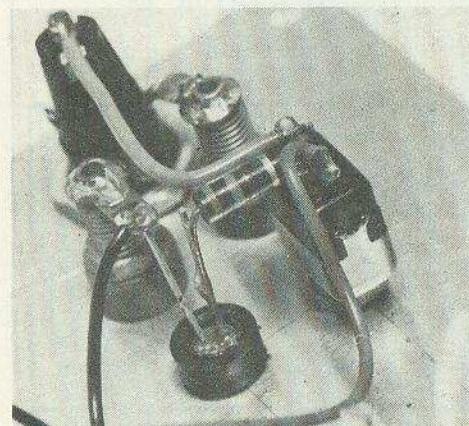
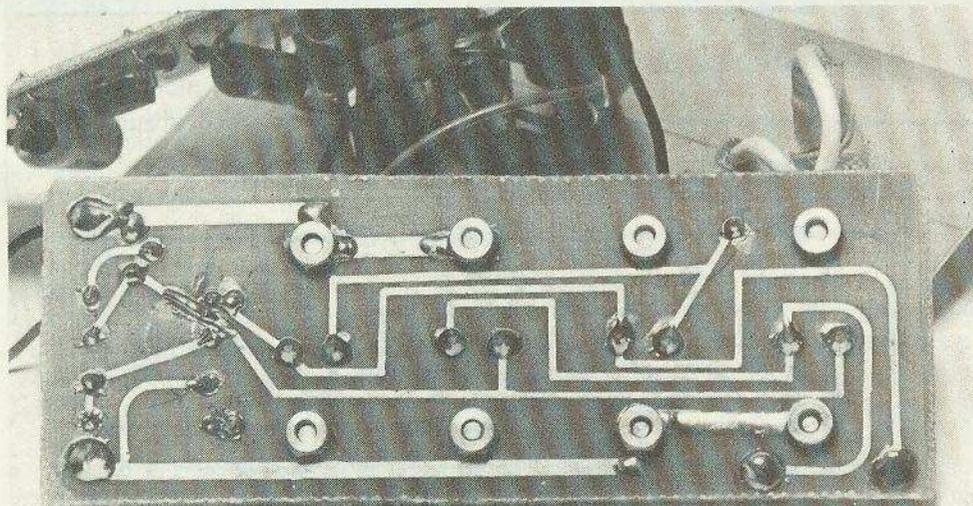


Photo 3. - Un circuit imprimé réalisé à l'aide de « transfert direct ».

Photo 4. - Un moyen facile de réaliser un témoin lumineux (LED + R 470 Ω).

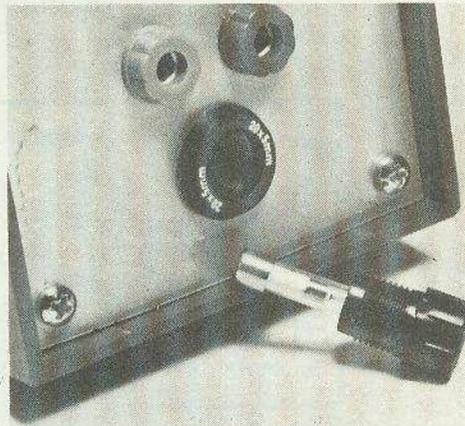


Photo 5. - Protection par un fusible monté sur porte-fusible.

banane du moins 12 V. La borne est raccordée à la fiche banane du plus 12 V par l'intermédiaire de la résistance de 680 Ω, de l'interrupteur et du porte-fusible (voir photo).

Les deux fiches de sortie seront reliées au module de puissance à l'aide de fils de câblage classiques.

Le schéma de perçage de la face avant vous est donné à la figure 7.

A. PENEL  
O. GUTRON

## Nomenclature

### Module oscillateur

- R<sub>1</sub> : 10 kΩ (brun, noir, orange)
- R<sub>2</sub> : 47 kΩ (jaune, violet, orange)
- R<sub>3</sub> : 150 kΩ (brun, vert, jaune)
- R<sub>4</sub> : 470 Ω (jaune, violet, brun)
- R<sub>5</sub> : 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge)
- R<sub>6</sub> : 470 Ω (jaune, violet, brun)
- R<sub>7</sub> : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
- C<sub>1</sub> : 22 μF 10 - 15 V
- C<sub>2</sub> : 100 μF 10 - 15 V
- C<sub>3</sub> : 33 μF 10 - 15 V
- C<sub>4</sub> : 2,2 μF 10 - 15 V
- C<sub>5</sub> : 1 nF
- C<sub>6</sub> : 220 nF
- IC<sub>1</sub>, IC<sub>2</sub>, IC<sub>3</sub> : NE555
- T<sub>1</sub> : BC109, BC107, BC408, etc.
- T<sub>2</sub> : 2N2905, 2N2904
- D<sub>1</sub> : 1N914 ou 1N4148

### Module de puissance

- T<sub>1</sub> : 2N1711
- T<sub>2</sub>, T<sub>3</sub> : AD162, 2N3825
- T<sub>4</sub>, T<sub>5</sub> : AD161, 2N4077
- R<sub>1</sub> : 33 Ω, 1 W, (orange, orange, noir)
- R<sub>2</sub> : 150 Ω (brun, vert, brun)
- R<sub>3</sub> : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)

### Divers (face avant)

- Un boîtier Teko P/2
- Un porte fusible plus fusible
- Un interrupteur
- Quatre fiches bananes châssis
- Une LED
- Une résistance de 680 Ω
- Deux plaquettes d'époxy de 4 cm × 10,5 cm



**C**ET appareil principe original est à sur un micro-plus économique- un contrôleur avions déjà pré-mètre digital précis et hélas complexe (*Electronique Pratique nouvelle série n° 2 page 115*), mais qui, par son principe, était quelque peu déficient au-dessous de 200 pF. Pour celui-ci c'est l'inverse car, s'il peut mesurer de très faibles capacités de l'ordre de 0,5 pF, il devient moins précis à l'approche du microfarad. Il est donc le complément logique du capacimètre digital mais d'une réalisation ô combien plus simple ! Un des intérêts majeurs de ces gammes sensibles est la mesure des capacités parasites des diodes, des jonctions base-collecteur ou base-émetteur des transistors et surtout des câbles blindés.

basé sur un principe de lecture continue ampèremètre ou ment encore sur 20 kΩ/V. Nous senté un capaci-

## CAPACIMETRE simple et précis de 1pF à 1μF

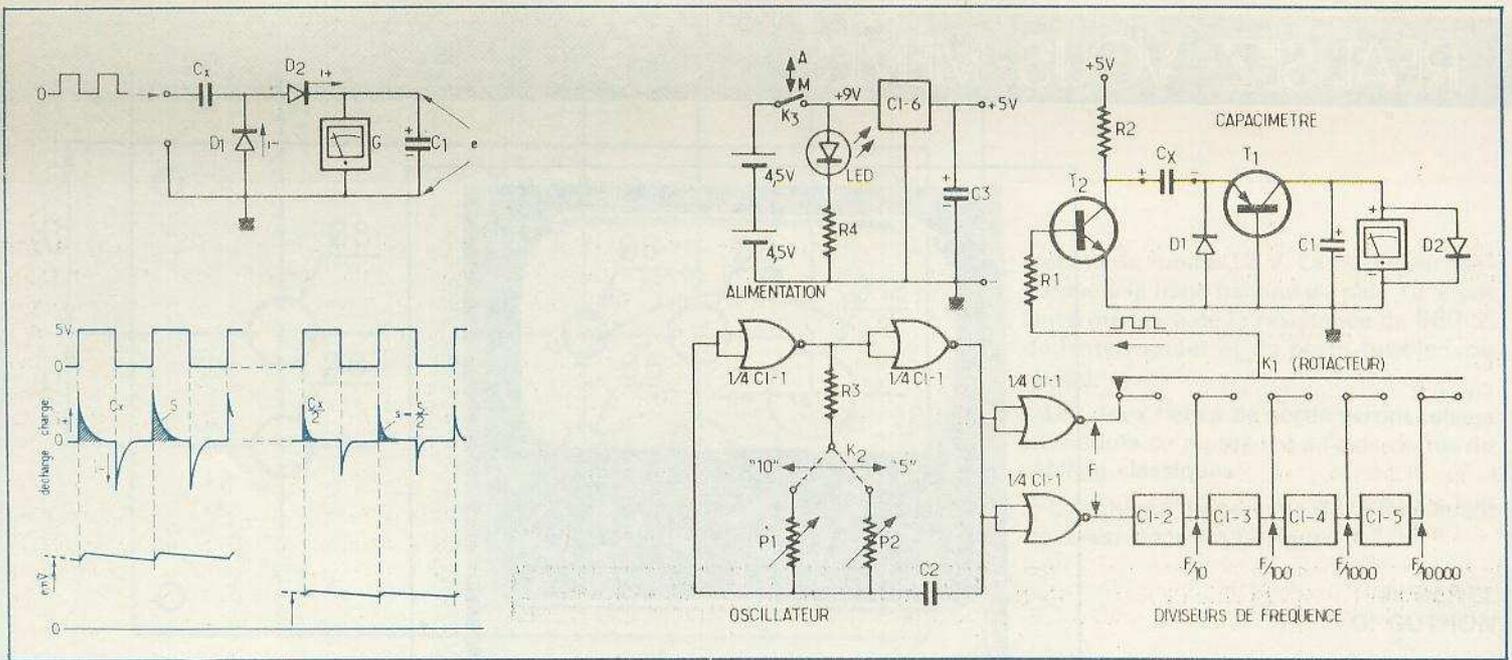
### Le principe de fonctionnement

Soyons honnêtes en signalant que notre montage découle d'un article de M. Ken Holford paru dans « Wireless World », octobre 1978, page 61, lequel aboutissait à un schéma d'une complexité effrayante. En conservant l'original principe de base dit de la « pompe à diodes » mais en y greffant plusieurs variantes,

nous sommes parvenus à un montage beaucoup plus simple et des performances légèrement supérieures. La précision est au moins égale à  $\pm 2\%$

Le condensateur inconnu  $C_x$  est attaqué par un signal périodique carré d'amplitude constante, 0 à 5 V, et dont la fréquence peut varier entre 300 kHz et 15 Hz (fig. 1). Il faut considérer, non pas la tension aux bornes de ce condensateur, qui bien sûr suit la tension du signal, mais l'intensité qui le traverse :

A la montée du signal c'est la charge de  $C_x$ , d'où une pointe de courant positif puis retour à zéro puisqu'il est rapidement chargé (fig. 2). A la descente du signal carré, décharge de  $C_x$  en une brève pointe de courant négatif puis retour à zéro. On conçoit fort bien que plus  $C_x$  sera grand plus ces intensités seront élevées et les temps de retour à zéro plus longs ; or cette quantité d'électricité est proportionnelle à la capacité ( $Q = I \times t$ ), autrement dit la surface de ces pics est proportionnelle à la capacité de  $C_x$ . Pas question de



**Fig. 1. à 3. – Les deux diodes séparent les courants de charges et décharges du condensateur inconnu « CX ». Les quantités d'électricité de charge sont intégrées par le condensateur C1 qui se décharge dans le galvanomètre. La tension « e » est proportionnelle à Cx et à la fréquence.**

mesurer ces surfaces, aussi transformons-les en tension de la manière suivante :

En aval de  $C_x$  séparons ces deux courants par les diodes  $D_1$  et  $D_2$  (fig. 1) et en aval de  $D_2$ , qui laisse passer les impulsions positives, disposons un fort condensateur de filtrage  $C_1$ , tout comme on le fait pour une alimentation après le redressement. En parallèle de  $C_1$  disposons un galvanomètre qui a forcément une résistance interne de quelques  $k\Omega$ . Le condensateur  $C_1$  va donc être chargé par une impulsion positive de courant par période du signal carré, mais tout en se déchargeant dans le galvanomètre. On aboutit ainsi à une **tension d'équilibre continue** aux bornes de  $C_1$  et du galvanomètre et qui est **proportionnelle à  $C_x$  et à la fréquence** du signal. Nous pourrions baptiser ce principe « mesure de capacités par intégrations des courants de charges ».

En fait la **figure 1** n'est qu'un schéma de principe car ce montage aurait deux grands défauts : si la décharge dans  $D_1$  représente une résistance quasi nulle il n'en irait pas de même pour le retour à la masse des courants de charge par  $D_2$  ! D'autre part à la résistance du cadre bobiné du galvanomètre s'ajouterait une impédance de self pour les fréquences élevées ; or  $C_1$  doit se décharger dans une résistance constante. Aussi la diode  $D_2$  est remplacée par la jonction émetteur-base d'un transistor  $T_1$ , un PNP monté en **base commune** (fig. 3). Sur cette figure nous trouvons bien une diode baptisée  $D_2$  mais ce n'est qu'une protection du galvanomètre et qui n'a aucun rôle actif. Ce

PNP en base commune est un adaptateur basse-haute impédance. La tension collecteur-masse variera entre 0 et 200 mV environ ; cette polarisation du collecteur peut surprendre mais ça fonctionne très bien...

### Que nous faut-il ?

Pour la partie capacimètre nous avons une diode  $D_1$ , un transistor PNP  $T_1$ , un condensateur  $C_1$  sans fuite, c'est-à-dire un tantale de 22 ou 47  $\mu F$ , et un micro-ampèremètre. C'est tout !

Mais il nous faut aussi un signal carré « qualité super » dont la fréquence pourra varier par facteurs de 10 pour les différents calibres, et dont l'amplitude sera immuable quelle que soit la fréquence ou la valeur de  $C_x$ . La pratique a rigoureusement confirmé la théorie (cela arrive) et la déviation du galvanomètre est parfaitement proportionnelle à la capacité et à la fréquence : si une fréquence nous donne une certaine déviation pour 68 nF, nous obtiendrons la même déviation avec 6,8 nF mais avec une fréquence exactement dix fois plus élevée, ou avec 68 pF avec  $F_x \cdot 1000$ .

Nous partons donc d'une fréquence de l'ordre de 150 kHz pour le calibre 0 - 100 pF, fréquence aisément divisée par dix pour 0 - 1000 pF, etc.

Cette remarquable concordance des échelles nous permettra donc un étalonnage général de l'appareil avec **un seul condensateur étalon** ! 10 nF par exemple. Cet étalonnage consistant bien sûr à

ajuster une fois pour toutes cette haute fréquence de départ, la cascade des  $C_{l2}$  à  $C_{l5}$  (fig. 3) se chargeant des divisions par dix, jusqu'à environ 15 Hz pour le calibre 0 - 1000 nF (1  $\mu F$ ). A cette dernière fréquence l'aiguille vibre un petit peu et il ne serait pas raisonnable d'aller au-delà...

### Le générateur de fréquences

De l'ultra classique. La fréquence de départ est fournie par un oscillateur constitué par deux portes NAND d'un 7400 ; pour des signaux carrés de géométrie parfaite à ces fréquences nous avons préféré le TTL au C.MOS. Le signal HF est envoyé parallèlement sur les deux autres portes du NAND en guise d'« étages-tampons » ; l'une conduit le signal sur le sélecteur de fréquence (rotacteur  $k_1$ ), l'autre sur l'entrée de la cascade des diviseurs par 10. Les sorties de ces quatre 7490 ( $C_{l2}$  à  $C_{l5}$ ) sont bien sûr reliées aux cosses du rotacteur  $k_1$ . Le commun du rotacteur attaque le transistor  $T_2$  dont le rôle est d'assurer une puissance de sortie suffisante et surtout une amplitude constante de 5 V. Ce transistor « booster » constitue aussi une protection du générateur-diviseur de fréquence au cas où le condensateur inconnu serait en court-circuit.

Des calibres allant de 10 en 10 ce n'est pas très pratique pour mesurer des valeurs telles que 15 pF ou 2,2 nF, car la déviation de l'aiguille est faible donc peu précise. Aussi avons-nous prévu une autre

fréquence de départ double de la précédente qui fournit les calibres « x 5 » au lieu de « x 10 »

En conséquence, nous avons deux résistances ajustables  $P_1$  et  $P_2$ , commutables par  $K_2$ , pour régler les deux hautes fréquences (fig. 3). Dans notre cas la fréquence « échelles x 10 » a été réglée par  $P_1$  sur 134 kHz, alors que la fréquence « échelles x 5 » est de 268 kHz ajustée par  $P_2$ . Ce tableau lèvera toute ambiguïté :

Position $K_1$	Position $K_2$	Calibre	Fréquence sur $C_4$	Division de F
1	10	1 000 nF	13,40 Hz	10 000
2	5	500 nF	26,80 Hz	10 000
3	10	100 nF	134 Hz	1 000
4	5	50 nF	268 Hz	1 000
5	10	10 nF	1,34 kHz	100
6	5	5 nF	2,64 kHz	100
7	10	1 000 pF	13,40 kHz	10
8	5	500 pF	26,80 kHz	10
9	10	100 pF	134 kHz	1
10	5	50 pF	268 kHz	1

Nous verrons plus loin comment ajuster séparément  $P_1$  et  $P_2$ . On numérote généralement les positions d'un rotacteur en tournant dans le sens horaire, c'est pourquoi on effectuera une recherche de capacité en partant du calibre le moins sensible (1 000  $\mu$ F) et en tournant  $K_1$  comme un potentiomètre de volume ; cela pour éviter une surcharge du galvanomètre, bien que nous l'ayons protégé par la diode  $D_2$ .

## L'alimentation

Cinq circuits intégrés TTL et la faible résistance du collecteur de  $T_2$  (180  $\Omega$ ) nous conduisent à une consommation moyennement élevée. La tension stabilisée de 5 V est obtenue par un CI régulateur  $CI_6$ , alimenté en 9 V par deux piles plates de 4,5 V en série. L'intensité sur les piles est de l'ordre de 150 mA soit environ la moitié de celle d'une lampe de poche utilisant ce type de piles. Aussi est-il prudent de monter une LED témoin alimentée en 9 V avec une résistance série  $R_4$  (extérieures au circuit imprimé).

## Le circuit imprimé

La majeure partie de l'époxy est occupée par le générateur de signaux carrés alors que la partie capacimètre est fort

restreinte (photo 2). Ici encore le rotacteur  $K_1$  à douze positions a été soudé au circuit. Pour la commutation des fréquences il eut été plus rationnel d'utiliser un rotacteur à galettes 2 x 12 positions, une galette pour  $P_1$  ou  $P_2$  et l'autre pour les points de divisions de fréquences. Cependant l'utilisation d'un capacimètre étant occasionnelle nous avons opté pour l'économie, le changement de fréquence de départ se faisant séparément par le com-

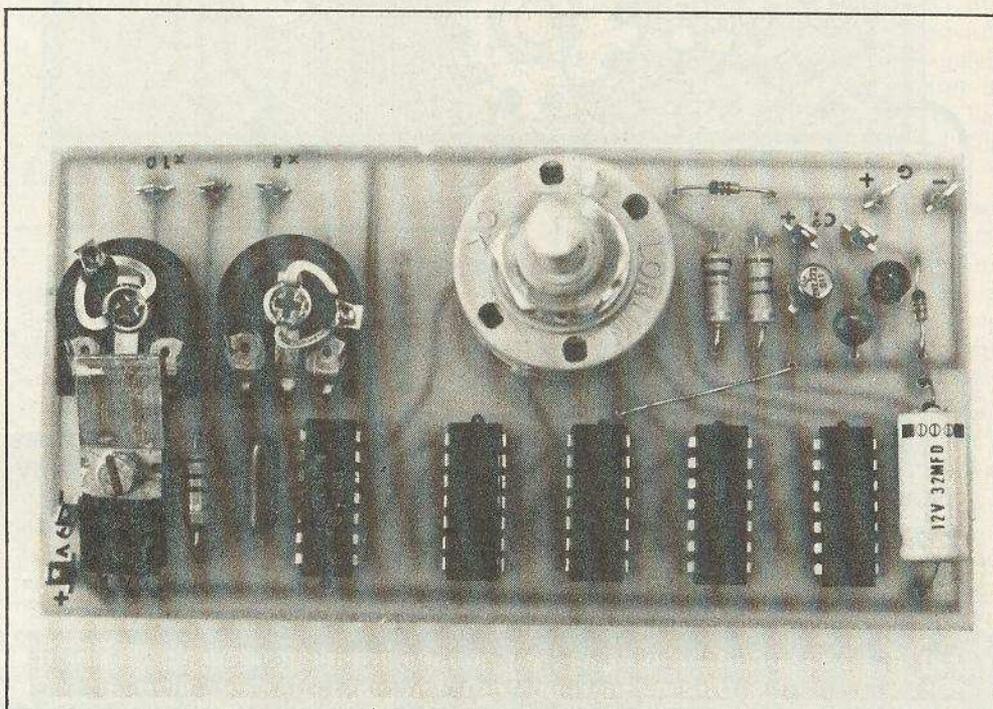
Le régulateur de tension  $CI_6$  a été équipé d'un radiateur sommaire, un morceau d'aluminium 15 x 10 x 5 mm (photo 1). Les pattes sont pliées à 45° pour l'encombrement en hauteur. Ne pas oublier le strap de liaison masse des quatre  $CI7490$  et attention à l'orientation du 7400.

Le transistor  $T_2$  est un 2N2222 pour sa bande passante et dont le gain  $\beta$  sera au moins de 100, tandis que le transistor  $T_1$  n'est qu'un PNP silicium ordinaire dont le  $\beta$  sera au moins de 200 ; sa réponse en fréquence est très grande puisqu'il est monté en base commune.

**Très important :** avant de souder les ajustables  $P_1$  et  $P_2$  n'oubliez pas de prévoir deux trous  $\varnothing$  4 mm sans leurs axes, afin de pouvoir les commander côté soudures avec un petit tournevis. Pour vous éviter des « faux-trous » nous avons préféré ne pas les localiser sur le schéma cuivre de la figure 4. Il s'agit de potentiomètres ajustables  $\varnothing$  17 mm, modèle vertical, dont les pattes ont été préalablement pliées à la pince.

La valeur de l'électrochimique  $C_3$  a peu d'importance.

Photo 1. - Le générateur de signaux carrés occupe presque tout l'époxy...



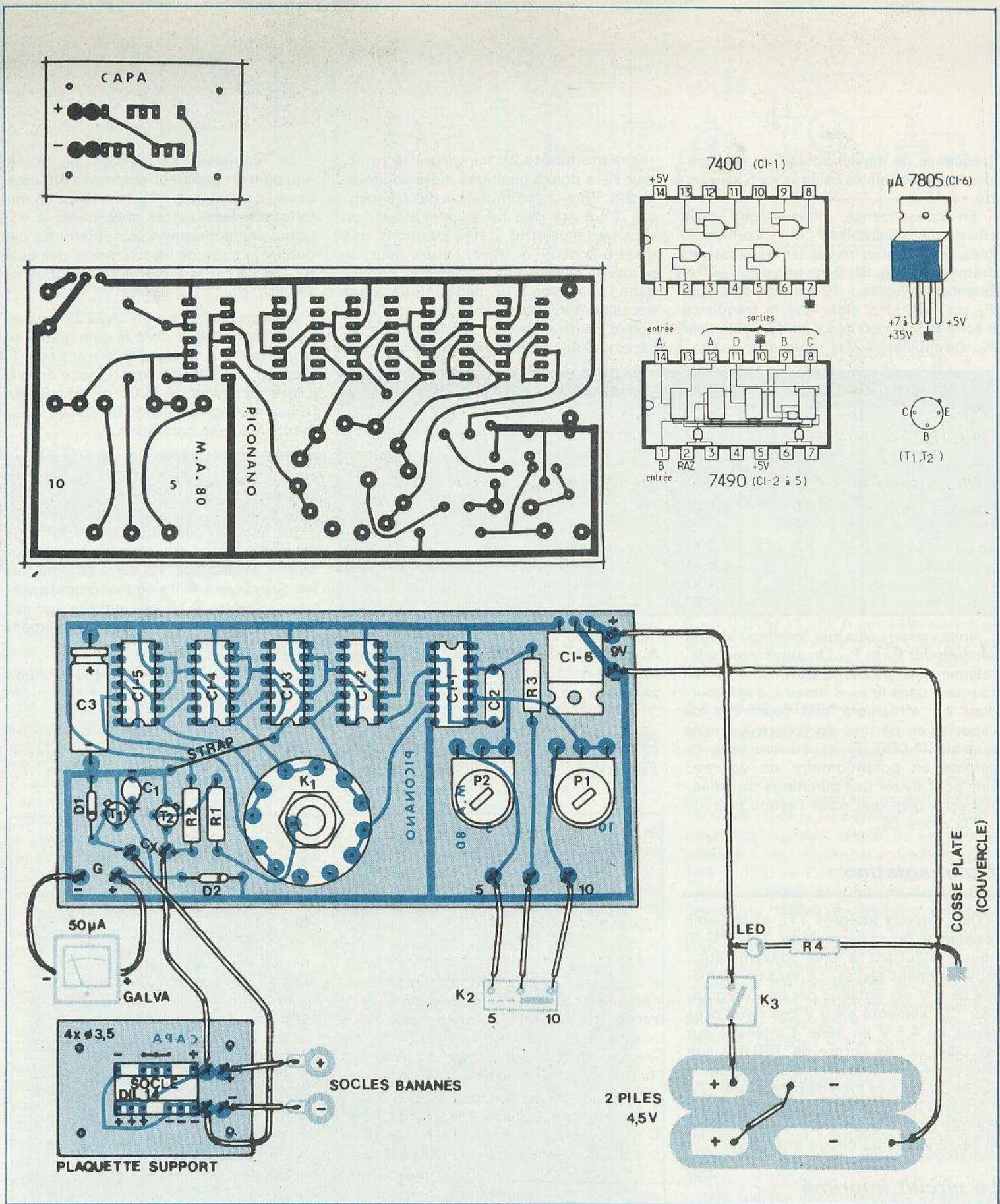


Fig. 4. - Les circuits imprimés sont publiés grandeur nature pour une meilleure reproduction. Pour le câblage, il suffira de se reporter à l'implantation des éléments. On n'oubliera pas le strap.

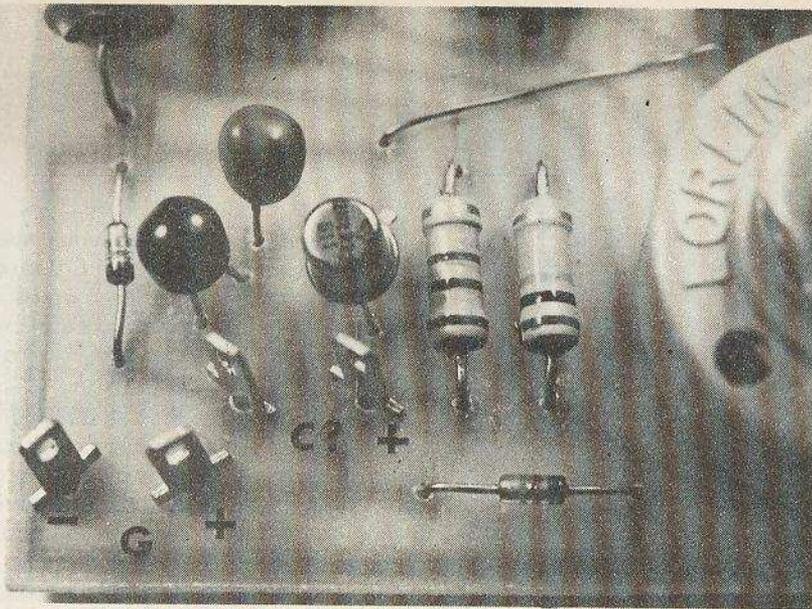
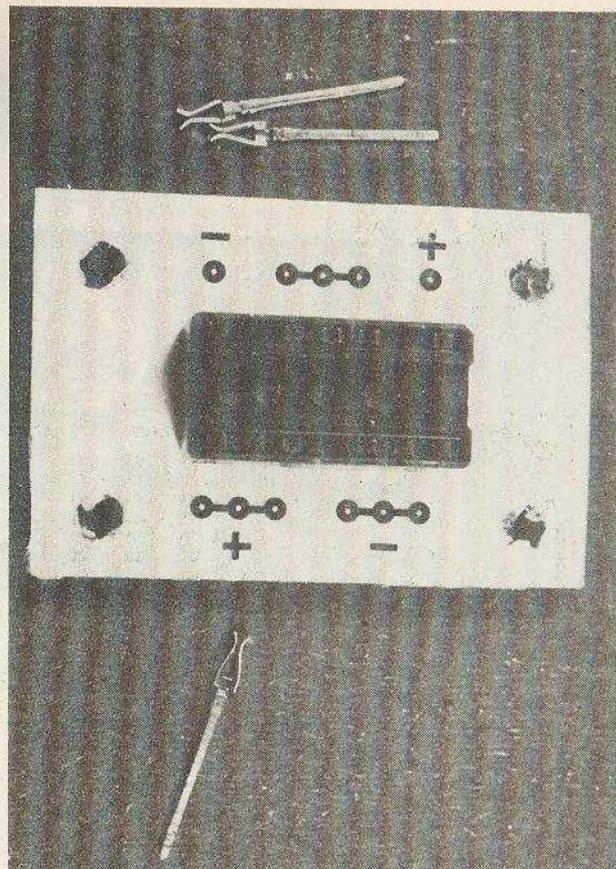


Photo 2. – ... Alors que la partie capacimètre proprement dite a la surface d'un timbre poste.

Photo 3. – Trois « lyres » ont été extraites du socle DIL pour la plaque support.



## Le support de condensateurs

Il s'agit d'un socle pour CI DIL 1 où trois « lyres » ont été extraites en les poussant par le bas (photo 3). Le câblage des broches restantes (fig. 4) permet non seulement l'enfichage de petits condensateurs d'entr'axes compris entre 5 et 15 mm, mais aussi la mise en place de deux en série ou deux en parallèle. Cette possibilité est très utile lorsqu'il s'agit d'obtenir une valeur bâtarde mais précise en combinant deux condensateurs. Sur la figure 6 nous voyons que l'on peut aussi y monter un transistor ou une diode pour mesurer les capacités parasites de jonctions : utiliser le calibre 0 – 50 pF. Pour un montage HF de telles mesures permettent une sélection de composants au même titre qu'un transistormètre.

Ce socle sera soudé sur le petit circuit imprimé de la figure 4, mais dont la face époxy aura été préalablement recouverte d'un adhésif blanc pour les marquages (photo 3).

Parallèlement à ce support nous aurons deux socles pour fiches bananes pour les cas spéciaux, tels que condensateurs variables ou les gros modèles haute tension. La polarité +/- concerne bien sûr les condensateurs au tantale.

## Le galvanomètre

Il faut un galvanomètre 50  $\mu$ A de bonne qualité gradué de 0 à 100 ou de 0 à 50 ; c'est un composant dont le prix moyen est de 120 F, mais comme nous l'avons dit on peut tout aussi bien raccorder les cosses G + et G – du module à un contrôleur 20 k $\Omega$ /V positionné sur le calibre « 50  $\mu$ A = » ; en ce cas votre capacimètre vous reviendra à 80 F boîtier compris. On pourra alors supprimer la diode D<sub>2</sub>.

## La mise en coffret

En raison de ce choix galvanomètre ou contrôleur le coffret sera un Teko P/4 ou P/3. Nos photos montrent que nous avons opté pour la solution « luxe » mais avons conçu le circuit imprimé pour qu'il puisse convenir aux deux boîtiers.

Le plan de perçage du couvercle du Teko P/4 (fig. 5) laisse une large place au galvanomètre. Le module est maintenu sous le couvercle par l'écran du rotacteur, tandis que la plaquette du support de condensateurs est fixée au-dessus du couvercle par quatre entretoises de 5 mm.

Le LED témoin et sa résistance R<sub>4</sub> sont soudés sur les cosses de l'inter marche-

arrêt k<sub>3</sub> (fig. 4). Les deux piles plates sont scotchées l'une sur l'autre. Une cloison en carton fixée dans la troisième rainure immobilisera les piles.

Les fils de liaisons seront fins et courts. S'il s'agit de fils en nappe il faudra **séparer les deux fils** allant des cosses « C<sub>x</sub> » au support de condensateurs, et de celui-ci aux deux socles bananes ; ceci afin d'éviter une capacité parasite d'environ 2 pF qui apparaîtrait à vide sur le galvanomètre... De même si vous montez un rotacteur à deux galettes, les fils de liaisons devront être courts, fins et libres. Sur-tout pas de câbles blindés !

Précâbler la plaquette-support : deux fils rouge et bleu de 7 cm, pour les cosses « C<sub>x</sub> », plus deux rouge et bleu de 4 cm pour les socles bananes ; à souder sur les pastilles cuivrées de la plaquette. Faire passer ces quatre fils par le trou  $\varnothing$  6 mm et fixer la plaquette avec ses entretoises.

Disposer ensuite le module comme il est indiqué sur la photo 4 et terminer le câblage, fils courts mais non tendus. Il ne reste plus qu'à fixer le module sous le couvercle par l'écrou du rotacteur.

Prévoir une cosse plate serrée sous l'inter K<sub>3</sub> ; elle sera très utile pour recevoir le fil moins venant des piles, le fil moins allant à la cosse « 9 V – » du module, la résistance R<sub>4</sub>, et en reliant ainsi le couvercle à la masse.

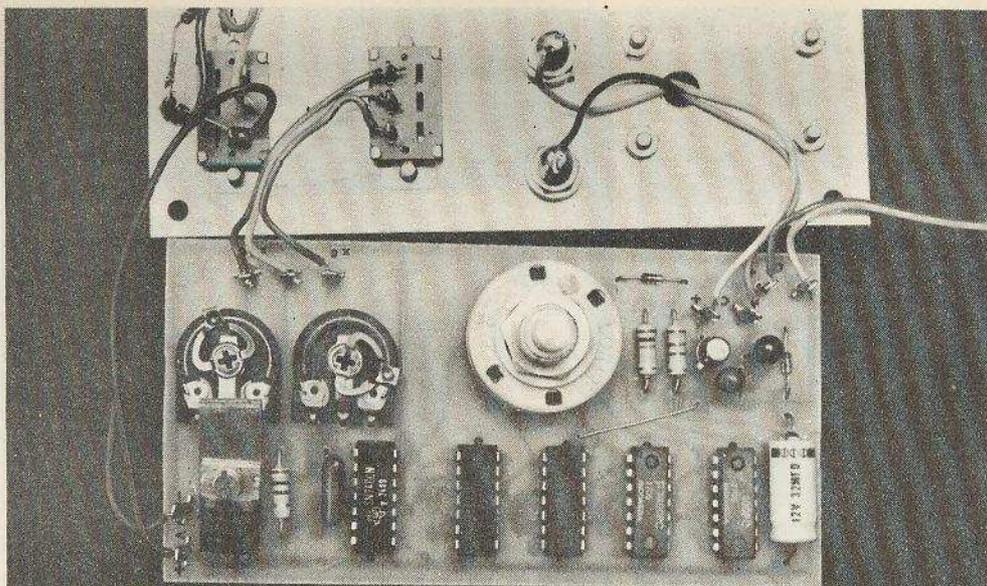


Photo 4. – Le module et le couvercle devront être ainsi disposés pour le câblage final.

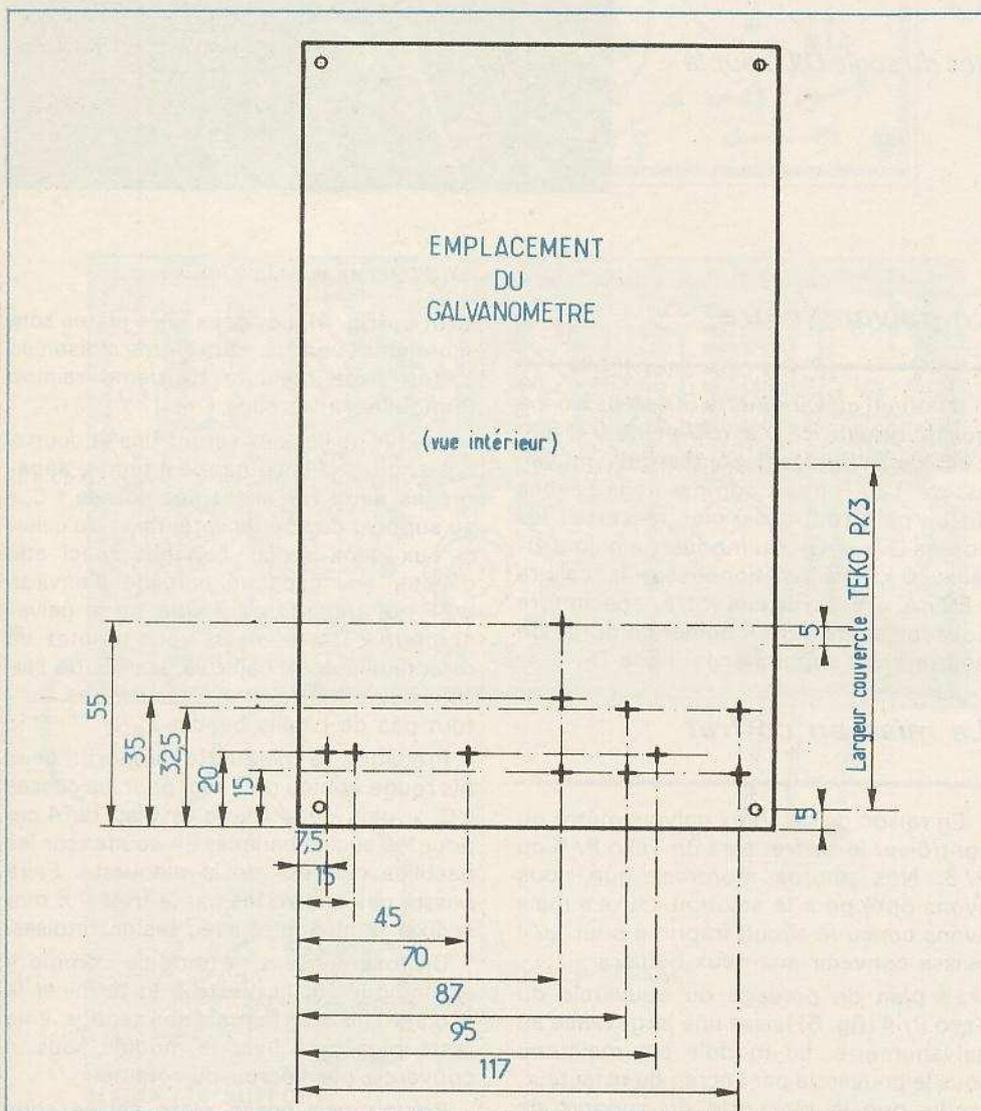


Fig. 5. – Le montage s'introduira à l'intérieur d'un coffret Teko P/3 ou P/4 suivant les dimensions du galvanomètre, et la face avant subira le plan de perçage ci-dessus.

Pour connecter les piles vous avez le choix entre une embase  $2 \times 4,5$  V ou quatre « fiches auto » femelles ou plus simplement des fils soudés. Il n'y a aucun perçage dans la partie plastique du coffret Teko P/4.

Voyons maintenant le cas du logement en coffret P/3 avec lecture sur contrôleur : on peut conserver le plan de perçage de la figure 5 à condition de réduire de 5 mm toutes les cotes en hauteur et d'augmenter de 15 mm les cotes en longueur, car le couvercle du P/3 a 30 mm de plus que la largeur du P/4. Les sorties galvanomètre seront deux autres socles bananes dans un flanc du boîtier plastique. Les deux piles seront ici placées à plat au fond du boîtier.

### L'étalonnage

Il faut vous procurer un condensateur de valeur comprise entre 40 pF et 100 nF dont on connaît la valeur précise ; un modèle à  $\pm 2\%$  est d'un prix abordable, un modèle à  $\pm 1\%$  est difficile à trouver. Supposons que l'on dispose d'un 4,65 nF : mettre le rotacteur sur le calibre 5 nF,  $K_2$  sur « échelles  $\times 5$  » et agir sur  $P_2$  jusqu'à ce que l'aiguille indique 4,65.

