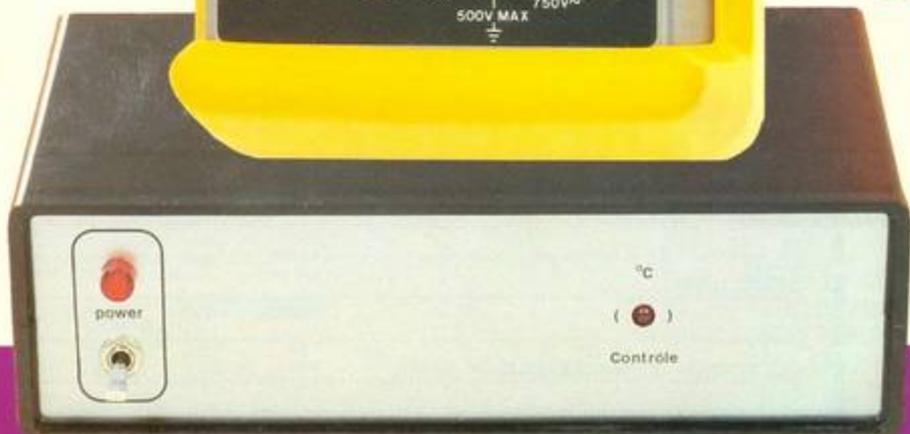


# Electronique pratique

- SURVEILLANCE TELEPHONIQUE
- THERMOMETRE PARLANT
- AMPEREMETRE POUR VOITURE
- CARILLON DE PORTE
- CHAUFFAGE POUR PERCHLORURE
- BECKMAN DM 95
- FICHES A DECOUPER, etc.



BELGIQUE : 158 FB - LUXEMBOURG : 158 FL - SUISSE : 6.20 FS - ESPAGNE : 450 Ptas - CANADA : \$ 4.25

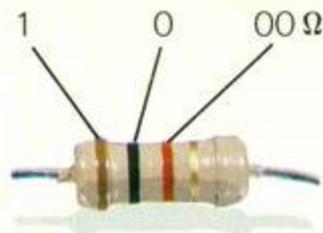
Sommaire détaillé page 34

OCTOBRE 1990

T 2437 - 141 - 22,00 F



# Electronique pratique



1 2 3 Tolérance : or  $\pm 5\%$ , argent  $\pm 10\%$

1 <sup>re</sup> bague 1 <sup>er</sup> chiffre	2 <sup>e</sup> bague 2 <sup>e</sup> chiffre	3 <sup>e</sup> bague multiplicateur
1	0	$\times 1$
2	1	$\times 10$
3	2	$\times 100$
4	3	$\times 1\,000$
5	4	$\times 10\,000$
6	5	$\times 100\,000$
7	6	$\times 1\,000\,000$
8	7	
9	8	
	9	

ADMINISTRATION-REDACTION-VENTES : Société des Publications Radio-Electriques et Scientifiques.

Société anonyme au capital de 300 000 F.  
2 à 12, rue Bellevue, 75940 Paris Cedex 19  
Tél. : 42.00.33.05 - Fax : 42.41.89.40  
Télex PVG 230 472 F

Directeur de la publication : M. SCHOCK

Directeur honoraire : Henri FIGHIERA

Rédacteur en chef : Bernard FIGHIERA

Secrétaire de rédaction : Christophe PICHON

Maquettes : Jacqueline BRUCE

Avec la participation de

Olivier Bouthillon, Pierre Torris, Robert Knoerr, Guy Isabel, Francis Rivère, Patrice Wallerich, Francis Bernard et Alain Garrigou.

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, 75940 Paris Cedex 19 - Tél. : 42.00.33.05 (lignes groupées) CCP Paris 3793-60

Directeur commercial : Jean-Pierre REITER

Chef de publicité : Pascal DECLERCK

Promotion : Société Auxiliaire de Publicité

Mauricette EHLINGER

70, rue Compans, 75019 Paris. Tél. : (1) 42.00.33.05

Direction des ventes : Joël PETAUTON

Inspection des ventes : Société PROMEVENTE,

M. Michel IATCA, 24-26, bd Poissonnière, 75009 Paris.

Tél. : 45.23.25.60. Fax : 42.46.98.11.

Abonnements : Odette LESAUVAGE

Titre donné en location-gérance à la Société Parisienne

d'Édition, 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 PARIS

Voir nos tarifs (spécial abonnements, p. 28).

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 : 22 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 2,30 F et la dernière bande.



« Le précédent  
numéro  
a été tiré  
à 88 000 ex. »

FICHE TECHN.

CONFORT

AUTO

JEUX

MODELISME

MESURES

HIFI

GADGETS

INITIATION

## SOMMAIRE N° 141 – OCTOBRE 1990

Revue Pdf

### REALISEZ VOUS-MEMES

Ampèremètre de bord pour voiture	35	3
Chauffage proportionnel pour circuits imprimés	43	11
Thermomètre parlant	50	17
Surveillance téléphonique	71	34
Multiplexeur pour télécommande	79	41
Carillon de porte	87	48
Commande sonore universelle	90	50
Eclairage automatique	113	66

### PRATIQUE ET INITIATION

Technologie au collège (XVII)	99	58
Beckman DM 95	105	63
AOP-3	119	69
LOGIC-10	122	72

### DIVERS

Bibliographie	108	—
Fiches techniques à découper	109	*
Nouveautés	116	—
La page du courrier	131	81

\* La totalité des fiches à découper de la revue Electronique Pratique sont compilés au format pdf dans le N°000 de la même revue.

Ce numéro comporte un encart Educatel broché au centre de la revue, folioté 67, 68, 69, 70, pour l'ensemble du tirage.

# AMPEREMETRE DE BORD



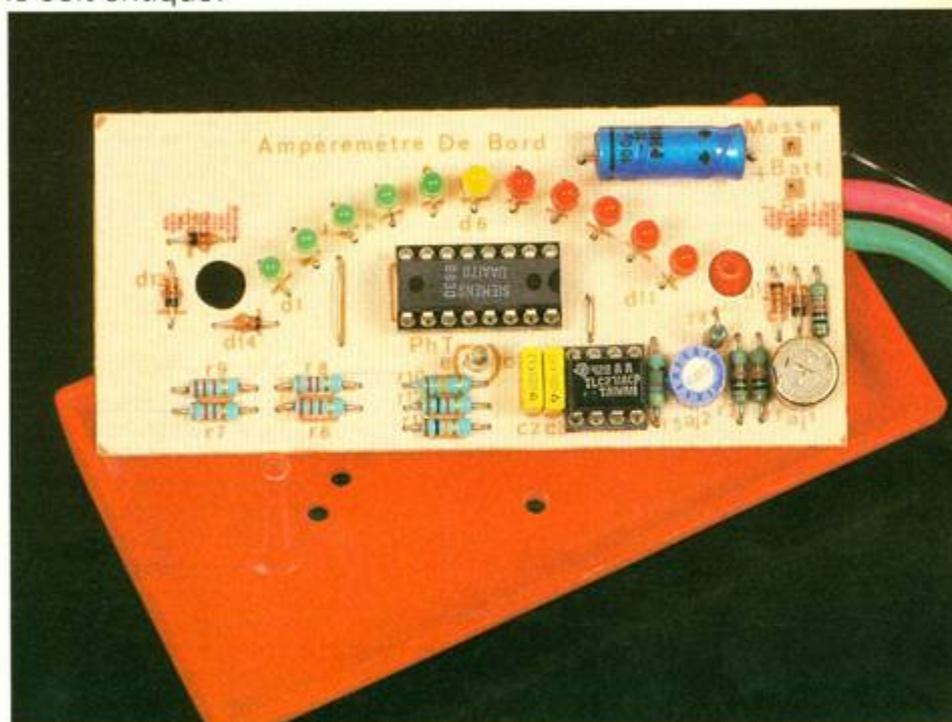
La réalisation proposée ici a pour but de mesurer le courant reçu ou fourni par la batterie d'accumulateurs d'un véhicule. Le simple voyant monté en série donne une indication partielle de ce qui se passe. Ici, une rangée de LED vous permet de suivre au fur et à mesure l'évolution du courant, et de dépister une défaillance avant que la situation ne soit critique.

## POURQUOI MESURER LE COURANT ?

De nombreuses réalisations permettent de mesurer la tension aux bornes de l'accumulateur. A vide, cette tension est d'environ 12 V, et monte jusqu'à environ 14 V pendant que la charge s'effectue. Cela est dû entre autres à la résistance interne de l'accumulateur. Ainsi, en appréciant cet écart de 2 V, nous devrions disposer d'une indication. Hélas, si la batterie est usée sa résistance interne augmente, et donc le courant de charge diminue en proportion sans que l'on s'en aperçoive. Prenons l'exemple d'une batterie neuve ayant une résistance interne de 0,05 Ω. Si l'alternateur (muni de son redresseur) fournit 14 V, le courant de charge s'établira à :

$$\frac{14 - 12}{0,05} = 40 \text{ A.}$$

Notons au passage que ce courant est trop fort et que la batterie serait vite hors d'usage si on ne prenait pas de précautions. C'est le rôle du régulateur qui va mesurer le courant de charge ou la tension aux bornes de la batterie et agir sur l'alternateur pour en diminuer la tension de sortie jusqu'à ce que le courant de charge ait diminué. On compte que la batterie doit recevoir une charge correspondant au 1/10<sup>e</sup> de sa capacité pour bien fonctionner de façon durable. Par exemple, une batterie de capacité 50 Ah (ampère-heure) devra être chargée par un courant de 5 A. Des à-coups sont autorisés, s'ils sont de faible durée. Reprenons la même batterie



quelques années plus tard, sa résistance interne étant devenue 0,15 Ω. Le courant de charge s'établira à :

$$\frac{14 - 12}{0,15} = 13 \text{ A.}$$

Malgré le régulateur, cette batterie mettra beaucoup plus de temps pour se charger, c'est le commencement des ennuis. Pour y remédier, c'est donc bien le courant qu'il faut mesurer. Sur votre véhicule, vous saurez quelles sont les valeurs normales des courants : dès qu'une différence apparaît, vous pourrez tout de suite repérer l'élément défectueux : alternateur, régulateur, batterie... ou le serrage d'une connexion ! Avant de lâcher, une batterie pré-

vient souvent. S'il s'agit de l'alternateur, l'usure des charbons se manifeste d'abord progressivement avant la coupure totale. L'appareil ici décrit trouve donc bien son utilité pour un suivi à long terme.

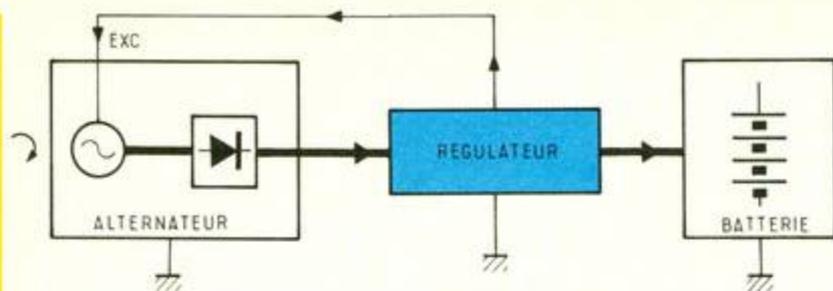
## PRINCIPE UTILISE

Un ampèremètre est toujours inséré dans le circuit à mesurer. Ici, vu les valeurs des courants à mesurer, nous utiliserons la solution du shunt, c'est-à-dire d'une résistance de faible valeur insérée dans le circuit, aux bornes de laquelle nous mesurons une tension, et le courant se déduit par la loi d'Ohm.

La construction et l'installation d'un shunt ne sont pas toujours faciles. Il faut une faible valeur de

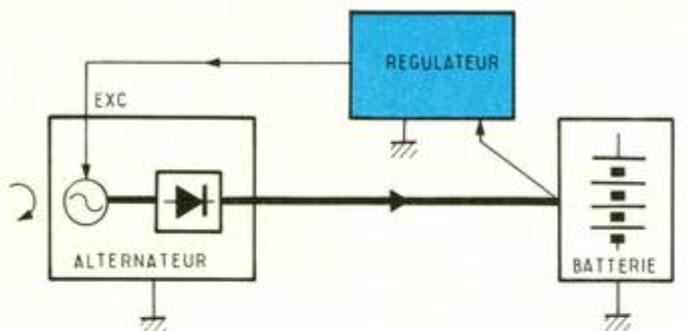
# 1a

Régulation du courant d'excitation de l'alternateur en fonction du courant principal.



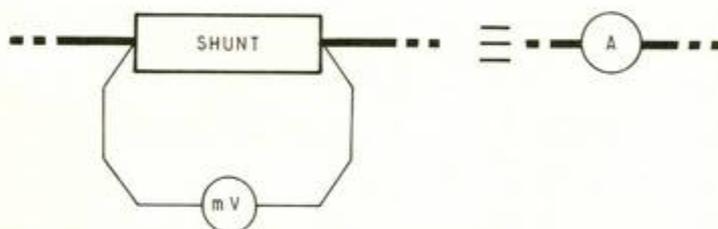
# 1b

Régulation du courant d'excitation de l'alternateur en fonction de la tension aux bornes de la batterie.



# 2

Mesure d'un courant à l'aide d'un shunt.



résistance pour ne pas perturber le bon fonctionnement des circuits, et on lui demande de supporter de fortes surintensités, lors du démarrage du véhicule par exemple.

C'est pourquoi nous avons choisi d'utiliser comme shunt « de mesure » le fil déjà existant qui relie le « - » de la batterie au châssis de la voiture. C'est un fil de forte section, de longueur d'environ 0,5 m, mais cela dépend du constructeur et du modèle de véhicule... Nous pouvons estimer la résistance de ce morceau de fil en utilisant la formule :

$$R = \rho \cdot \frac{l}{s}$$

R est la résistance en  $\Omega$   
 $\rho$  la résistivité : pour du cuivre,  $\rho = 1,7 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$   
l : longueur du fil en mètres  
s : la section en  $m^2$ .

Prenons un fil de cuivre de  $16 \text{ mm}^2$  de section et de longueur 0,5 m, nous trouvons :

$$R = \frac{1,7 \cdot 10^{-8} \times 0,5}{16 \cdot 10^{-6}} \approx 0,5 \text{ m}\Omega$$

oui, vous avez bien lu 0,5 millièmes d'ohm. Ainsi, un courant de 10 A fera naître aux bornes de ce fil une tension :

$U = R \times I = 0,5 \times 10^{-3} \times 10 = 5 \text{ mV}$ . Il faudra donc connecter là un millivoltmètre, et ce sera la première fonction mise en œuvre dans le schéma proposé.

Ensuite, il faut visualiser la valeur du courant. Pour cela, un galvanomètre ne peut pas convenir. A terme, le cadre mobile s'avérerait trop fragile pour supporter les vibrations d'un véhicule. Certes, tout le monde ne roule pas dans une camionnette Diesel des années soixante, mais quand même ! C'est pourquoi nous avons éliminé cadran, cadre, pivots, ressorts spiraux et compagnie au profit d'une échelle de LED. Cela nous amène au schéma synoptique de la figure 3.

## LES CIRCUITS INTEGRES UTILISES

### L'amplificateur d'entrée

Il est basé sur un amplificateur opérationnel utilisé en montage différentiel, et le choix de ce composant résulte ici de quelques compromis. Pour bien piloter les LED, il faut un gain en tension de l'ordre de la centaine, nous serons donc amenés à corriger l'offset, c'est-à-dire les quel-

ques millivolts de décalage présents sur les entrées et dus à une légère dissymétrie du composant. En effet, 2 mV de décalage d'entrée, c'est supportable, mais multipliés par un gain de 100, cela nous fait 200 mV d'écart en sortie, et ce n'est plus du tout négligeable.

Par ailleurs, le circuit sera alimenté à partir d'une tension stabilisée unique d'environ 5 V, il faut choisir un ampli op capable de s'adapter à cette situation, et ce n'est pas le cas général. Enfin, n'oublions pas que, dans une voiture, les écarts de température peuvent être importants, il faut donc que les dérives thermiques soient faibles. Bien sûr, l'amplificateur opérationnel idéal n'existe pas, mais plus on s'en approche, plus les prix grimpent, c'est pourquoi il est bon de bien distinguer les critères importants pour chaque application.

Nous avons porté notre choix sur le TLC 271 de Texas Instruments. C'est un ampli op de la famille « Lin-CMOS » qui a une très faible consommation au repos, s'accommode de l'alimentation unique et présente un offset certes non négligeable, mais surtout stable avec la température. Ce circuit intégré peut fonctionner selon différents modes de polarisation, et nous l'utiliserons en faible polarisation, la dérive thermique de l'offset étant alors spécifiée par le fabricant comme inférieure à  $0,7 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ . Si l'appareil doit fonctionner dans une plage de températures allant de 0 à  $60^\circ\text{C}$ , l'offset bougera de  $0,7 \times 60 = 42 \mu\text{V}$ . Avec l'exemple de câble ci-dessus où 10 A sont représentés par 5 mV, les  $42 \mu\text{V}$  de dérive thermique créeront une erreur d'affichage de moins de 0,1 A, ce qui est négligeable pour notre application.

### L'échelle de LED

Elle sera pilotée par un circuit UAA 170 conçu par Siemens. Il est capable d'allumer une LED parmi une échelle de 16 selon la valeur de la tension d'entrée  $V_{in}$ . L'utilisateur peut régler à sa convenance les valeurs minimale ( $V_{min}$ ) et maximale ( $V_{max}$ ) qui feront réagir la première et la dernière diode LED. Ainsi, la fourchette de tensions d'entrée n'est pas forcément référencée directement à la masse du montage, nous nous servons ici de cette

propriété. Nous disposons en plus d'une tension stabilisée d'environ 5 V et de broches permettant de régler le courant dans les LED, donc la luminosité de l'affichage.

Vous trouverez à la **figure 6** un schéma d'expérimentation que vous pouvez par exemple câbler sur une plaque de connexions rapides, et destiné à vous familiariser avec ce circuit.