Reste à régler l'autre fréquence : mettre le rotacteur sur 10 nF et  $K_2$  sur « échelles  $\times 10$  », puis agir sur  $P_1$  jusqu'à ce que l'aiguille indique 4,65.

Cependant cette déviation à mi-course entache la précision (voir notre article sur les galvanomètres dans ce même numéro), et il serait plus rationnel d'étalonner ces échelles avec un condensateur conduisant à une déviation totale ou presque ; 10 nF, 950 pF, etc. Par contre si vous disposez d'un fréquencemètre digital un seul condensateur suffira, car rappelez-vous que la fréquence ajustée par  $P_2$  est le double de celle réglée par  $P_1$ . La fréquence se mesurera entre le socle banane + de  $C_x$  et la masse (couvercle aluminium). En résumé il faut soit deux étalons, un voisin de 5 l'autre de 10, soit un seul étalon et un fréquencemètre.

Si vous ne parveniez pas à faire ces deux réglages parce que  $P_1$  ou  $P_2$  en butée, ne modifiez surtout pas les valeurs de ces ajustables et de la résistance talon  $R_3$ , mais changez plutôt la valeur du condensateur  $C_2$  (4,7 nF) : 3,9 ou 3,3 nF si l'aiguille ne dévie pas assez et 5,6 ou 5,8 nF si elle dévie trop.



Photo 5. – Un gros plan sur le pupitre avec le sens de progression des calibres.

mesurer la tension à ses bornes (impédance d'entrée 10 M $\Omega$ ) et en ajustant bien sûr la fréquence en conséquence. Il ne serait pas impossible que la précision soit moins bonne entre 100 et 200 qu'entre 0 et 100 sur l'affichage.

## Conclusion

Un appareil très utile et d'une précision assez surprenante, surtout en regard du prix de revient. Sachant que nos lecteurs aiment personnaliser leurs montages, nous pensons avoir donné le maximum de détails de fonctionnement sur cet appareil pour que vous ayez la capacité d'en construire un à vos mesures.

Michel ARCHAMBAULT

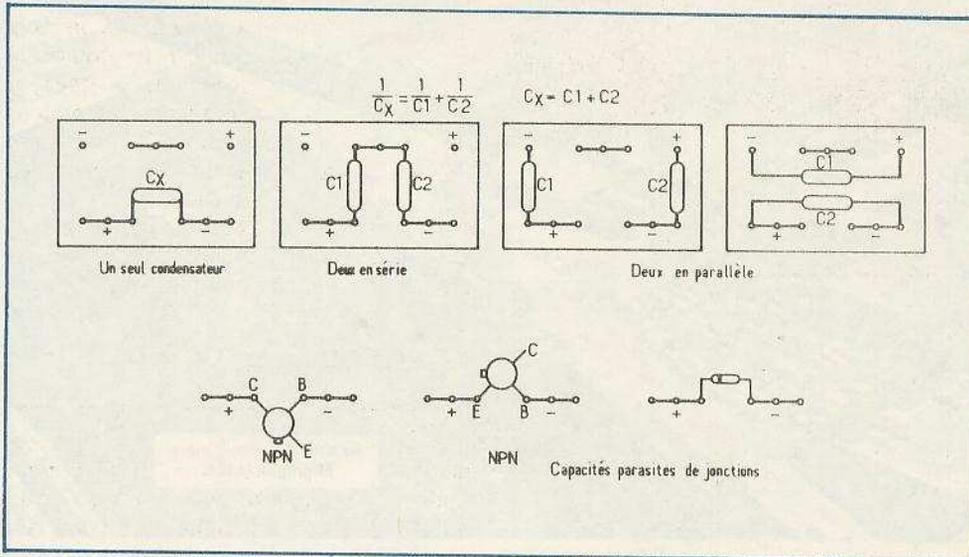


Fig. 6. – Le socle DIL de la plaquette support permet de mesurer des capacités résultantes, de même que des capacités parasites de jonction.

## Les essais et la pratique

Il est plus commode de disposer l'appareil horizontalement; ajuster le zéro mécanique du galvanomètre dans cette position. Sans condensateur mettre l'appareil sous tension sur le calibre 50 pF; l'aiguille ne doit pas dévier. Voici un test significatif: la capacité inconnue va être un mini-câble méplat constitué par deux fils fins en nappe **non séparés** et de 20 cm de large. Nous avons trouvé 6,5 pF! Entre l'âme et le blindage d'un cordon blindé de 20 cm, type BF, nous avons trouvé 48 pF! Voilà qui justifie certaines de nos prescriptions pour le câblage...

Avant de mesurer une capacité inconnue tourner le rotacteur vers la gauche afin de commencer par le calibre le moins sensible, 1 000 ou 500 nF. Après usage ramener toujours le rotacteur à gauche; cette précaution évitera de malmener un galvanomètre de précision.

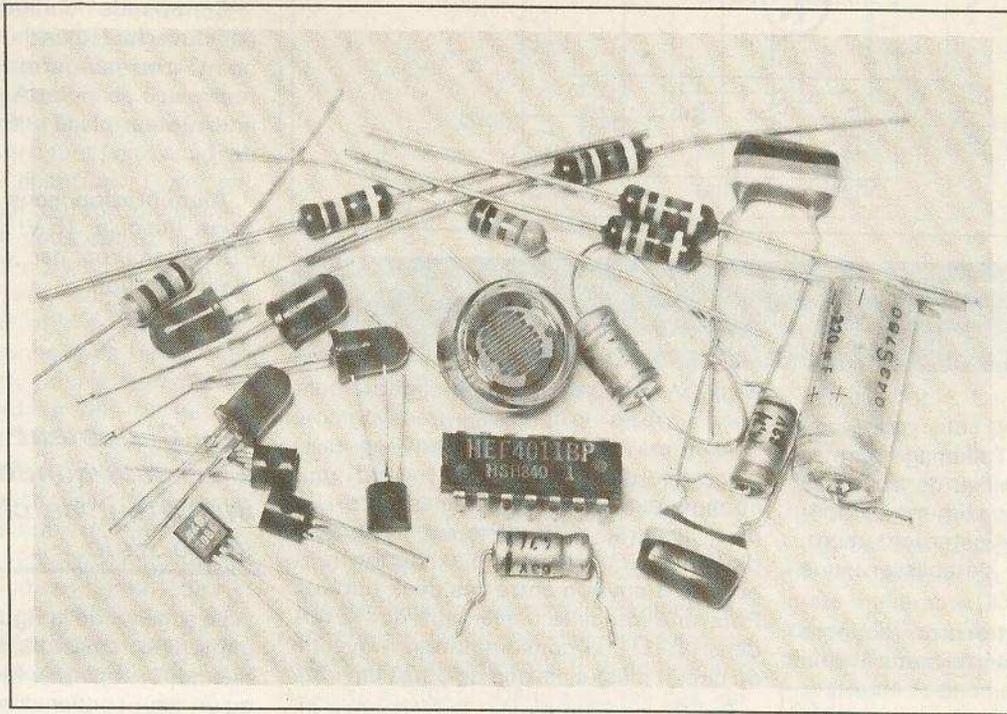
Si vous disposez de nombreux étalons vous pourrez constater l'excellente précision des divers calibres, sauf sur le 0 – 1 000 nF où nous avons observé une erreur de + 3 % en bout d'échelle. La très basse fréquence et les faibles vibrations de l'aiguille sur ce calibre sont peut-être la cause de ce phénomène (nota: le fait de doubler la valeur de C<sub>1</sub> n'apporte pas d'amélioration notable).

## Cas d'un multimètre digital

La résistance interne d'un galvanomètre de 50  $\mu$ A est de l'ordre de 3 400  $\Omega$ , soit une tension maxi à ses bornes de 170 mV; or, un multimètre digital a sur le calibre 200  $\mu$ A une résistance interne de l'ordre de 1 000  $\Omega$ , ce qui risque d'être un peu faible. Bien que nous n'ayons pas effectué ces essais nous pensons qu'il serait préférable de remplacer le galvanomètre par une résistance de 2,7 k $\Omega$  et de

## Liste du matériel nécessaire

- C<sub>1</sub>: 7 400: quadruple NAND TTL.
- C<sub>2</sub> à C<sub>5</sub>: 7490: compteur BCD TTL.
- C<sub>6</sub>:  $\mu$ A 7805: régulateur 5 V/1 A.
- T<sub>1</sub>: transistor PNP silicium (ex.: BC308)  $\beta \geq 200$ .
- T<sub>2</sub>: transistor 2N2222  $\beta \geq 100$ .
- D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>: diode silicium rapide: ex. BAX13, 1/2 W, 5 ou 10 %.
- R<sub>1</sub>: 10 k $\Omega$  (marron, noir, orange).
- R<sub>2</sub>: 180  $\Omega$  (marron, gris, marron):
- R<sub>3</sub>: 100  $\Omega$  (marron, noir, marron).
- R<sub>4</sub>: 820  $\Omega$  (gris, rouge, marron).
- C<sub>1</sub>: 22  $\mu$ F/10 V tantale.
- C<sub>2</sub>: 4,7 nF (jaune, violet, rouge).
- C<sub>3</sub>: 47  $\mu$ F (environ)
- P<sub>1</sub>: potentiomètre ajustable 220  $\Omega$  = verticale  $\varnothing$  17 mm.
- P<sub>2</sub>: potentiomètre ajustable 100  $\Omega$  = vertical  $\varnothing$  17 mm.
- K<sub>1</sub>: rotacteur 1 x 12 positions (marques « Lorlin » ou « A.D. »)
- K<sub>2</sub>: inverseur simple à 2 positions.
- K<sub>3</sub>: Inter marche-arrêt
- Un galvanomètre 50  $\mu$ A/3 400  $\Omega$  ou un contrôleur 20 k $\Omega$ /V. Deux circuits imprimés à réaliser 117 x 60 et 40 x 28 mm. Un socle DIL14 de bonne qualité.
- Deux socles pour fiches bananes, rouge et bleu.
- Deux piles plates 4,5 V, ordinaires
- 9 cosses poignards.
- 1 cosse plate ( $\varnothing$  voir K<sub>3</sub>).
- 1 LED  $\varnothing$  5 mm, rouge ou verte.
- Un coffret Teko P/4 (avec galvanomètre) ou P/3 (avec contrôleur)
- Un condensateur étalon à  $\pm 2$  % (voir texte).



**UN** clignotant, cela peut servir à énormément de choses. A commencer par le « pense-bête », petit appareil qu'on place sur son bureau et qu'on met en service pour se rappeler une tâche qu'on ne peut exécuter immédiatement, téléphoner à un ami, par exemple. Il y a aussi le clignotant avertisseur qui vous informe qu'une installation électrique est sous tension, ou que le courant y a été coupé récemment. A moins que vous ne l'utilisiez pour signaler l'emplacement d'un bouton d'éclairage dans un couloir sombre, ou le fait que vous avez oublié de fermer votre porte à clé. Un tel engin peut également vous avertir quand il fait suffisamment froid, dehors, pour que vous mettiez votre pardessus, et inversement, il peut vous signaler un excès de température dans votre réfrigérateur, sans parler des circuits répondant à des intensités lumineuses ou sonores.

## Indicateurs clignotants à LED

En fait, le clignotant le plus simple peut être commuté sur trois états de fonctionnement : éteint, clignotant, allumé. Avec deux clignotants, on arrive ainsi à un total de 9 possibilités, et on peut en obtenir 27 avec trois clignotants. Partant d'une telle multiplicité de combinaisons, on peut évidemment imaginer toutes sortes de jeux. Et des applications aussi, purement abstraites, comme l'enseignement de la numérotation ternaire, ou très concrètes, comme des tâches de surveillance. Déjà au pupitre de commande d'un train miniature, il arrive qu'on soit amené à des com-

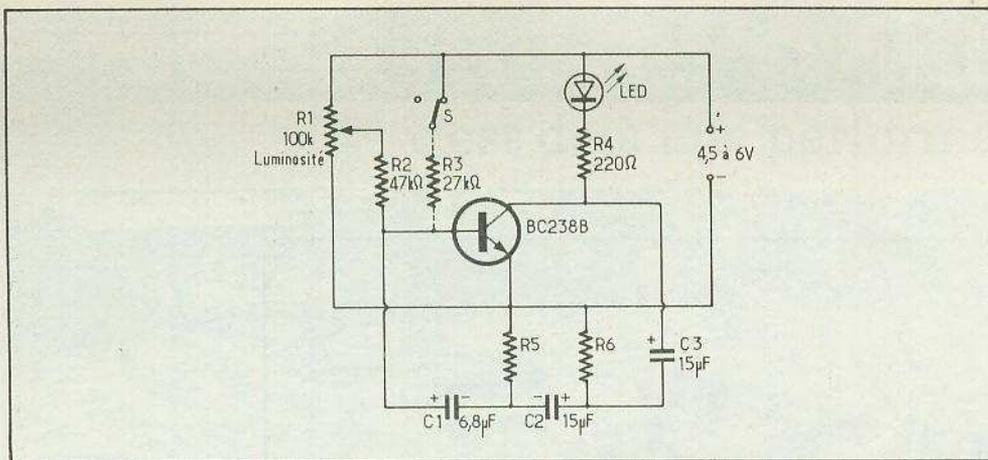
binaisons de commutation exigeant une attention particulière. Pourquoi ne pas les signaler par un clignotant ?

### 1. Clignotant doux à un transistor

Un clignotant qui se contente d'un seul transistor, comme celui de la **figure 1**, ce n'est pas nécessairement intéressant du point de vue économie de composants, puisque ce clignotant demande trois

condensateurs. En revanche, il est certain qu'un transistor consomme moins que deux, si bien qu'il peut y avoir une économie d'énergie d'alimentation.

Basé sur un oscillateur sinusoïdal, ce clignotant a la particularité d'être « doux », allumage et extinction se font progressivement, et non pas d'un seul coup, comme dans les clignotants courants. Sur un tableau de signalisation, on a avantage à utiliser un tel clignotant doux pour indiquer le fonctionnement normal d'un circuit, alors que le clignotant « sec »



**Fig. 1. – Clignotant à un seul transistor, fonctionnant en régime sinusoïdal.**

convient plutôt à un signal de surcharge ou de défaillance.

En manœuvrant  $R_1$ , on passe de l'extinction complète à l'allumage permanent, et c'est vers le milieu de la course de  $R_1$  qu'on obtient le maximum d'amplitude de clignotement. Ajuster lentement, car les oscillations ne s'établissent que progressivement.

**Commande d'extinction :** par coupure de l'alimentation ou par fermeture d'un interrupteur placé entre base et émetteur du transistor. Dans ce dernier cas, la consommation résiduelle est de 0,1 mA.

**Commande d'allumage permanent :** fermer l'interrupteur S ou ouvrir un interrupteur qu'on place en série avec  $R_5$ .

**Alimentation sous une tension plus forte (jusqu'à 15 V) :** augmenter  $R_4$  de 100 Ω environ par volt supplémentaire. Exemple :  $R_4 = 820 \Omega$  pour une tension d'alimentation de 12 V.

## II – Clignotant économique à fréquence variable

Ce n'est pas quant au nombre des composants que le clignotant de la **figure 2** est économique, mais quant à la consom-

mation. En effet, il s'agit d'un circuit à deux transistors, donc à clignotement « sec », mais le premier transistor ne consomme qu'un centième environ de la puissance que demande le second pour commander la diode lumineuse. De plus, la durée d'allumage est nettement plus courte que la durée d'extinction (rapport de 3 environ entre ces deux durées). Pour une intensité d'allumage de 12 mA dans la LED, la consommation moyenne du circuit n'est ainsi que de 3 mA environ.

Par  $R_1$ , on peut ajuster la fréquence de clignotement dans de larges limites. Une diminution supplémentaire de la cadence de clignotement est possible, si on augmente  $C_1$  et  $C_2$  dans un même rapport. Par ailleurs, les valeurs des composants sont peu critiques.

Dans tous les montages décrits, le transistor BC 238 B peut être remplacé par BC 108 B, BC 148 B, BC 172 B, BC 183 B, BC 208 B, BC 318 B, BC 408 B, BC 548 B, et leurs équivalents. Type, couleur ou diamètre de la LED sont sans importance.

**Commande d'extinction :** par coupure de l'alimentation ou par fermeture d'un interrupteur placé entre base et émetteur de  $T_2$ . Dans ce dernier cas, la consommation résiduelle est voisine de 0,2 mA.

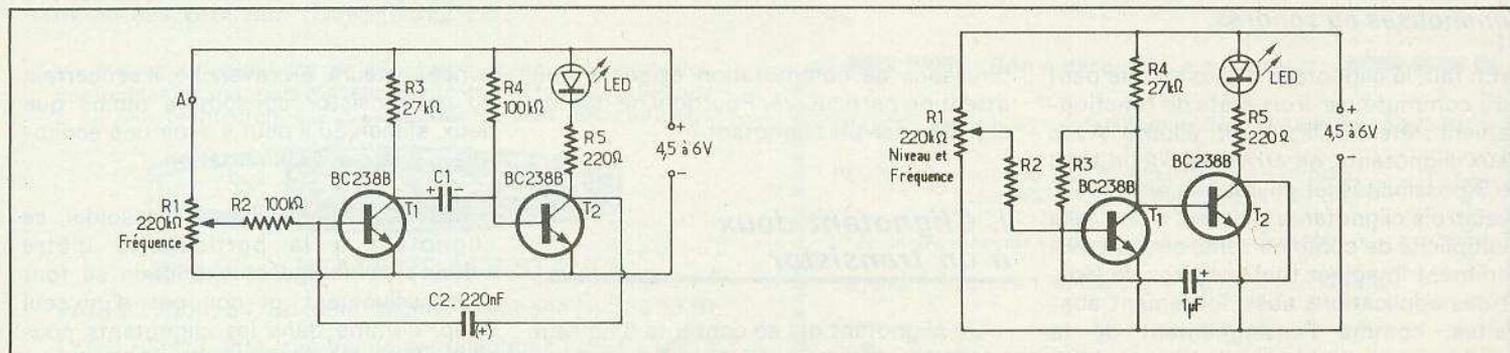
**Commande d'allumage permanent :** par ouverture d'un interrupteur placé au point A ou par fermeture d'un interrupteur placé au point A par fermeture d'un interrupteur placé entre base et émetteur de  $T_1$ .

**Alimentation sous une tension plus forte (jusqu'à 15 V) :** augmenter  $R_5$  de 100 Ω environ par volt supplémentaire d'alimentation.

## III – Clignotant à un seul condensateur, indicateur de chaud et de froid

Le schéma de la **figure 3** montre un clignotant à transistors, de conception relativement simple, du fait qu'il ne demande qu'un seul condensateur. Mais il est vrai qu'en cherchant à trop simplifier, on se complique souvent la vie. Ainsi, l'ajustage de  $R_1$ , commande de niveau et de fréquence, est beaucoup plus délicat que précédemment. On n'obtient un clignotement correct que sur une plage assez limitée de ce potentiomètre.

De plus, le fonctionnement du circuit dépend assez fortement de la température des transistors qu'il contient. Non seulement, la cadence du clignotement dépend de cette température, mais on arrive même à arrêter ou à faire reprendre le clignotement en chauffant ou en refroidissant un transistor. Ainsi, on peut ajuster  $R_1$  (en approchant le curseur de ce potentiomètre vers l'extrémité de piste connectée au positif de l'alimentation) de



**Fig. 2. – Clignotant asymétrique dont seul l'étage de sortie consomme une intensité importante.**  
**Fig. 3. – Fonctionnant en liaison directe, ce clignotant est sensible aux variations de température.**

façon que le clignotement vienne tout juste de cesser. On peut alors le faire reprendre en chauffant légèrement  $T_2$  au fer à souder, ou en refroidissant  $T_1$ . Inversement, en ajustant  $R_1$  à la limite où le clignotement se maintient tout juste encore, on peut l'arrêter en chauffant  $T_1$  ou en refroidissant  $T_2$ . Pour obtenir un circuit qui vous signale que vous deviez mettre votre pardessus pour sortir, il suffirait ainsi d'installer  $T_1$  à l'intérieur d'une fenêtre,  $T_2$  à l'extérieur, et d'ajuster  $R_1$  en conséquence. Les connexions de liaison devront être blindées, pour éviter que le clignotant ne réponde à des perturbations, captées par effet d'antenne, et une alimentation stabilisée est nécessaire.

La précision du circuit est néanmoins très inférieure à celle d'un vrai thermomètre électronique. Il convient donc de le considérer essentiellement comme montage de démonstration, permettant une mise en évidence assez spectaculaire de l'effet de température des semi-conducteurs.

#### IV - Quadruple clignotant pense-bête

Le montage de la figure 4 comporte quatre diodes lumineuses, chacune étant connectée en parallèle à un interrupteur. En fermant cet interrupteur, on arrête le clignotement de la LED correspondante, alors que les autres continuent à clignoter avec, tout au plus, un léger changement quant à la cadence de clignotement ou à l'intensité d'allumage. Chacun des quatre clignotants peut ainsi être affecté à une fonction « pense-bête » telle que « téléphoner », « écrire », « rechercher », « préparer » ou encore « aller chercher », « convoquer », « payer », etc. En somme, on dispose là d'un quadruple « nœud électronique dans un mouchoir » qui peut être une idée de cadeau assez originale.

La consommation moyenne du circuit est voisine de 10 mA, ce qui signifie que la pile d'alimentation dure à peu près aussi longtemps que sur un petit récepteur portable. Cependant, le multivibrateur de commande continue à fonctionner même quand les quatre LED sont éteintes. Lors d'une alimentation sur piles, il est donc prudent de prévoir un voyant de fonctionnement (LED 5), bien que ce dernier consomme également près de 10 mA.

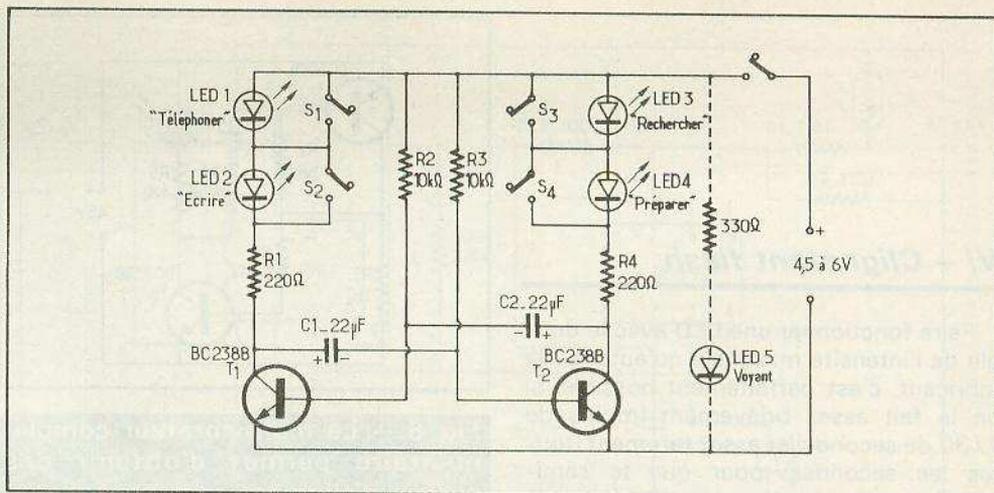


Fig. 4. - Clignotant symétrique, comportant deux LED dans le circuit de collecteur de chaque transistor.

On peut modifier la cadence de clignotement en modifiant les valeurs des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ . En donnant des valeurs différentes à ces deux condensateurs (15 et 47  $\mu\text{F}$ , par exemple), les deux paires de LED accusent des durées d'allumage différentes.

Une extension sur six allumages (trois dans chaque circuit de collecteur) est possible, si on alimente sous 9 V, en prenant  $R_1 = R_4 = 390 \Omega$ . Dans tous les cas, on peut s'adapter à une tension d'alimentation plus élevée (jusqu'à 15 V) en augmentant  $R_1$  et  $R_4$  de 100  $\Omega$  environ par volt supplémentaire.

rupteur simple. Cela permet une signalisation lumineuse pour des combinaisons particulières, telles que signaux donnant des informations contraires, aiguillages menant vers une voie de garage, etc.

Le tableau ci-dessous donne, en fonction de la position des interrupteurs, les états « allumé » (A), « clignotant » (C) et « éteint » (E) qu'on obtient pour les deux diodes lumineuses.

Interrupteurs fermés	LED 1	LED 2
aucun	A	A
$S_2$	C	C
$S_1$	E	A
$S_1, S_2$	E	C
$S_5$	A	E
$S_2, S_5$	C	E
$S_3$ ou $S_3 + S_2$	E	A
$S_4$ ou $S_4 + S_2$	A	E

#### V - Clignotant double à combinaisons multiples

Le clignotant de la figure 5 est, dans son principe, identique à celui du montage précédent. Toutefois, on y a prévu cinq interrupteurs, permettant d'obtenir divers modes de fonctionnement. Ces interrupteurs, on peut, par exemple, les associer à ceux d'un pupitre de commande de train miniature, en montant un interrupteur double là où il faut normalement un inter-

Il existe, bien entendu, des combinaisons supplémentaires, qu'on pourra expérimenter. De plus, on peut prévoir des interrupteurs en série avec  $R_2$  et  $R_3$ . A l'état ouvert, ils auront la même fonction que  $S_3$  et  $S_4$  à l'état ouvert. Comme précédemment, une augmentation de  $R_1$  et de  $R_4$  permet une adaptation à une tension d'alimentation plus élevée.

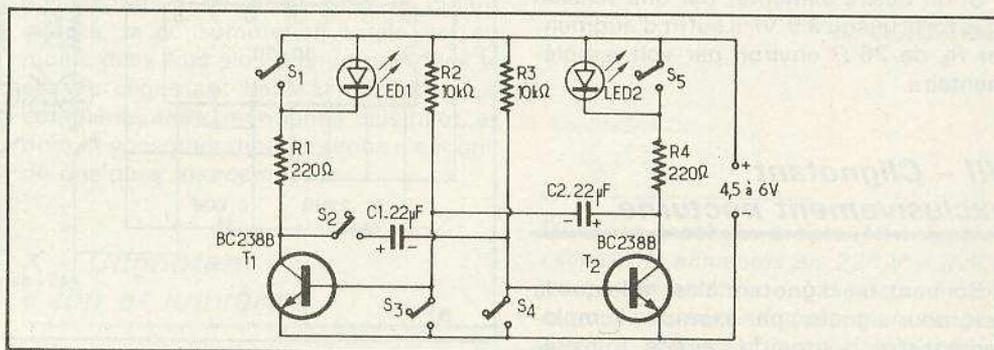


Fig. 5. - Les interrupteurs du montage commandent divers modes de fonctionnement.

## VI - Clignotant flash

Faire fonctionner une LED avec le double de l'intensité maximale qu'autorise le fabricant, c'est parfaitement possible, si on le fait assez brièvement (moins de 1/30 de seconde) et assez rarement (toutes les secondes) pour que le semi-conducteur luminescent ne puisse atteindre des températures prohibitives. Dans ces conditions, on obtient des éclairs d'une intensité lumineuse assez spectaculaire et qui retiennent, du fait même de leur brièveté, l'attention beaucoup plus que les signaux d'un clignotant ordinaire.

La figure 6 montre le schéma d'un multivibrateur dit complémentaire, et qui produit des impulsions suffisamment espacées pour que la durée d'allumage de la LED soit approximativement égale au trentième de la durée d'extinction, laquelle est voisine d'une seconde. La consommation moyenne n'est ainsi que de 1 à 2 mA, si bien qu'une pile de 4,5 V peut assurer une semaine de fonctionnement permanent.

Lors d'un premier essai du montage de la figure 6, on a avantage à utiliser provisoirement  $R_5 = 220 \Omega$ , pour éviter tout claquage de la LED en cas de défaut déterminant un allumage permanent de ce dernier. Même lors d'un câblage correct, un tel défaut peut se présenter, si on s'aventure à utiliser des transistors de caractéristiques différentes de ceux indiqués dans le schéma. Souvent, on pourra néanmoins utiliser ces transistors, si on détermine, expérimentalement, une valeur de  $R_2$  (150 k $\Omega$  à 3,3 M $\Omega$ ) assurant un clignotement correct.

Si on désire alimenter par une tension plus forte (jusqu'à 9 V), il suffit d'augmenter  $R_5$  de 25  $\Omega$  environ par volt supplémentaire.

## VII - Clignotant exclusivement nocturne

Souvent, un clignotant n'est utile que la nuit, pour signaler, par exemple, l'emplacement d'un bouton d'éclairage. Sur pratiquement tous les types de clignotants simples, il suffit d'ajouter une photorésistance (type LDR ou similaire) pour provoquer une coupure diurne automatique.

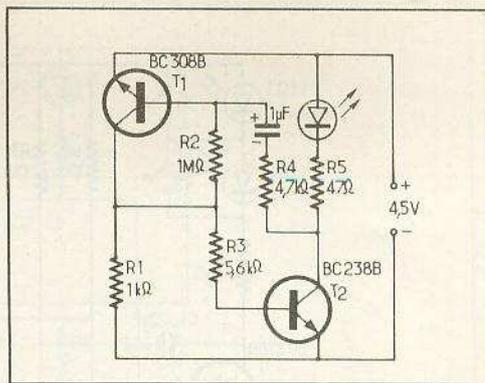


Fig. 6. - Le multivibrateur complémentaire permet d'obtenir des cycles d'allumage qui sont beaucoup plus courts que les cycles d'extinction.

A titre d'exemple, la figure 7 montre l'adjonction d'une telle photorésistance dans le cas d'un multivibrateur complémentaire. Le schéma est très semblable au précédent, et on n'a modifié que les valeurs de  $R_4$  et de  $R_5$ , pour obtenir un fonctionnement non plus en « flash », mais avec des durées d'extinction et d'allumage à peu près équivalentes. La comparaison avec la figure 6 montre qu'il suffit de réduire  $R_4$  pour obtenir de nouveau des durées d'allumage plus réduites.

La sensibilité de la photorésistance est telle que le circuit ne commence à fonctionner que dans une obscurité presque complète. Pour déplacer le seuil de fonctionnement vers un niveau plus élevé d'éclairage ambiant, il suffit d'abriter le montage dans un boîtier ne comportant qu'une petite ouverture pour la lumière. On peut également obturer partiellement la surface sensible de la photorésistance par un ruban adhésif non translucide.

Dans le cas d'un multivibrateur composé de deux transistors NPN, comme

celui de la figure 2, un fonctionnement exclusivement nocturne est possible en plaçant une photorésistance entre base et émetteur de  $T_2$ . Si on la place entre émetteur et base de  $T_1$ , on obtient un allumage continu le jour, et un clignotement la nuit.

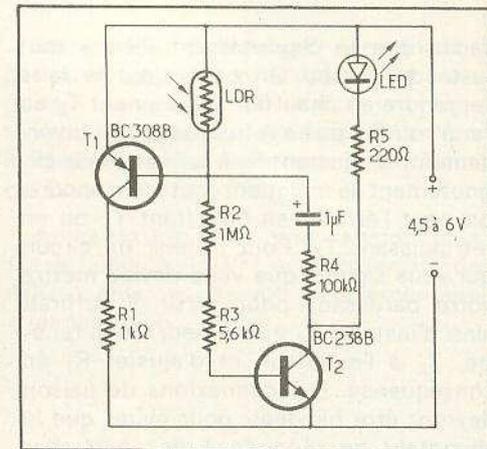


Fig. 7. - Commandé par une photorésistance, ce clignotant ne fonctionne que dans l'obscurité.

## VIII - Clignotant à circuit intégré CMOS

Avec deux portes logiques CMOS, on peut réaliser un multivibrateur à la fois très simple et de consommation très réduite. Cependant, l'intensité de sortie qu'on peut obtenir d'une telle porte est en principe insuffisante pour commander directement une diode luminescente. Or, les circuits intégrés qu'on trouve dans le commerce comportent toujours quatre portes du type envisagé ici. Comme il n'en faut que deux pour le multivibrateur, on peut ainsi tripler, par mise en parallèle, la dernière porte de ce multivibrateur, pour disposer d'une intensité suffisante.

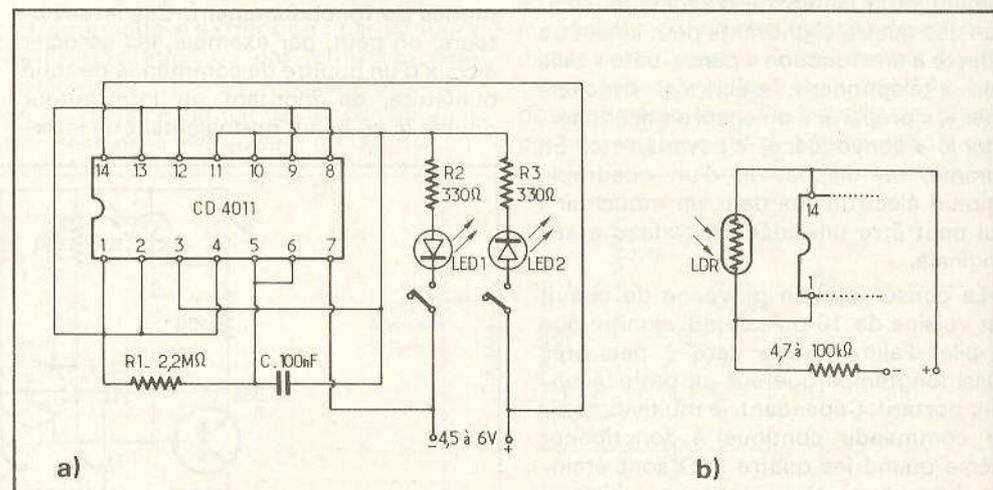
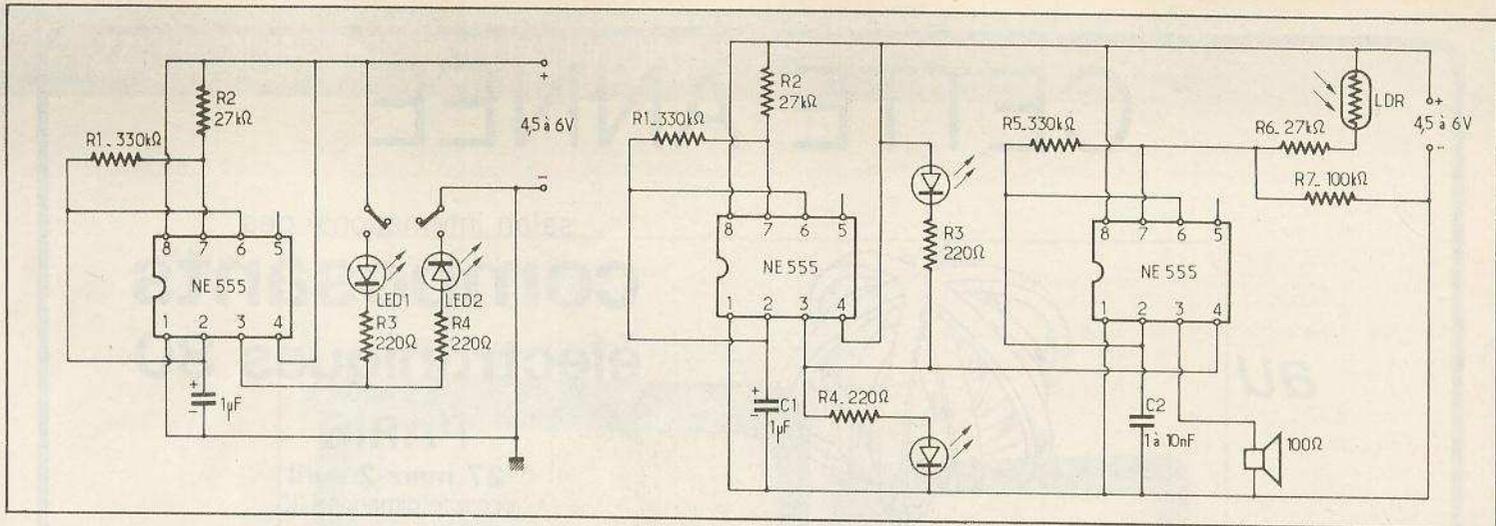


Fig. 8. - Clignotant à circuit C.MOS (a) et modification à effectuer (b) pour obtenir une commande par la lumière ambiante.



**Fig. 9. – Clignotant à circuit intégré bipolaire. Le rapport cyclique est déterminé par les valeurs de  $R_1$  et de  $R_2$ .  
Fig. 10. – Le clignotant commande un oscillateur de fréquence sonore, lequel attaque, à son tour, un petit haut-parleur de  $100 \Omega$ .**

Le schéma de la **figure 8a** montre qu'on peut ainsi commander deux diodes luminescentes qui s'allument alternativement. La cadence du clignotement peut être modifiée dans de larges limites, si on remplace  $R_1$  par une résistance ajustable de  $5 M\Omega$ . Une valeur de  $1 M\Omega$ , plus courante, devient valable quand on prend  $C = 470 nF$ .

Un fonctionnement exclusivement nocturne est possible par la modification indiquée dans la **figure 8b**. Il faut alors supprimer LED 2 qui, autrement, resterait allumé en permanence. La résistance indiquée dans la **figure 8b** devra être d'autant plus forte que le seuil de luminosité, pour lequel le clignotant doit se mettre en route, doit être plus faible.

Un fonctionnement avec une tension d'alimentation plus forte (jusqu'à  $12 V$ ) devient possible, si on augmente  $R_2$  et  $R_3$  de  $100 \Omega$  environ par volt supplémentaire. Une telle augmentation de la tension d'alimentation apporte ici, contrairement aux autres montages décrits, une légère amélioration de la brillance du clignotement.

## IX – Clignotant à circuit intégré bipolaire

Le circuit intégré NE555 est un multivibrateur à usages multiples, très facile à utiliser comme clignotant. La **figure 9** montre un montage pour la commande alternante de deux diodes luminescentes, pouvant être mises en service de façon indépendante, avec deux interrupteurs. Pour pouvoir modifier la fréquence dans de larges limites, il suffit de remplacer  $R_1$  par une résistance ajustable de  $1$  ou de  $2,2 M\Omega$ . Le montage peut fonctionner

avec une tension d'alimentation plus élevée (jusqu'à  $15 V$ ), si on augmente  $R_3$  et  $R_4$  de  $100 \Omega$  environ par volt supplémentaire.

**Fonctionnement exclusivement nocturne.** Il suffit de connecter une photorésistance (type LDR ou similaire) entre les broches 1 et 7 du circuit, et de supprimer LED 2. Lorsqu'on diminue progressivement l'éclairement, on constate que le circuit commence d'abord à clignoter avec une cadence nette plus lente qu'en régime normal.

**Coupage par interrupteur.** En fermant un interrupteur qui se trouve connecté entre les broches 1 et 7 (ou 1 et 6), LED 1 s'éteint et LED 2 reste allumée en permanence. Quand on coupe alors LED 2 par son interrupteur, la consommation résiduelle du circuit est de  $2 mA$  environ.

**Fonctionnement flash.** Des éclairs violents et très brefs peuvent être obtenus, dans LED 1, avec  $R_1 = 47 k\Omega$ ,  $R_2 = 1 M\Omega$ ,  $R_3 = 47 \Omega$  (à augmenter, au-delà de  $4,5 V$  de  $25 \Omega$  environ par volt supplémentaire). Comme on observe toujours une intensité d'alimentation de  $2 mA$  pour le circuit intégré, la consommation totale est au moins deux fois plus grande que dans le cas du clignotant flash à multivibrateur complémentaire, mentionné plus haut, et dont la consommation de repos n'est que de quelques microampères.

## X – Clignotant « son et lumière »

Certains clignotants, utilisés comme avertisseurs, ne remplissent commodément leur fonction que si l'éclairement ambiant est suffisamment faible. On a

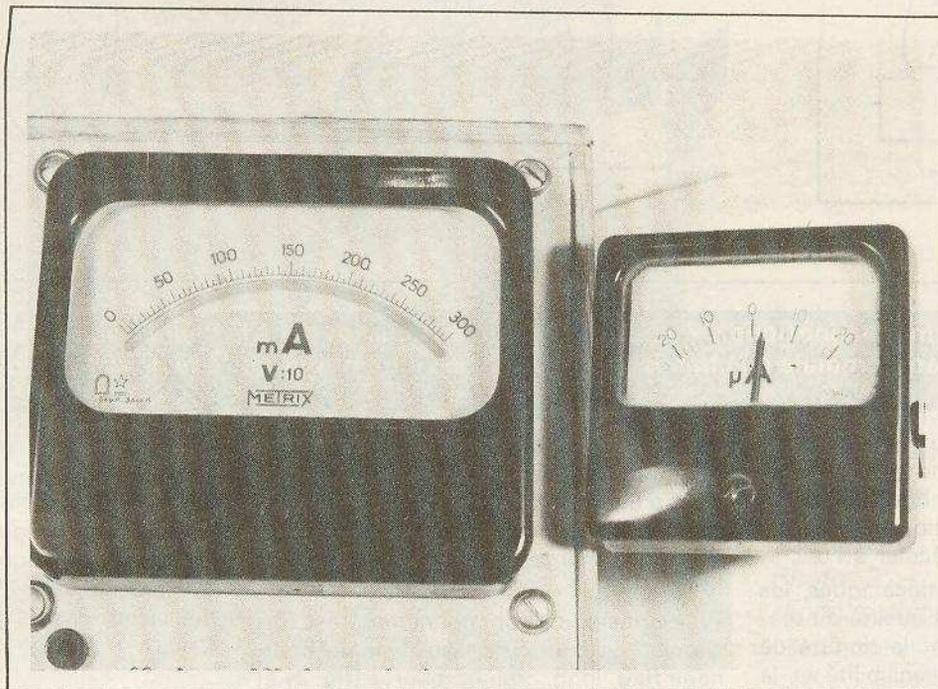
donc souvent avantage à les doubler d'un bruiteur, et il est alors facile de faire en sorte que ce bruiteur ne fasse entendre son « bip-bip-bip » que lorsque l'éclairement est relativement intense.

La **figure 10** montre un schéma qui remplit ces deux fonctions « son » et « lumière », à l'aide de deux circuits intégrés NE555. On peut ne monter qu'une des deux LED. La fréquence du son diffusé par le haut-parleur sera d'autant plus basse que la valeur de  $C_2$  est plus forte. En utilisant un haut-parleur dont l'impédance serait inférieure à  $100 \Omega$ , on risque de détruire le circuit intégré qui le commande.

Le fonctionnement exclusivement diurne du son est assuré par une photorésistance qu'on connecte en série avec  $R_6$ . Quand l'éclairement diminue, le haut-parleur produit d'abord un son de plus en plus bas, puis il s'arrête complètement. Pour obtenir un fonctionnement permanent, il suffit de remplacer la photorésistance par un court-circuit, et on peut alors omettre  $R_7$ .

H. SCHREIBER

**Dans un prochain article : 10 indicateurs clignotants alimentés en  $220 V$  – Indicateur d'alimentation – Indicateur de coupure, à mémoire – Indicateur de consommation – Indicateur de sous-alimentation – Indicateur de tension à double seuil – Indicateur d'obscurité ou de lumière – Indicateur de dépassement de température – Indicateur de bruit.**



**APPAREMMENT** *quoi de plus banal qu'un galvanomètre !  
Mais l'amateur éprouve de légitimes inquiétudes sur  
sa fragilité ou sa précision lorsqu'il s'agit d'en monter  
un sur un circuit. Ce composant souvent non remplaçable  
par des afficheurs ou des LED mérite d'être mieux connu,  
afin d'être utilisé judicieusement et sans le risque d'une erreur fatale.  
Ces connaissances sont donc indispensables à tout amateur ;  
elles sont assez nombreuses  
mais très faciles à assimiler.*

## Monter un galvanomètre : Lequel ? Comment ?

### Le fonctionnement

Le galvanomètre à « cadre mobile » est de loin le plus répandu. Il s'agit d'un bobinage très fin sur un cadre carré et pouvant pivoter dans le champ magnétique d'un aimant permanent ; ce cadre est donc muni de deux pivots, d'une longue aiguille, des deux fils d'alimentation (parfois matérialisés par les pivots), et enfin d'un ressort spirale de rappel.

La faible intensité continue (25 à 400  $\mu\text{A}$ ) parcourant ce bobinage génère un petit champ magnétique perpendiculaire au cadre (fig. 1), qui va ressentir une

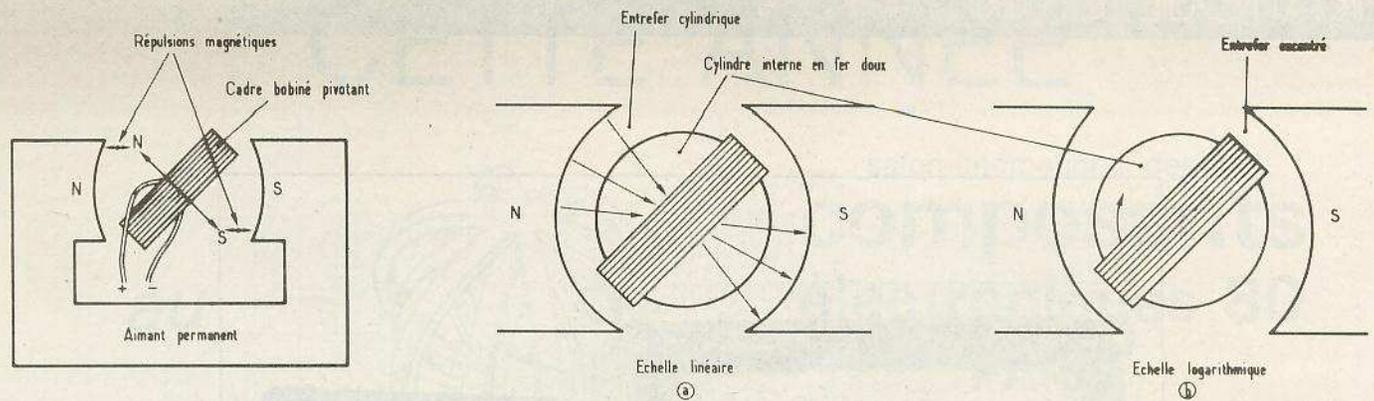
répulsion vis-à-vis du champ de l'aimant. Le ressort spirale équilibrera cette force.

Un galva sera d'autant plus sensible que le champ induit sera fort (nombre de spires sur le cadre) et que le ressort sera faible.

Un principe simple mais régi par des formules de magnétisme fort complexes ; lesquelles font les délices des professeurs de physique des lycées et collèges, afin d'assommer leurs élèves avec certains problèmes qui ne concerneraient uniquement les constructeurs de galvanomètres...

Remarquons cependant la forme cylindrique des pôles de l'aimant et la présence d'un cylindre en fer doux, fixe, à l'intérieur du cadre mobile (fig. 2). Cette géométrie fait converger le champ de l'aimant vers l'axe d'où le nom d'aimant à « champ radial ». Ainsi le cadre bobiné reçoit un champ magnétique constant sur toute sa déviation. De ce fait la force ou « couple » sur le cadre est proportionnelle à l'intensité qui le parcourt ; il en est donc de même avec sa déviation.

Récupérateurs de galvas, attention ! Certains modèles spéciaux ont une déviation à progression logarithmique ! C'est le



**Fig. 1 et 2. – Le champ magnétique créé par le passage du courant dans le cadre bobiné provoque la rotation de celui-ci. L'orientation radiale du champ magnétique de l'aimant permet une déviation linéaire avec l'intensité**

cas par exemple de ceux équipant les anciens posemètres photo manuels : L'entrefier n'est plus cylindrique mais va en croissant avec la déviation (voir fig. 2) ; c'est parfois difficile à déceler à l'œil.

Les divers problèmes mécaniques, les frottements des pivots, la qualité du ressort spirale, la légèreté et la rigidité de l'aiguille, déterminent la sensibilité et la fidélité d'où le prix de l'ensemble, tout comme en horlogerie.

Alimenté en courant alternatif un galva à cadre mobile ne dévie pas, mais le bobinage chauffe...

### Les galvas ferromagnétiques

Voici la grosse cavalerie. Ils sont bien meilleur marché, moins sensibles, peu précis mais mécaniquement bien plus robustes. Ce sont davantage des appa-

reils de contrôle que de mesure. On les rencontre donc sur les instruments de bord d'une voiture, jauge d'essence, thermomètre, ou encore comme ampèremètre sur les chargeurs de batteries du commerce.

Le principe de fonctionnement est fort simple : Le courant passe dans un bobinage fixe, long, creu et incurvé (fig. 3) et cet électro-aimant attire plus ou moins un noyau plongeur en fer doux solidaire de l'aiguille ; toujours avec ressort spirale de rappel. En conséquence ils fonctionnent aussi bien en alternatif qu'en continu ; ils ne sont donc pas polarisés.

A l'usage on les identifie instantanément au fait qu'à la mise sous tension l'aiguille oscille quelques secondes autour de sa position d'équilibre avant de s'immobiliser. C'est un phénomène de self induction : la plongée brutale du noyau provoque dans le bobinage un courant induit en sens inverse du courant à mesurer, d'où cette suite d'oscillations rapides.

Le bobinage étant fixe il peut être suffisamment gros pour supporter une intensité plus élevée, non pas des  $\mu A$  mais des mA. La force magnétique étant plus forte les pivots de l'équipage mobile peuvent être plus grossiers, donc plus robustes, en abaissant ainsi le prix de revient de ces galvas.

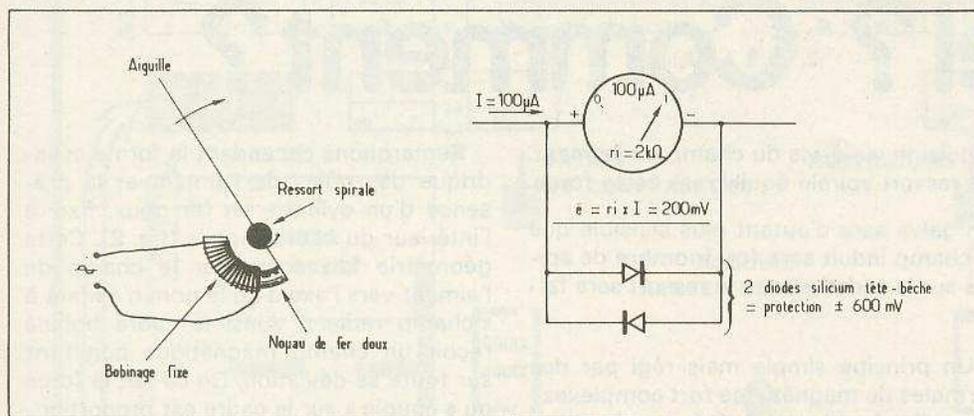
### Les galvanomètres thermiques

Les ancêtres, qui servirent aux pères de l'électricité. Le courant à mesurer chauffe par effet joule un fil qui se dilate faisant ainsi dévier l'aiguille. Très bon marché, super robustes, pas d'oscillations d'aiguille puisque très lents, pas de polarité, quant à leur précision... Nous en parlons toutefois car ces galvas sont très fréquents sur les tableaux de bords de voitures, allemandes en particulier. On les identifie au fait que l'aiguille monte très lentement en mettant le contact et met bien vingt secondes pour revenir au zéro après avoir confié le contact.

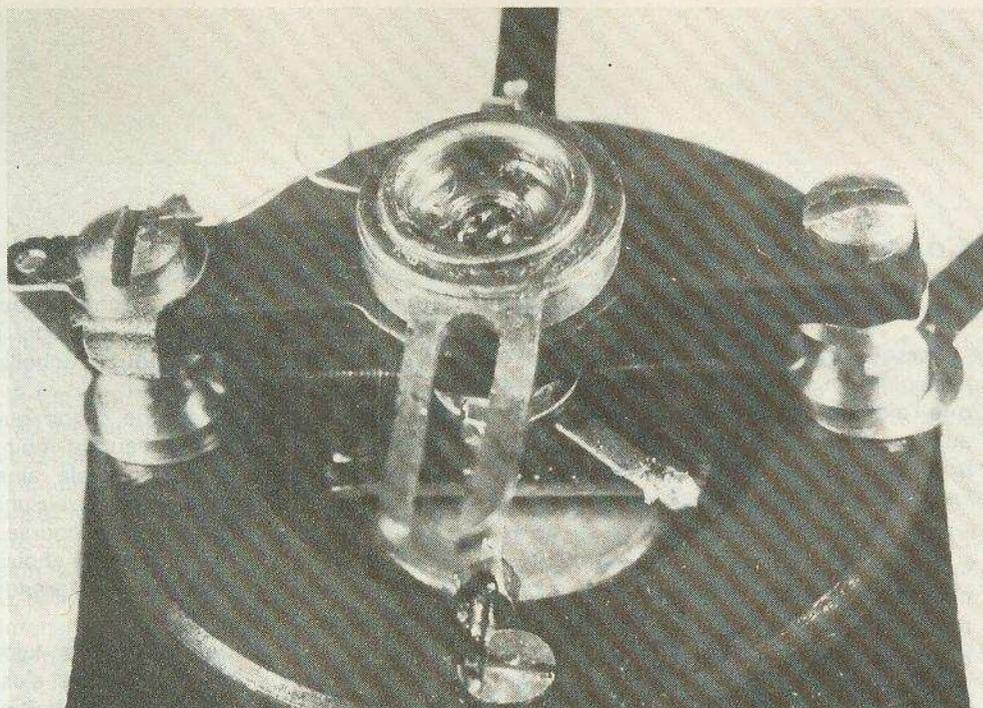
La déviation est proportionnelle à la puissance dissipée sur l'élément chauffant donc à  $P = RI^2$ , ce qui explique que les très vieux ampèremètres recherchés par les collectionneurs ont des graduations qui vont en s'élargissant vers la droite.

### Ressorts et pivots

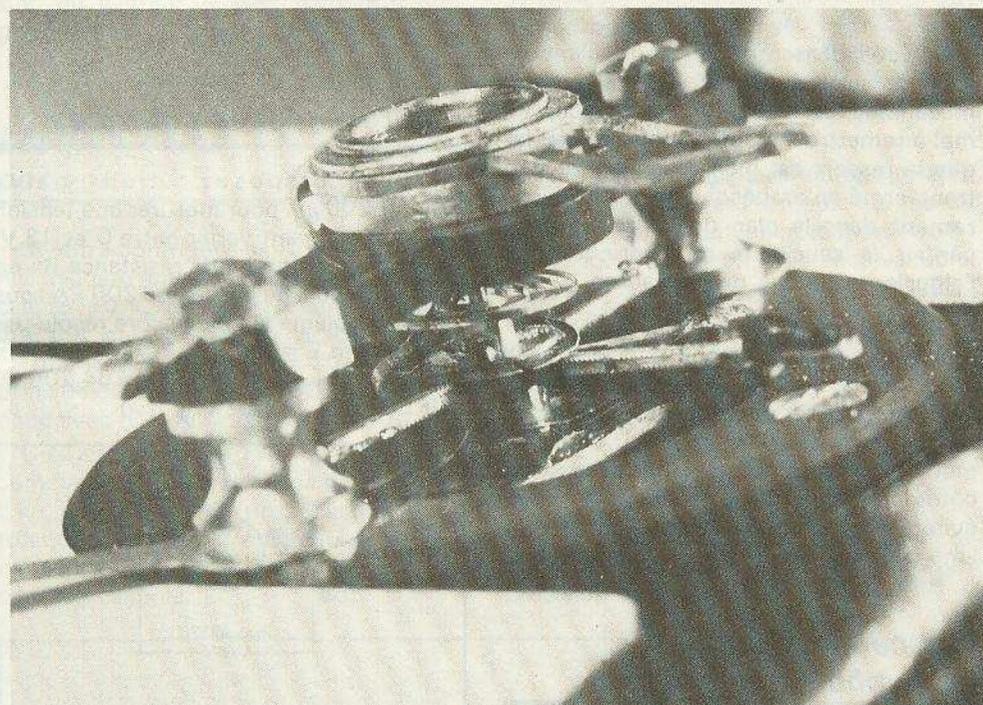
Revenons aux galvas à cadre mobile. L'analogie mécanique avec un balancier de pendulette est flagrante, aussi les



**Fig. 3. et 4. – Les galvanomètres ferromagnétiques moins sensibles, mais plus robustes peuvent aussi fonctionner un alternatif. En cas de surcharge accidentelle un galvanomètre doit être protégé par deux diodes en shunt.**



*Photo 1. – On distingue au centre le cylindre en fer et autour le cadre bobiné.*



*Photo 2. – Le ressort spirale de rappel est souvent utilisé comme conducteur électrique vers le cadre.*

technologies horlogères ont été copiées pour la rotation du cadre ; depuis la simple pointe dans du laiton percé jusqu'au pivot rubis « INCABLOC ».

Le réglage du zéro mécanique de l'aiguille s'effectue par un déplacement du point fixe du ressort spirale par une canne, tout comme le réglage avance-retard d'une pendule. Les modèles de haut de gammes ont un équipage mobile équilibré pour travailler dans une certaine position, verticale, horizontale ou inclinée à 30, 5 ou 60°. Ce détail est indiqué sur le cadran par des symboles convention-

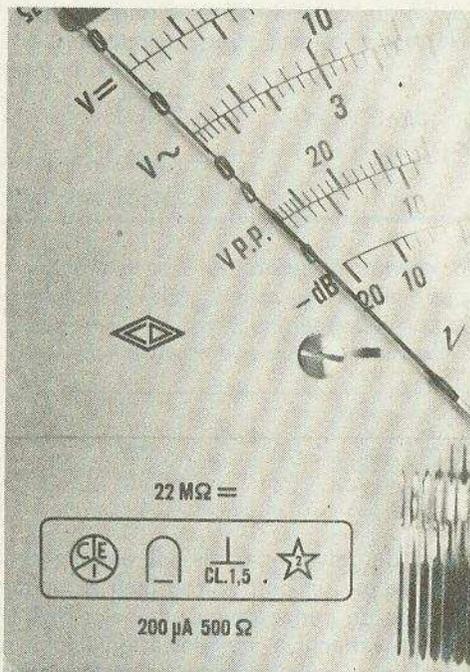
nels (voir fig. 5 et photo 3). Il est normal que le zéro mécanique soit différent avec le cadran horizontal ou vertical.

Des galvanomètres à zéro milieu, de très haute sensibilité n'ont ni pivots ni ressorts spirale = le cadre est suspendu entre deux minuscules rubans en tungstène tendus verticalement. C'est très fragile, et en cas de choc le remplacement d'un ruban cassé demande beaucoup de patience, dans une heure calme et par une journée sans café... Ces appareils comportent toujours un blocage mécanique pour le transport. A ne pas oublier ! Ce

type de galva a parfois son aiguille remplacée par un petit miroir plan sur lequel frappe un mince rayon lumineux fixe. Le rayon réfléchi à une déviation angulaire double de celle du cadre (loi d'optique de POGGENDORF). Ces galvanomètres sont donc ultra-sensibles et de faible inertie (pas d'aiguille). Vous n'en trouverez pas chez votre revendeur habituel bien qu'ils soient encore utilisés dans certains appareils de laboratoires de physique. Le galva à miroir était en outre la pièce maîtresse du système R.C.A. dans les années 30 pour la sonorisation des films à piste optique.

=	= Courant continu seulement
	= A cadre mobile
3400 Ω	= Résistance ohmique du bobinage du cadre (r <sub>i</sub> )
	= Cadre mobile avec redresseur incorporé
	= Ferromagnétique
	= Zéro mécanique réglable
☆	= Tension d'essai diélectrique en kV
⊥	= Prévu pour cadran verticale
┌	= Prévu pour cadran horizontalement
△ 60°	= Prévu pour cadran incliné à 60°
25 (en rouge)	= Classe de précision (% à pleine échelle)
	= Limites de fréquences des échelles en alternatif 30...20000 Hz

**Fig. 5. – Ces symboles conventionnels renseignent sur la nature du galvanomètre ou sur les performances d'un contrôleur.**



**Photo 3. – Des symboles conventionnels renseignent sur les caractéristiques du galvanomètre de ce multimètre.**

## Conseils aux récupérateurs

Lorsque vous aurez séparé un galva sensible d'un « ribblon » vous constaterez que l'aiguille oscille d'une butée à l'autre au moindre mouvement : Reliez les deux bornes par un conducteur quelconque et l'aiguille deviendra très sage. Pourquoi ?

Parce qu'en court-circuitant le cadre, le courant induit par les rotations créait un champ magnétique qui les freine ; c'est le même principe que les freins TELMA pour les poids lourds, mais en bien plus petit...

Démonter la partie arrière du boîtier afin de vérifier qu'il n'y a pas de résistances shunt ou série incluses, sinon les enlever.

Si vous démontez le capot avant ne touchez surtout pas au réglage de zéro mécanique, car vous auriez beaucoup de mal à remettre le capot en place. Vérifier que le ressort est bien en spirale et non transformé en arabesque ! Soufflez légèrement dans le plan du cadran afin de vérifier la sensibilité du cadre, et que l'aiguille ne touche pas le cadran.

Si les cosses d'entrées sont à vis garder précieusement les écrans qui sont peut être d'un pas spécial. Conserver de même toute la visserie, pattes ou étrier pour la fixation sur panneau. S'il s'agit d'un multimètre à emboîtement plastique noter les côtes de perçages de la tôle, cela vous évitera plus tard des tâtonnements à la lime.

## Les caractéristiques et symboles électriques

Les deux valeurs essentielles sont la résistance ohmique du bobinage et l'intensité à pleine échelle ; rarement indiquées sur l'appareil nous verrons comment les mesurer par des moyens détournés mais précis.

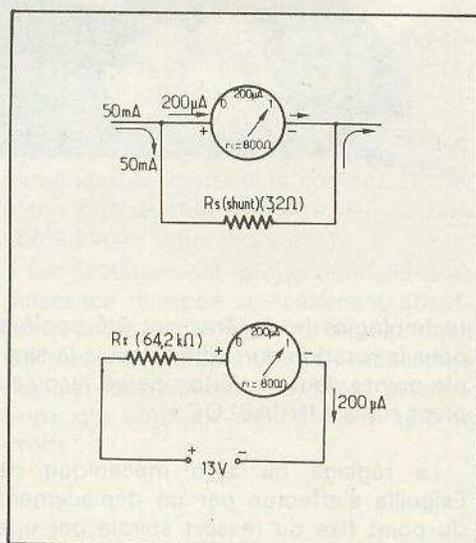
Supposons un galva de 50 μA avec une résistance interne (bobinage) « r<sub>i</sub> » de 3 400 Ω. La tension maxi à ses bornes à pleine échelle est donc de 3 400 x 50.10<sup>-6</sup> = 0,170 V. Voilà pourquoi on dispose souvent deux diodes silicium tête-bêche en parallèle sur un galva, qui sera alors protégé au-delà de ± 0,6 V (fig. 4).

La figure 5 donne la signification des signes cabalistiques figurant au bas du cadran. La « classe » est un chiffre toujours marqué en rouge qui est égal à l'erreur en pourcents en **bout d'échelle**. Les valeurs usuelles sont 0,1 – 1 – 1,5 – 2 et 2,5. Il est impératif de savoir que l'indication d'un galva est d'autant moins précise que sa déviation est faible, ainsi un appareil de classe « 2 » peut avoir une erreur maxi de ± 8 % au quart de course ! D'où l'intérêt sur un contrôleur de choisir le calibre qui provoque la plus grande déviation.

La tension d'essai diélectrique en kilovolts est inscrite dans une étoile : c'est l'isolement du cadre par rapport au boîtier lorsqu'on mesure une haute tension avec une sonde spéciale.

## Le calcul des résistances chutrices

Vous disposez d'un galva 800 Ω / 200 μA pour mesurer une tension continue pouvant varier entre 0 et 13 V. Il va falloir installer une résistance Rx en série telle qu'il ne passe que 200 μA sur 13 V : problème simple encore résolu par la loi d'ohm E = RI soit 13 = (R<sub>x</sub> + 800) x 200.10<sup>-6</sup> ce qui donne R<sub>x</sub> = 64.200 Ω, soit 56 kΩ + 8,2 kΩ (fig. 6 a)



**Fig. 6. – Un galvanomètre est monté en voltmètre avec une forte résistance en série, ou en ampèremètre avec une faible résistance en parallèle.**

A présent le cas d'une mesure d'intensité ; avec le même galva vous voulez une déviation totale pour 50 mA. La résistance chutrice est alors montée en **parallèle** (shunt) pour passer la majeure partie de cette intensité, en ne laissant que 200  $\mu$ A passant par le galva (fig. 6 b). Ne vous lancez pas dans la fastidieuse formule dite des courants dérivés mais supposez le problème résolu : il y a aux bornes du galva et du schunt une même tension « e » égale à  $800 \times 200 \cdot 10^{-6} = 0,160$  V ; or il passe dans le shunt une intensité  $I_s = 50 - 0,2 = 49,8$  mA  $\approx$  50 mA. Toujours la loi d'Ohm =  $R_s = e/I_s = 0,16/0,050 = 3,2 \Omega$

Vous êtes maintenant capable de déterminer n'importe quel calibre de tension ou d'intensité avec n'importe quel galvanomètre.

## Les kilo-ohms par volt

Si votre contrôleur est un 20 k $\Omega$ /V sa résistance d'entrée est de 200 k $\Omega$  sur le calibre 10 V, de 10 k $\Omega$  sur le calibre 500 mV, etc. Ce sont les caractéristiques

On a ici  $3\ 400/0,170 = 20\ 000/1$ , et presque toujours un  $3\ 400 \Omega/50 \mu$ A donc avec une tension maxi e = 170 mV.

On a ici  $3\ 400/0,0,170 = 20\ 000/1$ , et comme nous avons vu que la tension maxi d'un voltmètre est proportionnelle au total des résistances en série ( $R_x + r_i$ ), le rapport 20 000/1 restera constant sur tous les calibres.

## Le mesure des caractéristiques

Vous constatez que pour câbler un galva il est indispensable de connaître sa résistance interne  $r_i$  et son intensité maxi  $i_m$ , or ces valeurs n'étant pratiquement jamais inscrites sur un galva de récupération, il nous faut les mesurer avec un contrôleur. Attention à la fatale bêtise qui est de mesurer  $r_i$  avec l'ohmmètre, car le cadre n'apprécierait guère une tension de plusieurs volts...

Utilisons le petit montage de la **figure 7** où nous avons en série une pile 5 V, un potentiomètre  $P_1$  de 220 k $\Omega$  monté en résistance variable, le galva inconnu et le contrôleur en position micro-ampèremètre. En commençant avec  $P_1 = 220$  k $\Omega$  on diminue progressivement cette valeur jusqu'à obtenir la déviation maxi du galva ; on lit alors tout simplement cette intensité sur le contrôleur.

Sans rien toucher au montage ni à ce réglage de  $P_1$ , brancher aux bornes du galva, donc en shunt, un potentiomètre  $P_2$  de 4,7 k $\Omega$  lui aussi en résistance variable. Agir sur celui-ci jusqu'à obtenir exactement la **déviatiion moitié** du galva inconnu, le contrôleur indique lui toujours la même valeur, ou très légèrement supérieure. Puisque l'intensité dans le galva a chuté de moitié c'est que  $P_2 = r_i$ .

On défait le montage et on mesure  $P_2$  avec l'ohmmètre.

On a donc mesuré  $i_m$  et  $r_i$  avec peu de matériel, sans aucun calcul et avec une précision suffisante.

## Les changements de cadrans

Il est navrant de constater que pas un seul fabricant n'ait eu l'idée de commercialiser des galvanomètres avec **cadrans amovibles non gradués**, ce qui rendrait de grands services aux créateurs de prototypes que sont les amateurs. A défaut voici comment l'auteur « refait » ses cadrans :

Nous disposons par exemple d'un galva de récupération gradué de 0 à 80 V et nous voulons le graduer de 0 à 140 °C.

Nous établissons d'abord un tableau de conversion anciennes/nouvelles graduations, puis nous démontons le boîtier et la plaque cadran. Attention à l'aiguille !

Cette plaque est « scotchée » sous une feuille de papier calque sur laquelle nous traçons le nouveau cadran avec des caractères transferts. Ce gros travail étant fait il y a trois variantes : photocopie du calque mais avec une machine qui respecte bien les dimensions de l'original.

Epreuve photographique par contact calque/papier, on obtient ainsi un **ccadran** noir avec graduations blanches. Enfin négatif contact sur plan-film puis positif contact sur papier. Dans les trois cas le nouveau cadran est soigneusement collé sur la plaque (sans cloques, pensez à l'aiguille) et le tout est remonté.

## Conclusion

L'insertion d'un galvanomètre dans un montage ne demande en fait que quelques calculs très simples tous dérivés de la loi d'Ohm. Bien que la mode actuelle soit aux afficheurs ou aux barres de LED, il serait stupide de dénigrer ce digne composant d'une lecture souvent plus pratique et quelquefois d'un prix moindre qu'un ensemble ampli + codage + afficheurs ou train de LED ; exemple les vu-mètres d'amplis BF qui sont devenus pénibles à regarder. Un galva est certes plus encombrant et nécessite un peu plus de travail de tôle, mais nombreux sont les appareils où il demeure irremplaçable.

Michel ARCHAMBAULT

N° 26 - nouvelle série - Page 141

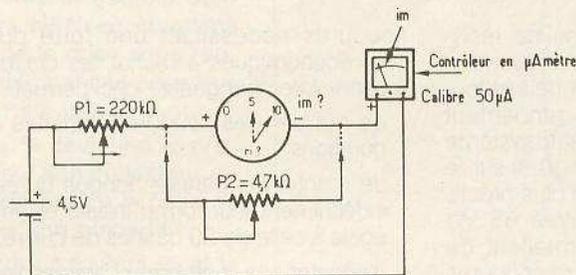
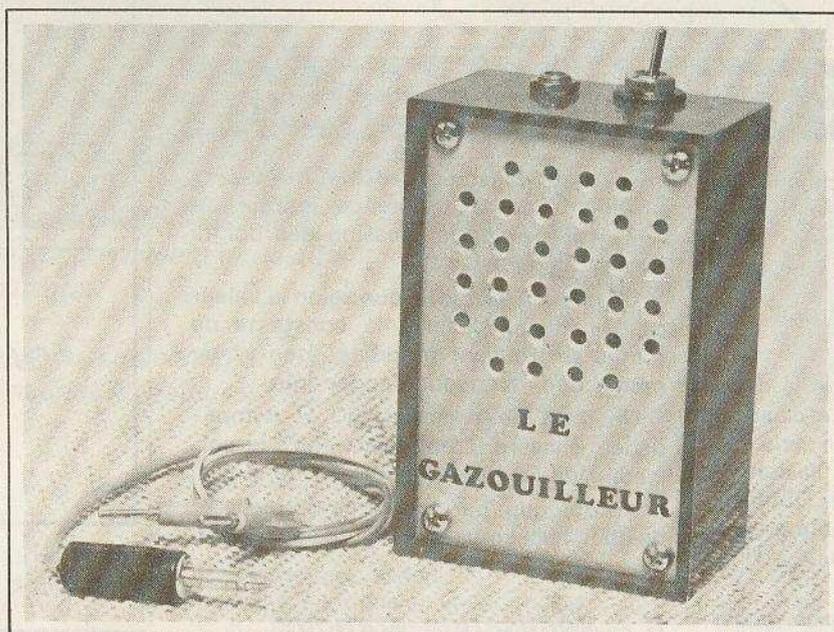


Fig. 7. - L'intensité maxi « im » sera lue sur le contrôleur en série, puis en connectant  $P_2$  nous aurons à mi-déviatiion  $r_i = P_2$ .



**D**AME Nature est inimitable direz-vous !  
Cependant, avec très peu de composants et un soupçon  
de poésie, vous reconnaîtrez,  
issus du petit haut-parleur, des gazouillis d'oiseaux  
que vous modulerez selon votre humeur.  
Les oiseaux aussi ont  
leur langage et voilà une bonne manière  
d'entamer le dialogue avec la nature.

## UN «GAZOUILLEUR»...

### 1 - Schéma de principe (fig. 1)

Un simple multivibrateur astable utilisant deux transistors NPN en couplage croisé. Au moment de la mise sous tension, il y a très peu de chances pour que  $Q_1$  et  $Q_2$  se saturent simultanément.

Supposons que  $Q_1$  le devienne le premier ; apparaît alors sur son collecteur un front négatif.  $C_2$  le transmet à la base de  $Q_2$  améliorant encore son blocage.

Mais  $C_2$  va se charger à travers  $R_1$  et le potentiel de base remonter jusqu'à une valeur suffisante à la saturation de  $Q_2$ . Apparaît alors sur le collecteur de celui-ci un front négatif que  $C_2$  va transmettre à la base de  $Q_1$  pour en provoquer le blocage.

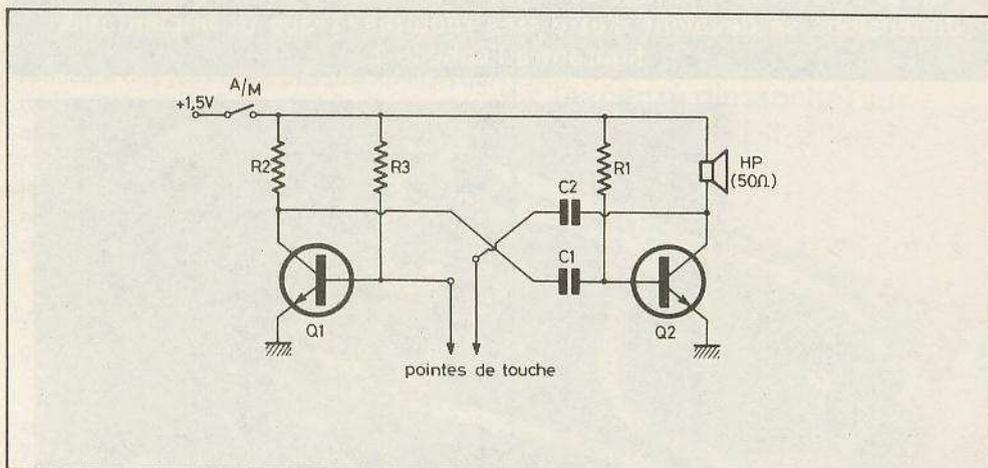
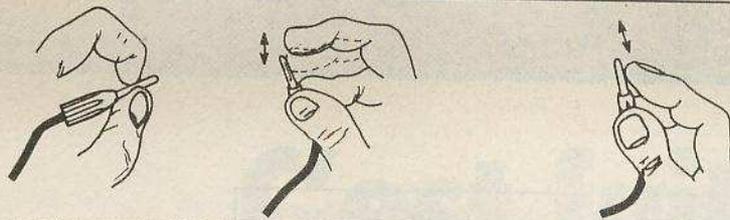


Fig. 1. - Schéma de principe du dispositif : un simple oscillateur utilisant deux transistors NPN en couplage croisé.



**Fig. 2. à 4. - Seule la façon dont on manipulera les touches influencera la fréquence du son restitué par le petit HP.**

Lorsque la constante de temps  $C_1-R_{HP}$  sera écoulee,  $Q_2$  se bloquera de nouveau.

Signalons que la fréquence d'un tel oscillateur vaut :

$$f = \frac{1}{0,7 (R_1 - C_2 + R_{HP} - C_1)}$$

Le lecteur aura constaté que le circuit proposé diffère de ce schéma classique par le fait que l'on introduit, en série avec  $C_2$  une résistance, puisque la liaison  $C_2$ -collecteur de  $Q_2$  s'effectue par l'intermédiaire, soit des touches directement, soit des doigts tenant les touches (voir fig. 2 à 4).

En effet, pour obtenir les sons recherchés, il suffit de prendre une des pointes entre deux doigts d'une main et d'effectuer le contact en tenant la seconde touche par sa partie isolée (faible résistance) ou au contraire, de prendre une touche dans chaque main. Dans ce dernier cas, la résistance série sera nettement plus

importante puisqu'elle dépendra essentiellement de la résistance interne de l'opérateur et de la pression des doigts sur le cuivre.

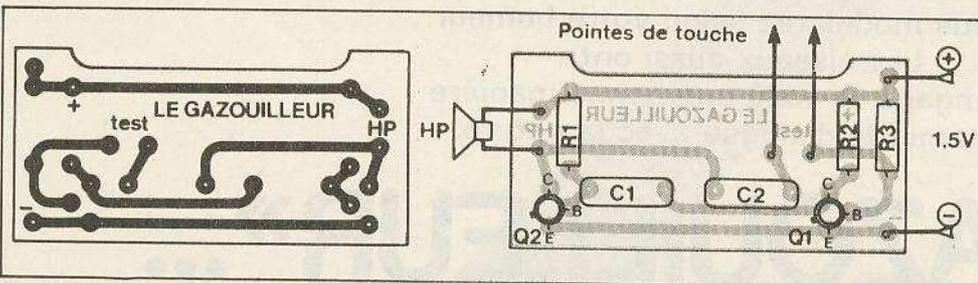
On conçoit, dès lors, que selon la valeur de la résistance série, la constante de temps se trouvant modifiée, il en va de même de la fréquence engendrée.

Un petit haut-parleur,  $50 \Omega$  d'impédance, s'insère directement entre le collecteur de  $Q_2$  et le pôle positif de la pile.

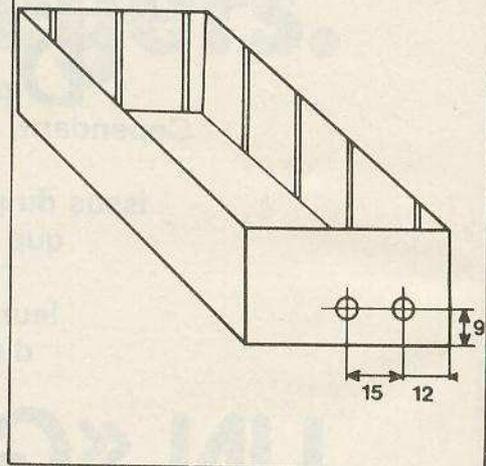
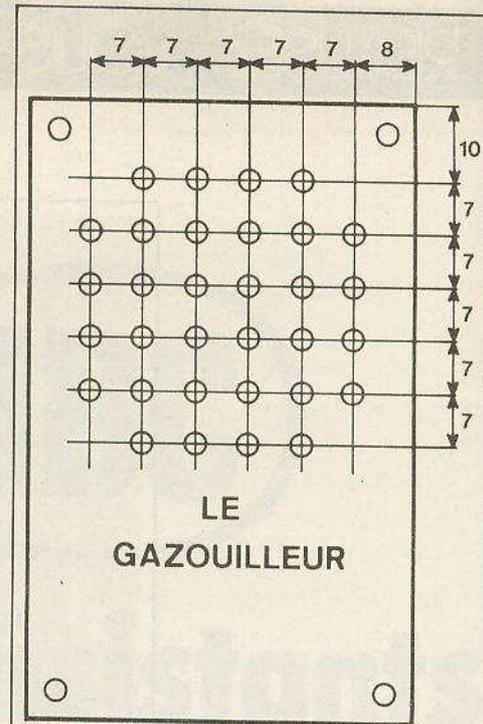
Notons que, par économie de place et de coût, l'ensemble s'alimente sous 1,5 V.