## LE SCHEMA DE PRINCIPE (fig. 7)

### Le signal d'entrée

En partant de la gauche, on remarque tout d'abord les éléments déjà existants sur le véhicule, c'est-à-dire le câble de liaison batterie châssis, la batterie et les liaisons vers le répartiteur à fusibles. Nous appellerons  $U_e$  la tension qui naît aux bornes du câble qui nous sert de shunt. Cette tension sera positive ou négative selon que la batterie sera respectivement en cours de charge ou de décharge. Nous remarquons les diodes  $D_{15}$  et  $D_{16}$ , qui ont pour rôle d'écrêter toute tension qui serait supérieure à  $\pm 0,7$  V. Même sur un coup de démarreur, ces diodes n'entrent pas en conduction, elles sont là pour éliminer les crêtes parasites qui pourraient parvenir au montage par cette entrée. Une remarque : si un mauvais contact ou une coupure du fil de masse venaient à se produire, tout le cou-

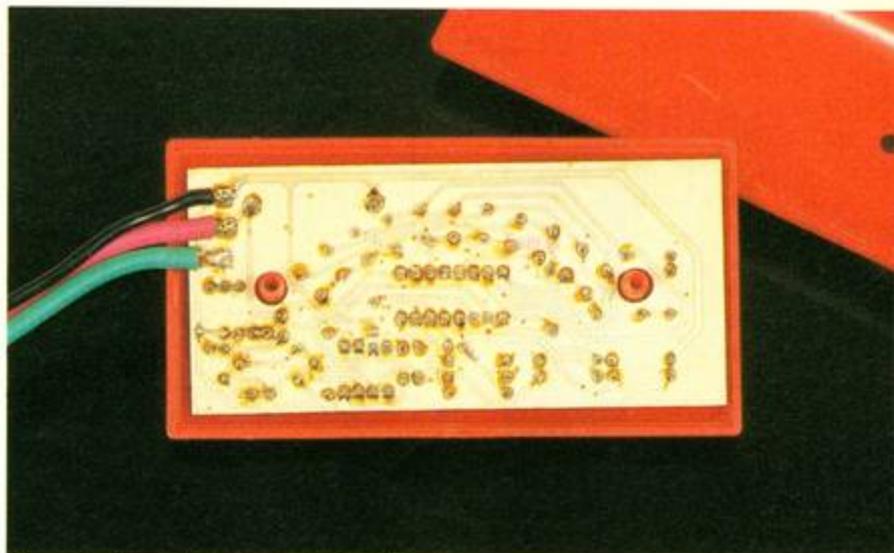


Photo 2. - Vue du circuit imprimé, côté cuivre.

rant passerait alors par ces diodes. Nous les avons choisies de faible puissance pour qu'elles fassent office de fusibles si le cas se produisait. De toute façon, un tel défaut se remarque vite car le véhicule ne fonctionne plus !

### L'alimentation

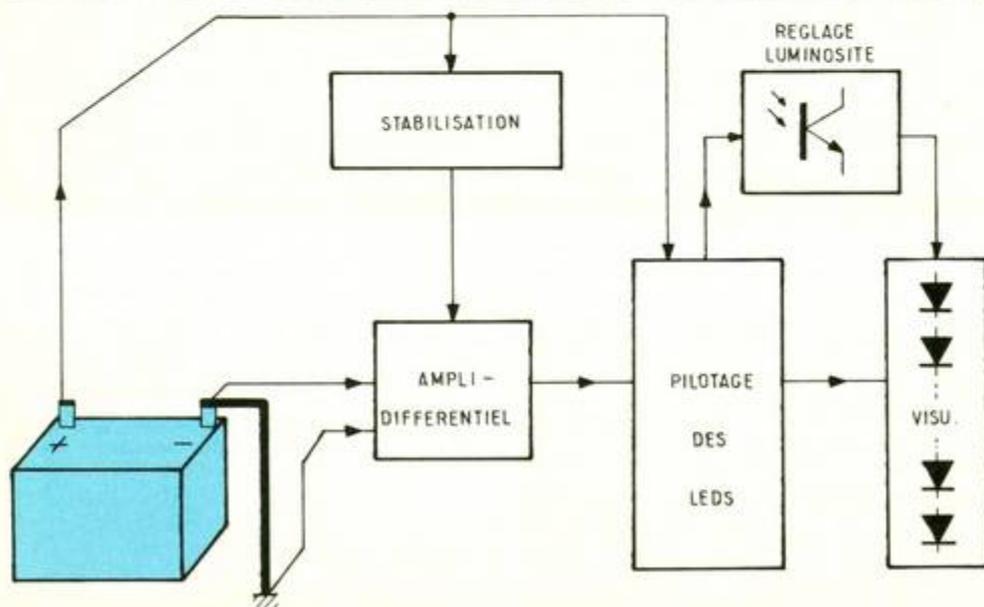
Nous avons repiqué la tension du « + » batterie via un fusible placé le plus près possible de la connexion de repiquage. En cas de court-circuit, n'oublions pas que la batterie est capable de faire circuler des courants qui se chiffrent en centaines d'ampères, de nombreux véhicules ont déjà pris feu pour avoir négligé cette éventualité.

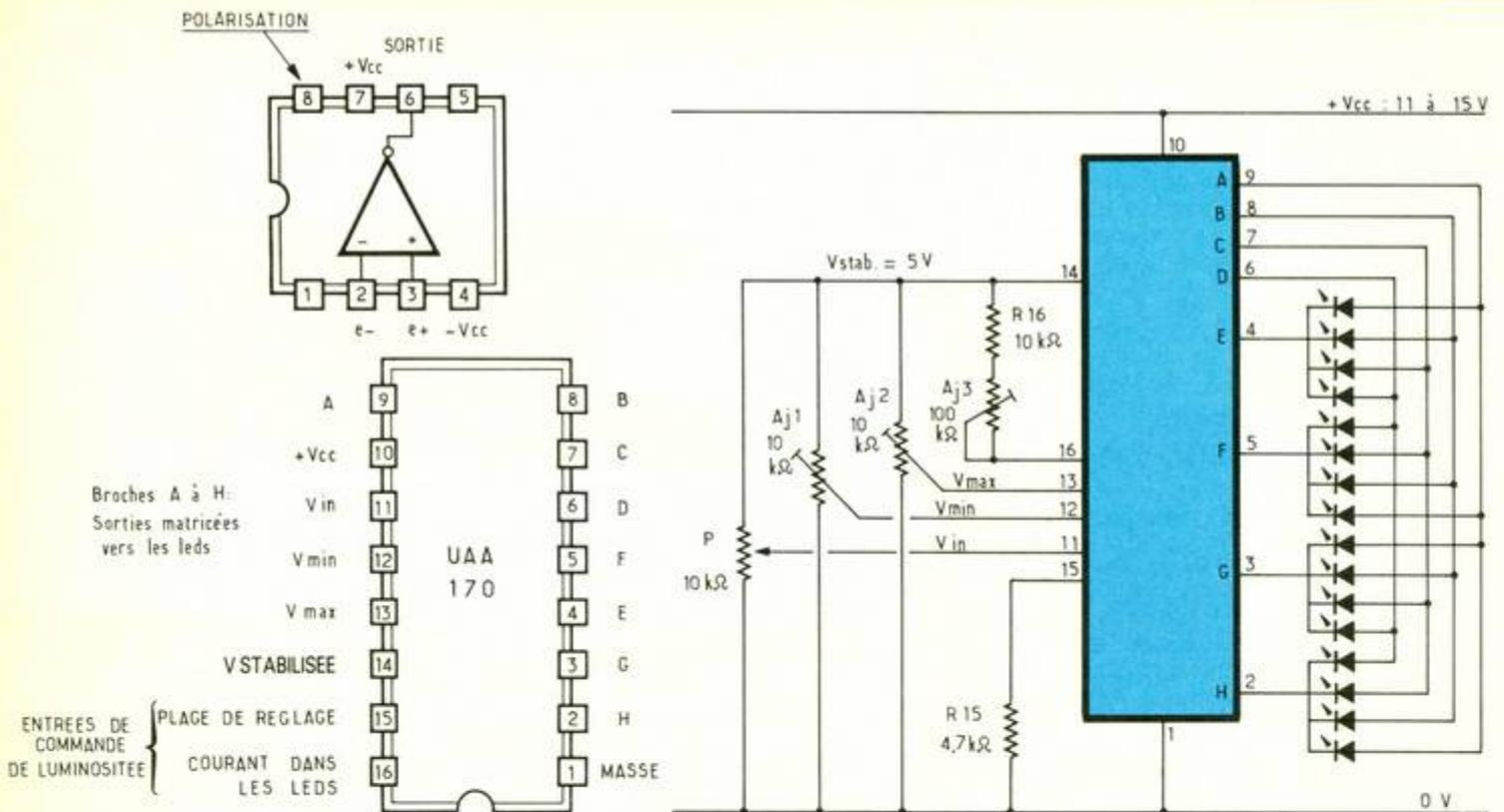
Cette tension de 12 à 15 V arrive à la broche « + Vcc » du circuit d'affichage UAA 170,  $C_1$  assure un filtrage complémentaire. Nous trouvons à la broche 14 une tension stabilisée à environ 5 V, et capable de délivrer au maximum 5 mA. Cette tension est utilisée pour alimenter le premier étage, qui sera donc ainsi peu sensible aux fluctuations de la tension du bord. Remarquons que vu le courant disponible, l'ampli op doit être à faible consommation.

### Le préamplificateur

Il est en fait un intermédiaire entre un amplificateur différentiel et un amplificateur inverseur. En effet, nous utilisons une tension d'alimentation unique 0, + 5 V et, au repos, il faut placer la sortie au point milieu de son excursion, soit à 2,5 V environ. Pour cela l'entrée inverseuse est fixée à  $V_{stab}/2$  par deux résistances identiques  $R_3 = R_4 = 10$  k $\Omega$ . Il en est de même pour l'entrée inverseuse où  $R_1$  et  $R_2$  jouent le même rôle. Ainsi, la tension d'entrée  $U_e$  vient s'ajouter ou se retrancher au potentiel initial de l'entrée inverseuse. Le potentiomètre ajustable  $A_{j1}$  permet de compenser à la fois l'offset de l'ampli op et les écarts dus à la tolérance des résistances  $R_1$  à  $R_4$ .

Pour utiliser au mieux la course du curseur de l'ajustable  $A_{j1}$ , nous lui avons donné la valeur la plus faible possible en proportion des valeurs de  $R_1$  à  $R_4$ . Ainsi, si les résistances sont spécifiées à





$\pm 5\%$  près, l'ajustable devra « couvrir » une plage d'au moins  $\pm 5\%$  de la tension  $V_{cc}$ , soit 125 mV. Or le réglage doit se faire au millivolt près, vu l'amplification qui suit, soit une manœuvre au 1/100<sup>e</sup> de tour, ce qui n'est guère pratique !

Il est donc nécessaire de choisir vos résistances soit dans les séries à 1 % près, soit de les trier à l'ohmmètre parmi un lot à 5 % près ; ce qui importe, ce n'est pas la valeur absolue de ces résistances, mais que les quatre aient la même valeur, cette valeur commune pouvant se situer entre 5 kΩ et 15 kΩ sans que cela

ne porte à conséquence pour le montage. Quant au tri proprement dit, il nécessite un ohmmètre numérique à au moins 2 000 points de mesure ; la précision importe peu ici car il s'agit de comparer et non de rechercher en soi une valeur de résistance. Un dernier détail à ce sujet : ne shuntez pas la résistance avec vos doigts pendant la mesure, cela fausserait tout !

L'amplification est réglable par Aj2. Si par hasard le gain n'était pas suffisant, vous pouvez augmenter R5. Cela peut se produire si le câble qui sert de shunt est très court ou de forte section. Le

condensateur C3 assure le découplage de l'alimentation d'IC1 et C2 réalise une fonction passe-bas pour atténuer les parasites impulsionnels qui peuvent parvenir à l'amplificateur.

### L'affichage

Nous n'avons utilisé que onze LED en sortie car cela assure une précision suffisante. Vous remarquerez que ces diodes sont câblées selon une structure matricielle. Le constructeur a prévu quatre lignes et quatre colonnes et nous laissons tomber une section, ce qui nous ramènerait à

# MX 20 metrix

**LA REFERENCE DE SECURITE : 2.000 POINTS**

**AFFICHEUR 17 mm**

- Autoranging.
- PROTECTION TOTALE DES CALIBRES ET DES FONCTIONS
- Test diode.
- Data Hold

franco de port ..... **824 TTC**

En vente chez :

**REUILLY composants**  
79, bd Diderot - 75012 PARIS  
Télex : 643 608 - Tél. : 43 72 70 17

**ACER composants**  
42, rue de Chabrol - 75010 PARIS  
Télex : 643 608 - Tél. : 47 70 28 31

**BON DE COMMANDE RAPIDE**

Veillez me faire parvenir

documentation complète

le matériel suivant :

.....

Nom : .....

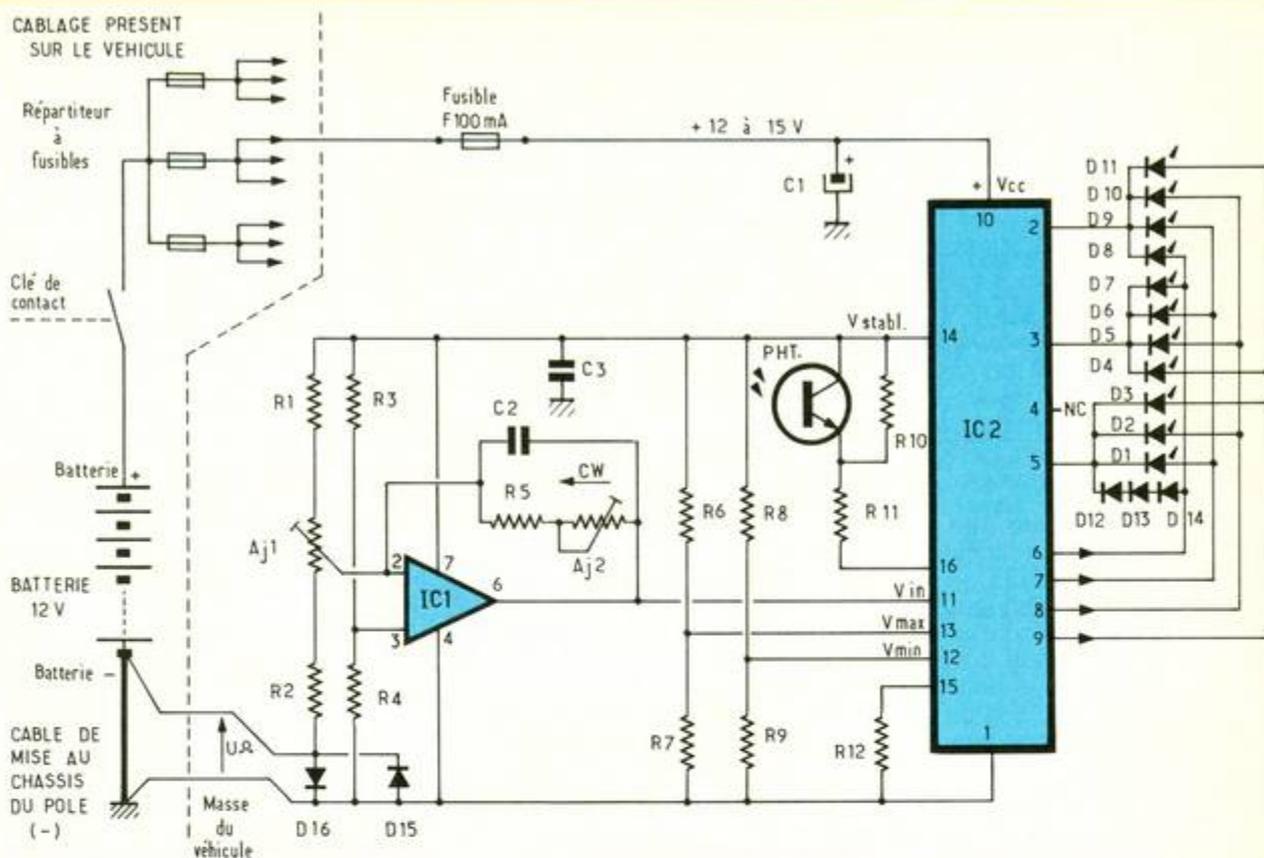
Prénom : .....

Société : .....

Adresse : .....

.....

Ci-joint règlement : chèque  CCP



doize LED. Cela explique la présence des diodes D<sub>12</sub>, D<sub>13</sub>, D<sub>14</sub> qui simulent une LED pour ne pas déséquilibrer les courants de commande en ne câblant que onze diodes. Ainsi, l'affichage comporte une LED jaune au centre, D<sub>6</sub>, qui signale le repos, cinq LED rouges pour le courant de décharge (D<sub>7</sub> à D<sub>11</sub>) et cinq LED vertes pour la charge (D<sub>1</sub> à D<sub>5</sub>). La tension de sortie de l'ampli op peut évoluer de façon utilisable entre environ 1 et 4 V. C'est à ces valeurs que nous avons fié les consignes d'entrées V<sub>min</sub> et V<sub>max</sub> du UAA 170 par les diviseurs de tension (R<sub>6</sub>, R<sub>7</sub>) et (R<sub>8</sub>,

R<sub>9</sub>). Ainsi, l'évolution des LED sera symétrique autour du point milieu qui assure l'allumage de D<sub>6</sub>.

Dans le but d'adapter la luminosité des LED en fonction de l'éclairage ambiant, nous avons implanté ici le circuit typique proposé par le constructeur, soit les composants R<sub>10</sub> = 18 kΩ, R<sub>11</sub> = 10 kΩ, R<sub>12</sub> = 1 kΩ, et un phototransistor genre BPW 22. Si à l'usage vous désirez modifier l'éclairage, vous pouvez vous reporter à la figure 8, qui nous montre l'évolution du courant dans les LED en fonction des valeurs de R<sub>10</sub> et R<sub>12</sub>. Toutefois,

ces courbes dépendent du phototransistor choisi, mais leur allure générale restera valable pour une modification éventuelle.

## REALISATION

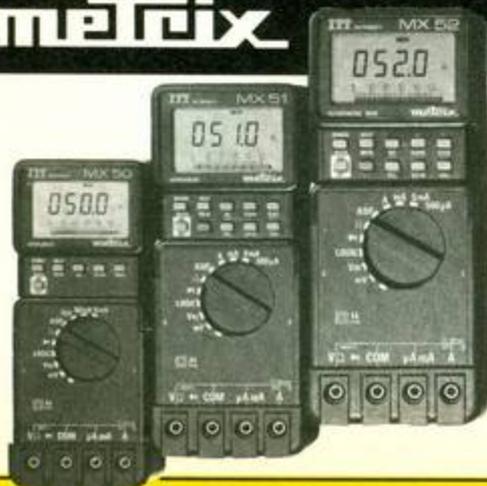
### Le circuit imprimé

Il est représenté à l'échelle 1 en figure 9. Les losanges sont des repères : les quatre coins pour découper la plaque aux dimensions, deux trous pour la mise en place dans le boîtier et le dernier losange situé en bas qui matéria-

**metrix**

## SERIE 50

LES NUMERIQUES A AFFICHAGE LINEAIRE  
5.000 points : la nouvelle génération  
"autoranging" équipée de la fonction "Logic".