## II - Réalisation pratique (fig. 5 à 8)

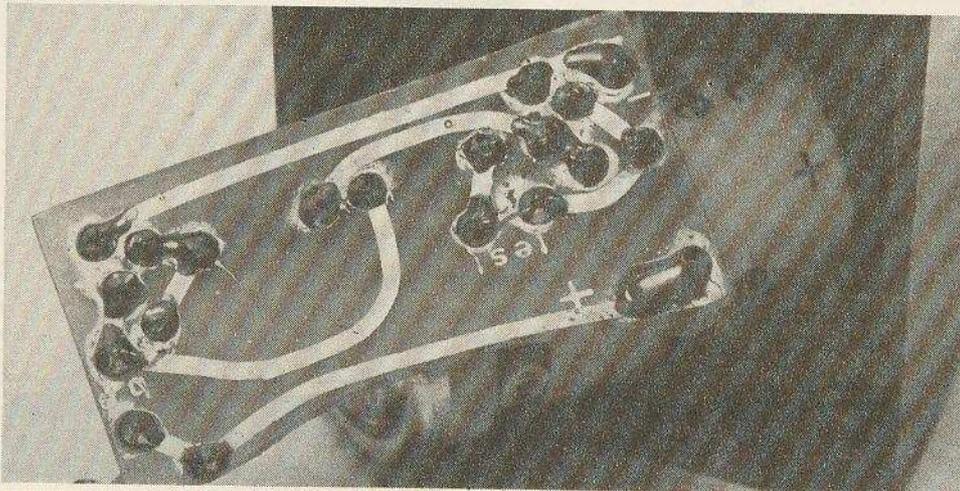
L'ensemble des composants se positionne sur un minuscule circuit imprimé,  $53 \times 27$  mm ; un boîtier Teko P<sub>1</sub> suffit au logement du circuit, d'une pile ronde



**Fig. 5. et 6. - Le montage se logeant dans le boîtier Teko P/1, ses dimensions se devaient d'être très réduites. Tracé et implantation figurent à l'échelle 1.**



**Fig. 7. et 8. - Pour une meilleure restitution des gazouillis, il s'avère utile d'ajouter le couvercle du boîtier.**



**Photo 2. - Le circuit imprimé possède une échancrure afin d'assurer un bon positionnement du haut-parleur.**

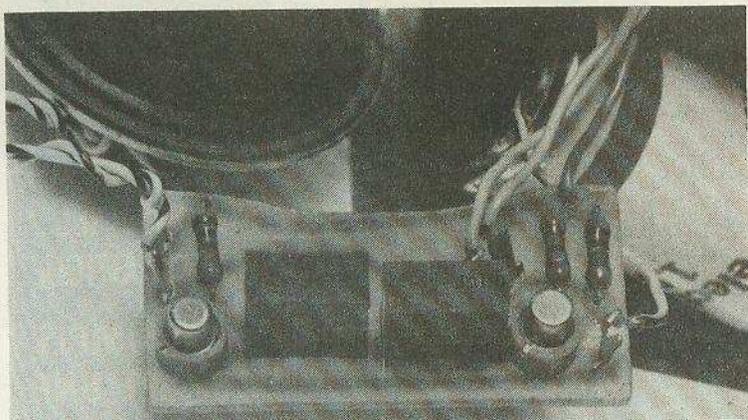
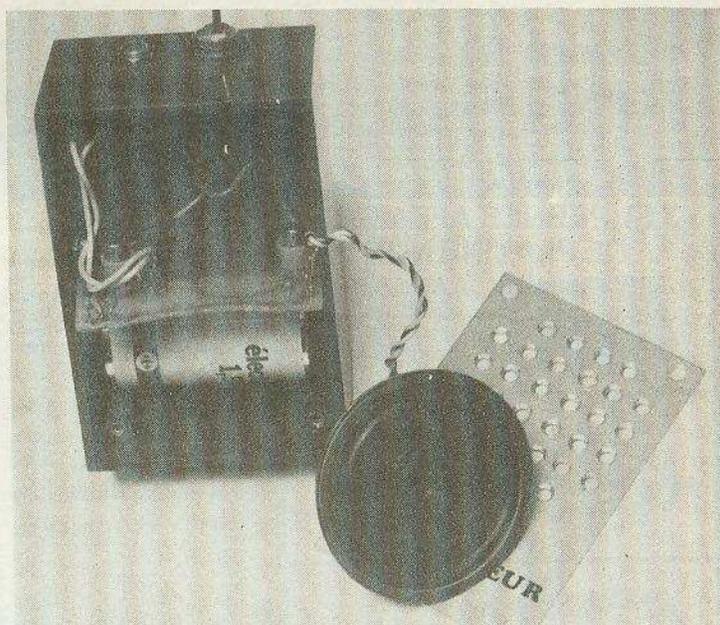


Photo 3. – Des bagues plastiques isolent et rigidifient les « pattes » des deux transistors.

Photo 4. – Toujours par souci d'économie de place, le circuit imprimé se loge dans les rainures latérales du P/1.



1,5 V et du haut-parleur, diamètre 50 mm.

La simplicité du tracé autorise l'utilisation du stylo marqueur ou de tout autre procédé de reproduction.

Au niveau de l'implantation, vérifiez simplement le brochage des transistors que vous utiliserez.

Et maintenant à vous de jouer !

### Liste des composants

Résistances 1/4 W

R<sub>1</sub> : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)

R<sub>2</sub>, R<sub>3</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange)

Condensateurs mylar :

C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub> : 100 nF

Q<sub>1</sub>, Q<sub>2</sub> : 2N2222A

HP : Ø 50 mm, 50 Ω

Jack mâle + femelle

1 interrupteur miniature

2 fiches bananes

1 boîtier Teko P/1

1 pile ronde 1,5 V

Picots, visserie, etc.

## BIBLIOGRAPHIES

### PERFORMANCES AUTOMOBILES 25 MONTAGES ELECTRONIQUES F. HURÉ

L'électronique des semi-conducteurs dispose actuellement de nombreux circuits spécialement étudiés pour améliorer les performances des automobiles.

Grâce à cet excellent ouvrage de F. HURE, tout automobiliste électronicien ou ayant un ami électronicien pourra installer sur sa voiture des appareils comme les suivants : allumage électronique et régulateurs ; compte-tours ou cadenceurs électroniques d'essuie-glace ; circuits divers chargeurs, indicateur d'état des batteries, montre à quartz, starter électronique.

Un ouvrage de 128 pages, format 11,7 x 16,5, 85 schémas, couverture couleur.

Prix pratiqué : 21 F, par la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75480 Paris Cedex 10.

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

### REALISEZ LES JEUX SUR RECEPTEUR T.V. C. TAVERNIER

Les jeux sur récepteur T.V., aussi appelés vidéo, connaissent actuellement une grande vogue, et le nombre de jeux possibles s'est accru au cours des dernières années. Les construire soi-même est simple, puisqu'il s'agit de circuits intégrés ne demandant que peu d'éléments périphériques. Outre de sérieuses économies, on réalisera des jeux avec des possibilités qui ne sont pas toujours présentes sur les appareils commerciaux. C. Tavernier vous montre en détail comment réaliser des jeux de tennis, football, pelote basque, basketball, tir, bataille de chars et course de motocyclettes.

Un ouvrage de 144 pages, format 11,7 x 16,5, 110 schémas, 10 illustrations, couverture couleur.

Prix pratiqué : 28 F, par la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75480 Paris Cedex 10.

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

Venez très nombreux au

**SALON INTERNATIONAL  
DES COMPOSANTS à**

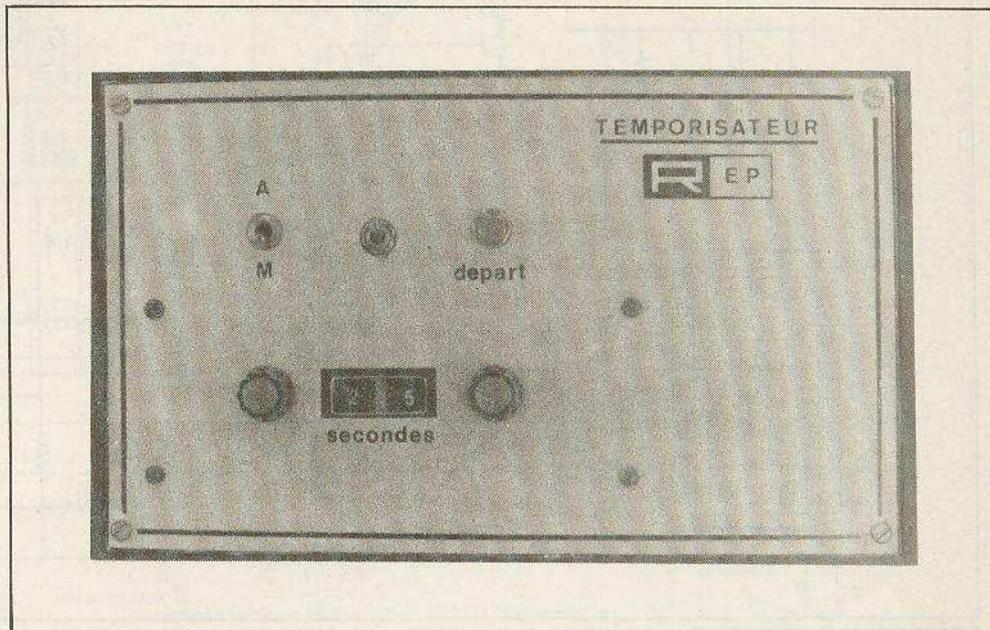
**Paris Porte de Versailles,**

**du 27 mars au 2 avril**

**(excepté dimanche) sur  
notre stand 51, allée 2 ;**

**vous bénéficierez de l'offre  
d'abonnement**

**« SPECIAL  
SALON ».**



# TEMPORISATEUR de précision pour le labo photo

Il est fastidieux et malcommode, lors des travaux d'agrandissement photographique, d'avoir à commander manuellement la durée d'exposition, en se référant aux indications d'un chronomètre. Le temporisateur décrit sélectionne, après affichage sur un ensemble de deux commutateurs (secondes et dizaines de secondes), n'importe quelle durée comprise entre 1 et 59 secondes, par échelons d'une seconde. La précision, voisine de 5 %, se révèle très supérieure aux écarts décelables visuellement sur les épreuves.

Le temporisateur démarre par action sur un bouton poussoir, qui déclenche simultanément l'allumage de la lampe de l'agrandisseur. A l'issue du délai affiché, cette même lampe est automatiquement éteinte.

## *1 - La temporisation par monostable*

On sait qu'un circuit monostable peut occuper deux états. En l'absence de toute excitation externe, il demeure dans son état dit « stable », que nous avons supposé être l'état zéro, à la figure 1. L'arrivée, à l'instant  $t_1$ , d'une impulsion de

polarité convenable sur l'entrée e du monostable, provoque son basculement de l'état 0 vers l'état 1. La durée T de cette position, dite quasi-stable, ne dépend que de la constante de temps RC d'un condensateur et d'une résistance lié

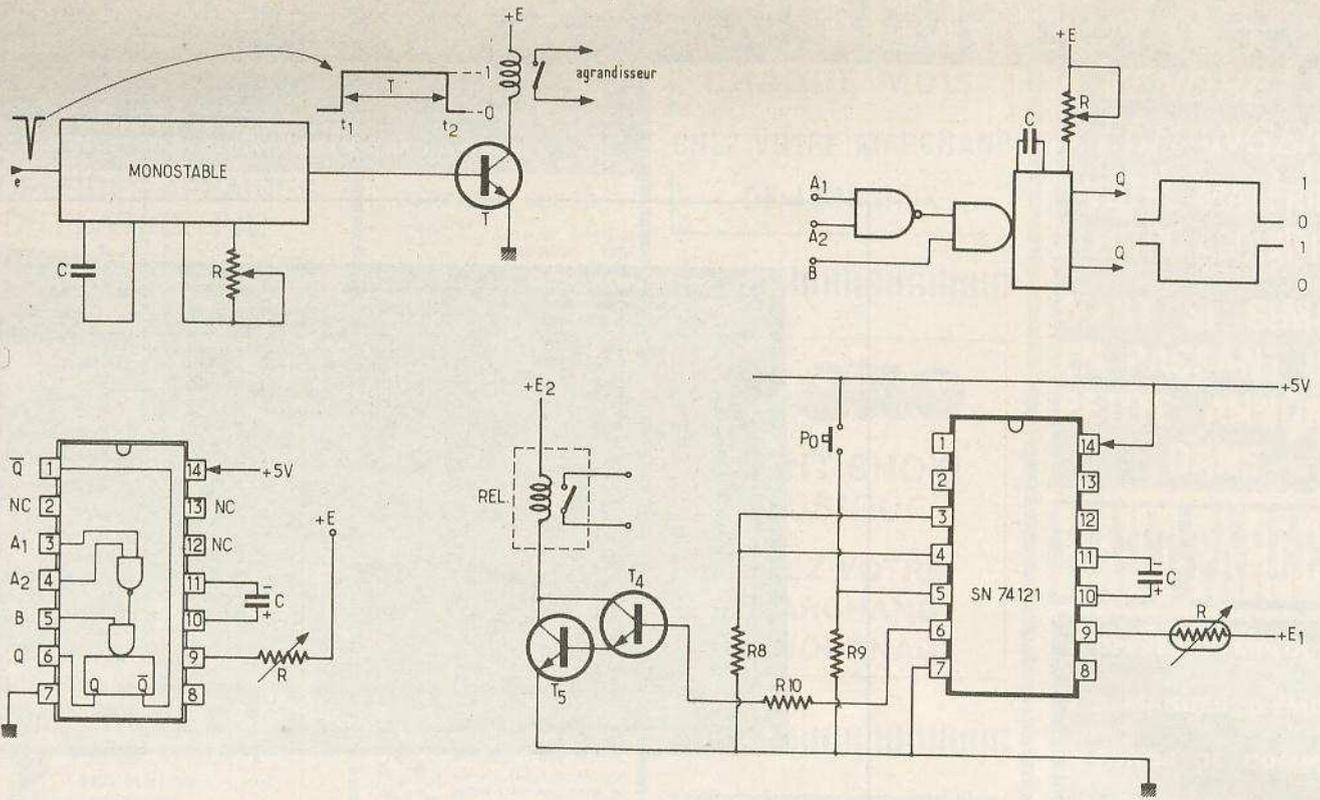


Fig. 1. à 4. – Temporisation par monostable ; brochage du 74121 et schéma simplifié d'un temporisateur avec sortie sur darlington afin d'élargir les possibilités d'utilisation.

au monostable. Si l'un de ces composants, R par exemple, est variable, on peut commander la durée T du créneau de sortie.

Pour l'application à la commande d'un agrandisseur, il suffit d'utiliser le créneau de tension pour exciter la base d'un transistor, dont le collecteur est chargé par la bobine d'un relais. Les contacts de ce relais, qui se ferment à l'instant  $t_1$  et s'ouvrent à l'instant  $t_2$ , remplacent l'interrupteur de l'agrandisseur. L'impulsion de départ est engendrée par la manœuvre d'un bouton poussoir.

Pour l'application qui nous intéresse, nous avons retenu un monostable en circuit intégré, de type SN74121. La structure interne d'un tel circuit, est trop complexe pour que nous songions à l'analyser dans le cadre de cette description. Nous n'en retiendrons donc qu'un schéma très simplifié, représenté à la figure 2.

Le SN74121 comporte trois entrées. Les deux premières,  $A_1$  et  $A_2$ , ne sont sensibles qu'à des transitions descendantes rapides. La troisième, B, fonctionne en trigger de Schmitt : elle fait basculer le monostable, lorsque la tension appliquée sur B, et qui peut indifféremment évoluer lentement ou rapidement, franchit, en montant, un seuil déterminé par construction. Le monostable comporte deux sorties, Q et  $\bar{Q}$ , délivrant, simultanément, des créneaux en opposition de phases.

En l'absence de composants externes, le circuit SN74121 fournit des créneaux de quelques dizaines de nanosecondes. On peut dépasser la minute, en ajoutant un condensateur C et une résistance R, normalement reliée à la tension d'alimentation, soit + 5 V.

La figure 3 donne le brochage du circuit SN74121, présenté en boîtier dual-in-line à 14 broches. Un certain nombre de celles-ci ne sont pas utilisées (broches notées NC). Si le condensateur de temporisation est un électrochimique, il convient de veiller à son sens de branchement, entre les bornes 10 et 11.

La réunion des figures 1 et 3 nous conduit tout naturellement au schéma simplifié de la figure 4, où apparaissent les grandes lignes du temporisateur. Nous utilisons le déclenchement par l'entrée B, dont le potentiel, normalement maintenu à l'état bas grâce à la résistance  $R_9$  (les notations sont celles du schéma définitif), passe brusquement à l'état haut quand on presse le poussoir  $Po$ . Pour ce type de fonctionnement, il est nécessaire de maintenir en permanence les entrées  $A_1$  et  $A_2$  à l'état 0 : on y parvient grâce à la résistance  $R_8$ , reliée à la masse.

Dans notre schéma, le condensateur C garde une valeur constante : la temporisation est donc uniquement fixée par la résistance R. Au lieu de relier cette dernière au + 5 V, nous la faisons aboutir à

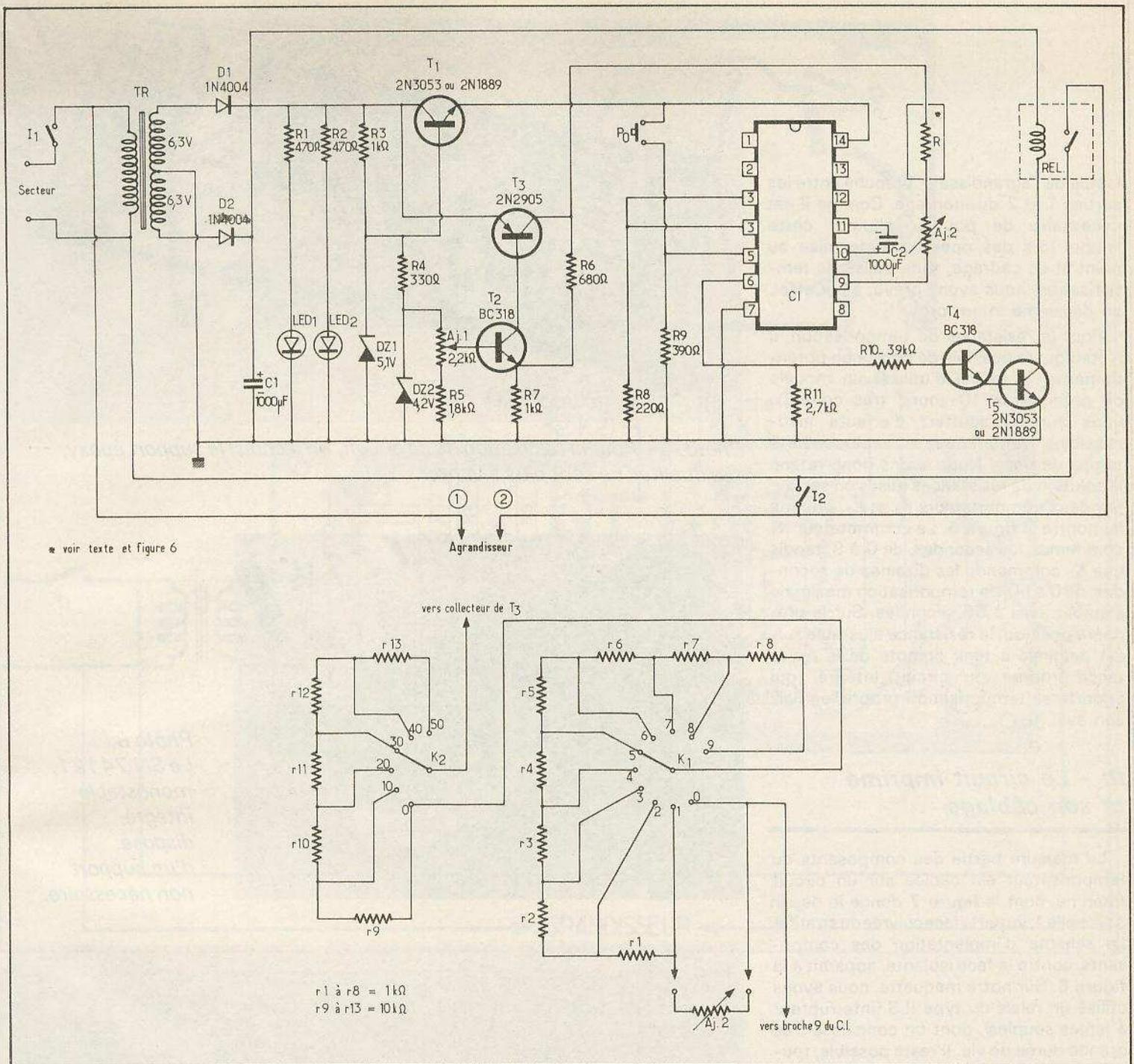
une tension auxiliaire  $E_1$  ajustable ; nous verrons plus loin que cette disposition permet le calibrage de l'appareil, lors de la mise au point. Enfin, le transistor T de la figure 1, a été décomposé en un montage Darlington,  $T_4$   $T_5$ , afin de disposer d'un gain en courant suffisant pour alimenter n'importe quel type de relais.

## II – Le schéma complet du temporisateur

On le trouvera à la figure 5. Le primaire du transformateur d'alimentation TR, est mis sous tension par l'intermédiaire de l'interrupteur  $I_1$ . Au secondaire, les enroulements à point milieu permettent un redressement double alternance, à l'aide des deux diodes  $D_1$  et  $D_2$ . Le condensateur  $C_1$  assure le filtrage.

On trouve ensuite deux diodes électroluminescentes  $LED_1$  et  $LED_2$  qui, alimentées respectivement à travers les résistances  $R_1$  et  $R_2$ , remplissent une double fonction. D'abord, elles constituent les témoins de mise sous tension. Ensuite, et ce point apparaîtra plus en détail lors de la réalisation mécanique, elles éclairent les deux fenêtres où s'inscrivent les temporisations (chiffres des dizaines et des unités).

Le circuit SN74121 est alimenté sous une tension stabilisée de 5 V. Celle-ci est



\* voir texte et figure 6

**Fig. 5. et 6. – Schéma complet retenu pour cette maquette. Au schéma précédent, il a été ajouté une alimentation stabilisée de 5 V nécessaire au 74121 et une sortie directe 9 V pour le relais de sortie. Deux commutateurs assurent la programmation de la durée choisie.**

obtenue grâce à la diode zener  $DZ_1$  qui, polarisée à travers la résistance  $R_3$ , fournit une référence à la base du transistor NPN  $T_1$ . On recueille la tension stabilisée, avec un débit largement suffisant pour le monostable, sur l'émetteur de  $T_1$ .

Nous avons vu que, pour alimenter la résistance variable de temporisation  $R$ , il fallait une deuxième source de tension  $E_1$ . Celle-ci, également stabilisée, est fournie par l'ensemble  $DZ_2$ ,  $T_2$  et  $T_3$ .  $DZ_2$  délivre une nouvelle référence, dont on peut pré-

lever une fraction variable, sur le curseur de la résistance ajustable  $AJ_1$ . Par l'intermédiaire de  $T_2$ , cette tension est comparée à une fraction de la tension de sortie, prise au point commun des résistances  $R_6$  et  $R_7$ . Le courant de collecteur de  $T_2$  pilote la base du PNP  $T_3$ , monté en ballast, donc équivalent à une résistance variable.

Nous ne reviendrons pas sur le monostable lui-même, l'indispensable ayant été déjà dit à son sujet. La sortie utilisée est

la sortie  $Q$ , délivrant un créneau positif, sur la borne 6 du circuit intégré. Elle pilote le groupe des transistors  $T_4$  et  $T_5$ , qui commandent la bobine du relais. On remarquera que celui-ci est branché directement à la sortie du redresseur, sans passer par l'alimentation stabilisée : on dispose là d'une tension de 8 à 9 V, ce qui permet de composer la différence de potentiel collecteur-émetteur de  $T_5$ , à la saturation.

Les contacts du relais commandent la

lampe de l'agrandisseur, branché entre les sorties 1 et 2 du montage. Comme il est nécessaire de pouvoir allumer cette lampe, lors des opérations de mise au point et de cadrage, sans utiliser la temporisation, nous avons prévu, à cet effet, un deuxième interrupteur  $I_2$ .

Pour la résistance de temporisation, il n'était guère possible de choisir un potentiomètre : à moins d'utiliser un modèle de précision à 10 tours, très coûteux, nous aurions souffert d'erreurs inadmissibles, notamment aux plus courts temps de pose. Nous avons donc retenu la solution de résistances mises en service par deux commutateurs  $K_1$  et  $K_2$ , comme le montre la **figure 6**. Le commutateur  $K_1$  commande les secondes, de 0 à 9, tandis que  $K_2$  commande les dizaines de secondes, de 0 à 50 : la temporisation maximale s'établit ainsi à 59 secondes. Sur la première position, la résistance ajustable  $AJ_2$  est destinée à tenir compte de la résistance interne du circuit intégré, qui apporte sa temporisation propre, en liaison avec  $C_2$ .

### III - Le circuit imprimé et son câblage

La majeure partie des composants du temporisateur est câblée sur un circuit imprimé, dont la **figure 7** donne le dessin à l'échelle 1, vu par la face cuivrée du stratifié. Le schéma d'implantation des composants, contre la face isolante, apparaît à la **figure 8**. Sur notre maquette, nous avons utilisé un relais du type ILS (interrupteur à lames souples), dont on connaît la très grande durée de vie. Il reste possible, toutefois, d'employer n'importe quel autre type de relais, pourvu que sa bobine fonctionne sous 6 V, et que les contacts soient capables de supporter, en alternatif, une tension de 220 V, avec une intensité d'environ 0,5 A (la plupart des lampes d'agrandisseurs ont une puissance voisine de 100 W, et même parfois moins).

Deux photographies complètent cette description du circuit imprimé : on rapprochera la vue générale, du plan de câblage de la **figure 8**. La vue de détail, axée sur le circuit intégré 74121, montre qu'il est préférable de le monter sur un support : on évite ainsi tout échauffement dangereux au moment du soudage, et on facilite un éventuel remplacement en cas de panne.

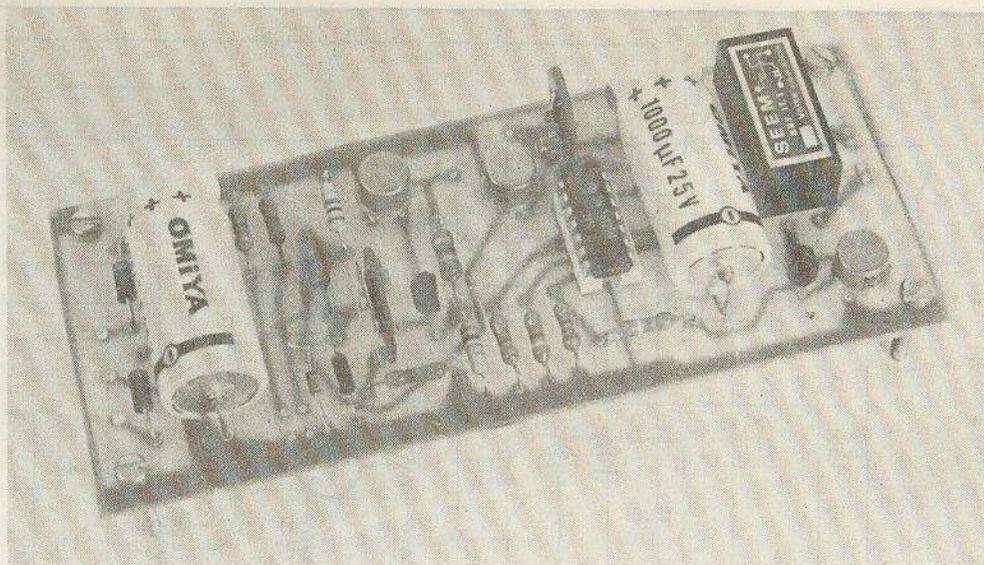


Photo A. - Pour la réalisation de ce circuit, on a choisi le support époxy, ses qualités ne sont plus à vanter.

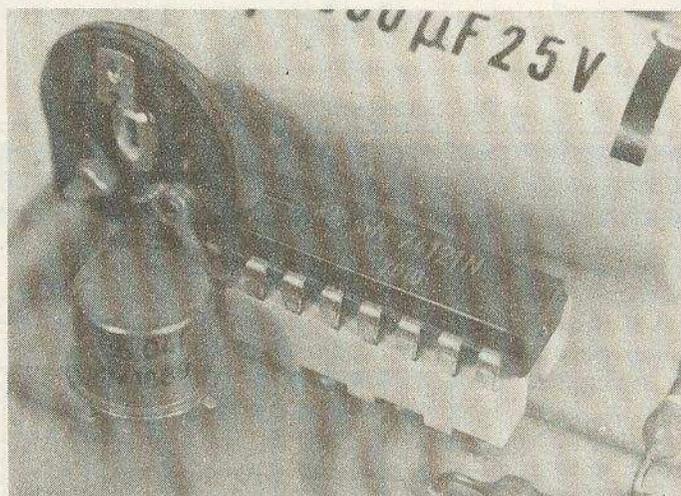


Photo B. Le SN 74121, monostable intégré, dispose d'un support non nécessaire.

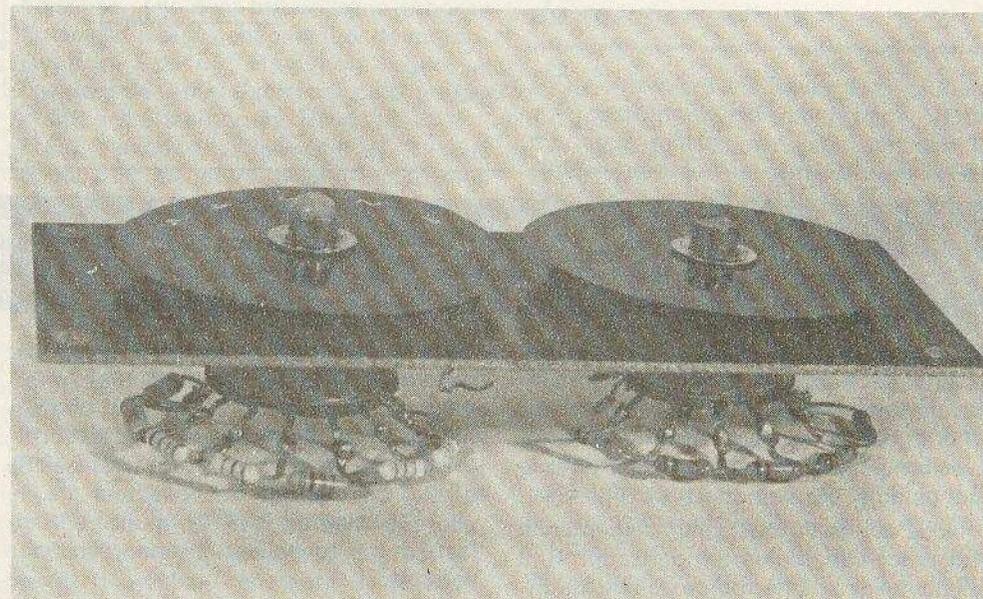


Photo C. - Les deux disques gradués en position. On aperçoit, affleurant le contre plaqué, les deux diodes d'éclairage.

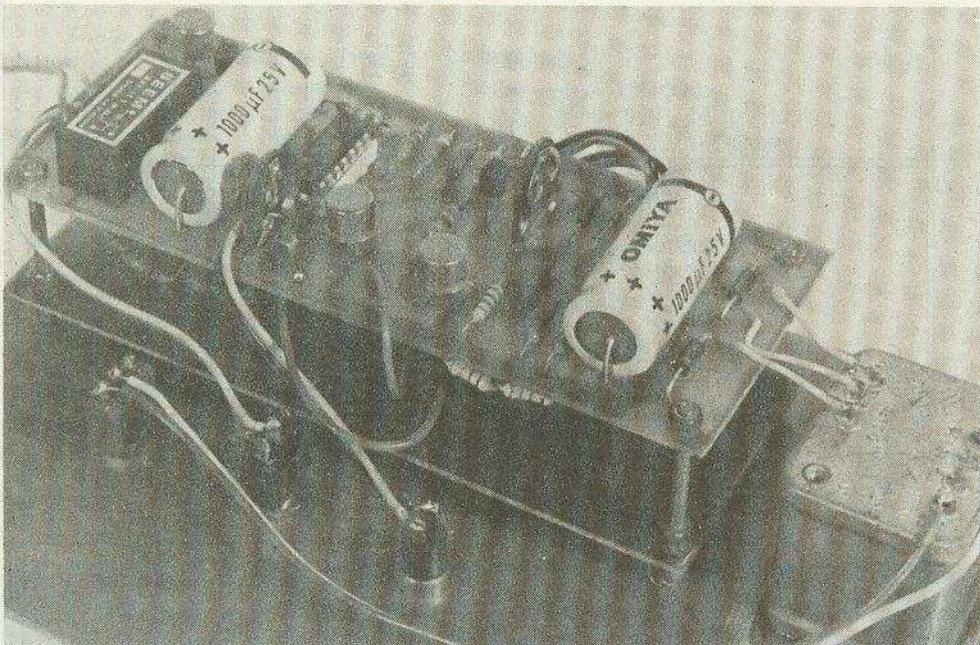
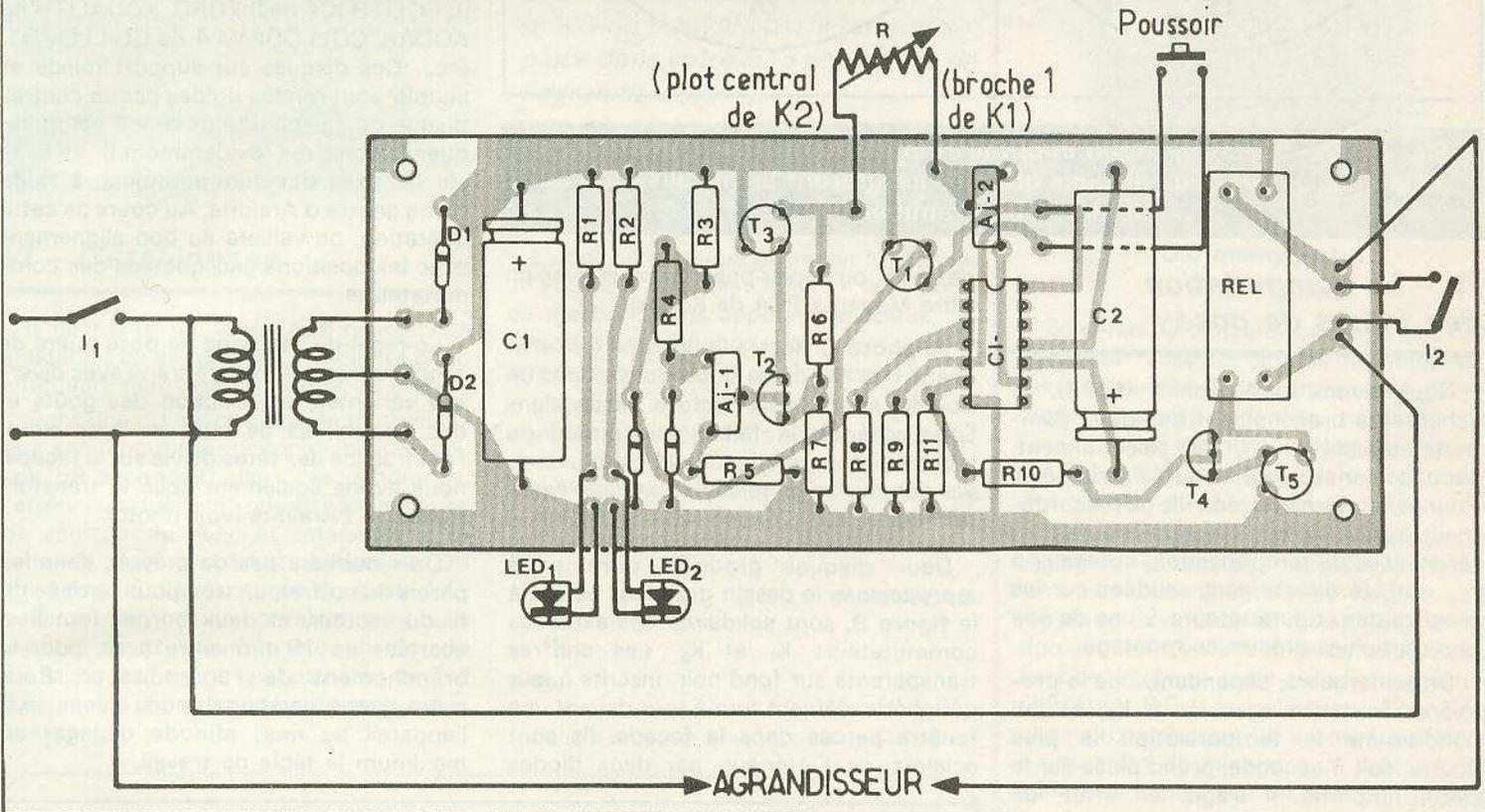
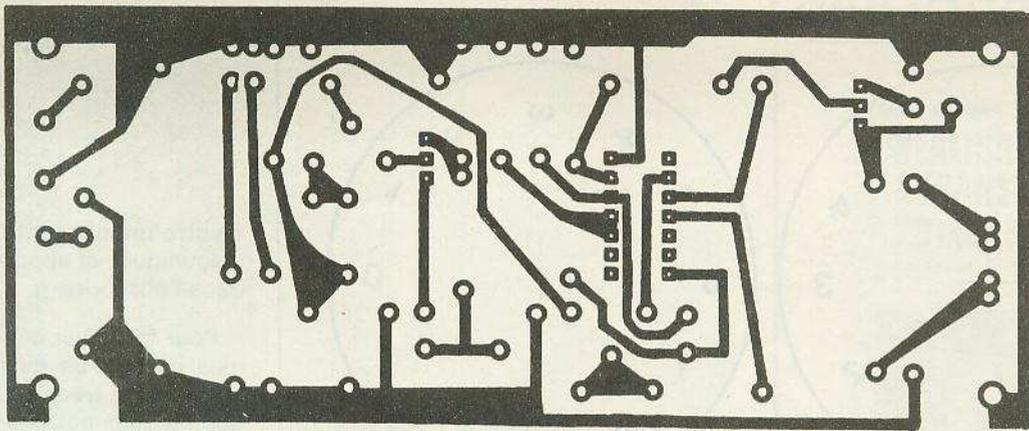


Photo D. – Disposition interne des différents éléments. Les diverses interconnexions nécessitent des fils de couleurs.

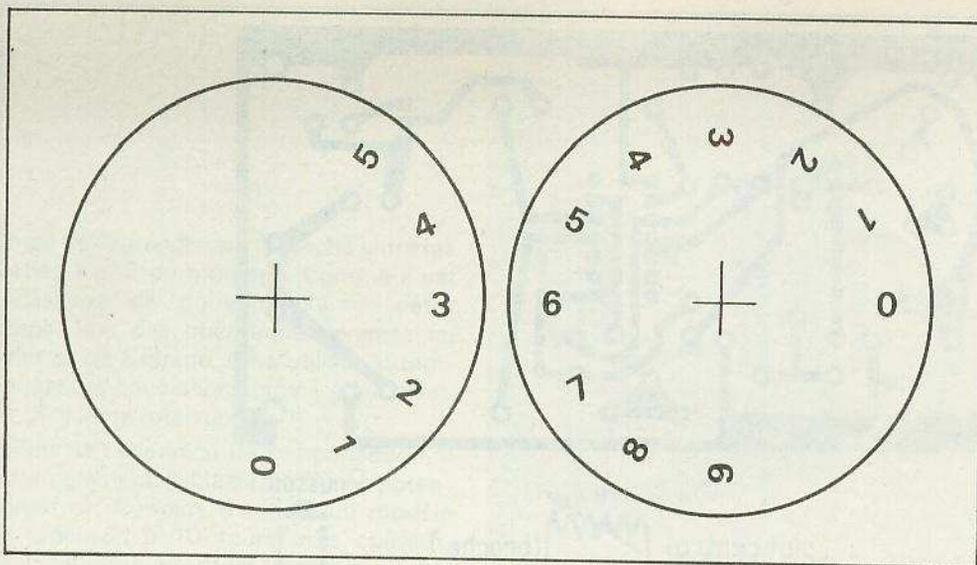


Fig. 7. à 9. – Tracé du circuit imprimé et implantation des composants à l'échelle 1. Les deux disques gradués assureront la visualisation de la durée programmée.