- MX 50** Affichage zoom, zéro central et fonction détecteur de crête max.  
franco de port ..... **1480 TTC**
- MX 51** Toutes fonctions de base, plus fonction mémoire.  
franco de port ..... **1838 TTC**
- MX 52** Toutes fonctions plus mesure RMS et fréquencemètre  
franco de port ..... **2597 TTC**

En vente chez :

**REUILLY composants**  
79, bd Diderot - 75012 PARIS  
Télex : 643 608 - Tél. : 43 72 70 17

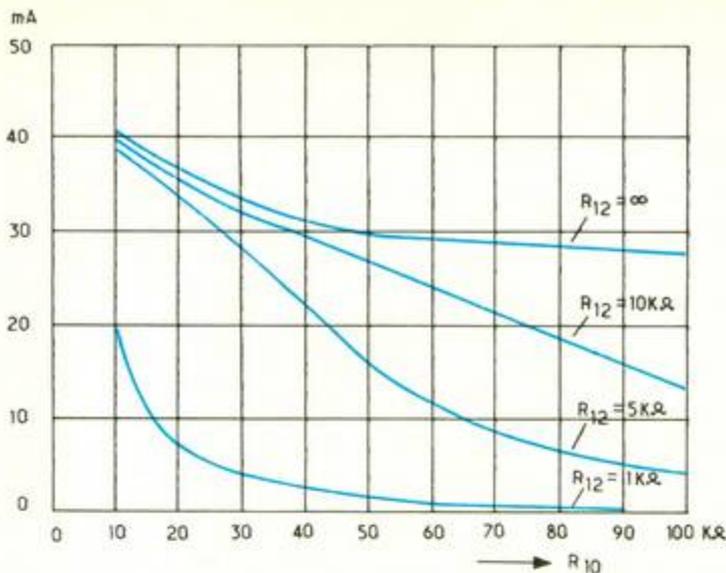
**ACER composants**  
42, rue de Chabrol - 75010 PARIS  
Télex : 643 608 - Tél. : 47 70 28 31

### BON DE COMMANDE RAPIDE

Veuillez me faire parvenir  
 documentation complète  
 le matériel suivant :

Nom : .....  
Prénom : .....  
Société : .....  
Adresse : .....

Ci-joint règlement : chèque  CCP



lise le centre de l'arc de cercle sur le pourtour duquel sont disposées les LED. Pour la réalisation de la plaquette, n'utilisez pas de bakélite dont la résistance mécanique est douteuse à long terme. Vous pouvez utiliser soit de l'époxy, soit un support composite genre « matériau FR3 ». Ce matériau est composé de bakélite prise en sandwich entre deux feuilles d'époxy. Cela lui donne une tenue mécanique suffisante tout en étant plus facile à travailler que l'époxy pur. Certains détaillants sont maintenant achalandés pour ce produit... affaire à suivre. Par ailleurs, le tirage du circuit n'appelle pas de remarque particulière. Le perçage s'effectuera au diamètre 0,8 mm pour tous les composants sauf  $C_1$  pour lequel il vaut

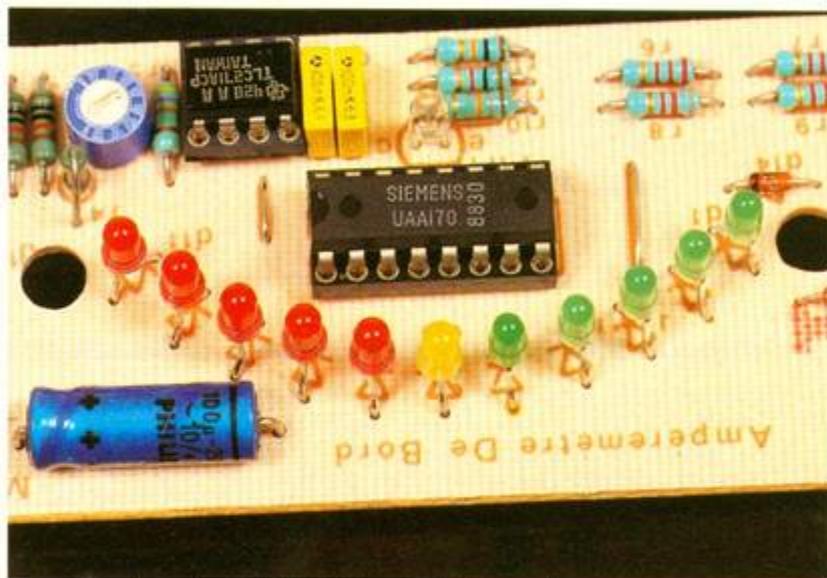
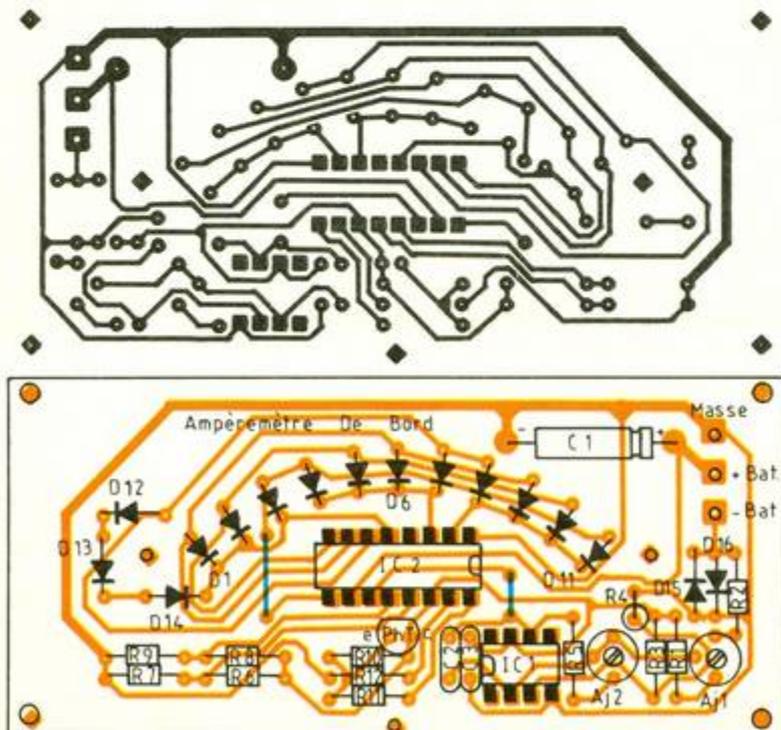


Photo 3. – Gros plan du UAA 170 et des LED associées.



une fois le CI percé et massicoté aux bonnes dimensions, nous le mettons en place alors qu'aucun composant n'est encore implanté. Puis, par le foret de 0,8 mm, nous pointons l'intérieur du boîtier en passant à travers les trous déjà percés pour les connexions des LED et du phototransistor. Une fois ce pointage terminé, nous vérifions que le centrage est resté correct pendant la manœuvre. Ainsi, pour l'échelle de LED, nous obtenons une double rangée de points. Il suffit maintenant de pointer le milieu de chaque couple de points pour pouvoir percer la coquille du boîtier « au bon endroit ». Ce procédé ne vous met pas à l'abri d'une bavure, ou d'un dérapage du foret, mais cela fonctionne bien et permet une bonne mise en place finale. Pour les LED et le phototransistor, percez au diamètre 3,2 ou 3,5 mm, et c'est terminé pour le boîtier.

## L'implantation des composants

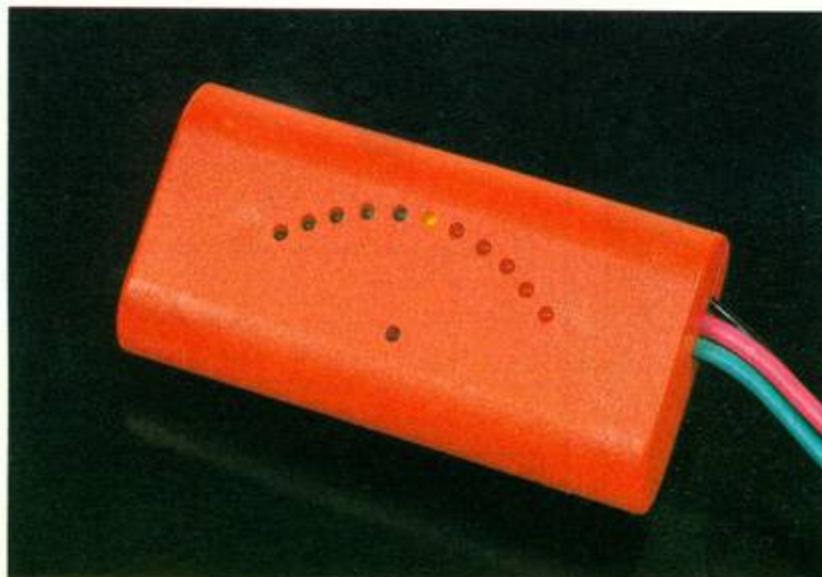
Commençons par les deux straps à ne pas oublier ! Puis viennent tous les autres composants à l'exception des LED et du photo-transistor. Faut-il vous rappeler de veiller au sens des diodes, des circuits intégrés et du condensateur électrochimique ? Pour les diodes LED, nous avons un peu... triché. En effet, les LED ont leurs connexions espacées de un pas de 2,54 mm, et nous avons doublé cette largeur sur le circuit imprimé dans le but d'en simplifier le tracé. Bref, il faudra écarter à la pince les pattes des LED pour les implanter. Ecarter, oui, écarteler, non, les LED le supporteraient mal. Vérifiez que celles-ci sont dans le bon sens, puis présentez la plaquette à sa place définitive. Une fois les hauteurs des LED ajustées, soudez le tout en place, et la réalisation est quasi terminée.

## Raccordement au véhicule

Trois connexions sont à réaliser :

- Le « + » batterie pourra être repiqué à l'endroit qui vous arrange le mieux. N'oubliez pas le fusible... voir la remarque faite plus haut à ce sujet.
- Le « - » batterie devra être câblé sur la borne et pas ailleurs. Une cosse sertie devrait faire l'affaire pour ce repiquage.
- La connexion de masse devra être prise sur le châssis là où aboutit le câble provenant du « - » batterie et pas ailleurs. Sur le véhicule, c'est souvent un boulon de diamètre conséquent qui

Photo 4. - Remarquez la sobriété de l'ampèremètre une fois la mise en boîtier réalisée.



assure cette mise à la masse, et vous aurez peut-être des difficultés pour trouver la cosse *ad hoc*. Ce fut le cas pour nous, et nous avons résolu le problème en soudant le fil sur le bord d'une simple rondelle intercalée dans le boulon existant. Si votre rondelle est en fer galvanisé ou bichromaté, grattez la surface pour faciliter la soudure, qui doit être impeccable ici. Pour vos liaisons, utilisez du fil d'une section conséquente, non pas pour les courants qui vont y circuler, mais pour garantir une bonne tenue mécanique. Il reste la mise en place à bord... cela dépend tellement du modèle de véhicule que vous avez carte blanche ! Pour passer les fils du moteur vers l'habitacle, nous avons utilisé les gaines de ventilation, cela a permis de ne pas percer de trous supplémentaires susceptibles de nuire à l'étanchéité ou à l'isolation phonique de l'intérieur.

## ESSAIS, REGLAGES

Rappelons que les LED D<sub>1</sub> à D<sub>5</sub> indiquent la charge de la batterie et D<sub>7</sub> à D<sub>11</sub> une décharge, et précisons le comportement du UAA 170 en cas de dépassement d'échelle. Si V<sub>in</sub> > V<sub>max</sub>, D<sub>11</sub> seule reste allumée. En revanche, si V<sub>in</sub> < V<sub>min</sub>, l'allumage est anarchique : vous pouvez avoir disparition ou plusieurs LED allumées, il ne faut pas s'en inquiéter ici, tout revient dans l'ordre quand V<sub>in</sub> revient dans la fourchette de tensions comprises entre V<sub>min</sub> et V<sub>max</sub>.

A la première mise sous tension, alors qu'il n'y a pas de courants dans le véhicule, vous aurez n'importe quoi sur l'affichage. En manœuvrant doucement A<sub>j1</sub>, vous trouverez la position médiane où seule D<sub>6</sub> s'allume. Le zéro est alors réglé.

Il faut maintenant calibrer votre appareil. Une façon très simple, et suffisamment précise, consiste à allumer vos feux de croisement, puis à compter la puissance de toutes les lampes qui s'allument, 45 W par code, 4 W par feu arrière, 4 W par veilleuse, 4 W pour l'éclairage de plaque minéralogique, plus quelques watts pour l'éclairage du tableau de bord. Faisons le total sur un exemple :

$2 \times 45 \text{ W} + 2 \times 4 \text{ W} + 2 \times 4 \text{ W} + 4 \text{ W} + \text{quelques watts} \approx 120 \text{ W}$   
L'ensemble fonctionne sous 12 V, et consomme donc un courant :

$$I = \frac{P}{U} = \frac{120}{12} = 10 \text{ A.}$$

Ajustez A<sub>j2</sub> pour que l'allumage soit sur D<sub>6</sub>, et votre appareil sera alors « calibré » pour environ 5 A par LED. Une fois la sensibilité réglée, il sera peut-être nécessaire de retoucher légèrement le zéro, et le réglage sera terminé.

Quant à la précision, elle est suffisante car nous ne sommes pas à 10 % près. Il serait illusoire de chercher à faire mieux, d'abord parce que c'est inutile, ensuite parce que d'autres phénomènes interviennent pour « fausser » les mesures. Par exemple, la résistance du fil de liaison « - » batterie vers la masse évolue de façon non négligeable avec la température.

Dans la mesure où vos connexions sont neuves, etc., attendez quelques semaines de « vieillissement » pour immobiliser les curseurs de vos ajustables par une goutte de vernis. En revanche, nous vous conseillons vivement de vernir les pistes du circuit imprimé pour éviter que l'humidité et la condensation ne viennent perturber le montage à la longue.

## UTILISATION

Et maintenant, que voit-on ? Notre véhicule est du type Diesel, et dès le premier cran de clé de contact, on observe une

consommation d'environ 5 A : ce sont les voyants et divers organes mis sous tension. Ensuite, arrive le préchauffage, nettement plus gourmand, qui amène l'allumage de D<sub>11</sub>, soit au moins 25 A. Lors du coup de démarreur, rien de nouveau, l'ampèremètre reste en butée supérieure. Dès que le moteur tourne, l'alternateur agit et recharge vigoureusement la batterie. Cela amène l'affichage en butée basse, des LED s'allument de façon anarchique, mais cela ne dure pas : le régulateur rentre en fonction pour réduire le courant de charge, et ce, de façon progressive. Nous voyons D<sub>1</sub> s'allumer, puis D<sub>2</sub>, puis D<sub>3</sub>, puis D<sub>4</sub>, puis D<sub>5</sub>, puis au bout de quelques minutes l'affichage se situe entre D<sub>5</sub> et D<sub>6</sub> pour finalement se stabiliser lors d'un parcours régulier sur une situation où c'est plutôt D<sub>6</sub> qui reste allumée. Cela indique que la batterie se recharge sous un courant modéré à quelques ampères, c'est bon signe. Si vous allumez vos phares, vous verrez D<sub>8</sub> s'allumer fugitivement, cela signale la surintensité demandée par les filaments de vos lampes lorsqu'elles sont froides.

## LISTE DES COMPOSANTS

R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub>, R<sub>3</sub>, R<sub>4</sub> : 10 kΩ à 1 % (voir texte)  
 R<sub>5</sub> : 47 kΩ (jaune, violet, orange)  
 R<sub>6</sub> : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)  
 R<sub>7</sub> : 8,2 kΩ (gris, rouge, rouge)  
 R<sub>8</sub> : 8,2 kΩ (gris, rouge, rouge)  
 R<sub>9</sub> : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)  
 R<sub>10</sub> : 18 kΩ (marron, gris, orange)  
 R<sub>11</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange)  
 R<sub>12</sub> : 1 kΩ (marron, noir, rouge)  
 A<sub>1</sub> : ajustable genre Sfernice  
 T<sub>7</sub> : 470 Ω  
 A<sub>2</sub> : ajustable genre Sfernice  
 T<sub>7</sub> : 1 MΩ  
 C<sub>1</sub> : 100 μF axial, 25 V minimum  
 C<sub>2</sub> : 100 nF  
 C<sub>3</sub> : 100 nF  
 D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub>, D<sub>4</sub>, D<sub>5</sub> : LED verte ø 3 mm

D<sub>6</sub> : LED jaune ø 3 mm  
 D<sub>7</sub>, D<sub>8</sub>, D<sub>9</sub>, D<sub>10</sub>, D<sub>11</sub> : LED rouge ø 3 mm  
 D<sub>12</sub>, D<sub>13</sub>, D<sub>14</sub>, D<sub>15</sub>, D<sub>16</sub> : 1N4148  
 PHT : phototransistor BPW 22 ou équivalent  
 IC<sub>1</sub> : TLC 271 (Texas Instruments)  
 IC<sub>2</sub> : UAA 170 (Siemens)  
 1 support de CI 8 broches  
 1 support de CI 16 broches  
 1 circuit imprimé 95 mm x 40 mm  
 1 boîtier EEE, référence PP-1M  
 1 support de fusible 5 x 20 à insérer dans le fil (genre « autoradio »)  
 1 fusible 5 x 20 rapide 100 mA  
 Fil de câblage souple d'une section minimale de 1 mm<sup>2</sup>  
 Cosses ou divers pour raccordement au véhicule, etc.

Puis D<sub>7</sub> s'allume, puis le régulateur rétablit l'équilibre en ramenant le courant de charge à sa situation normale.

## CONCLUSION

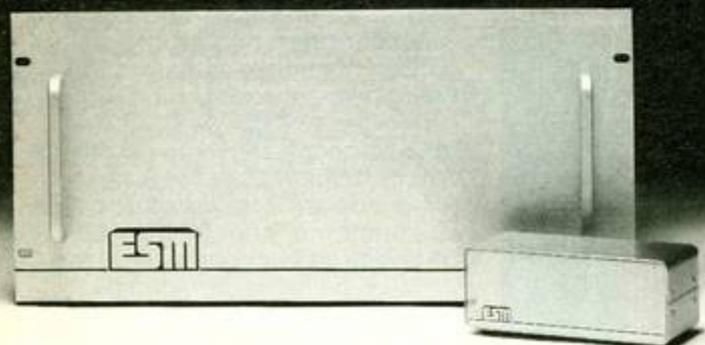
Par ces quelques exemples, vous pouvez constater la mine de renseignements que l'on peut obtenir sur l'état électrique du véhicule grâce à ce petit ampèremètre. Pourquoi diable

les constructeurs ont-ils supprimé cet outil si précieux qui, il y a quelques décennies, était monté en série sur la plupart des tableaux de bord ?

Il me reste à vous souhaiter bonne route et... méfiez-vous de ne pas trop regarder les jolies petites LED qui bougent ; au volant, il faut quand même regarder devant soi !

Olivier BOUTHILLON

## CIF ET LES COFFRETS ESM SE PASSIONNENT POUR L'ELECTRONIQUE



C'est pour cela que CIF distribue en exclusivité les coffrets ESM



CIF

11, rue Charles-Michels - 92220 BAGNEUX  
 Tél. 631 446 F - Fax : 16 (1) 45 47 16 14 - Tél. : 16 (1) 45 47 48 00



Tél. : 630 612 F - Fax : 16 (1) 47 88 55 30 - Tél. : 16 (1) 47 68 50 98

## Selectronic

BP 513 59022 LILLE Tél. : 20.52.98.52

### NOUVEAUTÉS

#### MODULE SUBMINIATURE DE DETECTION IR SGM 5910

A peine plus grand qu'un timbre-poste, ce nouveau module est équipé d'origine d'une lentille de FRESNEL hémisphérique  
 - Dim. : 30 x 35 mm - e = 22 mm  
 - Alim. : 5 à 10 V/1mA  
 - Temporisation laissée au choix de l'utilisateur  
 - Portée : 6 m. - Sortie : collecteur ouvert  
 Idéal pour l'allumage automatique de lampes, ouverture de portes, surveillance, etc. (Ne convient pas pour système d'alarme).  
 2 versions sont disponibles :

- Montage mural : SGM 5910 RE :  
 Détection sur 100° en horizontal et 60° en vertical  
 Le module SGM 5910 RE ..... 121.9409 149,50 F

- Montage en planonnière : SGM 5910 SB  
 Cône de détection de 100° d'ouverture.  
 Détecte sur 360° en horizontal.  
 Le module SGM 5910 SB ..... 121.9415 149,50 F

#### COFFRET SIG-BOX :

Il remplace désormais le coffret GIL-BOX - Même utilisation  
 Pour lentille CE 24/CE 26  
 Dimensions : 103 x 52 x 62 mm  
 Couleur : crème  
 Le coffret SIG-BOX ..... 121.9379 30,00 F



#### GENERATEUR DE FONCTIONS WOBBLER

(Décrit dans ELEKTOR 143)

Le générateur que l'on attendait avec impatience !  
 - Gamme de fréquences : 10 Hz à 200 kHz en 4 gammes  
 - Fréquence de balayage : 0,1 à 100 Hz  
 - Sinus, carré, triangle  
 - Taux de distorsion en sinus : < 0,5 %  
 - Impédance de sortie : 50 Ω  
 - Etc.

Fourni avec coffret percé et sérigraphié, alimentation, boutons et accessoires.  
 Le kit complet ..... 121.9366 739,00 F



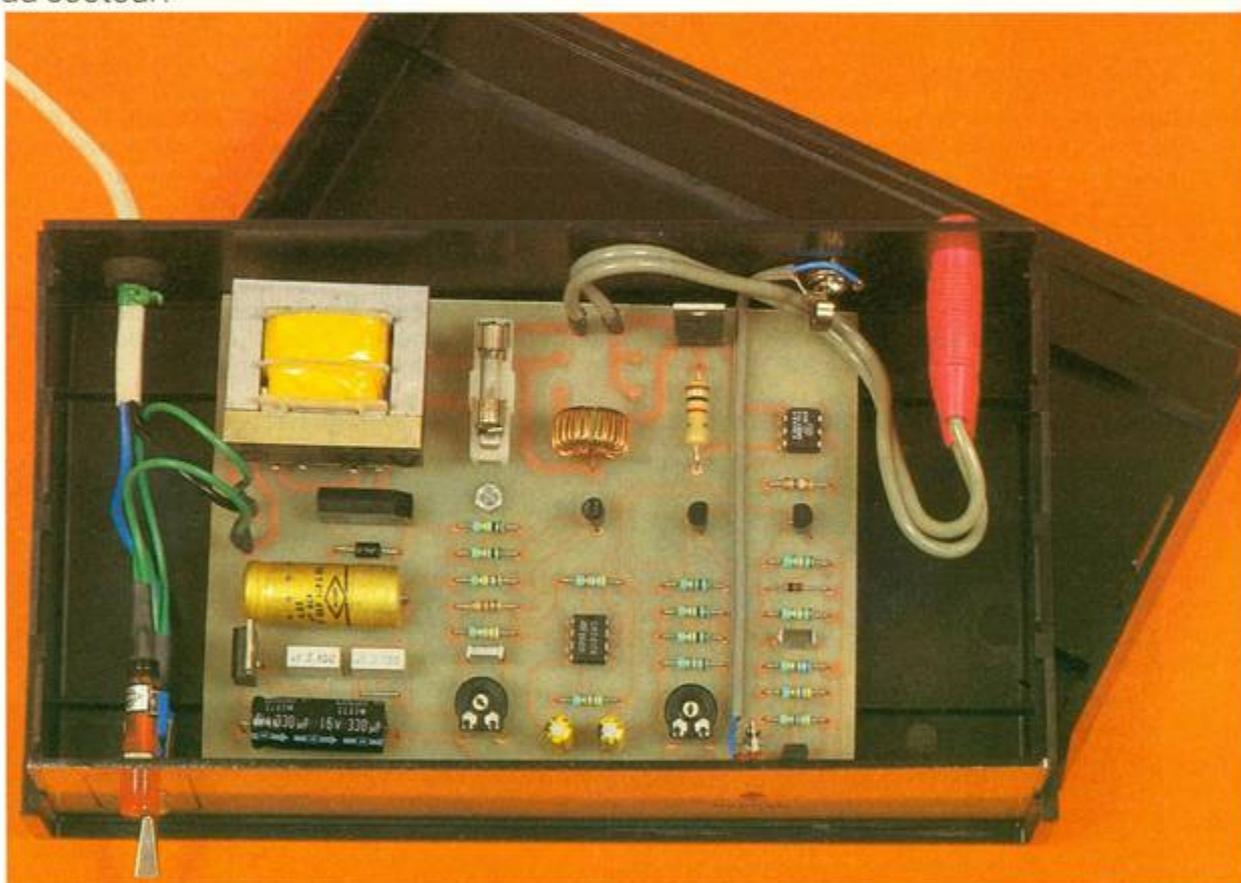
Pour faciliter le traitement de vos commandes, veuillez mentionner la REFERENCE COMPLETE des articles commandés.

CONDITIONS GÉNÉRALES DE VENTE : Voir notre publicité annexe

# CHAUFFAGE PROPORTIONNEL POUR CIRCUITS IMPRIMES



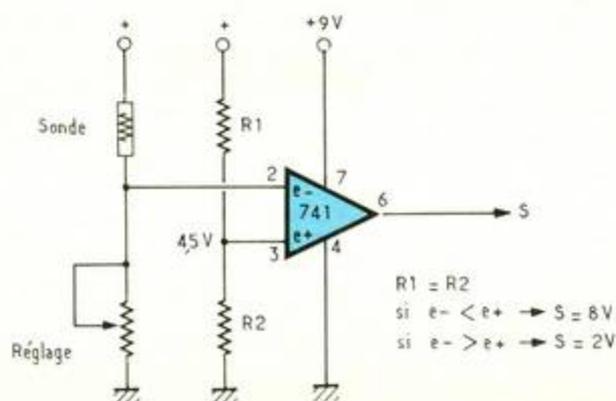
Cette réalisation se propose de contrôler le chauffage des bains que nous utilisons pour la fabrication des circuits imprimés, et cela d'une façon toute proportionnelle à la température idéale d'utilisation. La sécurité de l'utilisateur étant primordiale, la sonde de contrôle est complètement isolée des tensions dangereuses du secteur.



Initialement prévue pour le chauffage d'une cuvette de révélateur, cette maquette universelle convient également pour la gravure des circuits imprimés, pour le tirage photographique, mais aussi pour la régulation d'aquarium ou de tout système nécessitant une température constante. Nous verrons en fin d'article d'autres domaines d'application.

## PREAMBULE

La régulation d'un bain est généralement obtenue à l'aide d'un comparateur qui déconnecte le

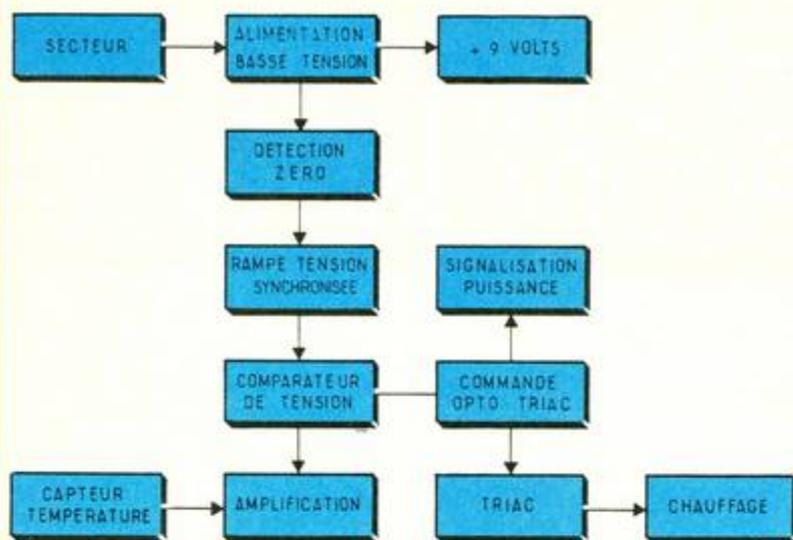


1

Montage comparateur utilisant un 741 alimenté en asymétrique.

# 2

Schéma synoptique.



chauffage via un triac lorsque la sonde détecte une température supérieure à la valeur fixée. Ce type de montage représenté figure 1 comporte donc une sonde qui est placée dans la cuvette à l'opposé d'une résistance chauffante. Supposons maintenant que celle-ci soit alimentée normalement et que le bain ne soit pas mélangé, la chaleur rayonnée se propage donc lentement à tra-

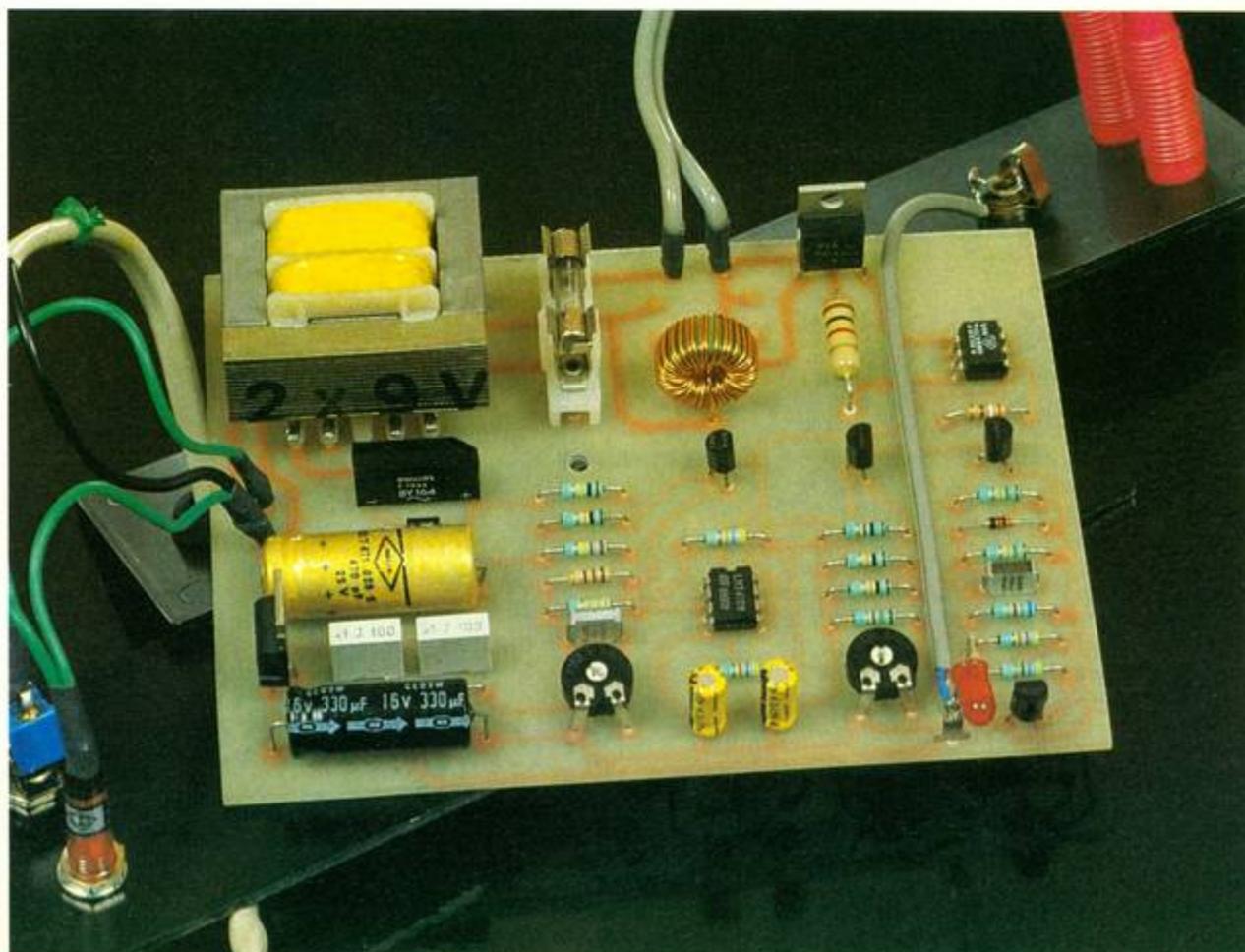
vers la cuvette jusqu'à atteindre la sonde qui va détecter le seuil maximal et faire basculer le comparateur, coupant ainsi l'alimentation du chauffage. On imagine qu'à cet instant la température est plus élevée autour de la résistance qu'auprès de la sonde. De plus, la résistance qui chauffait à son maximum continue encore à diffuser une certaine chaleur, même après sa mise hors ten-

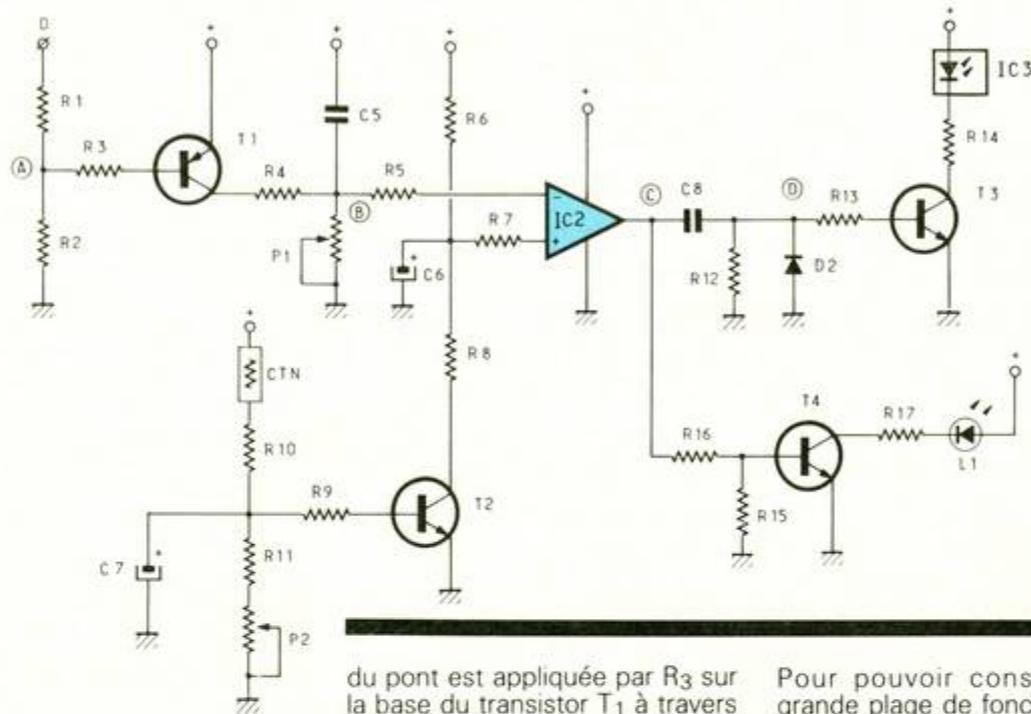
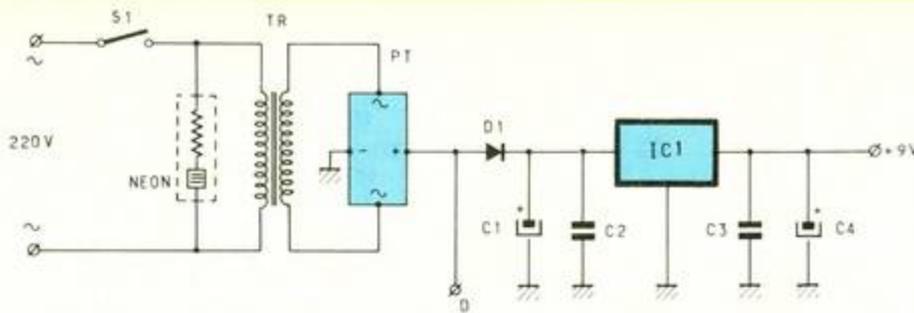
sion. Ce qui se traduit en définitive par un bain non homogène accompagné par des écarts de température non négligeables, pouvant ainsi nuire à la qualité des travaux entrepris.

## SYNOPTIQUE

Après ces quelques constatations, la figure 2 nous montre le principe mis en œuvre ici. Il s'agit de comparer la température captée par une sonde dont la variation est amplifiée à une rampe de tension synchronisée sur le zéro secteur. De cette manière, la puissance fournie à la résistance chauffante sera proportionnelle à la température souhaitée et sera indiquée par une LED dont la luminosité sera fonction de cette puissance. La commutation du chauffage s'effectue à l'aide d'un optotriac, qui permet ainsi d'isoler le montage du 220 V. Précaution obligatoire avec une sonde plongée dans un liquide ! Notez qu'en cas de court-circuit de la sonde, il n'y a non seulement pas de danger d'électrocution, mais de plus le chauffage n'est plus alimenté.

Photo 2. — On aperçoit au fond la self d'antiparasitage assignée au triac.