#### IV – La commutation des temps de pose

Nous avons déjà donné (fig. 6), le schéma de branchement des deux commutateurs  $K_1$  et  $K_2$ , qui sélectionnent, seconde par seconde, la durée de la pose. Pour éviter les nombreux fils de raccordement avec le circuit imprimé, toutes les résistances de temporisation, notées  $r_1$  à  $r_{15}$ , ont été directement soudées sur les broches des commutateurs. L'une de nos photographies précise ce montage.

On remarquera, cependant, que la première résistance associée à  $K_1$ , et qui conditionne la temporisation la plus courte, soit 1 seconde, prend place sur le circuit imprimé. Il s'agit, en effet, de l'ajustable  $AJ_2$ . Cette disposition est rendue nécessaire par le fait que, même sans composants externes de temporisation, le monostable 74121 fournit déjà un retard non nul.

#### V – Le montage mécanique

Bien qu'on puisse lui trouver nombre d'applications dans différents domaines, le temporisateur décrit a, pour vocation principale, la photographie. Il s'adresse donc, en priorité, à des lecteurs pratiquant cette activité. C'est pourquoi nous proposerons, pour fabriquer la façade et le dispositif d'affichage des durées de pose, une méthode photographique.

Le boîtier utilisé, de marque Teko, se présente sous la forme d'un pupitre, référencé 363. Sur la façade métallique, nous avons contre-collé une photographie tirée sur papier plastifié à haut contraste (gra-

dition 5, ou papier polycontraste avec un filtre Magenta PC4 de Kodak).

La photo C illustre le principe de l'affichage des temps de pose, conçu dans un double souci : une lecture facile dans l'obscurité ou le faible éclairage du laboratoire, et une inactivité totale vis-à-vis des surfaces sensibles manipulées à proximité.

Deux disques gradués, dont nous reproduisons le dessin grandeur nature à la figure 9, sont solidaires des axes des commutateurs  $K_1$  et  $K_2$ . Les chiffres transparents sur fond noir, inscrits à leur périphérie, défilent tour à tour devant une fenêtre percée dans la façade. Ils sont éclairés, de l'intérieur, par deux diodes

électroluminescentes rouges (couleur inactinique), et apparaissent parfaitement dans l'obscurité.

Pour fabriquer ces disques, nous sommes partis d'un calque réalisé avec des symboles à transfert, et tiré par contact sur un film pour reproductions au trait (ILFOLITH IC4 de ILFORD, KODALITH de KODAK, COLLODIUM 4 de GUILLEMOT, etc.). Ces disques sur support mince et souple, sont rendus rigides par un contre-disque de carton (qui ne devra pas masquer les chiffres, évidemment !), et fixés sur les axes des commutateurs, à l'aide d'une goutte d'Araldite. Au cours de cette opération, on veillera au bon alignement avec les positions encliquetées des commutateurs.

Le reste du montage ne pose guère de problème, et pourra être traité avec diverses variantes, en fonction des goûts et des possibilités de chacun. Pour éviter l'abondance des têtes de vis sur la façade, nous avons également collé le transformateur à l'Araldite (voir photo).

On n'oubliera pas de prévoir, dans les parois du coffret, un trou pour l'arrivée du fil du secteur, et deux bornes femelles, écartées de 19 mm entre axes, pour le branchement de l'agrandisseur. Pour notre usage personnel, nous avons fixé, l'appareil au mur, afin de dégager au maximum la table de travail.

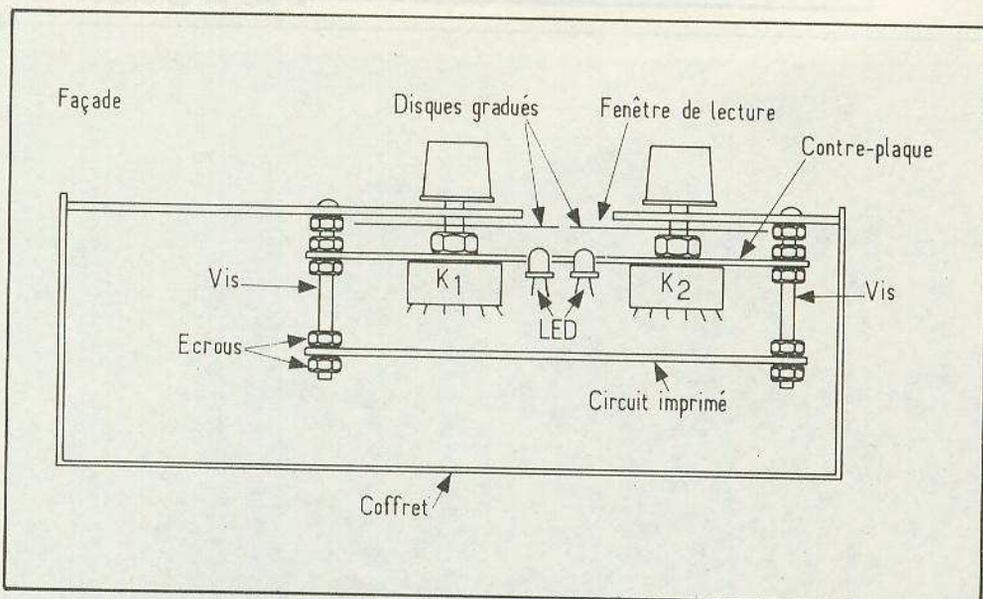


Fig. 10. – Agencement intérieur du boîtier et mise en évidence du positionnement des deux LED qui assureront l'éclairage de la fenêtre.



Photo E. – Ce temporisateur de précision trouvera parfaitement sa place dans votre labo photo près de l'agrandisseur.

## VI – L'étalonnage

Il nécessite un accès aux résistances ajustables du circuit : on l'effectuera donc antérieurement à la fermeture du boîtier.

Dans une première étape, le temporisateur sera commuté sur son délai maximal, soit 59 secondes : dans ces conditions, l'erreur éventuelle introduite par l'absence de réglage de  $AJ_2$ , et inférieure à la seconde, reste tout à fait négligeable. On agira donc sur la résistance ajustable  $AJ_1$ , pour obtenir, par comparaison avec une montre à trotteuse, une durée de 59 secondes (une erreur possible de 1 à 2 secondes ne présente aucune conséquence fâcheuse).

### Liste des composants

$R_1$  et  $R_2$  : 470  $\Omega$  (jaune, violet, brun)  
 $R_3$  : 1 k $\Omega$  (marron, noir, rouge)  
 $R_4$  : 330  $\Omega$  (orange, orange, brun)  
 $R_5$  : 1,8 k $\Omega$  (marron, gris, rouge)  
 $R_6$  : 680  $\Omega$  (bleu, gris, brun)  
 $R_7$  : 1 k $\Omega$  (marron, noir, rouge)  
 $R_8$  : 220  $\Omega$  (rouge, rouge, brun)  
 $R_9$  : 390  $\Omega$  (orange, blanc, brun)  
 $R_{10}$  : 3,9 k $\Omega$  (orange, blanc, rouge)  
 $R_{11}$  : 2,7 k $\Omega$  (rouge, violet, rouge)  
 $r_1$  à  $r_8$  : 1 k $\Omega$  (marron, noir, rouge)  
 $r_9$  à  $r_{13}$  : 10 k $\Omega$  (marron, noir, orange)

#### Résistances ajustables :

$AJ_1$  et  $AJ_2$  : 2,2 k $\Omega$

Condensateurs électrochimiques (15 V au moins) :

$C_1$  et  $C_2$  : 1000  $\mu$ F

#### Diodes :

$D_1$  et  $D_2$  : 1N4004  
 $DZ_1$  : zener 5,1 V (400 mW)  
 $DZ_2$  : zener 4,2 V (400 mW)  
 deux LED rouges

#### Transistors :

$T_1$  : 2N3053 ou 2N1889  
 $T_2$  : BC317 ou BC318  
 $T_3$  : 2N2905

#### Circuit intégré :

SN74121 (avec support 14 broches)

#### Relais :

bobine alimentée sous 6 V, 1 contact travail

#### Transformateur :

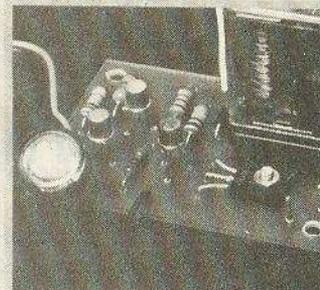
secondaire à point milieu 2 x 6,3 V (5 VA).

## 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 répétiteur 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**

## Technologie des composants :

# Résistances variables bobinées

LES résistances variables bobinées peuvent être montées en série dans le circuit, elles contrôlent ainsi l'intensité; ce sont des **rhéostats**. Elles sont aussi branchées en parallèles, elles contrôlent ainsi la tension; elles sont alors appelées des **potentiomètres**.

Du point de vue technologique les rhéostats et les potentiomètres sont fabriqués d'une façon identique, si la valeur ohmique et la dissipation sont les mêmes: ce sont des résistances variables.

En pratique les rhéostats sont surtout des appareils de puissance, tandis que les potentiomètres sont surtout des composants de faible dissipation.

Nous allons étudier successivement ces deux classes de matériel.

### 1 - Les rhéostats à forte dissipation

Ils sont fabriqués pour une gamme de dissipation comprise entre 10 W et 1 kW. Leur valeur ohmique maximale ne dépasse pas 33 k $\Omega$ . Leur loi de variation peut être linéaire ou pseudo-logarithmique (rhéostats gradués). Ce sont des composants professionnels robustes et fiables qui servent à contrôler l'intensité dans les circuits.

### 1 - 1. Les rhéostats à loi de variation linéaire (fig. 1)

Leur fabrication rappelle celle des résistances bobinées vitrifiées de forte puissance que nous avons étudiées précédemment. En effet, toutes les matières utilisées doivent supporter des températures élevées.

Le fil résistant est en nickel-chrome nu, car il ne fond qu'à 1100 °C. Il est utilisé, soit sous forme de ruban pour les faibles valeurs ohmiques, soit sous forme de fil de différents diamètres jusqu'à 100  $\mu\text{m}$  ou 63  $\mu\text{m}$ .

La surface de contact avec le curseur doit être proportionnée avec l'intensité admissible dans le circuit. Une résistance de contact appréciable entraînerait un échauffement anormal du fil et du curseur. C'est pourquoi, sur les modèles à très forte puissance, on soude un contact en cuivre sur le fil ou sur le ruban à chacune des spires. Ce contact offre l'avantage d'être plan et d'avoir une surface suffisante.

Le support, le tore et la pièce isolant l'axe du curseur sont en céramique spéciale moulée à 1500 °C. Le tore bobiné est fixé sur le support par un émail vitrifié vers 800 °C à 900 °C.

Le tore est bobiné à spires espacées avec le fil ou le ruban grâce à une machine spéciale à navette. En effet le tore est

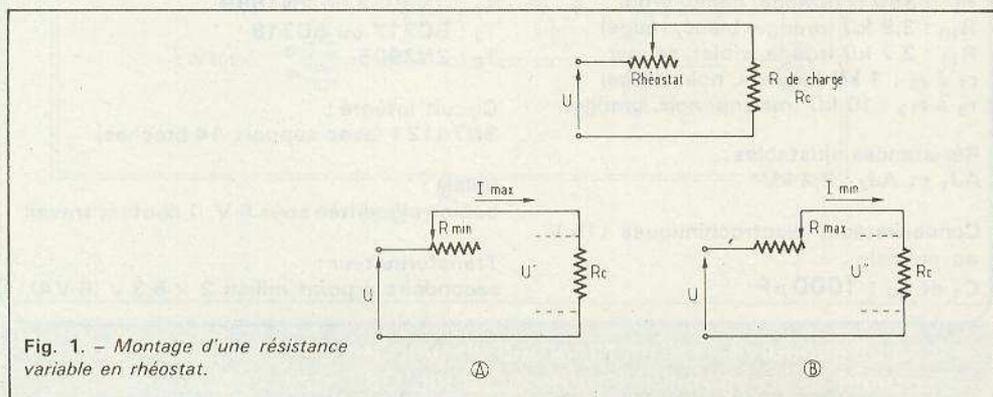


Fig. 1. - Montage d'une résistance variable en rhéostat.

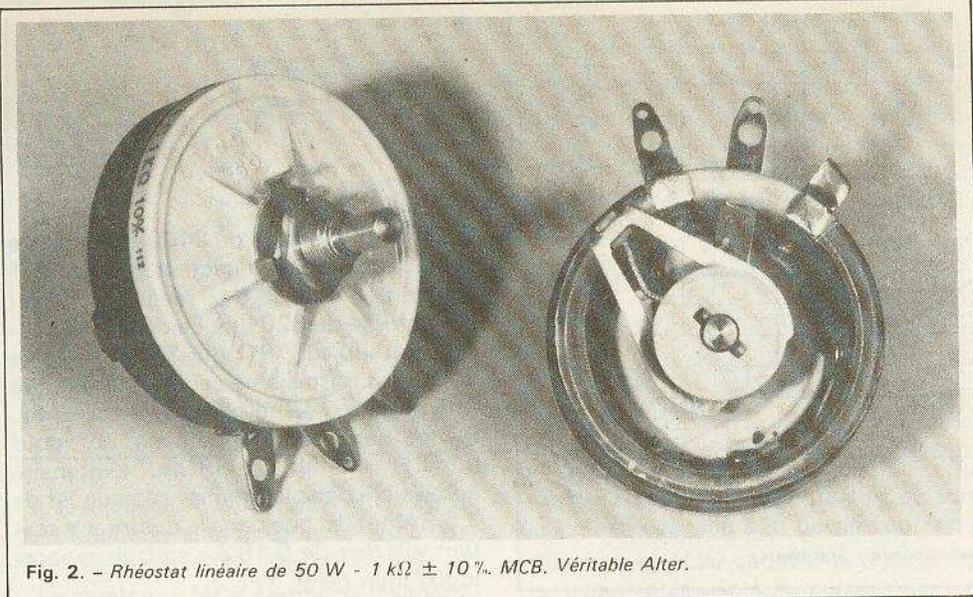


Fig. 2. - Rhéostat linéaire de 50 W - 1 kΩ ± 10%. MCB. Véritable Alter.

fermé et il ne peut être bobiné avec une machine classique.

Les extrémités du fil sont soudées électriquement sur les cosses de sortie rivées sur le tore.

Le curseur est en acier trempé. Il reçoit à son extrémité un contact auto-lubrifiant en graphite ou en carbo-bronze qui assure une faible résistance de contact. Une tresse de cuivre relie directement le contact à la rondelle de cuivre étamé ou argenté qui frotte sur le rail circulaire central. Le curseur en acier assure une pression suffisante de contact, mais il ne sert pratiquement pas au passage du courant. C'est la tresse de cuivre dont la résistivité est plus faible qui joue ce rôle. Grâce à un ressort incorporé, la rondelle mobile est appliquée fortement sur une rondelle fixe, de mêmes dimensions, également en cui-

vre étamé ou argenté, qui est réunie à la cosse de sortie centrale. Ainsi, ce contact permet le passage de fortes intensités sans risque d'échauffement.

L'axe en acier cadmié de 6 mm de diamètre est isolé du curseur par une pièce en céramique moulée. Les rhéostats de masse moyenne sont fixés au châssis par un canon fileté et par un ergot de positionnement. Les modèles plus importants sont fixés au moyen de deux vis disposées symétriquement par rapport à l'axe.

Ils peuvent être accouplés mécaniquement et commandés simultanément par le même bouton, tout en restant électriquement indépendants.

La figure 2 permet de distinguer toutes les pièces constitutives d'un rhéostat MCB-Véritable Alter de 50 W, résistance 1 kΩ ± 10%.

### Caractéristiques

Gamme des valeurs : 12 W (1 Ω à 2,2 kΩ), 25 W (1 Ω à 4,7 kΩ), 50 W (1 Ω à 5,6 kΩ), 100 W (1 Ω à 15 kΩ), 250 W (1 Ω à 22 kΩ), 500 W (1 Ω à 33 kΩ), 1 kW (1 Ω à 100 kΩ).

Résistances nominales : série E3 (1 - 2,2 - 4,7).

Tolérances : ± 20 %, ± 10 %.

Échauffement maximal : 300 °C pour une ambiance de 20 °C (spécification CCTY05-03A).

La figure 3 donne les courbes d'échauffement des rhéostats linéaires entre 12 W et 500 W de fabrication Sfernice.

### Remarque importante

Dans les rhéostats linéaires, l'intensité admissible dans chacune des spires est  $I = W/R$ . Le bobinage est parcouru par un courant décroissant en fonction du nombre de spires mises en circuit. Au début du bobinage on a :  $R_{min}$  et  $I_{max}$  (fig. 1A). En fin du bobinage on a :  $R_{max}$  et  $I_{min}$  (fig. 1B). L'intensité maximale est limitée par la section du fil utilisé, d'où l'échauffement et la dissipation.

Les fabricants indiquent dans leurs catalogues pour chacun des modèles l'intensité maximale admissible et la dissipation correspondante.

C'est-à-dire qu'un rhéostat qui doit pouvoir être utilisé en début de course est surdimensionné. Dans un appareil bien étudié le réglage normal du rhéostat se situe à mi-course, de façon à avoir une possibilité de rattrapage en plus et en moins. A ce moment on peut ne pas tenir compte de l'intensité au début de la course et adopter un rhéostat moins important.

De plus, au début du bobinage on peut augmenter l'intensité admissible, par rapport à celle calculée, car toutes les spires du fil et toute la masse du rhéostat participent au refroidissement. La courbe de la figure 4 donne la surcharge admissible en fonction de la fraction du bobinage en service. On voit qu'à 10 % du début de course on peut admettre une surcharge d'environ 20 %.

En régime d'utilisation discontinue de courte durée, il est possible de dépasser notablement les courants normalement admissibles. Ainsi, le modèle 100 W supporte 200 W pendant une demi-heure et

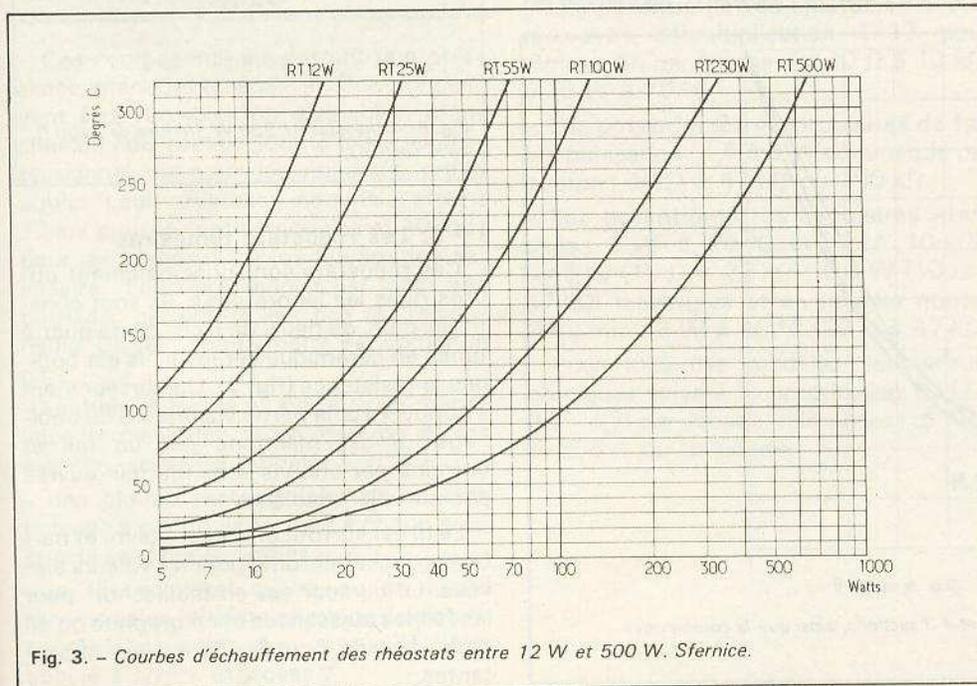


Fig. 3. - Courbes d'échauffement des rhéostats entre 12 W et 500 W. Sfernice.

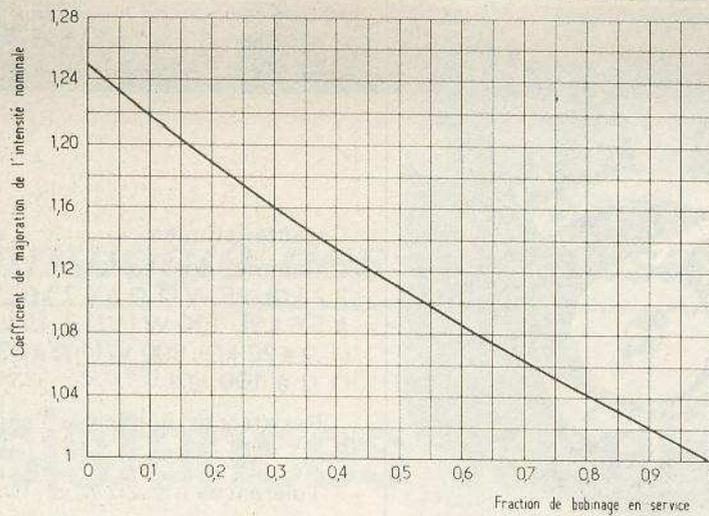


Fig. 4. - Courbe de surcharge admissible dans les rhéostats linéaires. Sfernice.

2700 W pendant 5 secondes. Cependant pour être certain d'une bonne fiabilité, il ne faut pas les charger à plus de 50 % de la dissipation maximale, ni à plus de 70 % de l'intensité maximale pour le réglage le plus défavorable en service normal.

### 1 - 2. Les rhéostats à loi de variation pseudo-logarithmique

Si le rapport entre l'intensité maximale dans le circuit en début de course du rhéostat et l'intensité minimale en fin de course est supérieur à deux, l'utilisateur a intérêt à choisir un rhéostat à loi de variation pseudo-logarithmique, ou à secteurs gradués. Ces rhéostats sont constitués de plusieurs fils ou rubans de diamètre décroissant soudés électriquement. Ainsi, le curseur en début de course, lorsque l'intensité est maximale, se trouve en contact avec le fil de plus forte section. Il existe des rhéostats à 2,3 ou 4 sections

différentes. Le curseur en fin de course, lorsque l'intensité est minimale, est en contact avec le fil le plus fin de la dernière section. La loi de variation ohmique n'est plus linéaire ; elle est formée de 2, 3 ou 4 portions de droites calculées de façon que la courbe enveloppe soit une courbe logarithmique (fig. 5).

La courbe enveloppe est déterminée de façon que la même variation angulaire du curseur donne une même variation d'intensité en n'importe quel point du rhéostat ; c'est-à-dire que  $\Delta I / \Delta \theta$  soit constant.

On voit que plus il y a de sections, plus on se rapproche de la courbe idéale. Le gain en volume et en dissipation totale justifie largement la différence de prix entre un rhéostat linéaire et un rhéostat à secteurs gradués.

La figure 6 montre le rhéostat

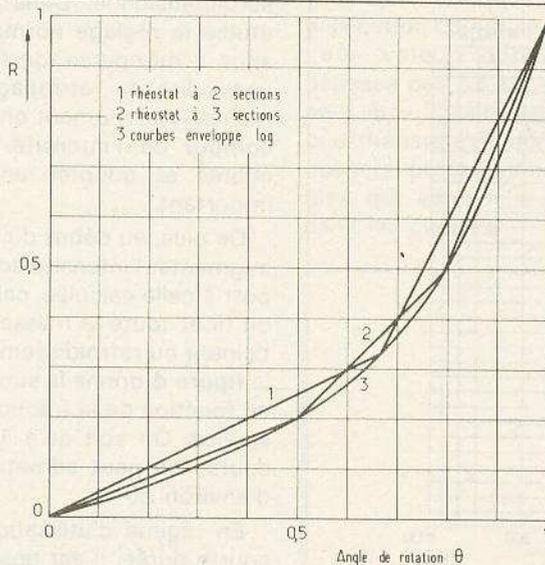


Fig. 5. - Courbes pseudo-logarithmiques de rhéostats à 2 et à 3 sections, ainsi que la courbe enveloppe logarithmique théorique.

**RT230 W Sfernice** de  $2400 \Omega$  en quatre secteurs. Le premier secteur couvre  $137^\circ$  de rotation pour  $218 \Omega$ , réalisé en fil nickel-chrome de  $320 \mu\text{m}$ . Le deuxième secteur s'étend sur  $79^\circ$  pour  $383 \Omega$  en fil de  $200 \mu\text{m}$ . Le troisième secteur ne fait que  $46^\circ$  pour  $657 \Omega$  en fil de  $142 \mu\text{m}$ . Enfin, le quatrième secteur occupe  $26^\circ$  pour  $1142 \Omega$  en fil de  $89 \mu\text{m}$ . L'intensité admissible dans le premier secteur est de 1,6 SA, tandis que dans le quatrième secteur elle est de 0,18 A ; soit un rapport  $I_{\text{max}}/I_{\text{min}}$  de 9.

En général, ces rhéostats sont fabriqués sur commande.

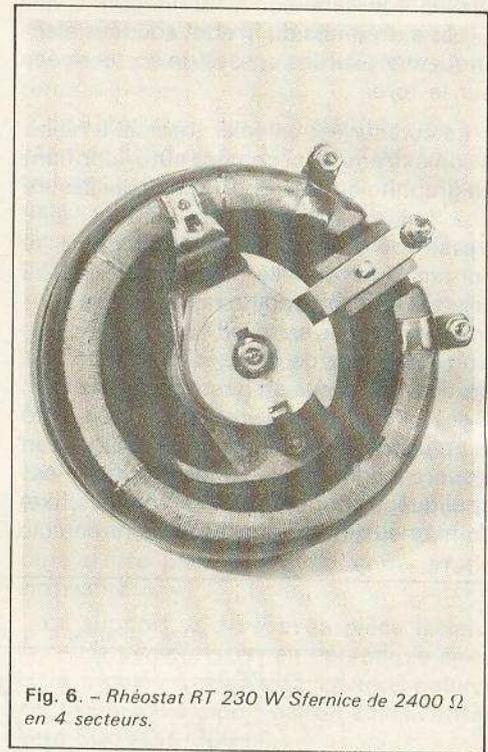


Fig. 6. - Rhéostat RT 230 W Sfernice de  $2400 \Omega$  en 4 secteurs.

### 1 - 3. Les rhéostats tubulaires

Ces rhéostats sont principalement utilisés dans les laboratoires. Ils sont constitués d'un, de deux, de trois, ou de quatre tubes en céramique sur lesquels est bobinée la résistance (fig. 7). Un curseur vient s'appuyer sur la partie supérieure du bobinage ; il est maintenu par un rail et entraîné par une vis sans fin manœuvrée par un volant isolant.

Le fil est surtout en nickel-cuivre et parfois en nickel-chrome pour les valeurs élevées. Le curseur est en maillechort pour les faibles puissances et en graphite ou en carbo-bronze pour les intensités importantes.

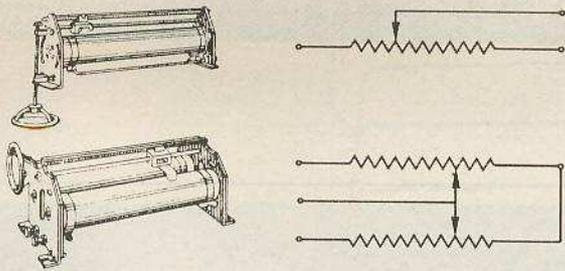


Fig. 7. - Rhéostats mono-tubes et bi-tubes et leur schéma de branchement.

Les flasques et éventuellement le carter de protection sont en fonderie d'aluminium vernie au four.

Le catalogue MCB comporte les modèles suivants :

**Monotubes :** 90 W ( $0,17 \Omega$  à  $2250 \Omega$ ) à 650 W ( $1,5 \Omega$  à  $19000 \Omega$ ) et 490 W ( $0,55 \Omega$  à  $5 \text{ k}\Omega$ ) à 1730 W ( $1,95 \Omega$  à  $17000 \Omega$ ).

**Bitubes :** 600 W ( $1,14 \Omega$  à  $15400 \Omega$ ) à 1300 W ( $3 \Omega$  à  $38 \text{ k}\Omega$ ) et 980 W ( $0,275 \Omega$  à  $2,5 \text{ k}\Omega$ ) à 3460 W ( $0,975 \Omega$  à  $8500 \Omega$ ).

**Tritubes :** 230 W ( $0,25 \Omega$  à  $2300 \Omega$ ) à 1730 W ( $1,95 \Omega$  à  $4250 \Omega$ ).

**Quadritubes :** 920 W ( $0,062 \Omega$  à  $575 \Omega$ ) à 6920 W ( $0,49 \Omega$  à  $4250 \Omega$ ).

On remarque que les rhéostats à plusieurs tubes sont constitués de monotubes montés en parallèle. Leur puissance est multipliée, tandis que leur valeur ohmique est divisée.

## II - Les potentiomètres à faible dissipation

Ces composants supportent une puissance inférieure ou égale à 10 W. Ils peuvent être réglables ou ajustables, étanches ou non, prévus pour le matériel professionnel ou pour les appareils grand public. Leur résistance nominale atteint  $10 \text{ k}\Omega$  pour les petits modèles et  $100 \text{ k}\Omega$  pour les grands. Leur loi de variation est linéaire. Leur précision n'est pas très poussée ; par contre leur prix est raisonnable. Un tel potentiomètre est constitué par :

- un boîtier moulé en bakélite ou métallique fermé d'une façon plus ou moins étanche, selon les modèles ;

- une plaque rectangulaire en bakélite bobinée à plat, puis formée à chaud pour être fixée dans le boîtier ;

- le fil en nickel cuivre ou en nickel-chrome selon la valeur ohmique du potentiomètre est employé nu ou oxydé. Il est bobiné à spires espacées ;

- un rail circulaire argenté fixé au fond du boîtier est relié à la borne centrale ;

- un axe en acier cadmié de 3 ou 6 mm de diamètre est isolé du curseur par une pièce de bakélite ;

- un curseur double en maillechort ou en chrysocale appuie sur le fil dénudé et sur le rail circulaire ;

- un couvercle plus ou moins efficace ferme le boîtier. Les modèles étanches sont soudés et les sorties sont effectuées au moyen de perles de verre.

Certains sont prévus pour être insérés dans des circuits imprimés. Leurs sorties sont constituées par des picots à l'écartement standard. Quelques-uns sont munis d'un système de blocage d'axe et ils sont réglables par tournevis ; ce sont des ajustables qui ne sont pas destinés à être manœuvrés en service courant.

On relève dans les catalogues les modèles suivants :

- Les potentiomètres ajustables miniatures circulaires :  $10 \Omega$  à  $10 \text{ k}\Omega$  de  $0,25$  à  $0,75 \text{ W}$  à  $70^\circ \text{C}$ , plage - 55 à + 125  $^\circ \text{C}$ .

- Les potentiomètres ajustables linéaires avec démultiplication 1/17 pour réglage fin par tournevis :  $10 \Omega$  à  $10 \text{ k}\Omega$ ,  $0,75 \text{ W}$  à  $70^\circ \text{C}$ .

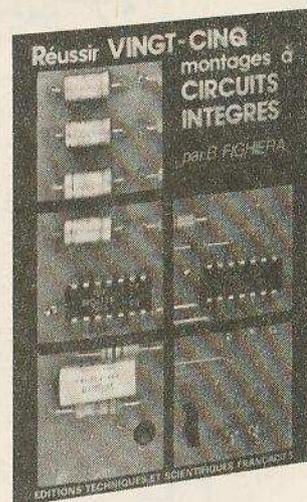
- Les potentiomètres circulaires de faible puissance :  $1,5$  à  $5 \text{ W}$  commande par bouton ;  $10 \Omega$  à  $47 \text{ k}\Omega$  ou  $100 \text{ k}\Omega$ .

- Les potentiomètres circulaires étanches :  $1 \text{ W}$  à  $70^\circ \text{C}$  ( $10 \Omega$  à  $10 \text{ k}\Omega$ ) ;  $0,45 \text{ W}$  ( $10 \Omega$  à  $22 \text{ k}\Omega$ ) ;  $0,2 \text{ W}$  ( $10 \Omega$  à  $47 \text{ k}\Omega$ ) miniatures et en modèle normal  $\varnothing 48 \text{ mm}$  :  $3 \text{ W}$  à  $40^\circ \text{C}$  ( $30 \Omega$  à  $47 \text{ k}\Omega$ ).

Pour tous ces modèles, les valeurs ohmiques suivent la progression E3 (1 - 2,2 - 4,7) par décade, tolérances :  $\pm 10 \%$  et  $\pm 5 \%$  sur demande.

R.C.

## BIBLIOGRAPHIE



### REUSSIR VINGT CINQ MONTAGES A CIRCUITS INTEGRES

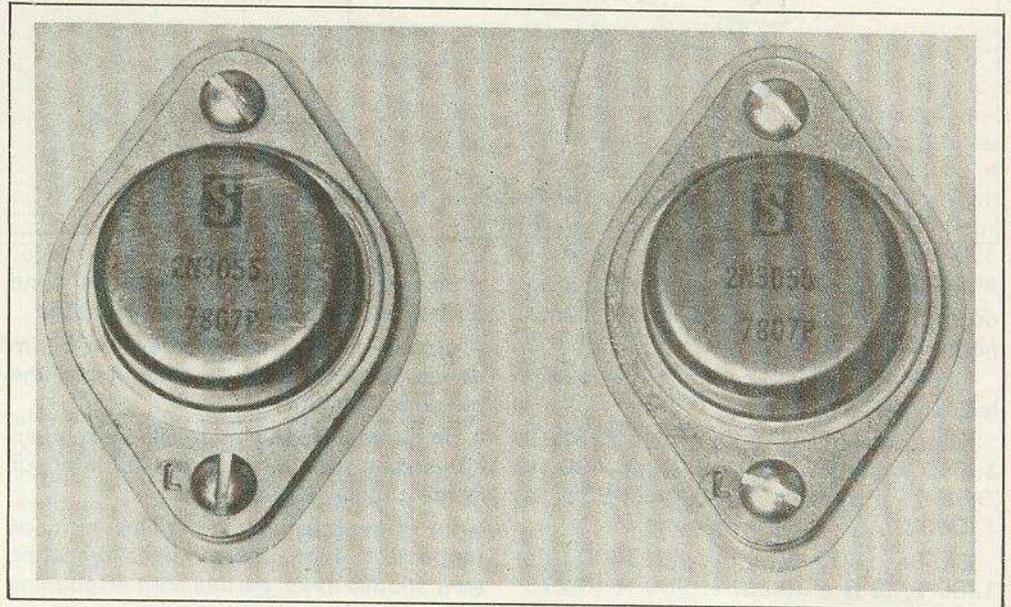
B.Fighiera

Qu'est-ce qu'un circuit intégré ● Les portes logiques ● Présentation des circuits intégrés logiques ● Les précautions indispensables ● La réalisation des circuits imprimés ● Loisirs : 1. Un jeu de pile ou face ● 2. Un jeu de dé ● 3. Une roulette à effet de suspense ● 4. Un tir à ultra-sons ● 5. Les initiales clignotantes ● Confort : 6. Un carillon de porte ● 2. Un commutateur digital ● 8. Un déclencheur photo sensible secteur ● 9. Une sonnette gazouillis ● 10. Un anti-moustique ● 11. Une serrure électronique codée ● Mesures : 12. Un générateur BF  $0,1 \text{ Hz}$  à  $200 \text{ kHz}$  ● 13. Un compte tours simple ● 14. Une jauge à essence ● 15. Une alimentation réglable 3 à 12 V sous 1 A ● 16. Un vumètre à diodes électroluminescentes ● 17. Un testeur de circuits logiques ● BF et HiFi : 18. Un minimélangeur ● 19. Un petit amplificateur ● 20. Un préamplificateur pour microphone ● 21. Un préampli RIAA ● 22. Un préampli pour PU cristal ● 23. Un correcteur de tonalité ● 24. Un amplificateur stéréophonique  $2 \times 13 \text{ W}$  ● 25. Un amplificateur 30 W spécial auto.

Un volume broché, 132 pages, format 15 x 21, couverture couleur. Prix : 38 F.

Prix pratiqué par la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75940 Paris Cedex 19.

Diffusion exclusive : E.T.S.F., 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.



# Les amplis BF à transistors

L'amplificateur, quel qu'il soit, est le B.A. BA de l'électronique mais on sèche souvent devant des montages classiques tant au niveau du schéma qu'à celui de son calcul. C'est ce que nous allons vous proposer dans cet article : une petite schémathèque d'amplis de puissance BF à transistors et le calcul et la conception d'un vrai ampli B.F.

## Classification des amplificateurs

On peut les classer suivant plusieurs critères :

- la fréquence : amplis continus (TBF), amplis BF, HF...
- la bande passante (bande étroite : amplis sélectifs ; large bande : amplis vidéo),
- la position du point de fonctionnement au repos, c'est-à-dire en l'absence de signal : c'est la classe de l'ampli.

Les classes d'amplification sont nombreuses mais nous allons en étudier trois qui s'appliquent particulièrement à la B.F.

## Les différentes classes

A la figure 1 se trouve le réseau principal de caractéristiques d'un transistor à jonction : le courant de collecteur ( $I_C$ ) en fonction de la différence de potentiel existant entre collecteur et émetteur ( $V_{CE}$ ).

On voit facilement que pour que l'amplification soit linéaire, il faut que le point de fonctionnement évolue dans la zone comprise entre l'hyperbole de puis-

sance ( $P = I_C \times V_{CE}$ ), la droite  $I_B = 0$  et celle de saturation  $I_{C \text{ sat}}$ .

En classe A le point de fonctionnement au repos se situe au milieu de la droite de charge, ainsi quand le transistor est en fonctionnement le point en question, P, peut se déplacer également des 2 côtés sur la droite de charge sans créer de distorsion si le niveau d'entrée n'est pas trop élevé bien entendu (fig. 2), l'amplification est dite linéaire.

Donc, l'avantage de la classe A est qu'elle procure une amplification avec très peu de distorsion ; mais le revers de la médaille est un mauvais rendement : 50 % au maximum en théorie... et très nettement inférieur en pratique.

En classe B le point de fonctionnement au repos se situe sur la droite  $I_B = 0$  de sorte que le transistor soit juste bloqué en l'absence de signal (fig. 3). Ainsi quand l'ampli ne fonctionne pas, le courant de sortie est nul. Si l'on applique un signal de commande le transistor conduira, mais seules les alternances qui débloquent le transistor seront amplifiées (fig. 4). Pour remédier à cet inconvénient on associe donc deux transistors pour amplifier les deux alternances et on obtient ainsi le montage « push-pull » (fig. 5).