## ALIMENTATION

Pour le même souci de protection, la figure 3 propose l'alimentation basse tension fournie par un transformateur d'isolement dont le primaire est équipé d'un voyant secteur indiquant la mise en fonction. La tension disponible au secondaire est ensuite redressée par un pont moulé, puis acheminée à l'entrée d'un régulateur intégré à travers D1, chargée de séparer le condensateur de lissage C1 du point D destiné à la détection du zéro secteur. C4 parfait le filtrage en sortie du régulateur tandis que C2 et C3 assurent le découplage d'alimentation.

## SCHEMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe présenté figure 4 est basé sur un ampli opérationnel du type 741. La tension issue du point D en sortie

du pont est appliquée par R3 sur la base du transistor T1 à travers le pont diviseur constitué des résistances R1 et R2 ; il s'ensuit au niveau de son collecteur des créneaux de 100 Hz. Lorsque T1 est bloqué pendant l'alternance positive, le condensateur C5 se charge progressivement à travers la résistance ajustable P1. Lors de l'alternance négative, T1 conduit et décharge rapidement C5 à travers R4 de faible valeur. Nous trouvons donc sur l'entrée inverseuse d'IC2 une rampe de tension synchronisée par le passage à zéro de l'onde secteur, comme en témoignent les oscillogrammes de la figure 8. Certes, cette technique n'est pas parfaite car d'une part, il subsiste un décalage d'au moins 0,6 V par rapport au zéro et, d'autre part, la rampe n'est pas vraiment linéaire, mais cela n'est pas gênant dans cette application.

Le potentiel appliqué à l'entrée non inverseuse d'IC2 dépend de la température captée par une CTN plongée dans le liquide à surveiller. Celle-ci voit sa résistance diminuer au fur et à mesure que la température augmente.

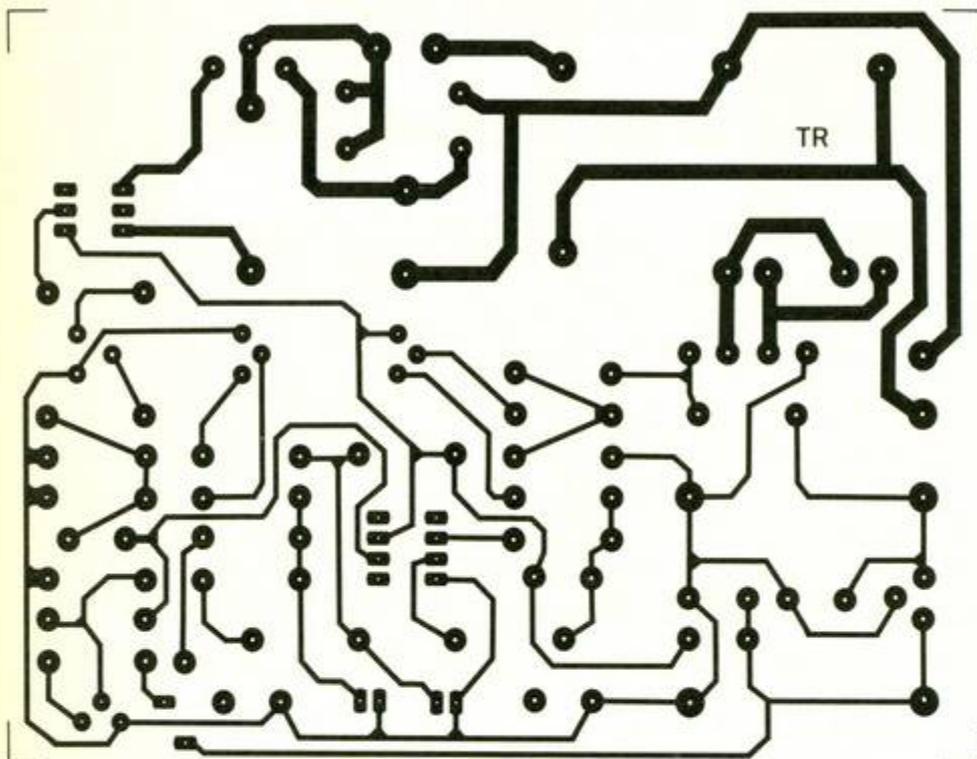
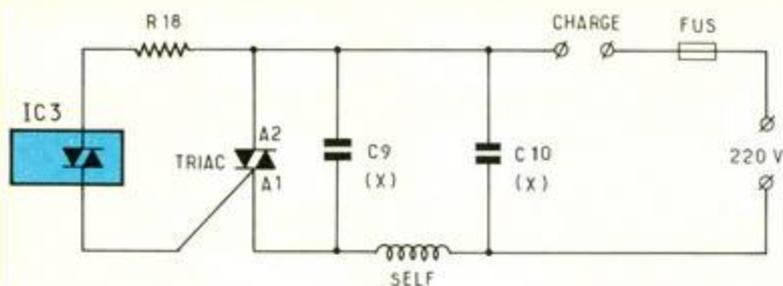
Pour pouvoir conserver une grande plage de fonctionnement permettant effectivement de contrôler le chauffage du maximum à l'extinction complète, la variation de la CTN est amplifiée par le transistor T2. Les condensateurs C6 et C7 évitent les oscillations trop rapides de cette variation.

Etant donné que la sortie du comparateur IC2 passe au niveau positif dès que son entrée non inverseuse e+ est supérieure à son entrée inverseuse e-, nous observons que plus la température augmente, plus la CTN devient faible, et qu'en conséquence T2 conduit de plus en plus, portant donc l'entrée non inverseuse d'IC2 vers le potentiel de la masse. De ce fait, le comparateur va basculer de plus en plus tard par rapport au zéro secteur et le triac final sera amorcé lui aussi, plus longtemps après le début de l'alternance, fournissant alors moins d'énergie à l'élément chauffant.

La sortie d'IC2 fournit donc des signaux rectangulaires qui attaquent le transistor T4 chargé de contrôler la luminosité d'une LED

# 5

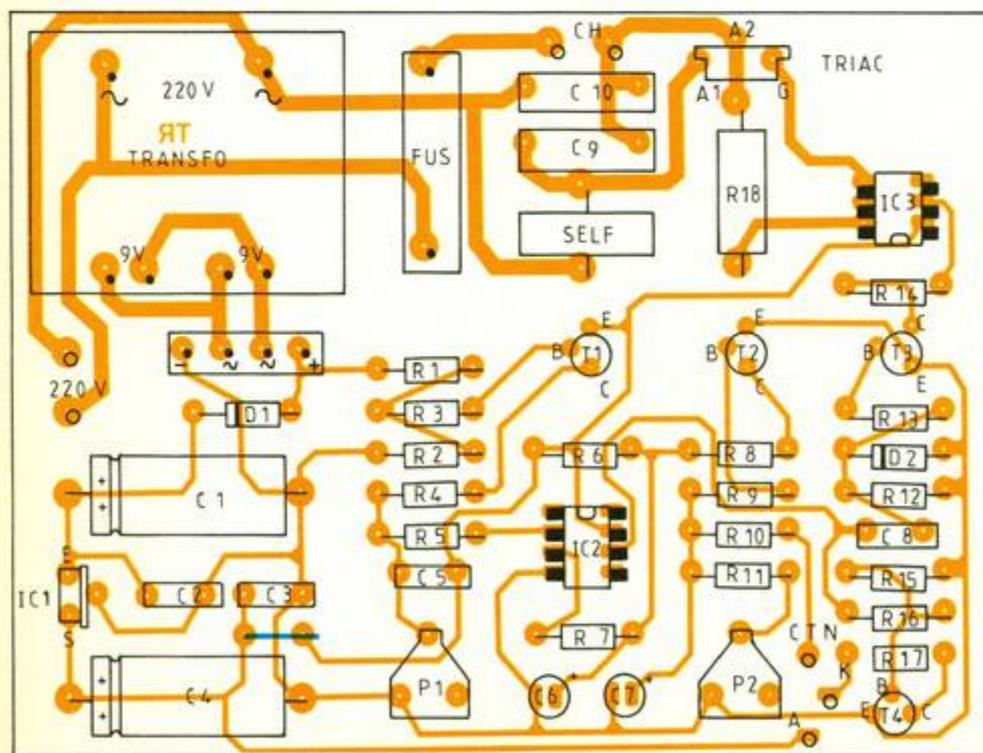
Commande du triac à l'aide d'un MOC 3020.



placée dans son circuit collecteur. Il est évident que plus les créneaux positifs arriveront tard et moins T<sub>4</sub> pourra conduire. L<sub>1</sub> deviendra de plus en plus faible, et nous indiquera donc la puissance fournie à la résistance chauffante. R<sub>15</sub> permet une extinction complète de la LED, ignorant ainsi que la sortie basse d'IC<sub>2</sub> se situe aux alentours de 2 V et non 0 V. Le condensateur C<sub>8</sub> extrait de ces signaux des pics, qui sont transmis au transistor T<sub>3</sub> à travers R<sub>13</sub>, les pics négatifs étant en partie éliminés grâce à D<sub>2</sub>. Le circuit collecteur comporte la LED d'un optotriac qui permettra la commande de puissance présentée en figure 5 et qui utilise un triac ordinaire ainsi qu'une self d'antiparasitage à l'encontre des perturbations générées par ce genre de montage. Les condensateurs C<sub>9</sub> et C<sub>10</sub> sont facultatifs, mais ils seront obligatoirement des modèles de 250 V efficaces, prévus pour le secteur 220 V et portant le suffixe (X2) si vous les implantez. Ces deux condensateurs, prévus sur la platine, ne sont pas en place sur le prototype présenté ici. On remarquera aussi que la résistance chauffante est protégée par un fusible.

## REALISATION PRATIQUE

Le circuit imprimé représenté figure 6 est destiné à l'implantation figure 7 de la totalité des composants, y compris le transformateur d'alimentation de 2 x 9 V dont les enroulements secondaires sont mis en parallèle, afin d'obtenir une puissance de 6 VA largement suffisante. Le pas convient également pour un transformateur du type moulé que l'on trouve maintenant assez facilement. Vérifiez l'encombrement de vos composants avant la reproduction, qui sera bien plus aisée par la méthode photographique et permettra d'éviter les erreurs toujours possible, par la méthode traditionnelle des transferts, même si vous n'avez pas encore de chauffage proportionnel ! Quoi qu'il en soit et dans les deux cas, vérifiez correctement votre circuit avant l'implantation, qui ne nécessite pas de commentaire particulier, si ce n'est de faire attention à l'orientation des composants et notamment des transistors et circuits inté-

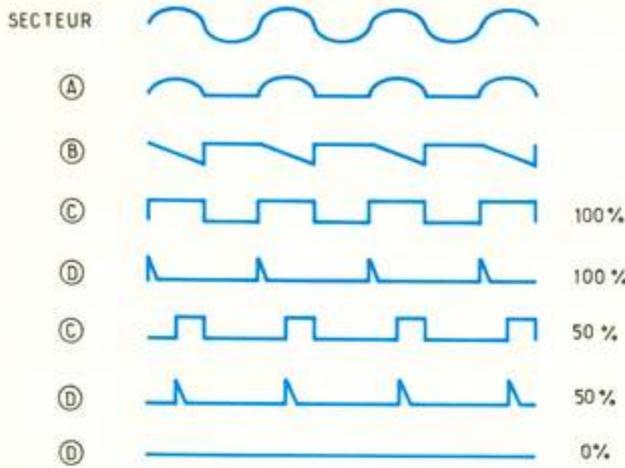


# 6/7

Circuit imprimé et implantation à l'échelle 1 : un unique strap sera à insérer sur l'époxy.

# 8

Oscillogrammes relevés en divers points du montage.



grés. N'oubliez pas le petit strap près de C<sub>3</sub>. Les brochages donnés **figure 9** et les photographies de la maquette devraient lever tous soupçons. Préparez les pattes du régulateur, de T<sub>3</sub> et du triac qui ne nécessite pas de radiateur avant l'implantation. La résistance R<sub>18</sub> sera légèrement surélevée pour favoriser la dissipation. Enfin, on soudera trois fois deux picots pour la connexion du secteur, de la charge et de la LED que l'on disposera en face avant.

## La sonde

La fabrication de la sonde est expliquée **figure 10** et se réalise facilement : après avoir coupé les deux pattes de la CTN à longueur différente, on prépare un câble blindé souple (50 cm) dont les

deux connexions seront de même longueur que les pattes de la CTN. Etamez les points de soudure. Il convient maintenant d'enficher sur les deux parties les plus longues, deux morceaux de gaine thermorétractable, en laissant juste de quoi souder. La gaine sera glissée sur la soudure avant de la rétracter à l'aide du fer à souder. Lorsque ceci est réalisé, on recouvrera l'ensemble ainsi que la tête de la CTN d'un autre morceau de gaine thermo. Déjà bien protégé, on enrobe ensuite l'ensemble d'une couche de joint silicone transparent (aquarium), que l'on peut lisser avec un doigt humide et qui ne coule pas, ou encore de colle époxy à deux composants. Il est important maintenant de respecter le temps de séchage approprié avant de plonger la sonde

dans de l'eau, afin d'en vérifier l'étanchéité à l'aide d'un ohmmètre, qui doit indiquer une résistance tournant autour de 22 kΩ suivant la température (22 kΩ à 25 °C).

## Le boîtier

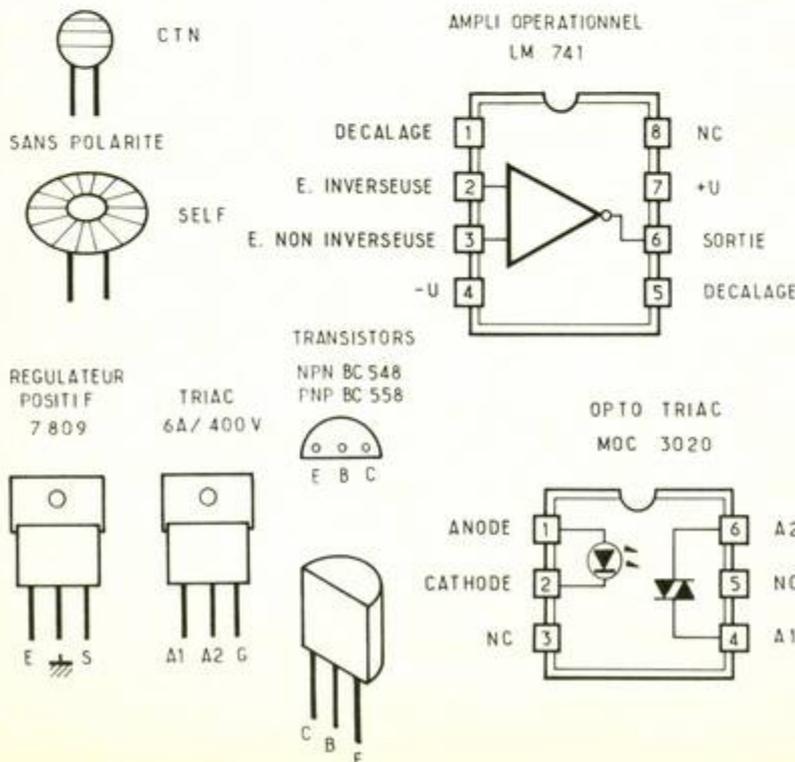
Le boîtier utilisé est un modèle entièrement plastique de dimensions : 200 × 115 × 56. La **figure 11** précise un plan de perçage des deux faces avant et arrière. Cette dernière reçoit un jack châssis de 3,5 mm pour la connexion de la sonde ainsi que deux douilles 'bananes' pour l'élément chauffant. Respectez à cet effet un écartement de 19 mm exactement. Le câble d'alimentation 220 V passera à travers un passe-fil et sera bloqué contre l'arrachement. La face avant recevra l'interrupteur marche/arrêt, le voyant secteur (modèle encapsulé avec sa résistance de limitation) et la LED de contrôle de température. Les diamètres seront fonction du matériel utilisé. Le circuit imprimé est fixé à l'aide d'un petit boulon près du fusible. Enfin, la **figure 12** indique le schéma d'interconnexion à réaliser.

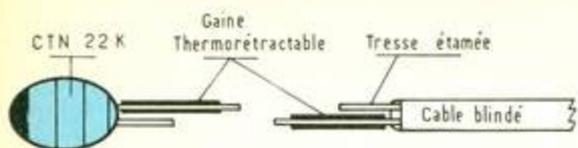
## Réglages

Ne connectez pas encore la résistance chauffante mais plutôt une ampoule ordinaire de 60 W, puis alimentez le montage. Vérifiez la tension correcte de 9 V en sortie du régulateur, puis placez un voltmètre sur la patte 2 d'IC<sub>2</sub>, et réglez P<sub>1</sub> de façon à obtenir une tension de 7 V. En manœuvrant P<sub>2</sub>, vous devez faire varier l'intensité de la lampe comme un gradateur. Si vous chauffez la CTN, la lampe baisse d'intensité et vice versa. La LED L<sub>1</sub> doit suivre la même variation. Aucun composant ne doit chauffer du fait de leur dimensionnement. Si tout va bien, vous pouvez connecter en parallèle une résistance chauffante, que vous trouverez sans problème dans les accessoires pour aquarium, une puissance de 50 W convient très bien. **Evidemment, il ne faut pas prendre un modèle thermostaté !** Installez celle-ci au fond de la cuvette, et remplissez d'eau à 17 °C à peu près pour les essais. Placez ensuite la CTN à l'opposé de la résistance chauffante ainsi qu'un thermomètre plongé dans le liquide. Mettez P<sub>2</sub> à mi-course et mettez sous tension, L<sub>1</sub> doit

# 9

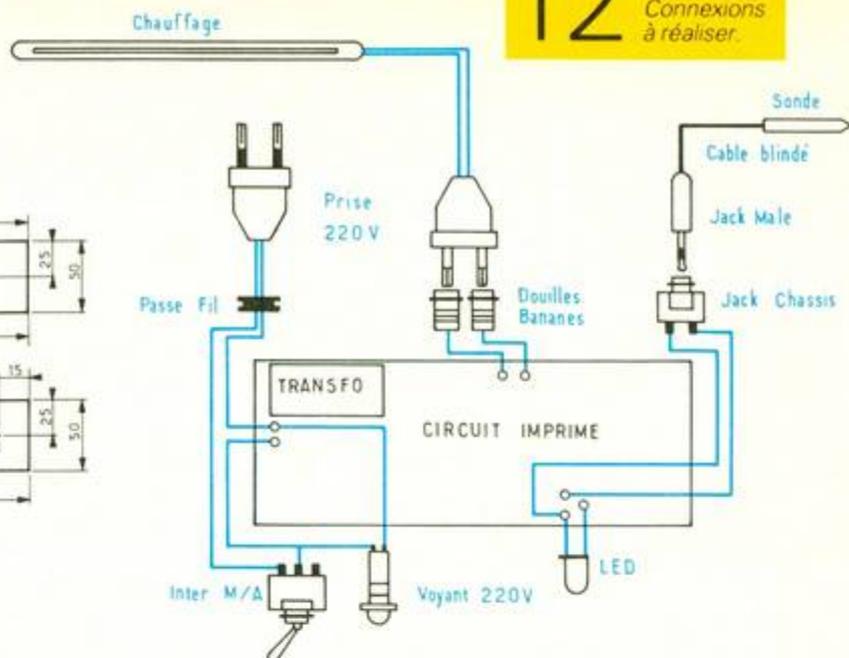
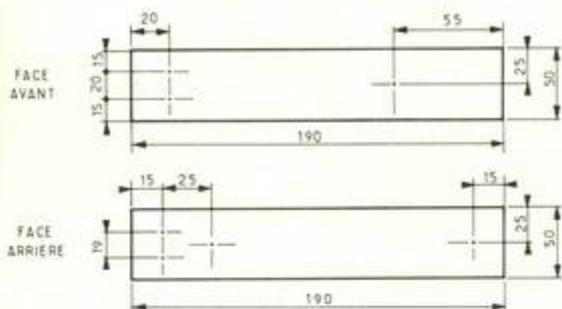
Brochages des composants utilisés.