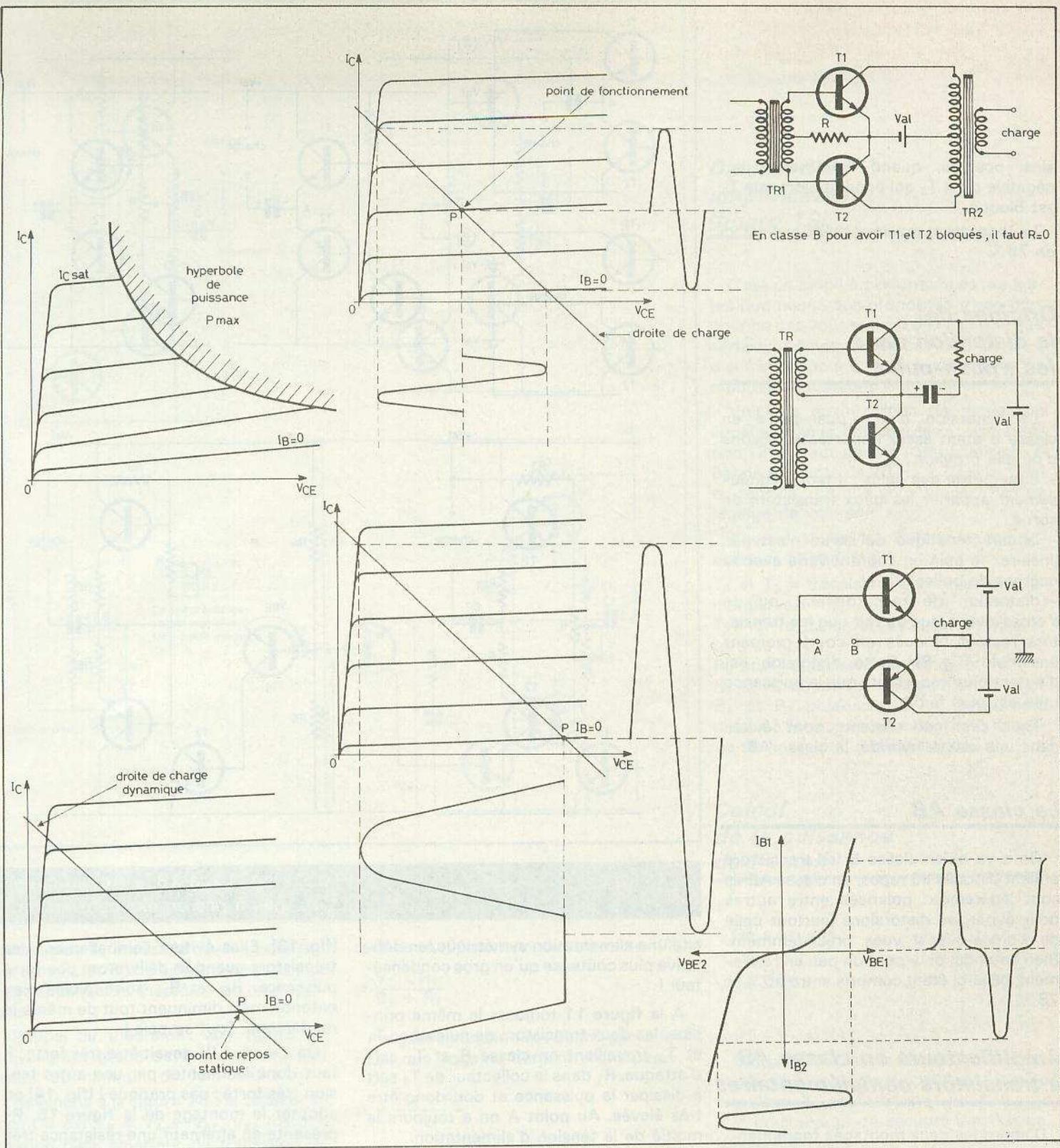


Fig. 1. à 9. - Réseaux de caractéristiques d'un transistor à jonction et mise en évidence des différentes « classes » possibles d'un amplificateur.

## Le montage « push-pull »

La figure 6 donne le vrai « push-pull » avec deux transistors identiques mais hélas deux transformateurs, un pour

l'entrée et un pour la sortie. Les transformateurs étant encombrants, chers et pas très bons en BF on peut faire disparaître celui de sortie (fig. 7) mais en même temps, on perd la possibilité d'adaptation d'impédances.

Le transformateur d'entrée est encom-

brant lui aussi ? Alors voici un nouveau « push-pull » à transistors complémentaires. (C'est à dire un NPN et un PNP) cette fois sans transformateur (fig. 8). On voit donc que l'entrée se fait entre A et B : quand l'alternance est positive  $T_1$  conduit car c'est un NPN et sa tension  $V_{BE}$  est

ainsi positive, quand l'alternance est négative c'est T<sub>2</sub> qui conduit alors que T<sub>1</sub> est bloqué.

Le rendement maximal théorique est ici de 78 %.

### Origines de la distorsion dans les « push-pull »

La distorsion d'un « push-pull » en classe B étant assez importante, voyons d'où elle provient :

- dissymétrie des gains : il faut soigneusement appairer les deux transistors de sortie,
- la caractéristique de sortie n'est pas linéaire : le gain en courant varie avec le courant de collecteur I<sub>C</sub>,
- distorsion de raccordement ou de « cross-over » due au fait que les transistors restent bloqués un court moment ensemble (fig. 9). Cette distorsion est d'autant plus importante que la puissance utile est plus faible.

Tous ces inconvénients sont évités dans une classe hybride, la classe AB.

### La classe AB

On a vu qu'en classe B les transistors étaient bloqués au repos, en classe AB ils sont légèrement polarisés entre autres pour éviter les distorsions (surtout celle de « cross-over ») vues précédemment. Bien entendu, on y perd un peu en rendement, celui-ci étant compris entre 50 % et 78 %.

### Amplificateurs en classe AB à transistors complémentaires

D'abord les deux montages fondamentaux classiques (fig. 10). Dans la figure 10a la capacité est une capacité de couplage. Elle ne figure que dans ces montages avec alimentation à négatif à la masse. De plus le point A a comme potentiel la moitié du potentiel de l'alimentation, c'est-à-dire que  $V_{AM} = V_{Al}/2$ .

Ce condensateur étant de valeur assez élevée une variante de ce montage est donnée figure 10 b (voir fonctionnement plus haut). Cette fois, le montage néces-

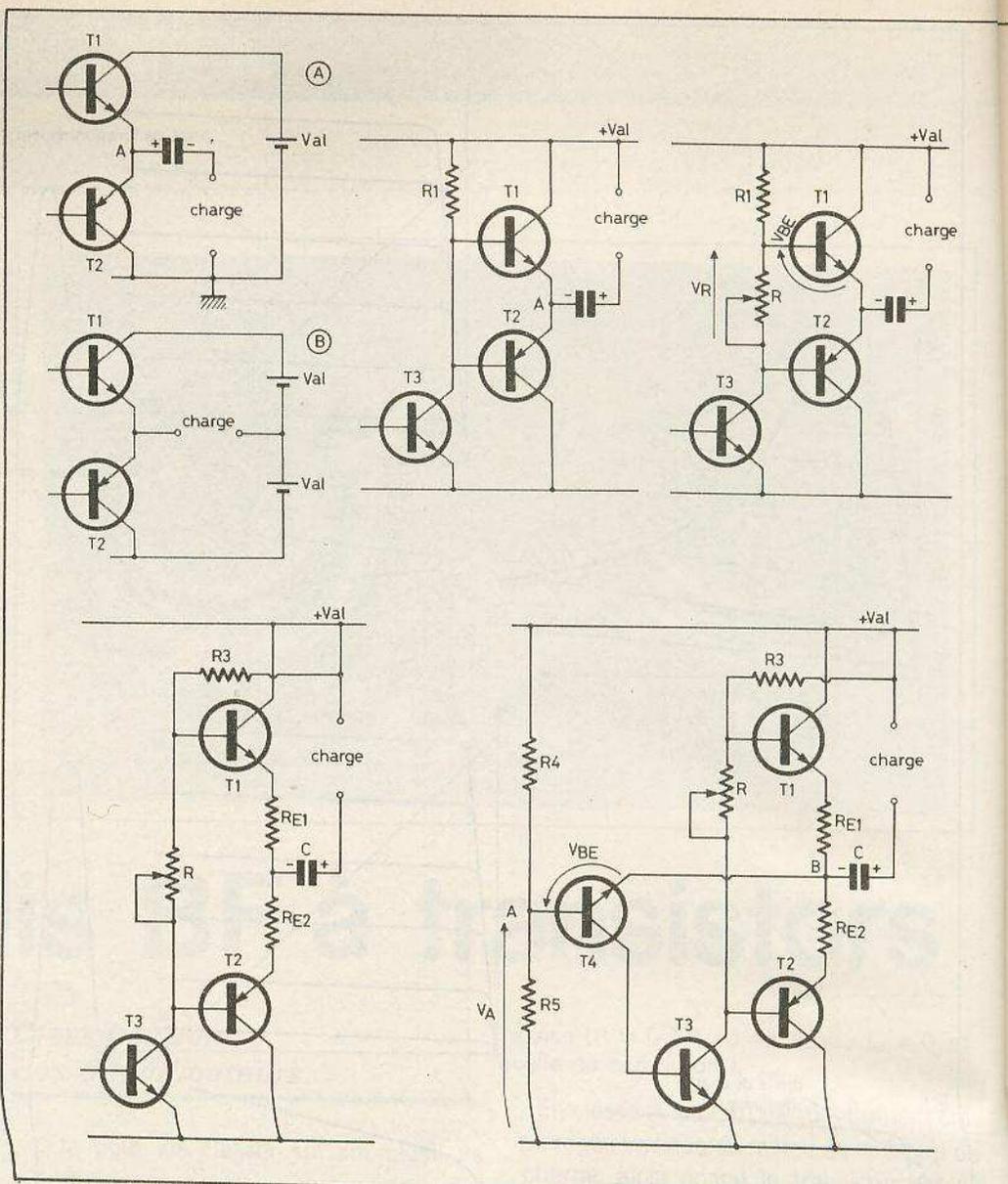


Fig. 10. à 18. - Amplificateurs pas à pas en excluant au fur et

site une alimentation symétrique, en définitive plus coûteuse qu'un gros condensateur !

A la figure 11 toujours le même principe, les deux transistors de puissance T<sub>1</sub> et T<sub>2</sub> travaillent en classe B et T<sub>3</sub> sert d'attaque. R<sub>1</sub> dans le collecteur de T<sub>3</sub> sert à dissiper la puissance et doit donc être très élevée. Au point A on a toujours la moitié de la tension d'alimentation.

Figure 12 on fait travailler T<sub>1</sub> et T<sub>2</sub> en classe AB. On polarise donc leur base par l'intermédiaire de R. Il faut que la tension aux bornes de R soit de 1,2 V environ c'est-à-dire 2 fois V<sub>BE</sub> de T<sub>1</sub> et T<sub>2</sub> qui est de 0,6 V pour des transistors au silicium. On pourra mettre un ajustable pour R de façon à faire disparaître la distorsion de « cross-over ».

Nouveau perfectionnement : 2 résistances dans les émetteurs de T<sub>1</sub> et T<sub>2</sub>

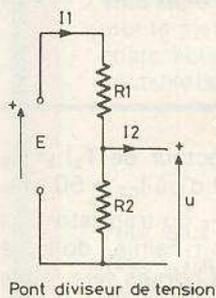
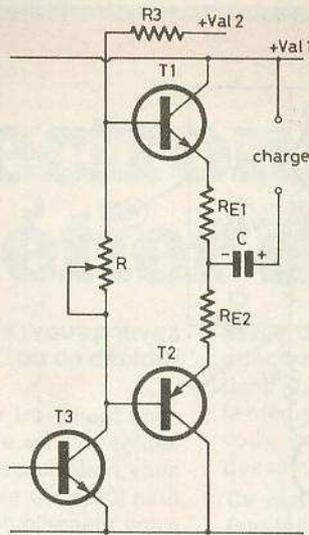
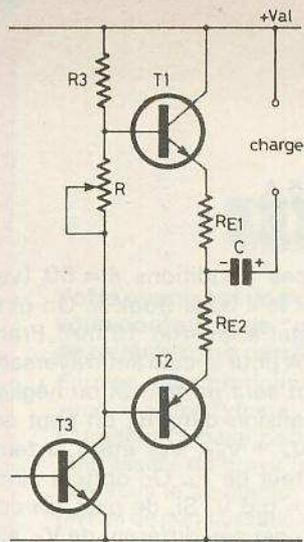
(fig. 13). Elles évitent l'emballement des transistors quand ils délivreront une forte puissance. RE<sub>1</sub> et RE<sub>2</sub> sont faibles bien entendu mais diminuent tout de même le rendement. Tout se paie !

On a vu que R<sub>3</sub> devait être très forte ; il faut donc l'alimenter par une autre tension très forte : pas pratique ! (fig. 14) ou adopter le montage de la figure 15. R<sub>3</sub> présente en alternatif une résistance très importante : on passera sur la démonstration. On avait vu à la figure 11 un moyen d'attaquer les transistors de puissance T<sub>1</sub> et T<sub>2</sub> ; à la figure 16 on montre qu'on peut ajouter un autre transistor T<sub>4</sub> pour stabiliser l'ensemble.

Au point A la tension est :

$$\frac{V_{al} \times R_5}{R_4 + R_5}$$

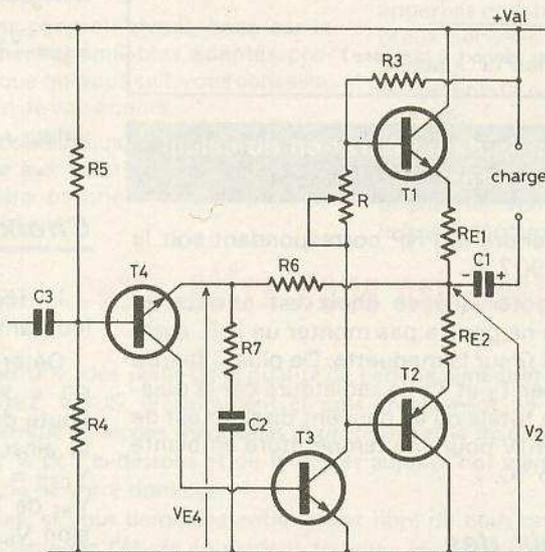
En effet, si on considère que le courant



$$u = \frac{E \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Ce théorème est valable si I2 est très petit devant I1

Pont diviseur de tension



## Calculs d'un amplificateur (figure 19)

C'est un ampli à performances modestes que nous vous proposons d'une part pour ne pas vous saturer de calculs – que certains mêmes trouveront trop longs –, d'autre part pour être compatible avec les montages amateurs.

Voici ce qu'en jargon de métier on appelle « cahier des charges » : alimentation 12 V. Haut-parleur d'impédance 8 Ω. Bande passante de 20 Hz à 20 kHz. Gain en tension : ce que vous voulez. Pas de réglage de volume.

Revoyons vite les différents composants de ce montage :

T4 et T3 = transistors de sortie complémentaires.

T2 = driver assurant l'attaque des transistors de sortie.

R6 et R7 stabilisent en température.

R3 et R4 déterminent le gain en tension. R1 et R2 polarisent T1 et permettent d'avoir à l'armature négative de C3 la moitié de la tension d'alimentation.

## Calcul de la puissance de l'ampli

On a vu que :

$$V_4 = \frac{V_{alim}}{2}$$

soit ici  $V_4 = 6 \text{ V}$ .

Calculons la tension maximum aux bornes du H.P. : en gros  $V_{HP} = V_4$  à  $V_{CE\text{ sat}}$  du transistor T4 près. Prenons pour  $V_{CE\text{ sat}}$  1 V pour marge de sécurité (en théorie,  $V_{CE\text{ sat}} = 0 \text{ V}$ ).

$V_{HP} = (6 - 1) \text{ V} = 5 \text{ V}$ . Mais ceci est la tension maximale, la tension efficace sera :

$$\frac{V_{HP}}{\sqrt{2}} = 3,5 \text{ V}$$

On sait que la puissance  $P = U^2 / R$  ici  $R = 8 \Omega$  (impédance du H.P.) et  $U = V_{HP\text{eff}}$  d'où :

$$P = 1,5 \text{ W}$$

## transistors en classe AB : réalisation mesure les inconvénients rencontrés.

de base de T4 est faible devant celui traversant R4 et R5 (le courant de pont), on peut appliquer le théorème du pont diviseur.

Rappel du théorème : voir figure 17. Un courant grand devant un autre doit valoir, au minimum dix fois celui-ci.

Revenons à la figure 16 : la tension au point B est  $V_B = V_A + V_{BE}$ ,  $V_{BE}$  étant la tension base émetteur du transistor T4. Comme  $V_A$  est indépendante des transistors,  $V_B$  sera aussi indépendante des transistors. On obtient donc un montage extrêmement stable en température. Hélas ! il n'y a pas de gain en tension puisque la tension de sortie est prélevée intégralement.

A la figure 18 on a remédié à cet inconvénient en ne prélevant qu'une partie de la tension de sortie. R7 et R6 constituent là aussi un pont diviseur et on a :  $V_{E4}$  (la

tension à l'émetteur du transistor T4)

$$= \frac{V_2 \times R_7}{R_6 + R_7}$$

Le gain en tension est donné par la formule que nous ne démontrerons pas :

$$A = \frac{R_6 + R_7}{R_7}$$

Le condensateur C2 doit être calculé de manière à se comporter comme un véritable court-circuit en alternatif c'est-à-dire quand l'amplificateur fonctionne.

On peut apporter d'autres améliorations, notamment une cellule de découplage constituée par une résistance et un condensateur dans la base de T4 pour supprimer l'ondulation de l'alimentation qui risquerait d'être amplifiée et de générer du bruit.

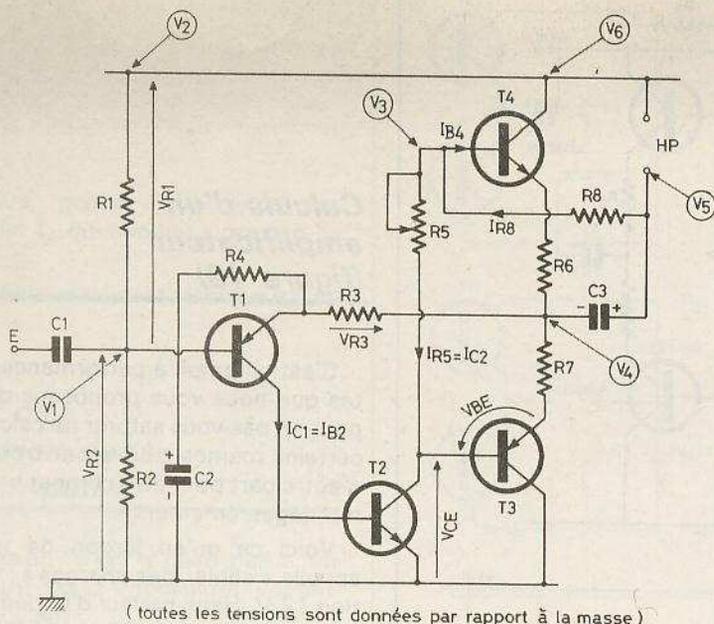


Fig. 19. – Schéma de l'ampli adopté pour la démonstration du calcul des différents paramètres.

### Détermination de $T_3$ et $T_4$

Un transistor doit être déterminé par trois paramètres :

– sa tension collecteur-émetteur :

$$V_{CE \max}$$

– son courant collecteur maximum :

$$I_{C \max}$$

– la puissance qu'il doit dissiper :  $P_{\max}$ .

Le courant collecteur de  $T_4$  est :

$$\frac{V_{HP}}{8} = \frac{5}{8} = 0,625 \text{ A}$$

ou 625 mA.

D'autre part, une exigence pour la classe B est que les transistors de sortie doivent « tenir » au moins 2 fois la tension d'alimentation. On aura donc  $V_{CE} = 24 \text{ V}$  pour  $T_4$ .

Puisque  $T_4$  ne travaille pas en régime linéaire, on ne peut pas calculer sa puissance en faisant  $P = V_{CE} \cdot I_C$  (on trouverait 15 W !). On peut alors démontrer, chose que nous ne ferons pas ici, que la puissance dissipée sur chaque transistor de sortie est égale au 1/5 de la puissance fournie à la charge. On trouvera donc ici :

$$P_{\max} = \frac{1,5}{5} = 300 \text{ mW}$$

Suivant toutes ces contraintes, on peut donc choisir pour  $T_4$  le 2N 2222A (A pour avoir un bon gain en courant). On a donc déterminé  $T_4$ , il suffit pour déterminer  $T_3$

de prendre le PNP correspondant soit le 2N 2907 A.

A noter que ce choix est critique et qu'on ne pourra pas monter un H.P. autre que 8  $\Omega$  sur la maquette. De plus, il faudra équiper  $T_3$  et  $T_4$  de radiateurs car la puissance totale qu'ils peuvent dissiper est de 500 mW pour une température ambiante de 25 °C.

### Choix des résistances de stabilisation d'émetteur ( $R_6$ et $R_7$ )

Ici on va droit au compromis. En effet  $R_6$  et  $R_7$  doivent être fortes pour assurer une bonne stabilisation... et faibles pour obtenir un bon rendement (pour ne pas gaspiller d'énergie) !

Pour un bon compromis on peut alors prendre  $R_6$  et  $R_7$  égales au 1/15 de la charge.

On trouve alors  $R_6 = R_7 = 0,53 \Omega$  et on pourra prendre comme valeur normalisée 0,56  $\Omega$ .

### Calcul de $R_8$

$R_8$  et  $R_9$  polarisent les bases de  $T_4$  et  $T_3$ . Il faut donc que le courant traversant ces 2 résistances soit grand devant le courant de base de  $T_4$ .  $I_{B4}$  (courant de base de  $T_4$ ) =  $I_{C4} / \beta$ . (On se rappellera que  $I_C = \beta I_B$  au courant résiduel près), d'où :

$$I_{B4} = \frac{0,625 \text{ A}}{50}$$

car dans ces conditions  $\beta = 50$  (valeur donnée par le « Data Book »). On obtient donc  $I_{B4}$  égal à environ 13 mA. Prenons alors 50 mA pour le courant traversant  $R_8$  et ainsi tout sera parfait. Si on néglige la chute de tension dans  $R_6$ , on peut écrire que  $V_3 = V_4 + V_{BE}$ ,  $V_{BE}$  étant la tension base-émetteur de  $T_4$ . On obtient ainsi  $V_3 = 6 + 0,6 = 6,6 \text{ V}$ . Si, de plus, on considère que  $V_6$  est peu différent de  $V_5$ , alors :

$$R_8 = \frac{V_6 - V_3}{I_{R3}} = \frac{12 - 6,6}{50} = 108 \Omega$$

valeur normalisée la plus proche : 120  $\Omega$ .

### Choix de $T_2$

$I_{C2}$  (courant de collecteur de  $T_2$ ) =  $I_{R8}$  (courant traversant  $R_8$ ) d'où  $I_{C2} = 50 \text{ mA}$ .

Détermination de  $V_{CE}$  du transistor  $T_2$  : on a vu que  $R_7$  était faible, donc la chute de tension à ses bornes sera faible et ainsi, si on la néglige on peut écrire :  $V_{CE2} = V_4 + V_{BE3}$ . ( $V_{BE3}$  étant la tension  $V_{BE}$  de  $T_3$ , or  $T_3$  est un PNP donc sa tension  $V_{BE}$  est négative).

D'où  $V_{CE2} = 6 - 0,6 = 5,4 \text{ V}$ .

Calculons la puissance dissipée dans  $T_2$  :  $P = V_{CE2} \times I_{C2}$  puisqu'ici  $T_2$  travaille en régime linéaire  $\Rightarrow P = 5,4 \times 50 = 270 \text{ mW}$ .

On peut ainsi choisir avantageusement le BC 207C spécialement conçu pour les étages driver et dont la lettre C garantit un gain en courant d'au moins 450.

### Calcul de $R_5$

Il faut que la tension aux bornes de  $R_5$  soit d'environ 1,2 V pour polariser convenablement  $T_3$  et  $T_4$ . De plus le courant circulant dans cette résistance est d'à peu près 37 mA, d'où :

$$R_5 = \frac{1,2}{37} = 33 \Omega$$

On avait décidé de prendre une résistance ajustable pour faire bien disparaître la distorsion de « cross-over ». Il faudra donc choisir pour  $R_5$  un ajustable de 100  $\Omega$  pour pouvoir avoir des réglages fins.

## Choix de $T_1$

Une exigence pour  $T_1$  : il faut choisir un transistor faible bruit sinon celui-ci risquerait d'être amplifié dans le reste du montage.

On voit facilement que  $I_{C1} = I_{B2} = I_{C2} / \beta = 50 \cdot 10^{-3} / 450 = 110 \mu\text{A}$ .

$V_{CE1}$  ? Prenons 12 V (la tension d'alimentation). La puissance sera alors négligeable et n'importe quel transistor peut faire l'affaire. On choisira toutefois un BC 206 faible bruit.

## Calcul de $R_1$ et $R_2$

On a vu que  $R_1$  et  $R_2$  servent à régler  $V_4$  pour obtenir la moitié de la tension d'alimentation.

D'après le schéma  $V_1 = V_4 + V_{BE1} - V_{R3}$  où  $V_{BE1}$  est négatif puisque  $T_1$  est un transistor PNP.

On pourra considérer alors, qu'en gros,  $V_1 = 5 \text{ V}$ .

Le courant de base de  $T_1$  est infiniment petit puisque  $I_{B1} = I_{C1} / \beta$  où  $I_{C1}$  est déjà exprimé en  $\mu\text{A}$  et  $\beta$  est de l'ordre de 100 (au moins !). Donc pour le courant de pont, n'importe quel courant peut convenir. Prenons par exemple :  $100 \mu\text{A}$ .

$$R_1 + R_2 = \frac{V_{\text{alim}}}{\text{courant de pont}} = \frac{12}{100 \cdot 10^{-6}} = 120 \text{ k}\Omega$$

Comme à peu de choses près  $V_{R1} = V_{R2}$  on peut prendre :  $R_1 = 58 \text{ k}\Omega$  et  $R_2 = 62 \text{ k}\Omega$ .

## Gain en tension et calcul de $R_3$ et $R_4$

Le rôle de  $R_3$  et  $R_4$ , comme nous l'avons dit précédemment, est de régler le gain en tension. Celui-ci est donné par la formule :

$$A = \frac{R_3 + R_4}{R_4}$$

$R_3$  permet de prélever une partie de la tension de sortie et comme de plus elle

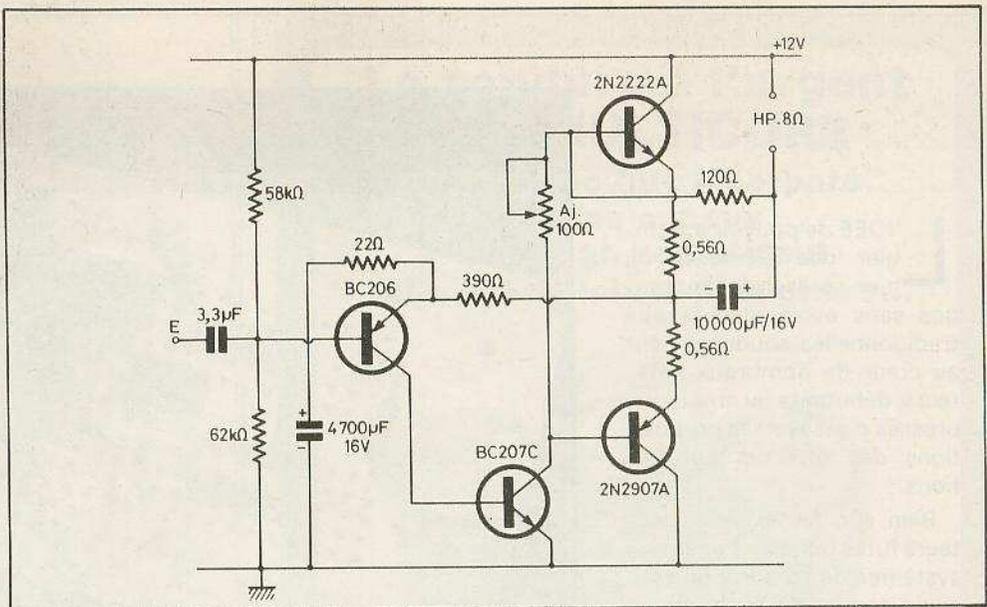


Fig. 20. – Tous les composants utilisés dans cet ampli font l'objet d'une explication dans le texte.

est dans l'émetteur de  $T_1$  elle stabilise celui-ci en température.  $V_{R3}$  doit toutefois être faible mais n'est pas connue a priori ; on va donc se fixer une tension susceptible d'être faible devant les autres =  $40 \text{ mV}$  par exemple.

Or  $R_3$  est traversée par le courant  $I_{E1}$  c'est-à-dire à peu près  $I_{C1}$  valant  $110 \mu\text{A}$ .

$$\Rightarrow R_3 = \frac{40 \text{ mV}}{110 \mu\text{A}} = 363 \Omega$$

On prendra alors  $R_3 = 390 \Omega$ .

Si l'on veut par exemple un gain en tension de 20 alors :

$$20 = \frac{R_3}{R_4} + 1 \Rightarrow R_4 = \frac{390}{19} = 20,5 \Omega$$

soit  $22 \Omega$  en valeur normalisée.

## Calcul des condensateurs

Le plus dur, pensez-vous ! Eh bien, non ! Souvenez-vous de cette règle pour calculer ces condensateurs : il faut qu'ils présentent une impédance faible devant les résistances avec lesquelles ils sont en série à la fréquence la plus basse de la bande passante. Commençons par le plus facile :  $C_3$ .  $C_3$  est en série avec la résistance du haut-parleur et celle de sortie de l'étage qui n'est pas connue.

L'impédance d'un condensateur  $C$  est donné par la formule :

$$Z = \frac{1}{C \times 2\pi \times f}$$

où  $C$  est exprimé en Farads et  $f$  en Hertz.

Calculons  $C_3$  :

$$\frac{1}{C_3 \times 2\pi \times 20 \text{ Hz}} = \frac{8 \Omega}{15}$$

( $1/15$  de la résistance peut être considérée comme faible impédance)

d'où :

$$C_3 = \frac{15}{2\pi \times 20 \times 8} = 15 \text{ mF soit } 15\,000 \mu\text{F}$$

On peut prendre une valeur un peu plus faible  $10\,000 \mu\text{F}$  par exemple sous  $16 \text{ V}$ .

Même procédé pour calculer  $C_2$ .  $C_2$  est en série avec  $R_4$

$$= \frac{1}{C_2 \times 2\pi \times 20 \text{ Hz}} = \frac{22}{15} =$$

$$C_2 = \frac{15}{2\pi \times 20 \times 22} = 5\,425 \mu\text{F}$$

Prenons alors  $4\,700 \mu\text{F}$ , toujours sous  $16 \text{ V}$ .

Calcul de  $C_1$ . Ici  $C_1$  est en série avec la résistance équivalente au pont de polarisation :  $R_1$  en parallèle avec  $R_2$ .

$$R_1 // R_2 = 30 \text{ k}\Omega.$$

D'où :

$$\frac{1}{C_1 \times 2\pi \times 20 \text{ Hz}} = \frac{30 \text{ k}\Omega}{15} \Rightarrow$$

$$C_1 = \frac{15}{30 \text{ k}\Omega \times 2\pi \times 20 \text{ Hz}}$$

$$= 3,9 \mu\text{F}, \text{ soit } C_1 = 3,3 \mu\text{F}.$$

Voilà ainsi démystifié le calcul d'un amplificateur simple (fig. 20). Mais n'en réalisez pas de suite le circuit imprimé, le montage doit nécessiter sûrement quelques retouches qui feront la joie de l'amateur averti ou non.

T. R.

L'IDEE de pouvoir assembler des éléments ou bien réaliser des montages sans avoir recours aux traditionnelles soudures tient au cœur de nombreux amateurs, débutants ou amateurs, pressés d'essayer les propositions des diverses publications.

Bien sûr, les expérimentateurs futés ont bien pensé aux systèmes de ressorts ou bien aux « dominos » ou borniers, mais très vite, les possibilités d'accéder à des montages plus complexes s'arrêtent et les composants « souffrent ».

Conscients de tous ces problèmes, nous allons chercher, au cours des mois à venir, à vous proposer quelques montages réalisés sur les plaques de connexions EXPERIMENTOR et notamment la E 350 à 230 contacts.

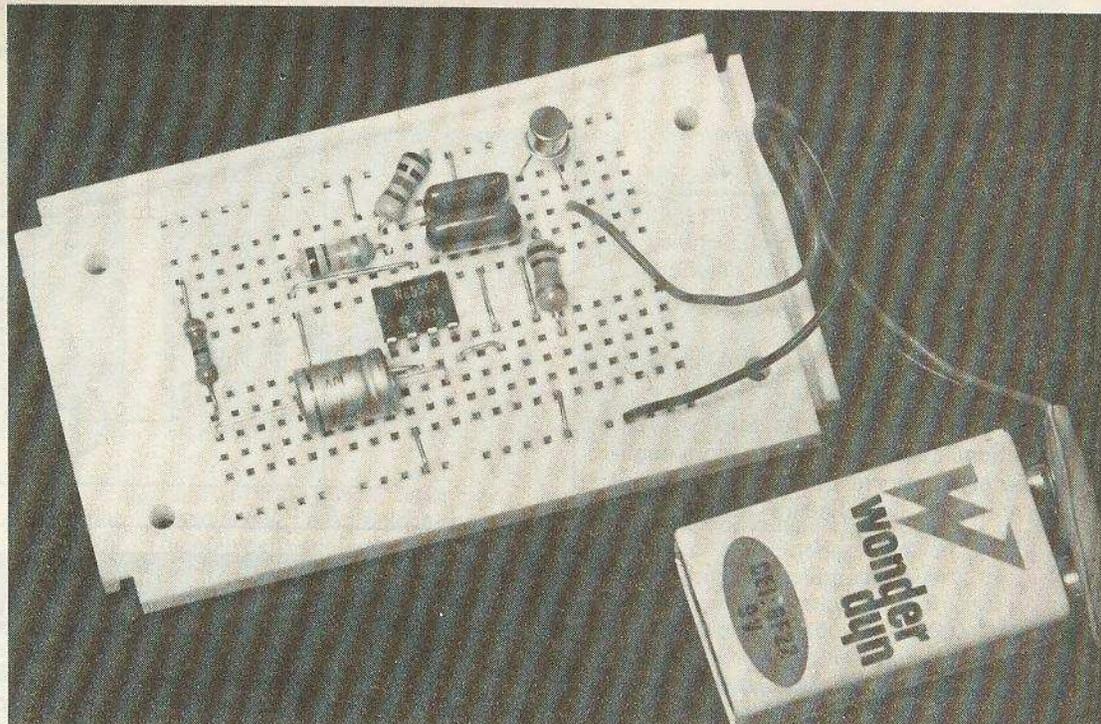
### Le schéma de principe

La figure 1 donne le schéma de principe du détecteur d'humidité ou de pluie. Le capteur se compose simplement de deux surfaces conductrices disposées à 1 mm l'une de l'autre. Dans ces conditions, une goutte d'eau provoque entre les deux conducteurs une faible résistance, qui, en série avec R<sub>4</sub>, permet de polariser le transistor T<sub>1</sub> qui devient conducteur.

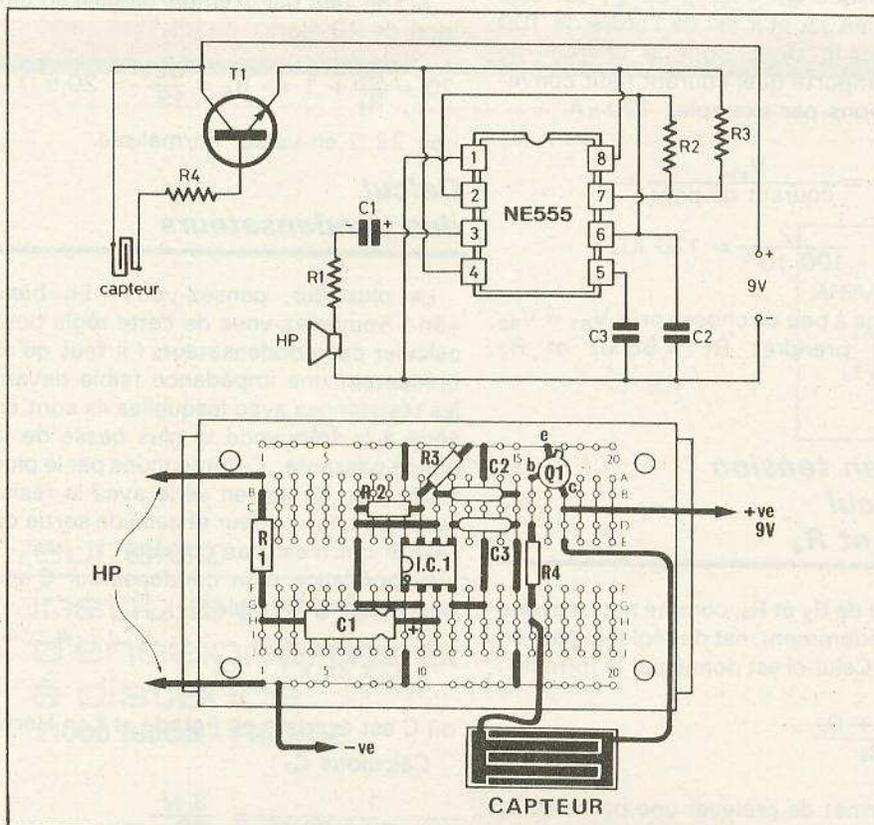
L'espace collecteur-émetteur se comportant alors comme un interrupteur fermé alimente le générateur construit autour du NE 555.

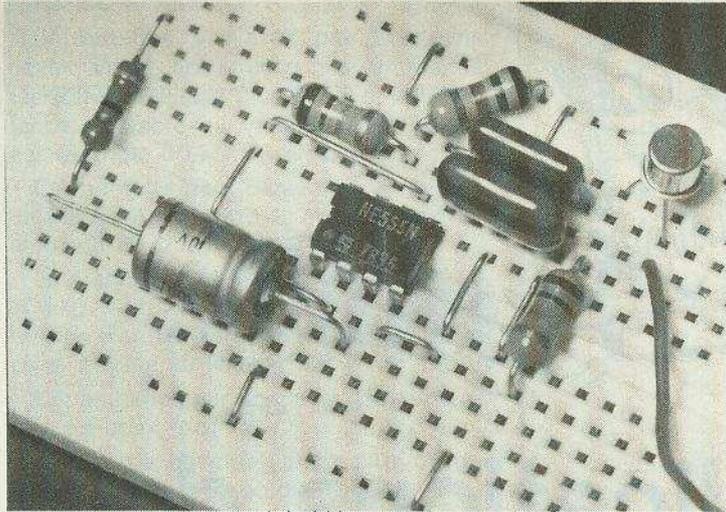
La fréquence des oscillations audible est ici déterminée par les éléments C<sub>2</sub>, R<sub>2</sub> et R<sub>3</sub>.

Les signaux engendrés sont disponibles à la borne (3) du circuit intégré, tandis que les autres bornes (1), (4) et (8) servent à l'alimentation.



## DETECTEUR D'HUMIDITE sur EXPERIMENTOR E350





Les « straps » se réaliseront à l'aide de fils dénudés ou bien l'excédent des connexions des composants.

Suivant le type de haut-parleur dont on dispose, la résistance  $R_1$  sera supprimée, notamment pour les petits haut-parleurs d'une bobine mobile de 50 à 100  $\Omega$ . Pour les 8  $\Omega$  classiques, la résistance sera de 22 à 47  $\Omega$ .

Dès que le capteur sera « sec », le transistor  $T_1$  restera bloqué avec la base en « l'air » et le générateur ne sera plus alimenté. Le montage ne nécessite donc pas d'interrupteur d'alimentation.

### Montage

Le montage se réalisera sur une plaque EXPERIMENTOR E 350 qui comporte 230 contacts, hormis les barres d'alimentation positive et négative.

Les barres d'alimentation sont reliées entre elles dans le

sens horizontal et les autres contacts dans le sens vertical.

En vous reportant au croquis de la figure 2, vous traduirez le schéma de principe. Il vous suffira de compter les divers contacts et de commencer par l'insertion du circuit intégré. Vous passerez alors à la mise en place des straps ou liaisons réalisés à l'aide de l'excédent des connexions des composants.

On veillera à la bonne insertion du transistor  $T_1$  en repérant scrupuleusement l'émetteur, la base et le collecteur !

Le capteur se réalisera à l'aide de deux fils rigides dénudés à leur extrémité et disposés côte à côte sans se toucher. Si les deux fils entraînent en contact, la résistance de protection  $R_4$  de 100 k $\Omega$  jouerait et le dispositif se mettrait à osciller.

### Liste des composants

$R_1$  : 22 à 47  $\Omega$  suivant HP, voir texte.

$R_2 = R_4 = 100$  k $\Omega$  (marron, noir, jaune)

$R_3 = 10$  k $\Omega$  (marron, noir, orange)

$C_1 = 100$   $\mu$ F / 10 V ou plus

$C_2 = C_3 = 10$  nF plaquette

$Q_1 =$  BC108, BC109, BC408B, etc.

$IC_1 =$  NE 555

HP = bobine mobile 8 à 100  $\Omega$  / 0,2 W

Capteur (voir texte)

Plaque EXPERIMENTOR E 350

## La soudure à l'argent LMP MULTICORE

en fil avec flux incorporé  
à cinq canaux  
n'a qu'un seul défaut  
elle est de loin la plus chère...



... mais la teneur en  
argent de la LMP  
réduira la résistance  
de contact et augmentera  
la résistance mécanique  
de vos soudures



Autres alliages MULTICORE  
60/40 - Alusol soudure à l'aluminium -  
Soudures pour tous les métaux  
dont l'inox - Crèmes à souder -  
Flux organiques - Diluants et  
solvants pour circuits imprimés.

**MULTICORE FRANCE  
COMINDUS**

**8, rue Milton. 75009 Paris  
Tél : 280.17.73.**

Documentation sur simple demande

Nom : .....

Adresse : .....



# Toutes les applications des SEMI-CONDUCTEURS

## Le LM 13080 et ses applications

### Commande de ligne

Le circuit intégré LM 13080 (National) est un amplificateur opérationnel de puissance, programmable.

Il peut être utilisé dans de nombreuses et diverses applications comme par exemple, en commande de ligne.

Le schéma de ce montage est donné à la figure 1 sur laquelle on remarque l'emploi de deux CI du type 13080.

Ce CI est monté dans un boîtier rectangulaire à 8 broches comme ceux du 555 et du 741.

Le branchement du 13080 est le suivant :

- broche 1 : entrée inverseuse ;
- broche 2 : polarisation sortie ;
- broche 3 : entrée non inverseuse ;
- broche 4 : masse (V -) ;
- broche 5 : sortie ;
- broche 6 : + alimentation (V+) ;
- broche 7 : polarisation entrée ;
- broche 8 : non connectée, à ne pas utiliser.

Ce CI fonctionne généralement avec une seule alimentation de 3 à 15 V, ou deux, de  $\pm 1,5$  V à  $\pm 7,5$  V (valeurs maxima à ne pas dépasser). Tension normale + 12 V maximum, ou  $\pm 6$  V maximum.

Le montage de la figure 1 possède une entrée asymétrique aboutissant à l'entrée non inverseuse (+) du LM13080, par l'intermédiaire d'un condensateur C dont la valeur dépend de la fréquence du signal à transmettre.

On utilisera la formule :

$$f_1 = \frac{1}{2 \pi R C}$$

avec  $f_1$  en hertz, R en mégohms, et C en microfarads.

Prenons par exemple :  $R = 10 \text{ k}\Omega$  =  $0,01 \text{ M}\Omega$  et  $f_1 = 1 \text{ 000 Hz}$ , on a :

$$C = \frac{1}{2 \pi f_1 R} = \frac{10^2}{2 \pi \cdot 10^3}$$

où  $C = 0,0159 \mu\text{F}$ .

ou encore en arrondissant,  $C = 0,016 \mu\text{F}$ .

Pour plus de précision, on donnera à C une valeur normalisée proche de celle calculée et on ajustera la valeur de R.

Prenons  $C = 0,01 \mu\text{F}$  (ou 10 nF). Dans ces conditions, on calculera la nouvelle valeur de R qui est :

$$R = \frac{1}{2 \pi f_1 C} = \frac{10^2}{2 \pi \cdot 10^3} = 0,016 \text{ M}\Omega$$

ou encore :

$$R = 16 \text{ k}\Omega.$$

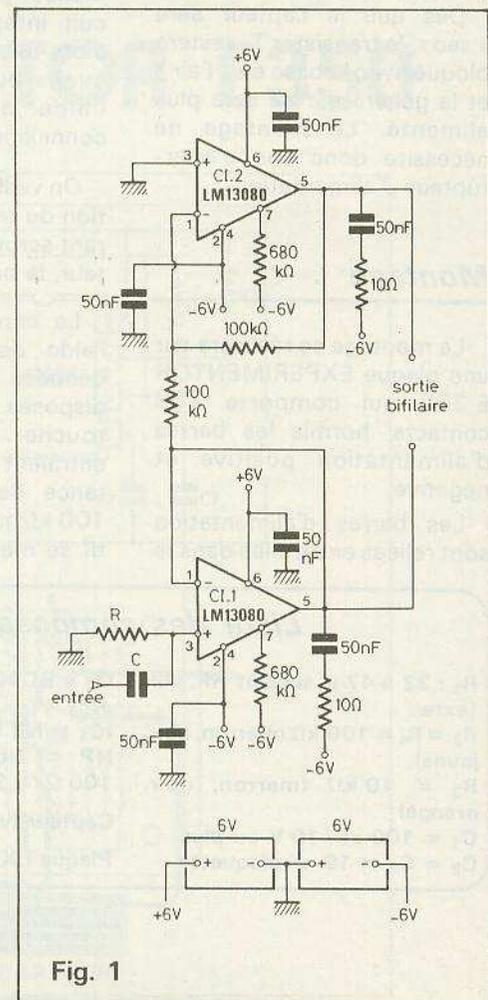


Fig. 1

On réalisera R avec une résistance fixe de 10 k $\Omega$  en série avec une résistance ajustable ou variable 10 k $\Omega$ .

Si toutefois  $f_L$  n'était pas fixe mais devait varier entre certaines limites, la résistance fixe sera plus faible et la résistance ajustable ou variable, plus élevée par exemple 50 k $\Omega$  ou plus.

Ce montage peut recevoir une tension de 20 V crête à crête, la charge d'entrée étant de 50  $\Omega$ .

La fréquence  $f_L$  sera au maximum de 10 kHz. Si  $f_L$  est supérieure à 10 kHz, la tension d'entrée sera réduite jusqu'à 13 V crête à crête au lieu de 20 V.

Cet amplificateur donne un gain de tension de deux fois.

A la sortie effectuée aux points terminaux 6 des deux CI, on disposera de deux bornes de branchement, permettant de connecter un câble bifilaire de faible impédance de l'ordre de 16  $\Omega$ .

La puissance du signal de sortie peut atteindre 2 W.

Cet appareil est un déphaseur à entrée symétrique et à sortie symétrique.

Le signal est d'abord amplifié par CI-1. Comme la tension est appliquée à l'entrée non inverseuse 3, le signal de sortie au point 5 de ce même CI est en phase avec celui d'entrée.

Le signal de sortie de CI-1 est transmis par une résistance de 100 k $\Omega$  à l'entrée inverseuse 1 de CI-2. De ce fait, le signal au point 5 de CI-2 sera opposé à celui de la sortie de CI-1, ce qui aboutit à la création d'une sortie symétrique.

Remarquons la contre-réaction par un fil de connexion pour CI-1, et par 100 k $\Omega$  pour CI-2.

On notera aussi que cet appareil est alimenté  $\pm 6$  V avec la masse au point commun des deux sources de 6 V montées en série.

Le point 7 est connecté au -6 V par une résistance de 680 k $\Omega$ .

Des circuits correcteurs 50 nF - 10  $\Omega$  sont montés entre le -6 V et la sortie 5, dans les deux étages de cet appareil.

## Alarme Piezo-électrique

La deuxième application du LM 13080, qui sera décrite dans cet article est l'alarme piézo-électrique utilisant un seul circuit intégré CI-1 et un transistor NPN, Q<sub>1</sub>.

On remarquera immédiatement que ce montage est alimenté par une seule source, de 9 V dont le - est à la masse et le + au point habituel 6. Cela entraîne des modifications de branchement.

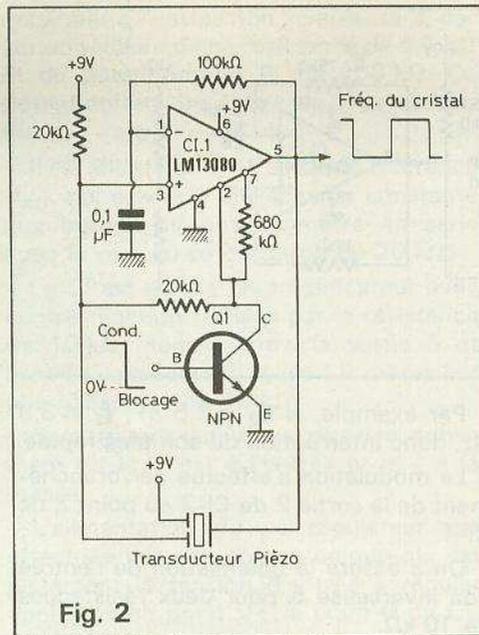


Fig. 2

Le point 4 est alors à la masse et il en est de même de l'émetteur de Q<sub>1</sub>.

L'alarme sonore est effectuée par le transducteur piézo de la marque Gulon 101 FB ou équivalent.

Remarquons les trois points de branchement au +9 V à l'entrée 3 du CI et à la sortie 5 du même CI.

Le circuit intégré sert d'oscillateur de puissance. On peut voir que ce cristal de quartz est inséré dans la boucle de réaction positive disposée entre l'autre non inverseuse 3 et la sortie 5 du CI. Le cristal oscille sur sa fréquence de résonance qui se trouve en BF évidemment.

D'autre part, une boucle de contre-réaction est réalisée avec la résistance de 100 k $\Omega$  montée entre la sortie 5 et l'entrée 1 inverseuse, à laquelle est connecté le condensateur de 0,1  $\mu$ F. Pour produire l'alarme il faut qu'il y ait oscillation tandis qu'au repos, l'oscillateur doit être bloqué.

A cet effet le signal excitateur est un niveau de la tension négative, appliquée à la base du transistor Q<sub>1</sub>. Supposons que la base soit au potentiel zéro. Dans ce cas le transistor est bloqué et le courant de collecteur du transistor est nul (ou très faible).

Le point 2 est alors à un potentiel positif et il n'y a pas d'oscillation. C'est la position de repos.

Supposons maintenant que le potentiel de la base de Q<sub>1</sub> soit au niveau haut, c'est-à-dire, dans le cas présent, positif. Le transistor devient conducteur, il y a un courant de collecteur et ce courant provoque une chute de tension dans la résistance de 20 k $\Omega$  aboutissant à l'entrée non inverseuse du circuit intégré. La tension du point 3 s'abaisse et de ce fait il y aura oscillation.

A noter que le signal de sortie, donc le son produit par le cristal est de forme rectangulaire. Pour obtenir un rapport cyclique de 0,5, les éléments de contre-réaction ont les valeurs indiquées, 100 k $\Omega$  et 0,1  $\mu$ F ce qui correspond à une constante de temps,

$$T = 0,1 \cdot 0,1 = 0,01 \text{ seconde,} \\ \text{ou } T = 10 \text{ ms.}$$

La valeur de T doit être supérieure à la constante de temps du transducteur.

Pour l'installation pratique de ce dispositif, il faut que la cause de l'alarme qui peut être par exemple, l'ouverture d'une porte ou d'une fenêtre, l'élévation ou l'abaissement du niveau d'un produit dans un récipient ou tout autre, l'état de repos doit correspondre à une petite tension positive sur la base de Q<sub>1</sub>.

Soit par exemple, une ouverture de porte. Lorsque la porte est fermée une résistance, aux bornes de laquelle apparaît la tension positive doit être en circuit. Si la porte s'ouvre, la résistance sera en court-circuit, la base sera à zéro volt et il y aura oscillation.

Pour une disposition inverse, on pourra utiliser deux transistors dont l'un sera inverseur.

Dans le cas du niveau d'un liquide dans un récipient, une électrode sera connectée à la base de Q<sub>1</sub> et l'autre à la masse métallique du récipient, mise à la tension positive prévue.

## Sirène à deux états

Ce montage est représenté à la figure 3. L'alimentation se fait à partir d'une seule source de 10 V et on trouve des branchements analogues à ceux des montages précédents, pour le circuit intégré CI-1 un LM13080.

Un deuxième circuit intégré un LM 339 est inclus dans cette sirène électronique à haut-parleur.

Le premier circuit intégré fonctionne comme oscillateur et le second comme interrupteur.

De ce fait, le son de la sirène est interrompu périodiquement.

On peut voir, en examinant le montage du LM 13080, qu'il y a deux boucles de réaction, l'une positive, par la résistance de 15 k $\Omega$  montée entre la sortie 5 et l'entrée non inverseuse 3, l'autre négative (contre-réaction) entre la même sortie et l'entrée inverseuse 1, associée à un condensateur C<sub>1</sub> de 50 nF.

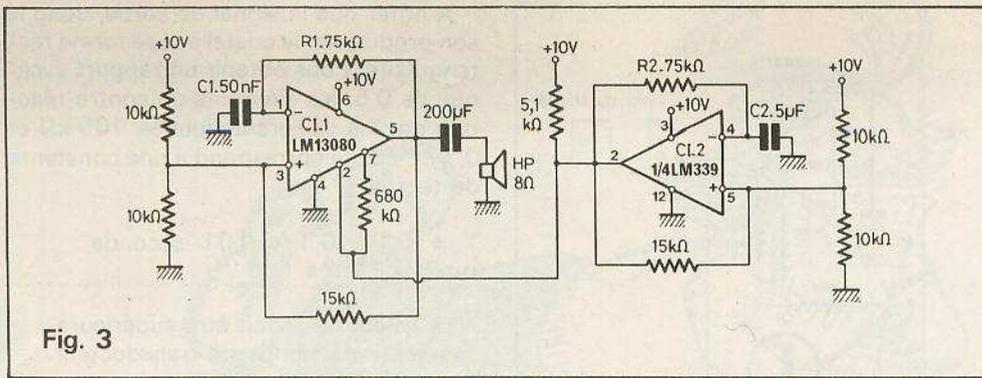


Fig. 3

Dans ces conditions la fréquence du signal pendant les salves successives est donnée par la formule :

$$f_1 = \frac{1}{1,4 R_1 C_1}$$

où  $R_1 = 0,075 \text{ M}\Omega$  et  $C_1 = 0,05 \mu\text{F}$ . Cela donne :

$$f_1 = \frac{10^3 \cdot 10^2}{75 \cdot 5 \cdot 1,4} = 190 \text{ Hz}$$

mais en changeant la valeur de  $C_1$ , on pourra obtenir un son de fréquence différente, par exemple avec  $C_1 = 0,025 \mu\text{F}$ , la fréquence sera double, soit 380 Hz.

Le haut-parleur doit être de  $8 \Omega$  pouvant fonctionner correctement à la fréquence choisie. Il pourra fournir une puissance de 2 W.

L'interrupteur est réalisé avec CI-2 qui est un des quatre éléments du LM 339 (National). Par exemple l'élément 1 qui se branche comme suit :

Entrée inverseuse, 4.

Entrée non inverseuse, 5.

Sortie, 2.

+alimentation, 3.

Masse et - alimentation, 12.

Le boîtier est à 14 broches. On pourra utiliser les trois éléments restants comme réserve du CI-2. Ou dans d'autres applications.

En examinant le schéma, on voit que l'oscillation à TBF (très basse fréquence) est produite avec réaction positive, par la résistance de  $15 \text{ k}\Omega$  montée entre la sortie et l'entrée non inverseuse 5 de CI-2.

Une contre-réaction est produite par  $R_2$  de  $75 \text{ k}\Omega$  montée entre la sortie et l'entrée inverseuse. La fréquence d'oscillation est donnée par :

$$f_2 = \frac{1}{1,4 R_2 C_2}$$

Avec les valeurs indiquées,  $R_2 + 0,075 \text{ M}\Omega$ ,  $C_2 = 5 \mu\text{F}$ , on obtient :

$$f_2 = \frac{10^3}{1,4 \cdot 75 \cdot 5} = 1,9 \text{ Hz}$$

valeur pouvant être modifiée en changeant la valeur de  $C_2$ .

Par exemple, si  $C_2 = 2,5 \mu\text{F}$ ,  $f_2 = 3,8 \text{ Hz}$ , donc interruption du son plus rapide.

La modulation s'effectue par branchement de la sortie 2 de CI-2 au point 2 de CI-1.

On a assuré la polarisation de l'entrée non inverseuse 5 pour deux résistances de  $10 \text{ k}\Omega$ .

### Sirène à deux tons

Un peu plus compliqué que la précédente, le montage de cette sirène est représenté à la figure 4. Deux circuits intégrés ont été utilisés :

a) le CI (A) qui est un élément de LM 393 qui en possède deux dans le même boîtier ;

b) le CI (B) qui est un LM 13080.

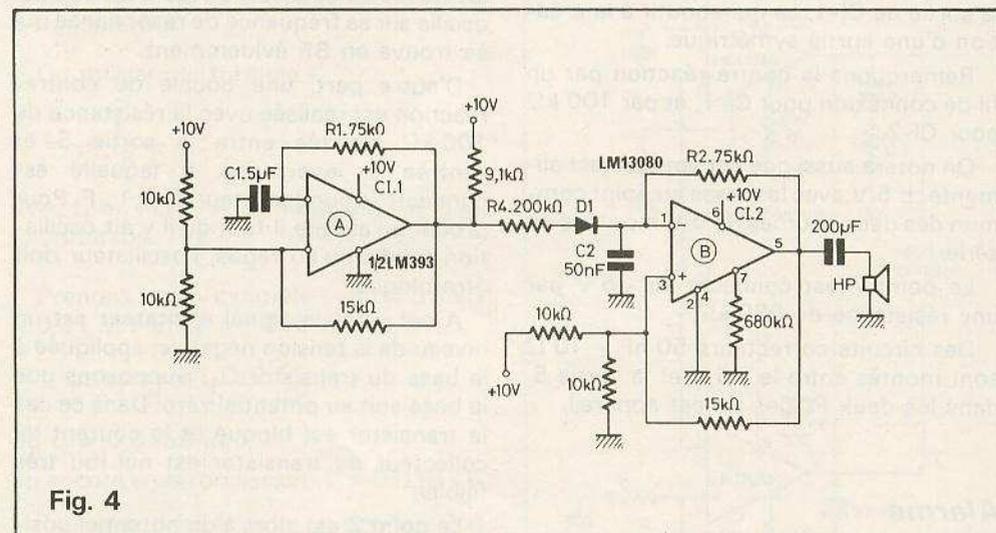


Fig. 4

Dans ce montage, le LM 13080 est l'oscillateur de puissance et le LM 393, le commutateur électronique.

CI (B) est réglé de manière à ce qu'il oscille sur 190 Hz, avec les valeurs des composants  $R_2$  et  $C_2$  selon la formule :

$$f_2 = \frac{1}{2 \pi R_2 C_2}$$

L'autre CI est un oscillateur TBF, accordé sur la fréquence de découpage de

1,9 Hz obtenue avec  $R_1 = 75 \text{ k}\Omega$  et  $C_1 = 5 \mu\text{F}$ , d'après la formule analogue :

$$f_1 = \frac{1}{2 \pi R_1 C_1}$$

Cette TBF est due à la forte valeur de  $C_1$ ,  $5 \mu\text{F}$ .

La fréquence de l'oscillateur (B) est modifiée par le fait qu'à chaque alternance positive de l'oscillateur (A) ; la diode  $D_1$  (par exemple une 1N 914) devient conductrice. De ce fait la résistance de  $200 \text{ k}\Omega$  se met en parallèle avec  $R_2$  de  $75 \Omega$  ce qui donne une résultante :

$$R_3 = \frac{75 \cdot 200}{275} = 54,5 \text{ k}\Omega = 0,0545 \text{ M}\Omega$$

la formule donne :

$$f_3 = \frac{1}{2 \pi \cdot 0,0545 \cdot 0,05}$$

où  $f_3 = 58,4 \text{ Hz}$ .

Donc, au rythme de  $f_1 = 1,9 \text{ Hz}$ , l'oscillateur (B) donnera alternativement deux sons, l'un à 190 Hz et l'autre à 58,4 Hz, valeurs approximatives, dépendant de la vraie valeur des composants R et C compte tenu de la tolérance.

En rendant ajustable, les résistances  $R_1$  et  $R_2$  ainsi que la résistance  $R_4$  (prendre  $R_4 = 300 \text{ k}\Omega$  par exemple) on pourra obtenir des valeurs voisines.

Avec des commutateurs de résistances, on pourra réaliser avec le montage proposé, une sirène à multiples tonalités et à rythmes différents.

Le signal résultant est transmis par le condensateur de  $200 \mu\text{F}$  au haut-parleur de  $8 \Omega$  qui doit être excellent aux BF et aux TBF.

A noter que les deux sirènes décrites pourront aussi être utilisées comme appareils musicaux genre rythmeurs.

## Flash et commande de relais

Un seul LM 13080 est nécessaire pour réaliser un flash selon le schéma de la figure 5 (a).

Dans ce montage, l'alimentation est à deux sources de 5 V chacune disposée comme indiqué plus haut. On reconnaîtra aisément que le CI est monté en oscillateur, avec  $R = 75 \text{ k}\Omega$  et  $C = 25 \mu\text{F}$ .

La fréquence est donnée par la formule :

$$f = \frac{1}{0,36 RC}$$

On obtient :  $f = 1,48 \text{ Hz}$ .

Les deux lampes alimentées sous  $\pm 5 \text{ V}$  s'allumeront au rythme de cette fréquence.

La formule donnant  $f$  est différente de celles indiquées pour les montages précédents,  $2\pi$  étant remplacé par 0,36.

Remarquons que la résistance de  $680 \text{ k}\Omega$  et les points 2 et 4 sont reliés au  $V - (-5 \text{ V})$  et non à la masse. Si l'on adopte le schéma de la figure 5 (b) analogue au précédent, on retrouve le montage à une seule source d'alimentation, en l'occurrence  $+10 \text{ V}$ , le  $-$  étant connecté à la masse. Dans le cas de ce montage, la résistance de réaction est de  $15 \text{ k}\Omega$ ,  $R = 75 \text{ k}\Omega$  et  $C = 5 \mu\text{F}$ .

La fréquence d'oscillation est donnée par la formule :

$$f = \frac{1}{1,4 RC}$$

Avec les valeurs indiquées plus haut, on a :

$$f = \frac{1}{1,4 \cdot 0,075 \cdot 5} = 1,9 \text{ Hz}$$

Il suffira de modifier  $R$  ou  $C$  pour obtenir d'autres valeurs de la fréquence  $f$ .

A noter que le signal de sortie est de forme rectangulaire.

## Régulateur de tension positive variable

Le schéma de ce régulateur est donné à la figure 6.

Ce montage présente l'avantage de ne pas nécessiter un transistor de puissance comme « ballast », celui intérieur du CI, LM 13080 étant suffisant pour des puissances modérées.

La tension d'entrée  $V_{in}$  c'est-à-dire une tension continue variable à réguler, est

appliquée à l'entrée non inverseuse 3, par l'intermédiaire d'une résistance de  $4,7 \text{ k}\Omega$  et du potentiomètre  $R_a$  de  $100 \text{ k}\Omega$ . Ce potentiomètre peut être du type ajustable.

Il est shunté par une diode de référence  $V_{REF}$  qui assurera une tension constante aux bornes du potentiomètre en série avec la résistance de garde de  $20 \text{ k}\Omega$ .

Le CI est monté en amplificateur avec contre-réaction réalisée par la résistance de  $10 \text{ k}\Omega$  montée entre la sortie 5 et l'entrée inverseuse 1, reliée à la masse par une résistance de  $10 \text{ k}\Omega$ .

Remarquons que  $V_{in}$  est positive, autrement dit le  $+$  est à l'entrée et le  $-$  à la masse.

L'alimentation de ce régulateur est effectuée par une source unique qui est justement la tension d'entrée à réguler appliquée au point  $V+$  le point 6 du CI.

La tension régulée de sortie  $V_o$  est obtenue au point 5 de sortie du CI.

Les conditions suivantes seront satisfaites,  $2 \text{ V} \leq V_o \leq (V_{in} - 2 \text{ V})$ . Ce qui signifie que  $V_o$ , la tension de sortie, doit être comprise entre  $2 \text{ V}$  et  $V_{in} - 2 \text{ V}$  (valeur positive). Soit par exemple  $V_{in} = 4,5 \text{ V}$ . Le maximum de  $V_o$  sera  $2,5 \text{ V}$  et le minimum  $2 \text{ V}$ .

Le réglage de la tension  $V_o$  est possible avec le potentiomètre  $R_a$  de  $100 \text{ k}\Omega$ .

On pourra disposer d'un courant de sortie de  $250 \text{ mA}$  maximum.

## Régulateur de tension négative variable

C'est le montage de la figure 7 qui est différent de celui de la figure précédente.

La tension négative à réguler est  $V_{in}$  disposée avec le  $-$  à la résistance de  $4,7 \text{ k}\Omega$  et le  $+$  à la masse.

On retrouve le potentiomètre  $R_a$  qui permettra de faire varier la tension de sortie selon les conditions  $-1,5 \text{ V} \geq V_o \geq (V_{in} - 2 \text{ V})$ .

On en déduit que  $V_o$  sera comprise entre  $-1,5 \text{ V}$  et  $V_{in} - 2 \text{ V}$ .

Remarquons que  $V_{in}$  étant toujours négative,  $V_o$  sera toujours négative.

La tension d'entrée est appliquée à l'entrée non inverseuse 3 et également, au point terminal 7 par l'intermédiaire de la résistance de  $680 \text{ k}\Omega$  et aux points 2 et 4 directement.

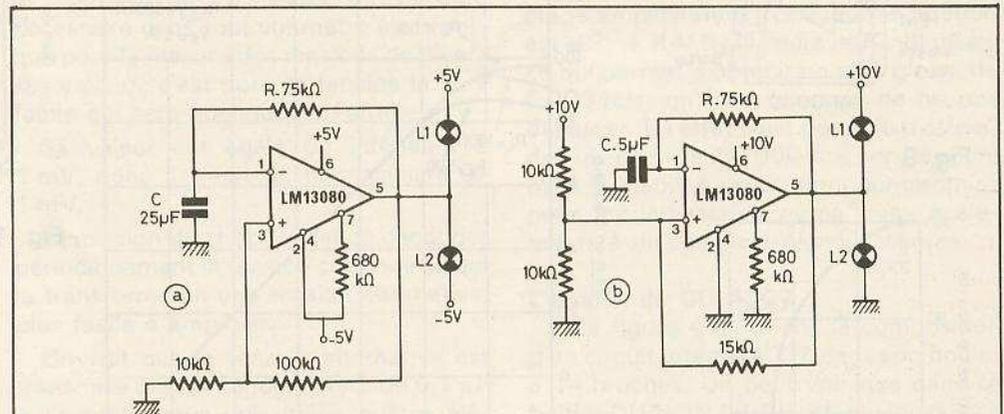


Fig. 5

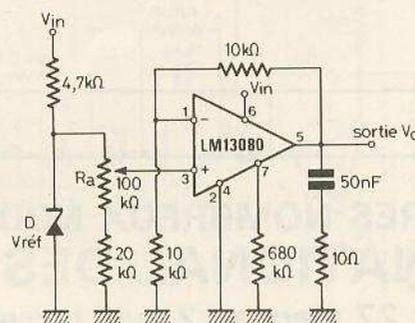


Fig. 6

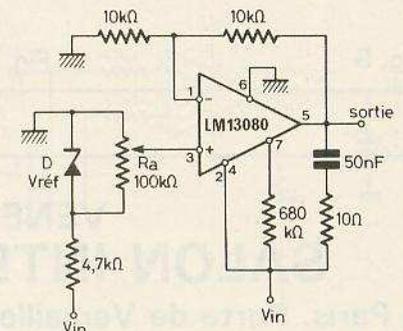


Fig. 7

## Les CI utilisés

Le brochage du circuit intégré LM 13080 est indiqué à la **figure 8**.

Voici quelques courbes caractéristiques de ce CI.

A la **figure 9**, on a représenté le gain en boucle ouverte (donc sans réaction négative) en décibels, en fonction de la résistance  $R_{SET}$ , la résistance montée au point 7 qui dans la plupart des applications a été de 680 k $\Omega$ .

La mesure a été effectuée avec la charge de sortie  $R_L$  infinie et à la fréquence nulle, autrement dit en continu. En BF et HF, la réponse en boucle ouverte est donnée par la courbe de la **figure 10**. En ordonnées le gain en décibels et en abscisses, la fréquence, depuis 1 Hz jusqu'à 10 MHz. Remarquons que la forme de la courbe est linéaire, à partir de 100 Hz et dépend de la charge  $R_L$ , à  $f < 100$  Hz.

Trois charges ont été choisies, 50  $\Omega$ , 100  $\Omega$  et l'infini.

Ces mesures ont été effectuées avec  $R_{SET}$  de 680 k $\Omega$  et avec une alimentation de  $\pm 6$  V.

Lorsqu'il y a contre-réaction, le gain est plus faible et peut être relevé sur la courbe de la **figure 11**. Le gain est évalué en rapports V/V, de la tension de sortie à la tension d'entrée, en fonction de  $R_{SET}$  depuis 10 k $\Omega$  jusqu'à 1 M $\Omega$ .

On remarquera que si  $R_{SET} = 600$  k $\Omega$ , le gain est de 1 tandis que si  $R_{SET}$  diminue, le gain augmente. A  $R_{SET} = 10$  k $\Omega$ , le gain en boucle fermée est proche de 60 fois.

Le gain indiqué sous forme de rapport de la tension de sortie  $V_o$  à celle d'entrée,  $V_{in}$  est le gain minimum correspondant à un fonctionnement stable de l'amplificateur.

Voici quelques indications sur les autres CI mentionnés dans le présent article et utilisés dans les montages d'applications proposés par le fabricant des CI à titre expérimental. Le LM 339 est un amplificateur opérationnel utilisable plus particulièrement comme comparateur.

Dans le boîtier du LM 339 on trouve quatre éléments identiques disposés comme on l'indique à la **figure 12**.

Le + alimentation est à la broche 3 et le - (ou masse) à la broche 12 du boîtier à 14 broches. Ce CI fonctionne sous une tension normale de  $\pm 15$  V ou une tension positive unique de 24 à 30 V. Dans ce cas la broche 12 est à la masse.

En ce qui concerne le LM 393, son brochage est indiqué à la **figure 13**. Le boîtier est à 8 broches ou à 8 fils. Dans les deux présentations les branchements sont les mêmes.

Point 1 sortie élément 1,  
point 2 entrée inverseuse élément 1,  
point 3 entrée non inverseuse élément 1,  
point 4 masse ou V-,  
point 5 entrée non-inverseuse élément 2,  
point 6 entrée inverseuse élément 2,  
point 7 sortie élément 2,  
point 8 V+.

Alimentation normale de  $\pm 18$  V ou + 2 V à + 36 V.

F. JUSTER

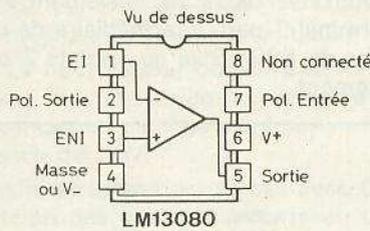


Fig. 8

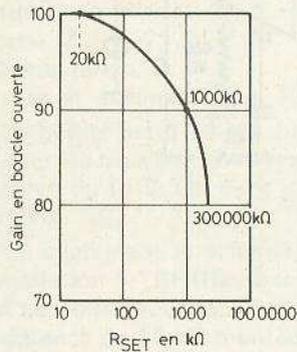


Fig. 9

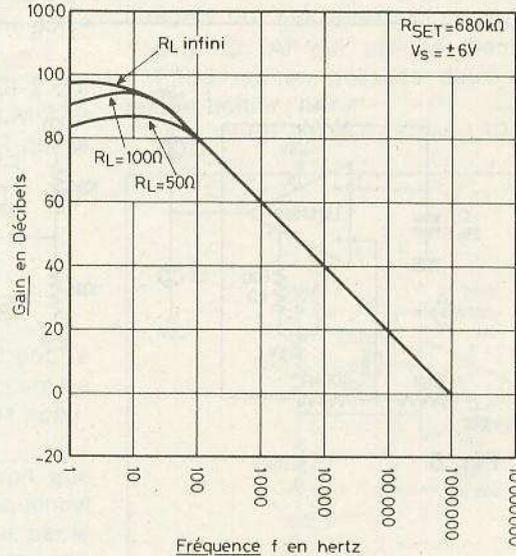


Fig. 10

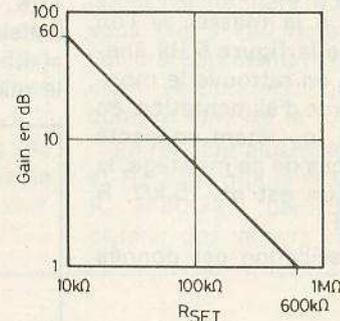


Fig. 11

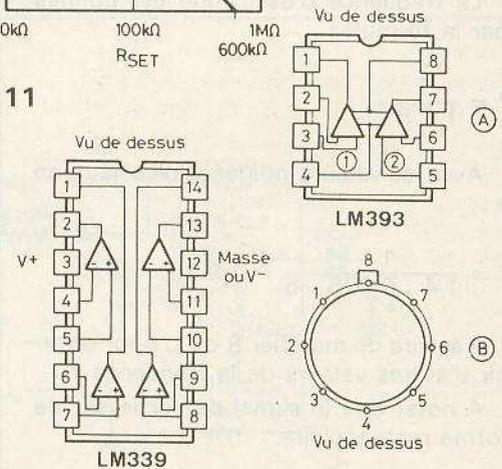


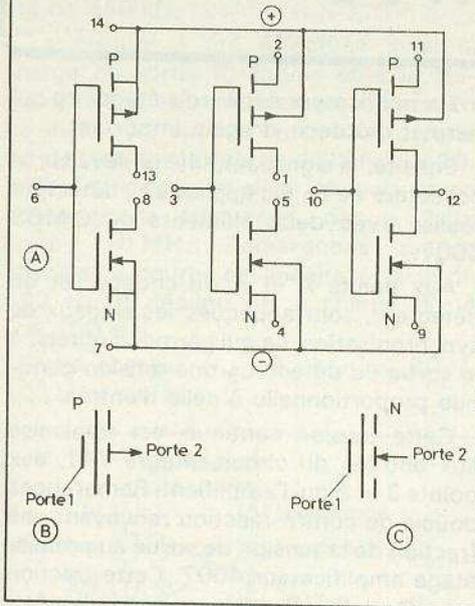
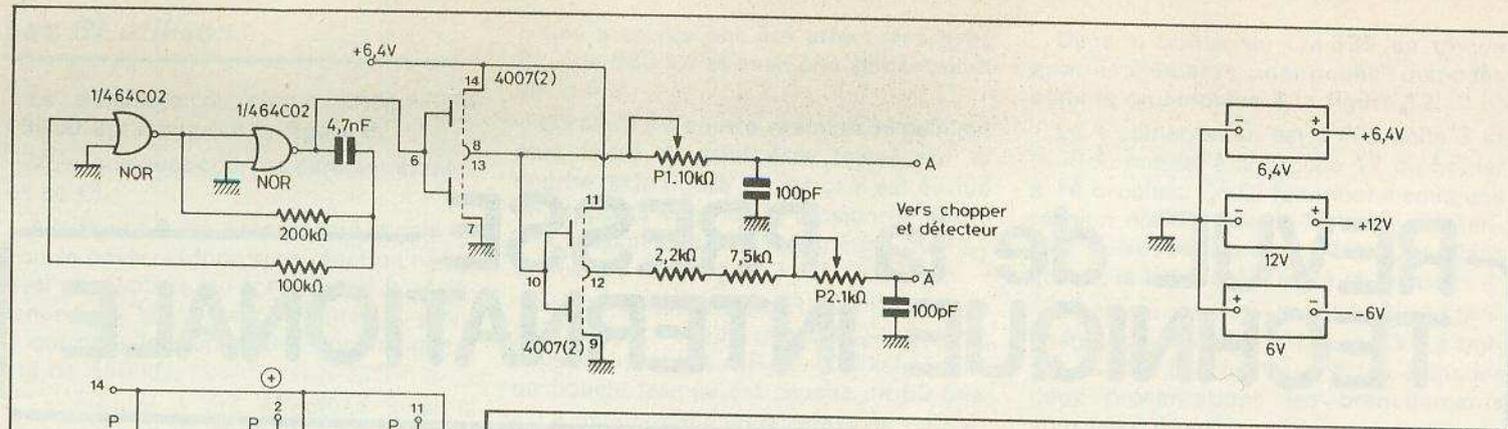
Fig. 12

Fig. 13

VENEZ TRES NOMBREUX NOUS VOIR AU  
**SALON INTERNATIONAL DES COMPOSANTS**

à Paris, Porte de Versailles, du 27 mars au 2 avril (excepté dimanche) stand 51, allée 2.





En (B) de la même figure on montre la configuration d'un « canal D » et en (C) celle d'un « canal N » avec la flèche vers l'extérieur ou vers l'intérieur respectivement.

Dans le groupe de gauche le drain du D est relié à la porte 2 et à la ligne 14, tandis que la porte 1, point 6 est reliée à la porte 1 du C.MOS, canal N, avec le drain au point 8 et la source et la porte 2, réunis à la ligne 7.

La ligne 14 est la ligne positive et la ligne 7 est négative donc mise à la masse comme indiqué sur les schémas.

Noter que dans le groupe du milieu les trois électrodes, source, drain, porte 2, sont accessibles.

Dans le groupe de droite, le drain du C.MOS N est relié au drain du C.MOS P.

Ces dispositions ont été mises à profit pour établir des montages comme le suivant, contre-réaction dans la partie amplificatrice d'alternatif (3,6 MΩ ; 680 kΩ).

Le gain de chaque étage de cet amplificateur est de 35 fois environ plus celui à transistor. D'autre part l'amplificateur à 741 amplifie la différence entre la tension fournie par le détecteur, transmise à l'entrée non inverseuse et la tension composante continue de sortie de l'amplificateur d'alternatif.

Passons à la figure 2 on y trouve un oscillateur réalisé avec deux NOR, éléments d'un 64CO2 formant un multivibrateur astable. Le signal passe ensuite à un étage inverseur à élément de 4007, qui modifie la forme du signal en augmentant la pente des flancs. Un deuxième inverseur à élément de 4007 fournit le signal  $\bar{A}$ .

Avec  $P_1$  et  $P_2$ , potentiomètres de 10 kΩ et 1 kΩ respectivement on réglera les pentes des flancs des signaux de manière à ce que les signaux A et  $\bar{A}$  agissent en même temps sur le chopper et le détecteur ce qui permettra de se servir d'un signal d'entrée de petite valeur. Le circuit intégré 64CO2 est un quadruple NOR à deux entrées par élément. Deux éléments sur les quatre ont été mise en œuvre dans le montage proposé.

A noter que les points A et  $\bar{A}$  de l'amplificateur devront être réunis aux sorties A et  $\bar{A}$  du montage de commande.

## Discriminateur de fréquences très voisines

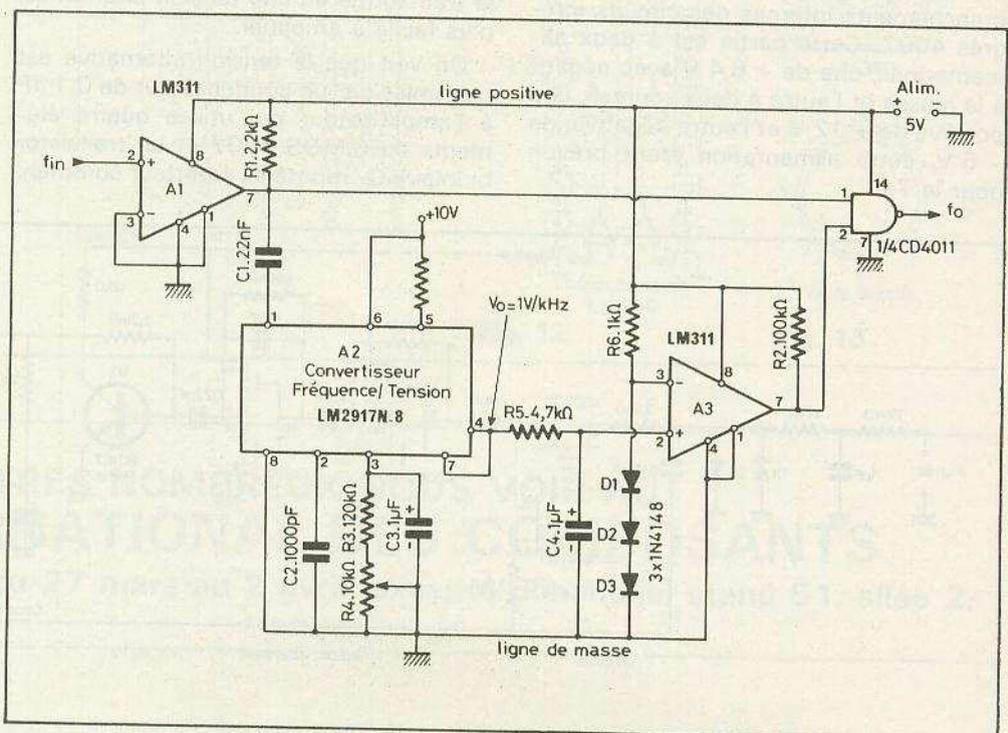
### Introduction

L'appareil dont le schéma est reproduit à la figure 5 a été décrit par G.J. Colloccott dans *Electronics Vol. 22 n° 1*.