10

Câblage de la sonde.



briller de tous ses feux ainsi que l'ampoule de contrôle, manœuvrez P<sub>2</sub> dans le cas contraire. Au fur et à mesure que la température augmente, la luminosité de l'ampoule de 60 W décroît progressivement, et il suffira de l'éteindre complètement (vérifiez dans l'obscurité) à l'aide de P<sub>2</sub>, qu'il faudra tourner très lentement lorsque la température souhaitée sera atteinte (25 °C par exemple). Laissez reposer puis peaufinez le réglage, car ensuite la puissance fournie à la résistance chauffante pour rattraper un écart minime de température ne dépasse plus les 20 ou 30 % de sa puissance maximale. L'ampoule sera bien sûr retirée lorsque le réglage aura donné toute satisfaction.

Celui-ci peut être encore plus précis à l'aide d'un oscillo en connectant d'une part la première sonde sur la patte 2 d'IC<sub>2</sub> ; vous verrez apparaître les dents de scie synchronisées, dont vous pouvez améliorer la linéarité à l'aide de P<sub>1</sub>, et d'autre part la seconde sur la cathode de D<sub>2</sub>, qui indique les impulsions de commande du triac. Le réglage de P<sub>2</sub> s'obtient lorsque les pics disparaissent complètement sur la droite au bout des dents de scie à température souhaitée (fig. 8). Pour terminer et s'il fallait encore trouver des applications origina-

Photo 3. - La sonde, une fois recouverte de gaine thermorétractable, sera enrobée d'un joint silicone.



les pour cet appareil, sachez que vous pouvez l'utiliser pour une couveuse en remplaçant l'élément chauffant par une ampoule (spéciale ou non) après avoir placé la sonde à proximité des œufs fécondés. L'intensité lumineuse se stabilisera alors toute seule pour fournir la chaleur désirée. Il est également possible de remplacer la CTN par une photorésistance (LDR) et de réaliser alors une commande automatique d'éclairage de jardin proportionnelle à la tombée de la nuit ! Cependant, en cas de modification, il pourra être nécessaire d'adapter certains composants dont P<sub>2</sub> ainsi que le fusible et la

self d'antiparasitage. Le triac sera équipé d'un dissipateur si la puissance commandée dépasse 100 W environ.

CONCLUSION

Vous voici maintenant en possession d'un appareil universel apte à contrôler et à réguler la température sans à-coups, permettant d'obtenir des bains plus homogènes et n'utilisant plus qu'une petite portion de la puissance de l'élément chauffant, qui lui assurera en outre une longévité accrue.

Pierre TORRIS

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

- R<sub>1</sub> : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
- R<sub>2</sub> : 220 kΩ (rouge, rouge, jaune)
- R<sub>3</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange)
- R<sub>4</sub> : 100 Ω (marron, noir, marron)
- R<sub>5</sub> : 33 kΩ (orange, orange, orange)
- R<sub>6</sub>, R<sub>7</sub> : 47 kΩ (jaune, violet, orange)
- R<sub>8</sub> : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
- R<sub>9</sub>, R<sub>10</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange)
- R<sub>11</sub> : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)
- R<sub>12</sub>, R<sub>13</sub> : 15 kΩ (marron, vert, orange)
- R<sub>14</sub> : 390 Ω (orange, blanc, marron)
- R<sub>15</sub> : 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge)
- R<sub>16</sub> : 47 kΩ (jaune, violet, orange)
- R<sub>17</sub> : 470 Ω (jaune, violet, marron)
- R<sub>18</sub> : 1 kΩ/3 W
- P<sub>1</sub> : 150 kΩ, ajustable horizontal
- P<sub>2</sub> : 1 kΩ ajustable horizontal
- C<sub>1</sub> : 470 μF/25 V
- C<sub>2</sub> : 100 nF
- C<sub>3</sub> : 100 nF

- C<sub>4</sub> : 330 μF/16 V
  - C<sub>5</sub> : 100 nF/MKT
  - C<sub>6</sub>, C<sub>7</sub> : 4,7 μF/16 V
  - C<sub>8</sub> : 47 nF/MKT
  - C<sub>9</sub>, C<sub>10</sub> : 100 nF/250 V (X2)
  - IC<sub>1</sub> : rég. positif 7809
  - IC<sub>2</sub> : 741
  - IC<sub>3</sub> : MOC 3020
  - T<sub>1</sub> : BC 558
  - T<sub>2</sub>, T<sub>3</sub>, T<sub>4</sub> : BC548
  - D<sub>1</sub> : 1N 4148
  - L<sub>1</sub> : LED rouge 5 mm
- CTN : 22 kΩ  
 Triac 6 A/400 V  
 Transformateur 220 V/ 2 x 9 V/ 6 V.A.  
 Pont moulé 1 A/100 V  
 Néon encapsulé  
 Interrupteur secteur  
 Self torique 2 A/400 V  
 Support fusible  
 Fusible 300 mA/250 V  
 Jack châssis 3,5 mm  
 Jack mâle 3,5 mm  
 2 douilles "bananes"  
 câble blindé 1 conducteur  
 Cordon secteur  
 Résistance chauffante 50 W

# UN THERMOMETRE PARLANT



Parmi les progrès les plus récents enregistrés dans le domaine de l'électronique moderne, figure sans conteste la synthèse de la parole humaine. Aussi, toujours soucieux de présenter à nos lecteurs des montages originaux et à la portée de l'amateur, nous proposons la réalisation de ce thermomètre parlant qui fait partie des applications de l'EPROM 2716, pour lequel nous avons publié un programmeur simplifié dans notre numéro 137 du mois de mai 1990.

De plus, grâce à un montage téléphonique approprié qui fera l'objet d'un autre article, ce thermomètre peut même être interrogé à distance.

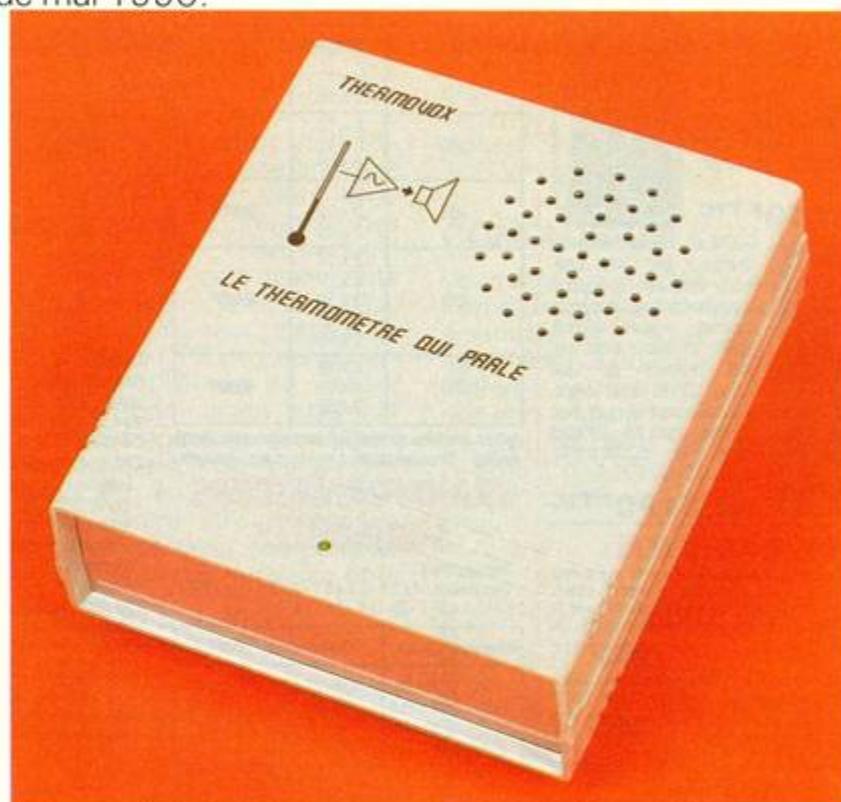
## I - LE PRINCIPE

### a) Rappels sur la CTN

Notre thermomètre parlant se compose essentiellement de deux parties : le thermomètre et la synthèse vocale. L'élément sensible à la température est une CTN. Il s'agit d'une résistance à « coefficient de température négatif ». En effet, alors que les résistances linéaires classiques réagissent à l'augmentation de la température ambiante par une augmentation, très faible d'ailleurs, de la valeur de leur résistance ohmique, une CTN diminue de valeur lorsque la température augmente. Mais cette variation n'est pas linéaire : elle suit une loi logarithmique comme l'indique la courbe de la **figure 1**. La valeur nominale de la CTN est donnée pour la température de 25 °C. La CTN utilisée dans la présente application se caractérise par une valeur nominale de 47 k $\Omega$ .

### b) Linéarisation des variations

Pour mettre en évidence la notion de valeur de température, la CTN fera partie des composants périphériques d'un circuit oscillant RC. D'une manière générale, la fréquence d'un tel montage s'exprime par une relation du type :  $f = k/R$  ( $k$  : constante). Tout serait parfait si la loi de variation de la



résistance était une loi représentative de la relation mathématique évoquée ci-dessus, à savoir une hyperbole équilatère. Il est possible de s'en rapprocher de très près en effectuant ce que l'on appelle en mathématique une translation du référentiel. On crée en quelque sorte un nouveau système de coordonnées, comme l'indique la **figure 2** et dans lequel :

– la résistance  $R$  (en ordonnées) est composée de la valeur «  $r$  » de la CTN augmentée d'une valeur fixe  $a$  (résistance montée en série avec la CTN) ;

– la température  $T$  (en abscisses) comporte la valeur exprimée en degrés Celsius (origine 0°) augmentée d'une valeur fixe  $b$ .

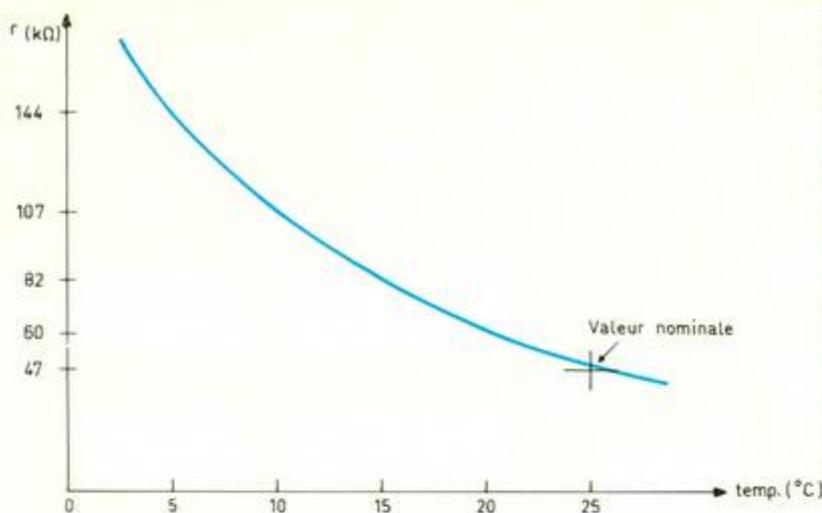
Tout se passe comme si on avait créé artificiellement une nouvelle origine des températures.

Moyennant ces dispositions, le problème posé consiste à déterminer mathématiquement les valeurs des coefficients  $a$ ,  $b$  et  $c$ , tels que la courbe relevée réponde pour trois points à la relation :

$$r + a = \frac{c}{t + b}$$

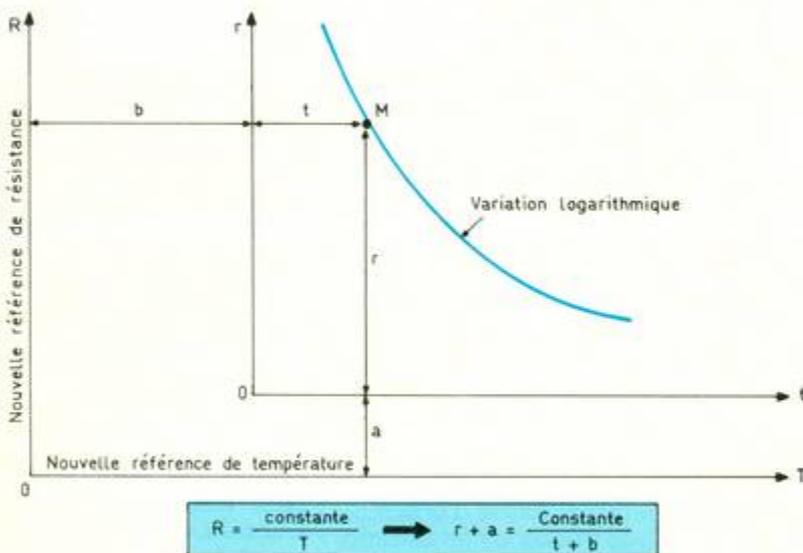
# 1

Courbe de réponse d'une CTN.



# 2

Transformation en hyperbole équilatère de la caractéristique.



avec  $r$  : résistance de la CTN pour une température  $t$  donnée. S'agissant d'un thermomètre d'ambiance, la plage retenue s'étale de 10 °C à 23 °C. La CTN utilisée par l'auteur présentait les valeurs suivantes :

- $t = 10 \text{ °C} \rightarrow r = 107 \text{ k}\Omega$
- $t = 16 \text{ °C} \rightarrow r = 80 \text{ k}\Omega$
- $t = 23 \text{ °C} \rightarrow r = 58 \text{ k}\Omega$

Il suffit alors de résoudre le système de trois équations à trois inconnues suivant :

$$\begin{cases} (a + 107)(b + 10) = c & (1) \\ (a + 80)(b + 16) = c & (2) \\ (a + 58)(b + 23) = c & (3) \end{cases}$$

$$\begin{cases} ab + 107b + 10a + 1070 = (1) \\ ab + 80b + 16a + 1280 = (2) \\ ab + 58b + 23a + 1334 = (3) \end{cases}$$

En soustrayant l'équation (2) de l'équation (1) puis l'équation (3) de l'équation (2) il reste :

$$\begin{cases} (1') \quad 27b - 6a - 210 = 0 \rightarrow \times 7 \\ (2') \quad 22b - 7a - 54 = 0 \rightarrow \times 6 \end{cases}$$

En multipliant la première par 7 et la seconde par 6 :

$$\begin{cases} 189b - 42a - 1470 = 0 \\ 132b - 42a - 324 = 0 \end{cases}$$

D'où on tire, suite à soustraction des deux équations :

$$57b = 1146 \rightarrow b = 20,1$$

En reprenant l'équation (1') on tire :

$$a = \frac{27b - 210}{6} \rightarrow a = 55,5$$

$$\begin{aligned} \text{et } c &= (a + 107)(b + 10) \\ &\rightarrow c = 4891,3 \text{ (pour vérification)} \end{aligned}$$

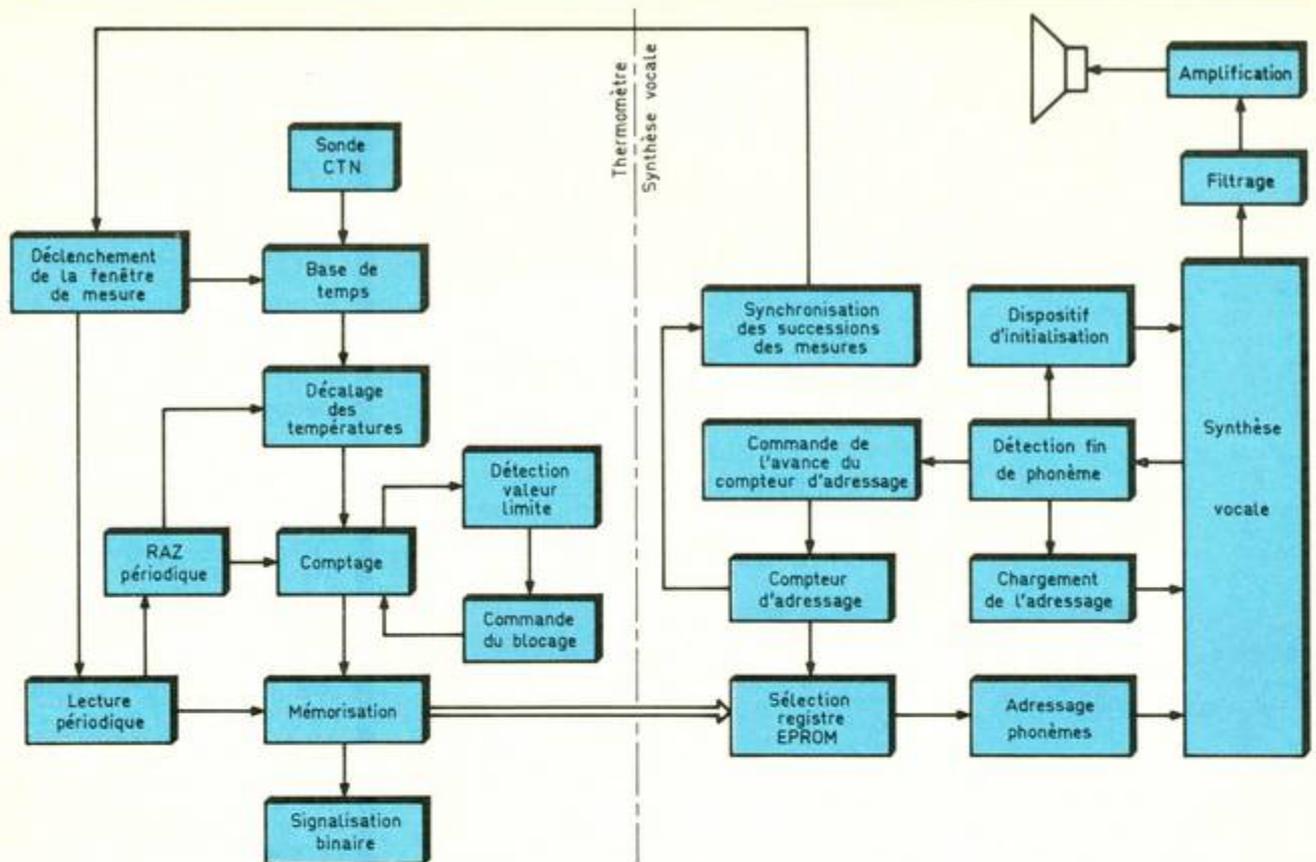
Dans la pratique on retiendra :

$b = 20 \text{ °C}$  (décalage des températures)  
 $a = 55,4 \text{ k}\Omega$  (51 k + 12 k + 2,4 k)  
 (résistances à placer en série avec la CTN).