Il utilise deux circuits intégrés LM311 ( $A_1$  et  $A_2$ ) un circuit intégré LM2917N-8 ( $A_2$ ) et un élément NAND de CD4011 ( $A_4$ ) à deux entrées.

Les appareils destinés à séparer deux signaux de fréquence très proche ou deux bandes de fréquence sont en général compliqués afin d'obtenir une grande sélectivité.

Celui proposé est relativement simple. Il n'utilise qu'un convertisseur, fréquence à tension et deux comparateurs d'usage général pour différencier deux fréquences séparées par un intervalle de quelques hertz seulement.



Dans le cas de l'application de la figure 5, le montage élimine les signaux de fréquence inférieure à 2,1 kHz. Cette valeur peut être modifiée en changeant certaines valeurs des composants du discriminateur.

### Fonctionnement

Le signal d'entrée de fréquence  $f_{in}$  est appliqué à l'entrée non inverseuse 2 (+) du comparateur  $A_1$  qui fonctionne comme détecteur à croisement sur zéro.

A la sortie 7 de ce comparateur le signal prend deux voies, l'une à l'entrée 1 du convertisseur, tension à fréquence,  $A_2$ , LM 2917.

Le signal de sortie de ce convertisseur  $V_o$  au point 4 est transmis à l'entrée non inverseuse 2 de  $A_3$ , LM311 comme  $A_1$ , qui engendre une tension de sortie de 1 V par kilohertz du signal appliqué à son entrée.

Lorsque  $f_{in}$ , fréquence du signal appliqué à  $A_1$  est inférieure à 2,1 kHz (cas de l'exemple adopté) le point de sortie 4 du convertisseur se trouve à un niveau inférieur à 2,1 V tandis que  $A_3$  dont l'entrée non inverseuse 2 est polarisée à 2,1 V par les diodes  $D_1$ ,  $D_2$  et  $D_3$  (1N4148) est au niveau bas.

De ce fait, la sortie du NAND  $A_4$  est hors-service.

Si  $f_{in}$  varie pour devenir supérieure à 2,1 kHz,  $A_3$  passe au niveau haut ce qui sensibilise  $A_4$  et permet au signal de fréquence fin d'apparaître à la sortie où il est désigné par  $f_o$ . La sélectivité est de 1 Hz et elle est déterminée par la fonction de transfert de  $A_3$ . Le temps de réponse du circuit dépend des valeurs du circuit  $C_3 - R_5 - C_4$  avec réglage possible par  $R_4$  de 10 k $\Omega$ .

Ce réglage agit sur la durée du temps d'intégration à la sortie, donnant l'assurance que la tension continue de repos est atteinte avant un nombre donné de périodes de  $f_{in}$ .

Si un temps de réponse court est désiré, on supprimera  $R_5$  et  $C_4$  donc, liaison directe du point 4 de sortie du CI, LM2917, vers l'entrée 2 (+) de  $A_3$ .

### Les CI

Voici quelques indications sur les CI utilisés dans ce montage. Le LM311 (National) comparateur est monté dans un boîtier à huit points de terminaison rectangulaire ou cylindrique, conformément à la disposition de la figure 6.

Ce CI est alimenté sur une seule source de + 5 V, le « + » étant à la broche, ou au fil 8 et, le « - » à la masse, fils 4 et 1. La sortie 7 est polarisée par  $R_1$  de 2,2 k $\Omega$  reliée à la ligne positive de 5 V. Ce circuit intégré est également disponible en boîtier à 14 broches mais dans le montage proposé, le brochage indiqué correspond aux versions à huit points terminaux. Passons au CI LM2917 (National) convertisseur de fréquence en tension.

Il est monté dans un boîtier à deux fois 7 broches ou en boîtier 8 broches, DUAL IN LINE en quatre versions. Celle adoptée dans le montage proposé par S.J. Collocott est désignée par N-8 et le branchement du CI est indiqué à la figure 7. On voit que le boîtier rectangulaire est à 8 broches. Il se branche comme suit : point 1 entrée du signal incident, point 2 à  $C_2$  de 1 000 pF condensateur au polycarbonate, point 3 au réseau de réglage  $R_3 - R_4 - C_3$ , ou  $C_3$  est un électrolytique de 1  $\mu$ F et  $R_3$  une résistance de 120 k $\Omega$ , point 4 sortie de la tension  $V_o$  à 1 V/kHz ; point 5 au + 10 V par  $R_2$  de 470  $\Omega$ , point 6 au + 10 V directement, point 7 relié au point 4 et à  $R_6$  de 100 k $\Omega$ ; point 8 à la masse.

Remarquons que ce CI doit être alimenté sur une source unique de 10 V, avec le + au point 6 et le - au point 8.

Le LM2917 N-8 et les autres versions permettent un très grand nombre d'applications.

Indiquons aussi que le NAND  $A_4$  CD4011, désigné aussi par 4011, C.MOS à quatre éléments NAND, est monté dans le boîtier DUAL IN LINE à deux fois 7 broches.

L'élément utilisé à ces deux entrées aux terminaux 1 et 2 et sa sortie au point 3. Les autres NAND non utilisés, se branchent aux points 5-6 et 4, 8-9 et 10, 12-13 et 11 où le dernier point mentionné par exemple 10 est la sortie.

Ce CI s'alimente sur une seule tension de + 5 V au point 14 et la masse est connectée au point 7. Le CD 4011 peut être alimenté sous des tensions jusqu'à + 15 V la tension + 5 V étant très souvent adoptée.

## Phasemètre précis à mieux que 0,1 de 100 Hz à 5 kHz

### Généralités

L'appareil de mesure que nous allons décrire a été proposé par R.J. Harris des laboratoires R.T. Wells Somerset dans *Electronic Engineering* Vol. 52 n° 633.

Son schéma est donné à la figure 8.

Cinq circuits intégrés sont adoptés dans ce montage, tous des LF356. Dans les mesures de phase, intervient la trigonométrie, mise à contribution par l'auteur de ce montage. Il s'agit de mesurer la différence de phase entre deux signaux sinusoïdaux avec un degré élevé de précision. En considérant la figure 9 on remarquera que les deux signaux sinusoïdaux sont représentés par des vecteurs A et B et l'angle entre les deux vecteurs est  $\theta$  que l'on désire connaître avec précision.

En (a) on a effectué la somme des vecteurs A et B, désignée par S.

Pour l'obtenir on a complété le parallélogramme et on a tracé la diagonale Ob. Le vecteur Ob est le vecteur somme des vecteurs A et B.

D'autre part, pour faire la différence D des vecteurs A et B, il suffit de faire la somme des vecteurs A et B. A cet effet, on a tracé en (b) les vecteurs A = de et - B = dg. Leur somme est D qui est le vecteur différence recherché.

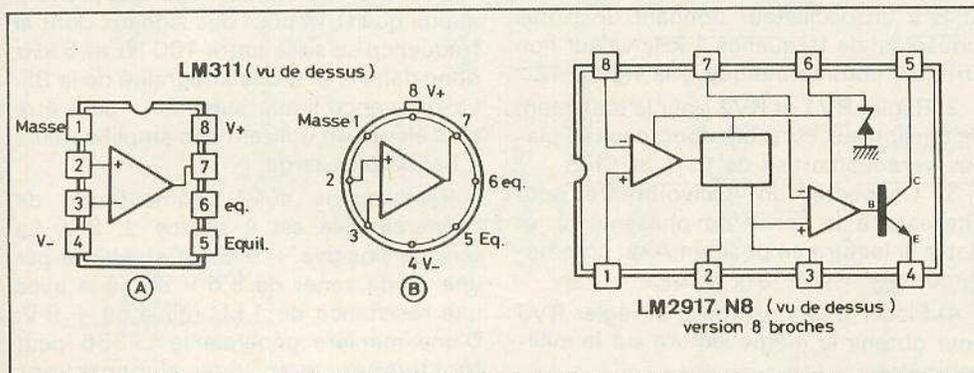
On sait que si  $A = B$  on a,  
 $D = 2 A \cos 0,5 (180 - \theta)$ ,  
 ou ce qui revient au mieux  
 $D = 2 A \sin 0,5 \theta$  (1)  
 et  $D = 2 A \cos 0,5 \theta$  (2)  
 on en déduit en divisant (1) et (2) membre par membre  
 $D/S = \tg 0,5 \theta$  (3)

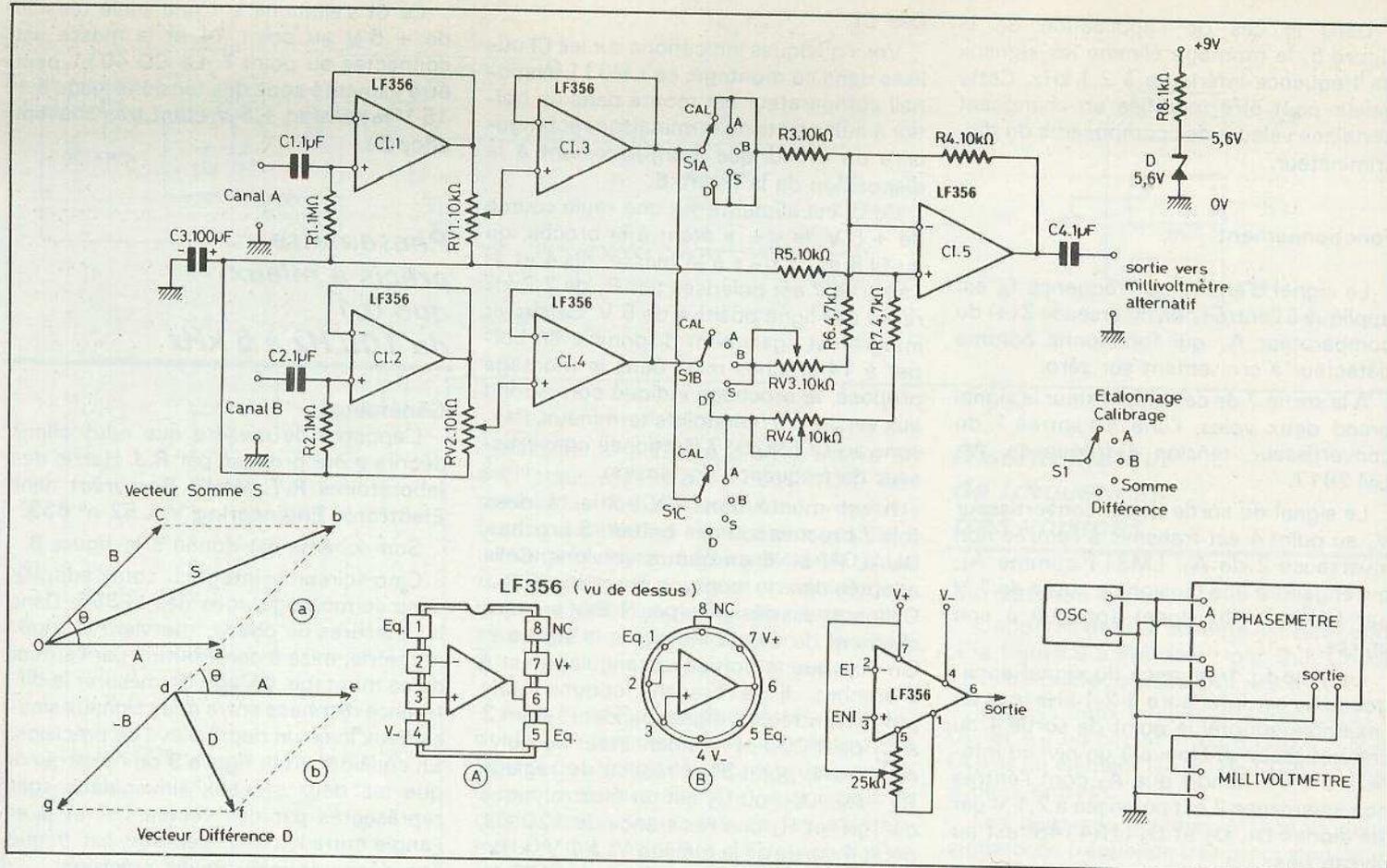
ce qui peut s'écrire sous la forme équivalente

$$\theta = 2 \text{ arc tg } D/S \text{ (4)}$$

### Analyse du montage

Passons maintenant au montage de la figure 8. Le CI LF356 est monté dans un boîtier à 8 points de terminaison selon les indications de la figure 10.





En (A) on donne le branchement du boîtier rectangulaire DUAL IN LINE et en (B) celui du boîtier cylindrique. On pourra réaliser l'équilibrage entre les points 1 et 5 en suivant les indications de la **figure 11** mais cette opération n'a pas été effectuée dans le montage de la **figure 8**.

Commençons avec les deux signaux sinusoïdaux de même fréquence dont l'un est appliqué à l'entrée du canal A et l'autre à l'entrée du canal B, ces deux signaux étant désignés par A et B et dont la différence de phase est  $\theta$ .

Les amplificateurs opérationnels CI-1 et CI-2 sont montés en contre-réaction totale, la sortie étant connectée à l'entrée inverseuse. De ce fait leur gain est l'unité et on retrouve aux sorties des tensions à peu près égales à celles d'entrée.

Les signaux de sortie apparaissent aux bornes des potentiomètres RV1 et RV2 de 10 k $\Omega$  qui doivent être de haute qualité et à 10 tours afin que l'on puisse les régler avec précision. Dans un montage simplement expérimental, on pourra utiliser des modèles courants de bonne qualité. Les curseurs de ces potentiomètres sont connectés aux entrées non inverseuses des CI suivants, CI-3 pour le canal A et CI-4 pour le canal B.

Ces deux CI sont également à contre-réaction totale et leur gain est de l'ordre de l'unité. Leur rôle de séparateurs est évident.

Remarquons que les extrémités reliées aux résistances de 1 M $\Omega$  des potentiomètres RV1 et RV2 sont connectées ensemble au condensateur de découplage C<sub>3</sub> de 100  $\mu$ F électrolytique et par l'intermédiaire de R<sub>5</sub> de 10 k $\Omega$  à l'entrée non inverseuse du CI LF356 (CI-).

On peut voir que dans ces conditions, le signal somme, S apparaît à l'entrée inverseuse de CI-5 et le signal différence D à l'entrée non inverseuse, du même CI, lorsque l'étalonnage aura été fait à l'aide des commutateurs S<sub>1A</sub>, S<sub>1B</sub> et S<sub>1C</sub>, solidaires et à cinq positions chacun.

### Etalonnage

Pour déterminer  $\theta$  il est nécessaire de connaître le rapport D/S comme le spécifie la formule (3). Voici comment effectuer l'étalonnage (« Calibrage »).

a) Connecter les entrées des canaux A et B à un oscillateur donnant un signal sinusoïdal de fréquence 1 kHz valeur non critique, comme indiqué à la **figure 12**.

2) Régler RV1 et RV2 pour le maximum de tension aux curseurs donc, ceux-ci placés vers les sorties de CI-1 et CI-2.

3) Connecter un millivoltmètre pour alternatif à la sortie du phasemètre, et noter la lecture en position A du commutateur S = S<sub>1A</sub> + S<sub>1B</sub> + S<sub>1C</sub>.

4) Placer S en position B et régler RV3 pour obtenir la même lecture sur le millivoltmètre.

5) Placer S en position Calibrage et régler RV4 pour obtenir zéro sur la sortie.

### Mesure de

La mesure d'un angle de déphasage, se fera ensuite de la manière suivante, l'oscillateur ayant été déconnecté des entrées des canaux A et B.

1) Connecter les signaux A et B, sinusoïdaux, aux entrées respectives.

2) Placer S en position A et régler RV1 et RV2, pour obtenir sur le millivoltmètre la même lecture.

3) Placer S en position B pour vérifier que l'on obtient la même lecture.

4) La tension somme sera lue en position SOMME de S et la tension différence, en position Différence de S.

Soient e<sub>s</sub> et e<sub>d</sub> ces tensions  
On aura  $\theta = 2 \text{ arc tg } e_d/e_s$

L'appareil donne des résultats précis à mieux que 0,1° pour des signaux dont la fréquence se situe entre 100 Hz et 5 kHz donc dans la presque intégralité de la BF. La fréquence limite supérieure peut être plus élevée en utilisant des amplificateurs à bande plus large.

Remarquons aussi l'alimentation de l'appareil. Elle est à source  $\pm 9$  V. La tension positive + 9 V est stabilisée par une diode zener de 5,6 V en série avec une résistance de 1 k $\Omega$  reliée au + 9 V. D'une manière générale le LF356 peut fonctionner avec des alimentations

jusqu'à  $\pm 15$  V. Voici un exemple numérique de calcul.

Deux tensions sinusoïdales dont le déphasage est de  $\theta^\circ$  étant appliquées aux entrées du phase mètre, on lit à la sortie un rapport  $D/S = 4$  (lecture de D et lecture de S).

On a par conséquent,  
 $\theta = 2 \text{ arc tg } 4$  (arc dont la tangente est 4)  
 ou  $\theta / 2 = \text{arc tg } 4$

Les tables de fonctions trigonométriques ou la calculatrice électronique donnent,

$\text{arc tg } 4 = 75,96^\circ$   
 donc  $\theta = 2 \times 75,96 = 151,92^\circ$

La vérification donne avec la calculatrice électronique,  
 $\text{tg } 0,50 = \text{tg } 75,96 = 3,998. = 4$

## Instruments « Snare-Drum »

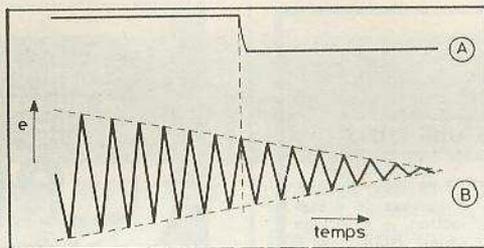
### Généralités

Voici un montage qui intéressera les musico-électroniciens. Il s'agit d'un instrument Snare-Drum qui donne un son de tambour associé à un bruit de soufflé amorti.

Ce dispositif a été décrit par **James Barbarello** (auteur souvent cité dans nos rubriques de Presse) dans **Radio Electronics** vol. 50 n° 12.

Pour fixer les idées nous donnons à la figure 13 en (A) la forme d'un signal rectangulaire. A l'alternance positive le signal du générateur snare-drum est libéré et se manifeste sous la forme indiquée en (B).

Lorsque le signal rectangulaire de commande est à son alternance négative, le signal drum ne passe pas ou passe très peu. L'amplitude du signal rectangulaire est de l'ordre du volt et celle du signal



drum, beaucoup plus faible, par exemple 50 mV.

Dans le cas du montage proposé par Barbarello, le signal rectangulaire de commande est appliqué à un des deux jacks en parallèle,  $J_1$  ou  $J_2$  d'où il passe à la base de  $Q_2$  par l'intermédiaire de  $R_9$  de 10 k $\Omega$ .

Après amplification par  $Q_2$  il est transmis par  $C_3$  à l'entrée trigger 2, du 555 monté en monostable d'où par le point de sortie 3, l'impulsion passe par la diode  $D_1$  à CI-1 que reçoit aussi le signal soufflé (bruit blanc) engendré par le transistor  $Q_1$  PNP, le collecteur restant en l'air (non connecté).

### Analyse du fonctionnement

Voici le détail du fonctionnement du montage (fig. 14).

$Q_1$  (un 2N5129 sélectionné) fonctionne comme générateur de bruit blanc.

Sa jonction émetteur-base est polarisée à l'inverse (émetteur positif par rapport à la base). Ce « bruit » est transmis par  $C_1$  et  $R_2$  à l'entrée inverseuse de CI-1 un élément de 5558 (ou de LM1458).

Le signal est amplifié par CI-1 qui est soumis à la contre-réaction. De la sortie 1 de CI, le signal « bruit » passe à CI-2 dont le gain dépend de la tension appliquée à la broche 5. D'autre part, une impulsion positive en  $J_1$  ou  $J_2$  est inversée par  $Q_2$ , monté en émetteur commun. L'impulsion négative obtenue aux bornes de  $R_{10}$  de 10 k $\Omega$  est transmise à l'entrée trigger du 555 CI-3.

Lorsque l'impulsion se produit au point 2 du 555, ce temporisateur produit une impulsion positive de 25 ms de durée et de tension - 9 V, à la base du signal.

Cette impulsion charge rapidement  $C_6$  par l'intermédiaire de  $D_3$  devenue conductrice et  $R_{16}$ . Après avoir atteint la valeur de pointe, la tension sur  $C_6$  commence à décroître exponentiellement. La durée de la décharge de  $C_6$  est déterminée par les valeurs de  $R_{14}$  et  $R_{13}$ .  $R_{14}$  est réglable donc cette durée peut être modifiée par l'utilisateur. C'est le réglage d'extinction. Au cours de la décharge, la diode  $D_1$  est bloquée donc l'anode de cette diode est au niveau bas, comme la sortie 3 du 555. Cette sortie est également reliée pour  $R_{15}$  de 22 k $\Omega$  au point 5 de CI-2 le CA 3080.

Remarquons aussi que le signal de sortie du 555 est différencié par le réseau  $C_2$ ,  $R_8$  relié à l'entrée de CI-1 grâce aux valeurs de ces deux éléments du circuit différenciateur le démarrage du « tambour » se fait brusquement comme le son de l'instrument réel.

La tension enveloppe aux bornes de  $C_6$  et  $R_{16}$  est transmise par  $R_{15}$  au point 5 de commande de gain de CI-2 comme on l'a dit plus haut.

Le signal de sortie CI-2 est transmis, par l'amplificateur tampon CI-6 (deuxième élément du 5558), à la sortie, mais sa partie négative est éliminée par  $D_2$  qui devient conductrice ce qui produit un son encore plus ressemblant aux instruments authentiques et aux cymbales. Le réglage de la partie passante du signal est effectué par  $R_7$ .

### Alimentation et brochages

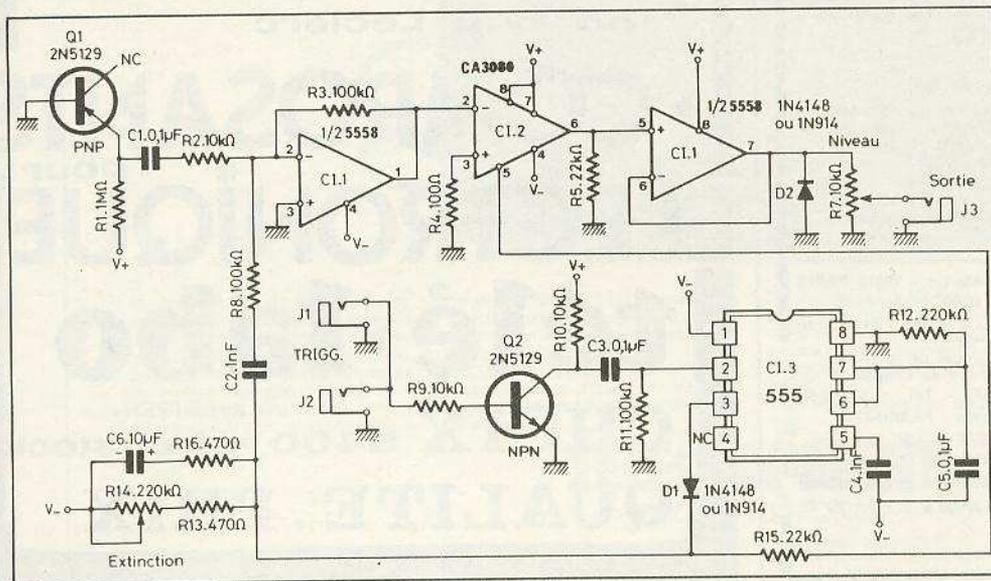
Il est nécessaire de disposer d'une alimentation de  $\pm 9$  V. Remarquons que  $Q_1$ ,  $Q_2$  sont alimentés sur la source + 9 V, le 555 sur la source négative - 9 V (donc le point 8 est à la masse) tandis que CI-1, CI-2 et CI-6 sont alimentés sur deux sources  $\pm 9$  V.

Les brochages des CI ressortent des indications des numéros des points terminaux indiqués sur le schéma. Le 5558 est à 8 broches, le 555 également et il en est de même du CA 3080.

A noter que le 555 est présenté avec la disposition réelle des points terminaux, le boîtier étant vu de dessus.

La fréquence des impulsions de commande est celle habituelle dans les rythmes, donc très basse, par exemple quelques hertz seulement et même 1 Hz.

**Note importante :** Les montages décrits dans cette rubrique sont publiés pour la documentation de nos lecteurs, ce ne sont pas des « réalisations ».



# 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.

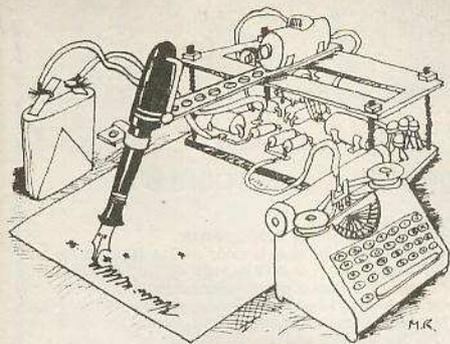
## PETITES ANNONCES

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.C.P. Paris 3793-60. Prière de joindre le montant en chèque C.P. ou mandat poste.



## RECTIFICATIF

### UN MEGAPHONE

N° 25 Nouvelle série p. 82

Les transistors  $T_1$  et  $T_2$  formaient avec leurs composants associés un adaptateur d'impédance alimenté à travers une cellule de découplage  $R_5/C_3$ . Seulement sur le tracé du circuit imprimé il manquait la liaison destinée à assu-

rer l'alimentation de l'étage en question. Il faudra en conséquence relier la résistance  $R_5$  et le plus du condensateur  $C_3$  aux résistances  $R_1$  et  $R_3$ , à l'aide d'un fil dénudé de 4 à 5 mm de long.

VENEZ TRES NOMBREUX AU  
**SALON INTERNATIONAL  
DES COMPOSANTS**  
A PARIS, PORTE DE VERSAILLES  
DU 27 MARS AU 2 AVRIL  
(excepté dimanche)  
sur notre stand 51, allée 2  
VOUS BENEFICIEZ  
DE L'OFFRE D'ABONNEMENT  
« SPECIAL SALON »



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° 535 - 1<sup>er</sup> trimestre 1980

Copyright © 1979

Société des PUBLICATIONS  
RADIOÉLECTRIQUES et SCIENTIFIQUES

La reproduction et l'utilisation même partielles de tout article (communications techniques ou documentaires) extrait de la revue « Electronique Pratique » sont rigoureusement interdites ainsi que tout procédé de reproduction mécanique, graphique, chimique, optique, photographique, cinématographique ou électronique, photostat tirage, photographie, microfilm, etc. etc.

Toute demande d'autorisation pour reproduction quel que soit le procédé, doit être adressée à la Société des Publications Radio Électriques et Scientifiques.

Cherchons vendeurs techniciens dégages des obligations militaires pour :

ALBION

9, rue de Budapest

75009 Paris

Tél. : 874.14.14 - 526.26.10

Votre C.I. grave sur époxy 18F/DM2, étamage inclus perçage sur demande. Vends minuterie 1 s à 40 mn (Til 370 + TMS 38 80 NL) Montée et testée 160 F. Rivero 19, rue de la Croix 13007 Marseille, tél. : (91) 33.35.76

Votre C.I. grave sur époxy 18F/DM2, étamage inclus. Port 8 F en rec. Vends gradateur de lumière à touche sensitive 100 F. Vends jeu de loto électronique 130 F. Rivero 19, rue de la Croix 13007 Marseille. - Tél. (91) 33.35.76 le soir. A partir du 2 juin, 153, rue du Paradis 13006 Marseille.

Vends bas prix : Photocop., Duplicat., mach. écrire, calculer, ou échange contre audio, vidéo, etc... Tél. : 246.94.90

Photo-timbre : reproduction de vos photos, (portraits, animaux, etc.) en de jolies mini-photos, planches de 100 ou 50. Pratique, nombreux emplois Doc. C:It Laporte, St-Martin 47270 Puymiroil.

### RECTIFICATIF :

Albion : 9, rue de Budapest 75009 Paris, tél. : 874.14.14

Dans la publicité Albion n° 25 page 27, une erreur de fabrication a été commise.

Radio Téléphone SBE modèle Capri 2, n'est plus en vente à ce jour.

Il est remplacé par Radio téléphone Modèle brut au prix de 1.100 F.

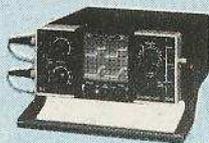
Recherche câble 16 conducteurs environ, non blindé, faible intensité, longueur 160 m - écrire à la revue.

Achète récepteur Marc en bon état VHF air marine FM 12 gammes 145 kHz à 30 MHz - 66 MHz à 138 MHz - 144 MHz à 174 MHz - 430 MHz à 470 MHz - Faire offre à M. Rochat, tél. : 678.42.35

Jeune débutant achète pièces diverses, postes ou émetteur, pas trop cher si possible, ou se perfectionnerait avec personne calée, pour faire des petits montages et en cas, expliquer Monsieur Philippe Girardet, 2, Avenue d'Offenbourg 39000 Lons-le-Saunier.

**TOUS LES  
RELAIS  
RADIO-RELAIS**  
18, RUE CROZATIER  
**75012 PARIS**  
Tél. 344.44.50

RER GARE DE LYON

vendus selon le **TARIF DU CONSTRUCTEUR OU DE L'IMPORTATEUR LUI-MEME**. L'un de ces appareils répond à vos besoins...  
**REGARDEZ BIEN et COMPAREZ. N'OUBLIEZ PAS QUE NOUS SOMMES A VOTRE SERVICE DEPUIS DÉJÀ 26 ANS !...****TELEQUIPMENT PROMOTIONS du MOIS****D 32**

● **Type D 32**  
2 voies, 10 MHz.  
Batteries incorporées.  
Prix ..... **6790 F 5490 F**  
Pour cet appareil, prévoir un délai

**D 67 A**

● **Type D 67 A. Double trace. 25 MHz**  
Surface utile de l'écran : 8x10 cm.  
Double base de temps.  
Sensibilité : 10 mV à 50 V/cm.  
Précision de mesure : 3%.  
Balayage retardant, retardé et déclenché.  
Post-accelération 10 kV.  
Prix ..... **8135 F 6959 F**

**DM 64**

● **Type DM 64**  
2 voies, 10 MHz. Modèle à mémoire.  
Sensibilité 1 mV.  
Prix ..... **9210 F**

**SÉRIE D 1000**

Caractéristiques communes :  
● Écran rectangulaire 8x10 cm.  
● Vitesse 0,2 s à 40 ns/Division en X5.  
● Déclenchement automatique normal TV lignes et trames intérieur et extérieur. Entrée X.  
● Alimentation 110 et 220 volts. Poids : 8 kg.

● **D 1010**  
2x10 MHz. Sensibilité 5 mV  
à 20 V/Division.  
Prix ..... **3030 F 2597 F**

● **D 1011**  
2x10 MHz. Sensibilité 1 mV  
à 20 V/Division.  
Prix ..... **3500 F 3011 F**

● **D 1015**  
2x15 MHz. Sensibilité 5 mV  
à 20 V/Division.  
Prix ..... **3875 F 3313 F**

● **D 1016**  
2x15 MHz. Sensibilité 1 mV  
à 20 V/Division.  
Prix ..... **4660 F 3994 F**

Série D 1000

**HAMEG**

● **HM 307/3.** Simple trace - Écran Ø 7 cm.  
**AMPLI Y :** simple trace DC 10 MHz (-3 dB)  
Atténuation d'entrée à 12 positions ± 5%  
De 5 mV à 20 V/Division. Vitesse de 0,2 s à 0,5 µs.  
Testeur de Composants incorporé  
Prix avec 1 cordon gratuit ..... **1590 F**

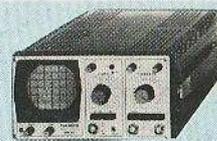
● **HM 312-8 -**  
**AMPLI V :** Double trace 2x20 MHz à 5 mV/cm.  
Temps de montée 17,5 ns. Atténuateur : 12 positions.  
Entrée : 1 M/30 pF.

**AMPLI X :** de 0 à 1 MHz à 0,1 V/cm. B. de T. de 0,3 s/cm à 0,3 micro/s en 12 positions.  
Loupe électronique x 5.  
**SYNCHRO INTER. EXTER. T.V. :** Générateur de signaux carrés à 500 Hz 2 V pour étalonnage.

**Équipements :** 34 transistors, 2 circuits intégrés, 16 diodes, tube D 13 - 620 GH, alim. sous 2 kV. Secteur 110/220 V - 35 VA. Poids : 8 kg.  
Dim. : 380x275x210 mm.  
Prix avec 1 sonde 1/1 + 1/10 ... **2440 F**  
Pour cet appareil, prévoir un délai

● **HM 412/4 -**  
Double trace. Écran de 8x10 cm 2x20 MHz.  
**AMPLI Y :** DC 15 MHz (-3 dB). Atténuateur d'entrée 12 positions ± 5%.  
**AMPLI X :** déclenché DC 30 MHz. Balayage en 18 posit. Alim. stabilisée. Retard de balayage. Rotation de Traces.  
Prix avec 1 sonde 1/1 + 1/10 ... **3580 F**  
Pour cet appareil, prévoir un délai

● **HM 512-8 -**  
2x50 MHz - Double trace.  
2 canaux DC à 50 MHz, ligne à retard. Sensib. 5 mVcc-20 Vcc/cm. Régl. fin 1 : 3. Base de temps 0,5 s-20 ns/cm (+x5). Déclenchement 1 Hz à 70 MHz, +/-, touche TV. Fonction XY sur les 2 canaux av. même calibration. Somme des deux canaux. Différence par inversion du canal I. Dim. de l'écran 8x10 cm. Accel. 12 kV, graticule lumineux.  
Prix avec 1 sonde 1/1 + 1/10 ... **5830 F**

**HM 307****HM 312****HM 412****HM 512****VOC 5****VOC - TRIO****(KENWOOD)**

● **OSCILLOSCOPE** (Made in Japan)  
**UN EXCELLENT APPAREIL TRÈS SOIGNÉ**  
2 traces du continu à 15 MHz.  
Tube de 13 cm. Réticule lumineux.  
Entrée différentielle. Synchro TV lignes et trame.  
Base de temps de 0,5 s à 0,5 µs.  
Entièrement transistorisé.  
Fonctionnement en mode X-Y Loupe X5.  
Livré avec 2 sondes combinées  
1/1 et 1/10 ..... **3500 F**

**OC 975****CENTRAD**

**NOUVEAU ! OC 975**  
Double trace 2 x 20 MHz  
Prix de lancement ..... **2990 F**

**metrix**

● **OX 712 B 2x15 MHz**  
Tube avec post-accelération de 3 kV  
Sensibilité 1 mV/cm.  
Possibilité de synchro au-delà de 40 MHz.  
Fonction X-Y. Addition et soustraction des voies.  
Réglages progressifs des gains et vitesses.

**GARANTIE 2 ANS**  
Prix ..... **4500 F**

● **OX 713 2x10 MHz**  
Prix ..... **3822 F**

**OX 713****ACCESSOIRES POUR OSCILLOS**

**SD 742.** Sondes combinées  
1/1 et 1/10 ..... **190 F**  
Sonde 1/1 TP1 ..... **148 F**  
Sonde 1/10 TP2 ..... **163 F**  
Traceur de courbes 987 F

**HAMEG**

**HZ 20.** Adaptateur BNC.  
Banane ..... **47 F**  
**HZ 22.** Charge de passage  
(50 Ω) ..... **88 F**  
**HZ 30.** Sonde atténua-  
trice 10 : 1 ..... **88 F**  
**HZ 39.** Sonde démodu-  
latrice ..... **111 F**  
**HZ 32.** Câble de mesure  
BNC. Banane ..... **52 F**  
**HZ 33.** Câble de mesure  
BNC-HF ..... **52 F**  
**HZ 34.** Câble de mesure  
BNC-BNC ..... **52 F**  
**HZ 35.** Câble de mesure  
avec sonde 1 : 1 ..... **106 F**  
**HZ 36.** Sonde atténua-  
trice 10 : 1/1 : 1 ..... **211 F**  
**HZ 37.** Sonde atténua-  
trice 100 : 1 ..... **258 F**  
**HZ 38.** Sonde atténua-  
trice 10 : 1 (200 MHz) ..... **294 F**  
**HZ 43.** Sacoche de trans-  
port (312, 412, 512) ..... **211 F**  
**HZ 44.** Sacoche de trans-  
port (307) ..... **129 F**  
**HZ 47.** Visière ..... **47 F**  
**HZ 55.** Testeur de semi-  
conducteurs ..... **211 F**  
**HZ 62.** Calibrateur 2110 F  
**HZ 64.** Commutateur (4  
canaux) ..... **2110 F**



**NOUVEAU :  
OSCILLO  
SC 110**

Dimensions de l'écran : 32 x 26 mm.  
Bande passante : DC à 10 MHz, ± 3 dB à 1 div.  
Sensibilité 10mV/div. à 50 mV/div. en 12 positions.  
Alimentation par piles (option batterie recharge-  
able + bloc secteur chargeur)  
Prix ..... **1 950 F**

**elc**

**PROMOTION  
SC 754  
0 à 12 MHz 5 mV  
PORTABLE**



Base de temps déclenchée avec relaxation  
automatique en l'absence de signal étalonée de  
1 µs à 5 ms en 12 positions.  
Synchronisation : positive ou négative en interne  
ou externe séparateur T.V.I. et T.V.L.  
Tube rectangulaire D 7201 GH.  
180 - 75 - 300 mm. Masse 3,5 kg. Prix **1 700 F**

**DEMANDEZ NOTRE NOUVEAU CATALOGUE**  
**182 pages abondamment illustrées de COMPOSANTS ÉLEC-  
TRONIQUES, PIÈCES DÉTACHÉES et APPAREILS DE MESU-  
RES (contre 20 F)**

**BON A DÉCOUPER (ou à recopier)**et à adresser à **CIBOT, 3, rue de Reuilly, 75012 Paris.**

NOM ..... Prénom .....

Adresse .....

Code postal ..... Ville .....

Ci-joint la somme de 20 F :

 en chèque bancaire     en chèque postal     en mandat-lettre
**POSSIBILITÉS DE CRÉDIT (CREG et CETELEM) de 3 à 21 mois selon désir et réglementation en vigueur.****A PARIS : 3, Rue de Reuilly, 75012**Tél. : **346.63.76 (lignes groupées)**

Ouvert tous les jours (sauf dimanche) de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h

**A TOULOUSE : 25 rue Bayard, 31000. Tél. : (61) 62.02.21**Ouvert tous les jours de 9 h 30 à 19 heures sans interruption  
sauf dimanche et lundi matin**EXPÉDITIONS RAPIDES PROVINCE ET ÉTRANGER**