Cet exemple entièrement traité peut éventuellement servir de référence si le lecteur obtenait des valeurs très différentes de celles mesurées par l'auteur. En règle générale, en adoptant les valeurs  $a$  et  $b$  définies ci-dessus, pour une CTN de 47 kΩ, le thermomètre électronique obtenu présente un niveau de précision très largement satisfaisant et de toute façon supérieur au traditionnel thermomètre à alcool coloré.

## c) Principe de la mesure des températures

Un multivibrateur dont le paramètre « résistance » comporte la CTN et sa résistance de linéarisation se trouve périodiquement commandée pendant une durée fixe réglée une fois pour toutes au départ. Les oscillations délivrées pendant cette fenêtre de mesure sont alors comptées par un premier compteur jusqu'à l'obtention d'une valeur de 30 unités. Cette valeur correspond au décalage de 20° mis en évidence au paragraphe précédent augmenté de 10 unités, étant donné que la valeur minimale caractérisant le thermomètre est de 10°. Ainsi lorsque ce premier comptage atteint sa valeur limite de 30, il se produit le transfert des impulsions de comptage vers un second dispositif de comptage. Par exemple, si le nombre d'oscillations émises par le multivibrateur est de 35, le second compteur affichera la valeur 5, qui correspond à une température de 14° (la valeur 0 étant affectée aux températures inférieures à 10°).



Enfin, si le nombre d'oscillations prises en compte par le second compteur atteint 16, celui-ci se bloque sur cette limite, qui correspond à une température supérieure à 23°, la valeur 14 correspondant à 23°.

Ce compteur définitif de degrés réels est périodiquement lu et le résultat est transféré dans un système de mémorisation. Après la lecture, le compteur est remis à zéro pour une nouvelle sollicitation. La fréquence des mesures est de l'ordre d'une mesure toutes les 1,5 s.

#### d) Principe de la synthèse vocale

La valeur binaire du second compteur évoqué ci-dessus sollicite l'un des 16 registres de l'EPROM. Chacun de ces registres correspond à une séquence programmée de 16 pas élémentaires. Chacun de ces pas est affecté à l'un des 64 phonèmes qui constituent la bibliothèque du circuit intégré affecté à la synthèse vocale.

Ce dernier est ainsi régulièrement « chargé » aussitôt que le cycle correspondant à un phonème en cours est achevé. Le principe de

cette évolution correspond aux étapes suivantes :

- fin d'un phonème ;
- avance d'un pas du compteur de programmation de l'EPROM ;
- chargement des adresses du phonème suivant ;
- fabrication du phonème et restitution sous la forme d'une modulation de fréquence, et ainsi de suite.

Un dispositif intégrateur restitue la basse fréquence correspondant au phonème en question et un amplificateur en permet l'audition par l'intermédiaire d'un haut-parleur.

Enfin, un système de synchronisation commande les mesures consécutives de température uniquement en fin d'annonce d'une température. Cette précaution évite un changement de la valeur de la température en plein énoncé d'un nombre, ce qui provoquerait un vocable assez étrange...

La figure 3 illustre le synoptique global de ce thermomètre parlant.

Quelques compléments encore,

avant de clore ce chapitre, sur cette synthèse de la parole. D'abord, notre thermomètre parlera anglais étant donné que sa bibliothèque ne comporte que des phonèmes de la largeur de Shakespeare. L'auteur a bien essayé de les faire parler en français, mais sans grand succès. L'accent était véritablement abominable...

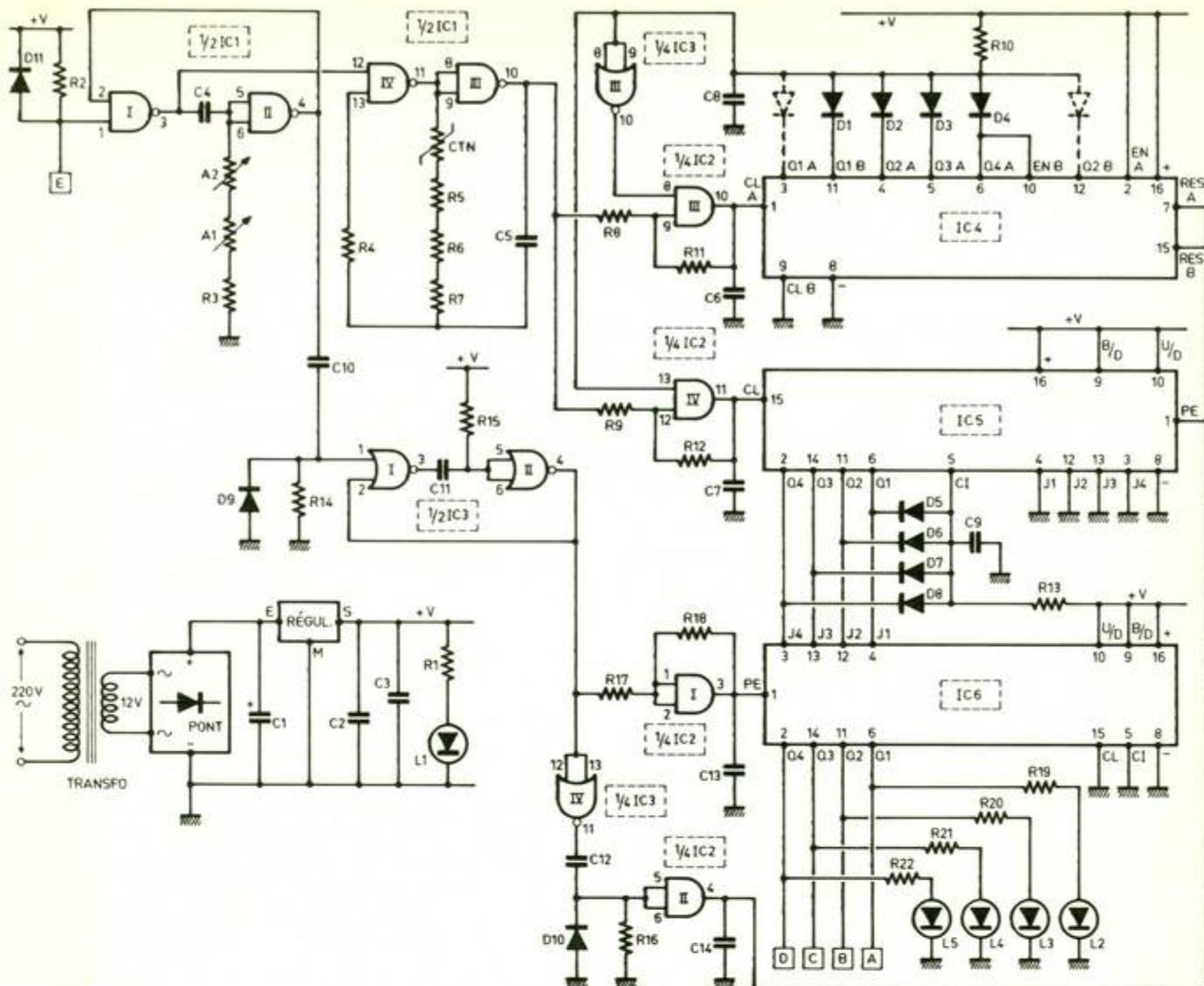
La simple prononciation d'une valeur telle que TWENTY TWO (22) met en jeu une succession de 14 phonèmes (sons et pauses) de durées différentes, ce qui montre que la parole humaine est vraiment quelque chose de compliqué. Nous reviendrons sur cette génération de sons au chapitre suivant.

## II - FONCTIONNEMENT ELECTRONIQUE

### 1° Mesure de la température

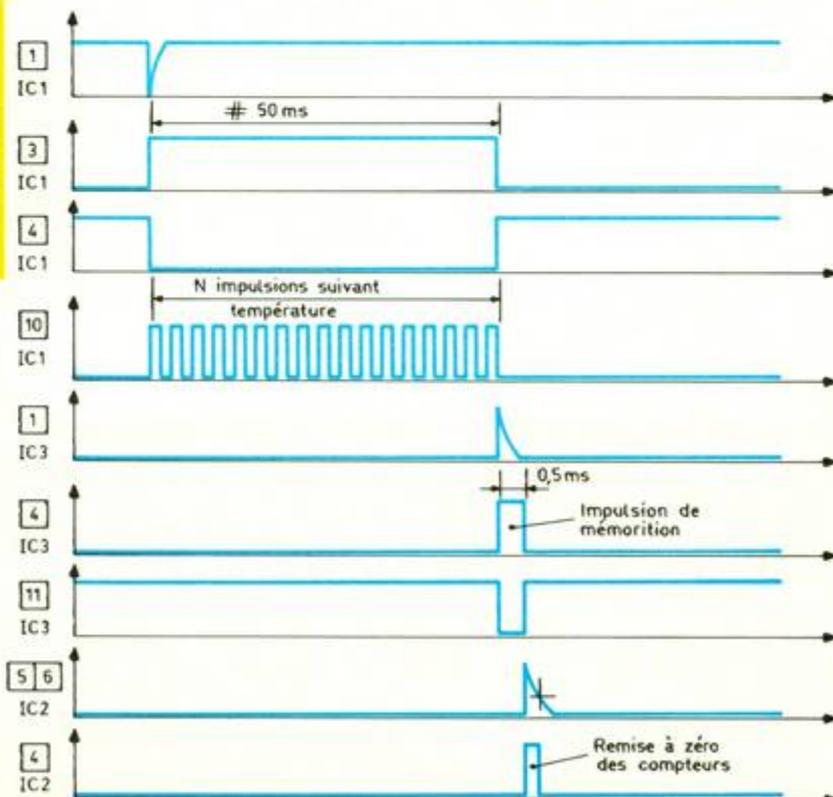
#### a) Alimentation

L'énergie nécessaire au fonctionnement du montage est prélevée du secteur 220 V par l'intermé-



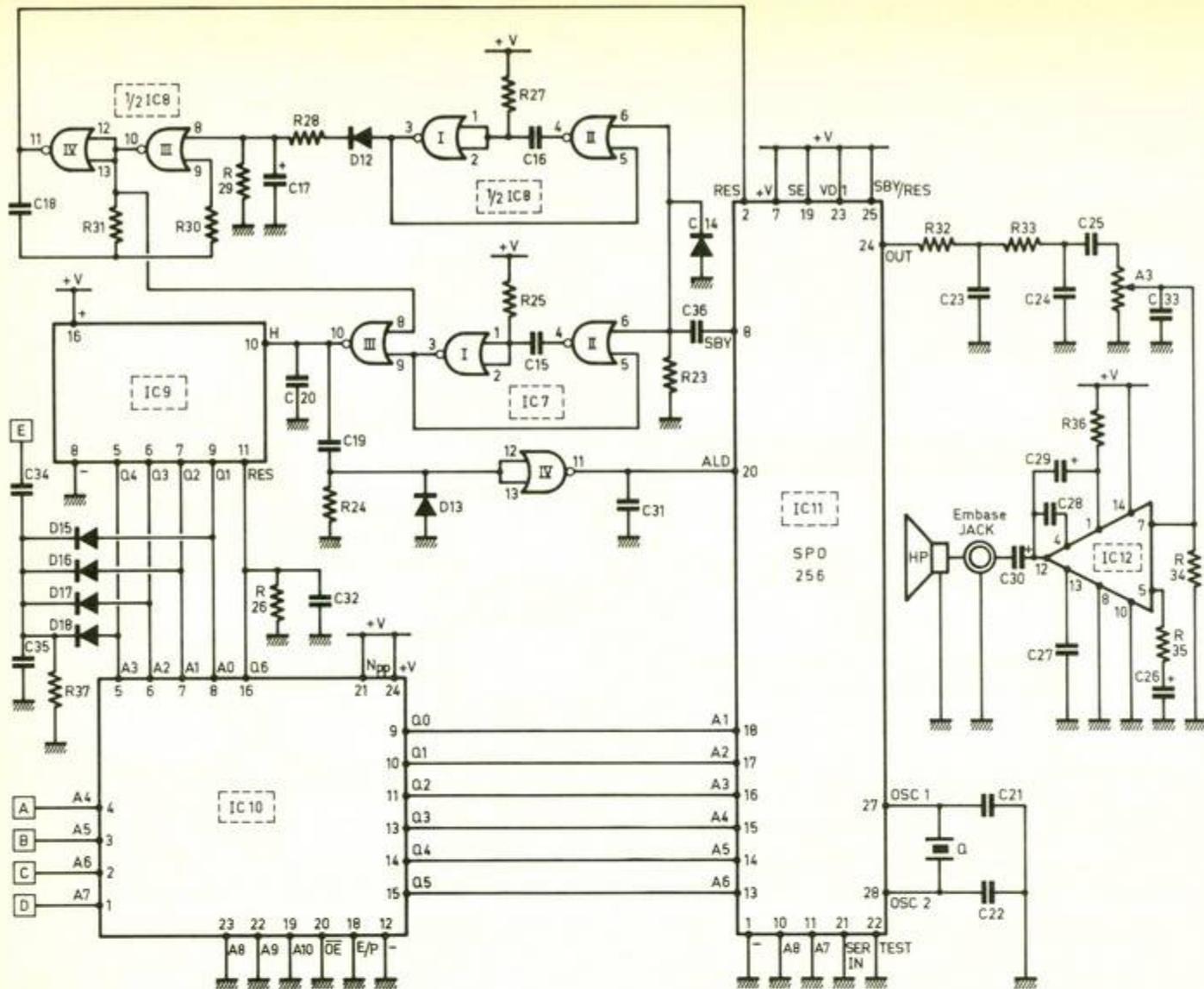
# 4/5

Alimentation /  
Mesure de la  
température /  
Cycle de  
mesure.



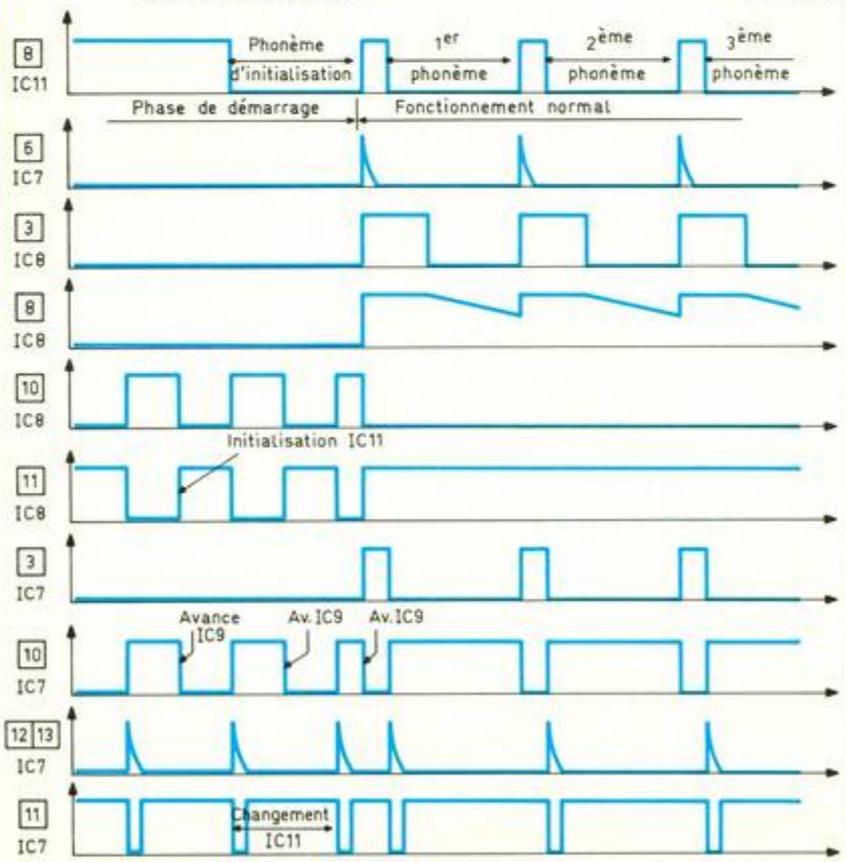
dière d'un transformateur abaisseur de tension, qui délivre sur sa sortie un potentiel alternatif de 9 V. Le modèle utilisé dans le présent montage comporte deux enroulements qu'il a donc fallu grouper en parallèle, ce qui nécessite un minimum de précautions au niveau du respect du même sens d'enroulement des spires des deux secondaires. Une façon simple de le vérifier consiste à brancher un multimètre sur le primaire, calibre continu sur 10 V, et à établir un bref courant de polarité connue dans l'un, puis dans l'autre des enroulements secondaires, à l'aide d'une pile de 4,5 V par exemple. A l'établissement (ou à la coupure) l'aiguille du contrôleur doit dévier dans le même sens. Si cette configuration est obtenue, les extrémités correspondant aux polarités de même nom peuvent alors être raccordées.

Le potentiel délivré par le secondaire est redressé par un pont de



# 6/7

Schéma et courbes de la synthèse vocale.



diodes, puis filtré par la capacité C<sub>1</sub>. Un régulateur 7805 délivre sur sa sortie un potentiel continu et régulé à 5 V, qui correspond à la tension nominale de fonctionnement de l'EPROM et du synthétiseur vocal. La capacité C<sub>2</sub> apporte un complément de filtrage, tandis que C<sub>3</sub> assure le découplage de l'alimentation avec la partie aval du montage. Enfin, la LED L<sub>1</sub> signale le fonctionnement correct de l'alimentation qui délivre un courant moyen de 80 à 100 mA.

### b) Fenêtre de mesure

Les portes NAND I et II de IC<sub>1</sub> forment une bascule monostable. A l'état de repos, la sortie de la porte I présente un état bas tandis que celle de la porte II est à l'état haut. L'entrée de commande 1 reçoit périodiquement une impulsion négative très brève, dont nous verrons l'origine ultérieurement. A ce moment la bascule monostable délivre sur la sortie de la porte II une impulsion

Adresses EPROM						HEX																	
						A <sub>0</sub>	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0
HEX	A <sub>7</sub>	A <sub>6</sub>	A <sub>5</sub>	A <sub>4</sub>	T °C	Prononciation	HEX	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0	0	0	0	0	<10	TEN A	PA5 04	TT2 0D	EH 07	EH 07	NN1 0B	PA5 04	PA5 04	EY 14	PA5 04	PA5 04							
1	0	0	0	1	10	TEN	PA5 04	TT2 0D	EH 07	EH 07	NN1 0B	PA5 04	PA5 04										
2	0	0	1	0	11	ELEVEN	PA5 04	IH 0C	LL 2D	EH 07	EH 07	VV 23	IH 0C	NN1 0B	PA5 04	PA5 04							
3	0	0	1	1	12	TWELVE	PA5 04	TT2 0D	WH 30	EH 07	EH 07	LL 2D	VV 23	PA5 04	PA5 04								
4	0	1	0	0	13	THIRTEEN	PA5 04	TH 1D	ER1 33	PA2 01	PA3 02	TT2 0D	IY 13	NN1 0B	PA5 04	PA5 04							
5	0	1	0	1	14	FOURTEEN	PA5 04	FF 28	FF 28	OR 3A	PA3 02	TT2 0D	IY 13	NN1 0B	PA5 04	PA5 04							
6	0	1	1	0	15	FIFTEEN	PA5 04	FF 28	IH 0C	FF 28	PA2 01	PA3 02	TT2 0D	IY 13	NN1 0B	PA5 04	PA5 04						
7	0	1	1	1	16	SIXTEEN	PA5 04	SS 37	SS 37	IH 0C	PA3 02	KK2 29	SS 37	PA2 01	PA3 02	TT2 0D	IY 13	NN1 0B	PA5 04	PA5 04			
8	1	0	0	0	17	SEVENTEEN	PA5 04	SS 37	SS 37	EH 07	VV 23	EH 07	NN1 0B	PA2 01	PA3 02	TT2 0D	IY 13	NN1 0B	PA5 04	PA5 04			
9	1	0	0	1	18	EIGHTEEN	PA5 04	EY 14	PA2 01	PA3 02	TT2 0D	IY 13	NN1 0B	PA5 04	PA5 04								
A	1	0	1	0	19	NINETEEN	PA5 04	NN1 0B	AY 06	NN1 0B	PA2 01	PA3 02	TT2 0D	IY 13	NN1 0B	PA5 04	PA5 04						
B	1	0	1	1	20	TWENTY	PA5 04	TT2 0D	WH 30	EH 07	EH 07	NN1 0B	PA2 01	PA3 02	TT2 0D	IY 13	PA5 04	PA5 04					
C	1	1	0	0	21	TWENTY ONE	PA5 04	TT2 0D	WH 30	EH 07	EH 07	NN1 0B	PA2 01	PA3 02	TT2 0D	IY 13	PA4 03	WH 30	AX 0F	NN1 0B	PA5 04	PA5 04	
D	1	1	0	1	22	TWENTY TWO	PA5 04	TT2 0D	WH 30	EH 07	EH 07	NN1 0B	PA2 01	PA3 02	TT2 0D	IY 13	PA4 03	TT2 0D	UW2 1F	PA5 04	PA5 04		
E	1	1	1	0	23	TWENTY THREE	PA5 04	TT2 0D	WH 30	EH 07	EH 07	NN1 0B	PA2 01	PA3 02	TT2 0D	IY 13	PA4 03	TH 1D	RR1 0E	IY 13	PA5 04	PA5 04	
F	1	1	1	1	>23	TWENTY THREE A	PA5 04	TT2 0D	WH 30	EH 07	EH 07	NN1 0B	PA5 04	TT2 0D	IY 13	PA5 04	TH 1D	RR1 0E	IY 13	PA5 04	PA5 04	EY 14	

négative, et sur la sortie de la porte I une impulsion positive de durée calibrée par les valeurs de C<sub>4</sub>, A<sub>1</sub>, A<sub>2</sub> et R<sub>3</sub>. Elle est réglable grâce aux ajustables A<sub>1</sub> et A<sub>2</sub>. Le premier, de valeur nominale plus importante, permet d'effectuer un réglage d'approche, alors que le second, de valeur beaucoup plus faible, autorise un affinage du réglage. La durée des impulsions délivrées est de l'ordre de

50 ms compte tenu des valeurs des composants mis en œuvre.

Les portes NAND III et IV de IC<sub>1</sub> constituent un multivibrateur astable qui est en position de repos tant que son entrée de commande 12 est soumise à un état bas. Dans ce cas, la sortie du multivibrateur présente un état bas permanent. Pendant la durée de l'impulsion positive émise par

la porte I de la bascule monostable, le multivibrateur est en état de fonctionnement.

Il délivre alors, sur sa sortie, des créneaux dont la période dépend de C<sub>5</sub> et du groupement de la CTN, de R<sub>5</sub>, R<sub>6</sub> et R<sub>7</sub>. Celle-ci varie dans une fourchette de valeurs de l'ordre de 1 à 1,7 ms, suivant la température à laquelle est soumise la CTN. Plus la tem-

Adresse hexadécimale	Phonème	Son	Durée (ms)	Adresse hexadécimale	Phonème	Son	Durée (ms)
00	PA1	PAUSE	10	20	/AW/	Out	370
01	PA1	PAUSE	30	21	/DD2/	Do	160
02	PA3	PAUSE	50	22	/GG3/	Wig	140
03	PA4	PAUSE	100	23	/V/	Vest	190
04	PA5	PAUSE	200	24	/GG1/	Got	80
05	/OY/	Boy	420	25	/SH/	Ship	160
06	/AY/	Sky	260	26	/ZH/	Azure	190
07	/EH/	Erid	70	27	/RR2/	Brain	120
08	/KK3/	Comb	120	28	/FF/	Food	150
09	/PP/	Pow	210	29	/KK2/	Sky	190
0A	/JH/	Dodge	140	2A	/KK1/	Can't	160
0B	/NN1/	Thin	140	2B	/ZZ/	Zoo	210
0C	/IH/	Sit	70	2C	/NG/	Anchor	220
0D	/TT2/	To	140	2D	/LL/	Lake	110
0E	/RR1/	Rural	170	2E	/WW/	Wool	180
0F	/AX/	Succeed	70	2F	/XR/	Repair	360
10	/MM/	Milk	180	30	/WH/	Whig	200
11	/TT1/	Part	100	31	/YY1/	Yes	130
12	/DH1/	They	290	32	/CH/	Church	190
13	/IY/	See	250	33	/ER1/	Fir	160
14	/EY/	Beige	280	34	/ER2/	Fir	300
15	/DD1/	Could	70	35	/OW/	Beau	240
16	/UW1/	To	100	36	/DH2/	They	240
17	/AO/	Aught	100	37	/SS/	Vest	90
18	/AA/	Hot	100	38	/NN2/	No	190
19	/YY2/	Yes	180	39	/HH2/	Hoe	180
1A	/AE/	Hat	120	3A	/OR/	Store	330
1B	/HH1/	He	130	3B	/AR/	Alarm	290
1C	/BB1/	Business	80	3C	/YR/	Clear	350
1D	/TH/	Thin	180	3D	/GG2/	Guest	40
1E	/UH/	Book	100	3E	/EL/	Saddle	190
1F	/UW2/	Food	260	3F	/BB2/	Business	50

pérature est élevée, plus la résistance de la CTN diminue et plus la fréquence des oscillations devient grande. Comme les oscillations se produisent pendant une fenêtre de mesure de durée fixe, on relève sur la sortie du multivibrateur un nombre d'impulsions plus ou moins important selon la température.

### c) Décalage des abscisses

Le boîtier IC<sub>4</sub>, un CD 4520, renferme deux compteurs binaires séparés dont le brochage et le fonctionnement sont rappelés en figure 9. Le premier compteur, repéré A, ayant son entrée « ENABLE » reliée à un état haut, avance donc au rythme des fronts positifs des impulsions présentés sur son entrée « CLOCK ». Le second compteur, B, a son entrée « CLOCK » soumise en permanence à un état bas. Il avance au rythme des fronts négatifs des signaux présentés par son entrée « ENABLE ». Or celle-ci est reliée à la sortie binaire Q<sub>4</sub> du compteur A. Ainsi lorsque ce dernier quitte la valeur 1111 (15 en valeur déci-

male), le compteur B avance d'un pas. Nous verrons que sur le circuit imprimé du montage a été prévue la possibilité de relier à R<sub>10</sub>, elle-même reliée au « plus » de l'alimentation, les six premières sorties des deux compteurs ainsi groupés en série, par la mise en place de diodes. Il s'agit des sorties Q<sub>1A</sub>, Q<sub>2A</sub>, Q<sub>3A</sub>, Q<sub>4A</sub>, Q<sub>1B</sub> et Q<sub>2B</sub>. Grâce à cette disposition il est possible de détecter la fin d'une série de « N » impulsions telle que  $1 < N < 64$ .

Dans l'exemple du présent montage où les diodes D<sub>1</sub> à D<sub>4</sub> correspondent aux sorties Q<sub>1B</sub>, Q<sub>4A</sub>, Q<sub>3A</sub> et Q<sub>2A</sub>, les anodes communes des diodes présentent un état haut pour la position binaire particulière « 11110 » qui correspond à la valeur décimale 30. Nous avons expliqué au chapitre précédent pourquoi cette valeur a été retenue.

Ainsi, après la remise à zéro de IC<sub>4</sub>, et tant que le point commun des anodes des diodes D<sub>1</sub> à D<sub>4</sub> présente un état bas :

– le trigger constitué par la porte AND IV de IC<sub>2</sub> est en position de blocage, sa sortie est à l'état bas permanent ;

– le trigger AND III de IC<sub>2</sub> est opérationnel, grâce à l'inversion apportée par la porte NOR III de IC<sub>3</sub>, sa sortie fournit à IC<sub>4</sub> les impulsions de comptage de IC<sub>3</sub>, sa sortie fournit à IC<sub>4</sub> les impulsions de comptage issues du multivibrateur.

Au bout de 30 impulsions, le point commun des anodes des diodes présente un état haut, ce qui a pour conséquence :

– le blocage du trigger AND III de IC<sub>2</sub>, les compteurs de IC<sub>4</sub> cessent d'être sollicités et restent dans cette position jusqu'à leur prochaine remise à zéro ;

– le déblocage du trigger AND IV de IC<sub>2</sub> qui transmet à IC<sub>5</sub> les impulsions issues du multivibrateur, à partir de la 31<sup>e</sup> impulsion.

### d) Comptage définitif

Le boîtier IC<sub>5</sub> est un compteur binaire (le CD 4029) qui avance au rythme des fronts positifs des crêteaux présentés sur son entrée CLOCK. De plus, il est « pré-positionnable ». En effet, les sorties Q<sub>1</sub> à Q<sub>4</sub> prennent instantanément les mêmes niveaux logiques que les entrées JAM<sub>1</sub> à JAM<sub>4</sub> correspondantes, à l'occasion d'une impulsion positive sur l'entrée « PRESET ENABLE ».

Dans la présente application, les entrées J<sub>1</sub> à J<sub>4</sub> étant reliées à l'état bas, une impulsion positive sur « PRESET ENABLE » a pour conséquence la remise à zéro du compteur IC<sub>5</sub>.

Les diodes D<sub>5</sub> à D<sub>8</sub>, dont les cathodes sont reliées aux sorties Q<sub>1</sub> à Q<sub>4</sub> et dont les anodes sont réunies en un point commun soumis à un état haut par l'intermédiaire de R<sub>13</sub>, permettent de détecter la position maximale du compteur, à savoir 1111 en valeur binaire, c'est-à-dire 15. Lorsque IC<sub>5</sub> atteint cette position extrême, après 15 impulsions de comptage délivrées par le trigger AND IV de IC<sub>2</sub>, le point commun des anodes passe à l'état haut (il est à l'état bas pour toutes les autres positions). L'entrée « CARRY IN » étant soumise à l'état haut, le compteur cesse d'avancer et reste sur cette position, qui, rappelons-le, correspond à une température supérieure à 23 °C.

Cette situation persiste jusqu'à la prochaine remise à zéro des compteurs IC<sub>4</sub> et IC<sub>5</sub>.

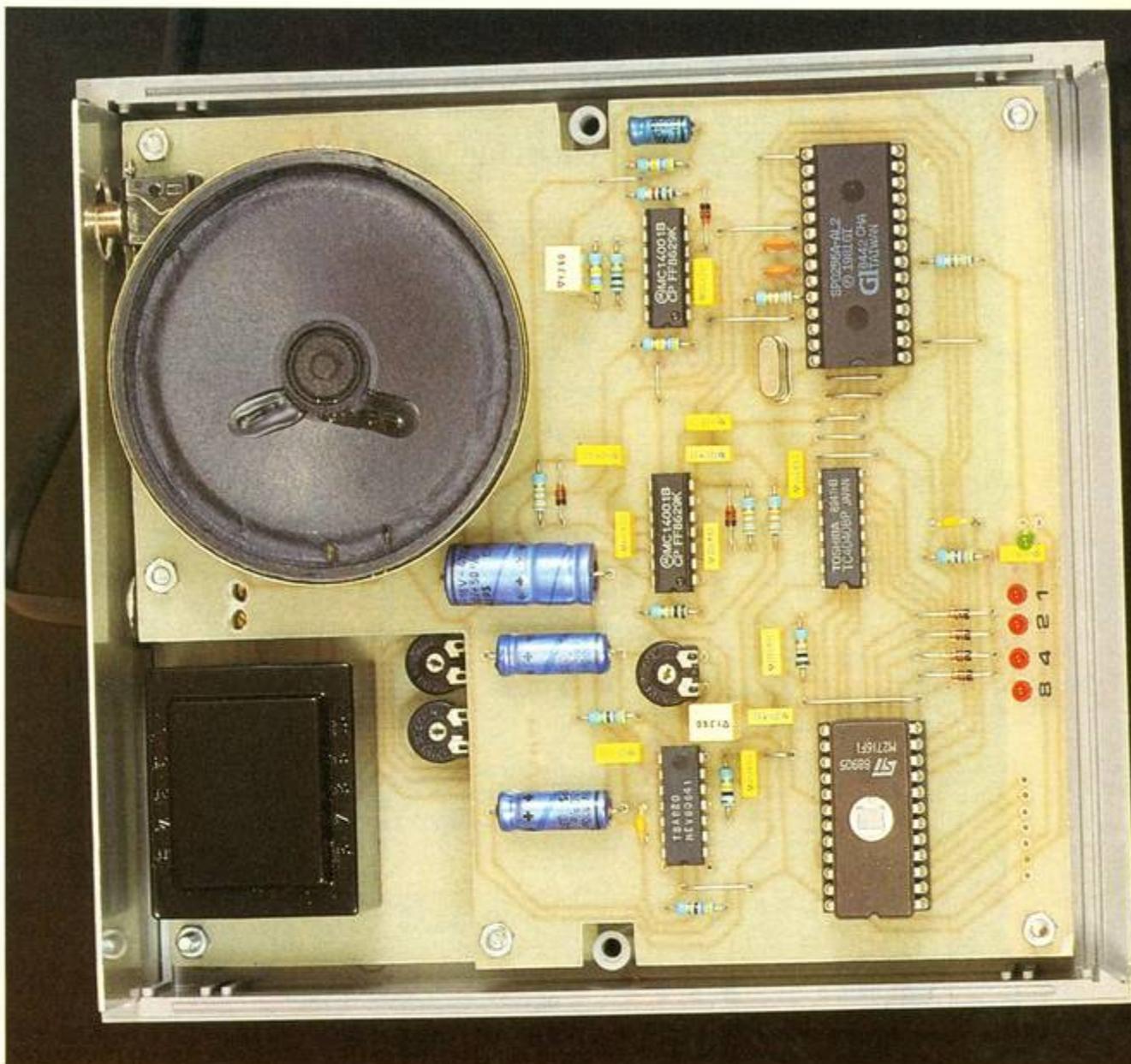


Photo 2. – La platine supérieure accueille les composants relatifs à la synthèse vocale.

Mais en règle générale, les impulsions de comptage que reçoit l'entrée CLOCK de IC<sub>5</sub> cessent avant cette limite. Les valeurs logiques des sorties Q<sub>1</sub> à Q<sub>4</sub> sont directement transmises aux entrées JAM<sub>1</sub> à JAM<sub>4</sub> d'un second compteur IC<sub>6</sub>, également un CD 4029. Ce dernier est quelque peu détourné de sa mission de comptage : son entrée CLOCK est d'ailleurs reliée à l'état bas ; en fait il fonctionne exclusivement en mode de mémorisation. Nous verrons au paragraphe suivant que le contenu du compteur IC<sub>5</sub> se trouve transféré dans IC<sub>6</sub> aussitôt le comptage de la température achevé.

### e) Mémorisation périodique

Lorsque l'impulsion négative générée par la bascule monostable NAND I et II cesse, on enregistre sur la sortie de la porte NAND II un front ascendant. Ce dernier est aussitôt pris en compte par le système dérivateur constitué par C<sub>10</sub>, R<sub>14</sub> et D<sub>9</sub>, cette dernière étant prévue pour assurer la décharge de C<sub>10</sub> au début de l'impulsion négative du monostable, en évitant de ce fait de présenter un potentiel négatif sur l'entrée 1 de la porte NOR I de IC<sub>3</sub>, à ce moment.

Cette porte, avec la porte NOR II, constitue une bascule monosta-

ble qui génère une impulsion positive d'une durée de 0,5 ms compte tenu des valeurs de R<sub>15</sub> et de C<sub>11</sub>. Ainsi, après chaque mesure de la température, une impulsion positive, transmise sur l'entrée PRESET ENABLE de IC<sub>6</sub> par l'intermédiaire du trigger AND I de IC<sub>2</sub>, a pour conséquence la mémorisation de IC<sub>6</sub>. Il se produit en quelque sorte la lecture ponctuelle du compteur IC<sub>5</sub> avec conservation en mémoire de cette valeur, sur les sorties Q<sub>1</sub> à Q<sub>4</sub> de IC<sub>6</sub>.

Cette valeur se trouve constamment remise à jour à peu près toutes les 1,5 s, si la température venait à varier.

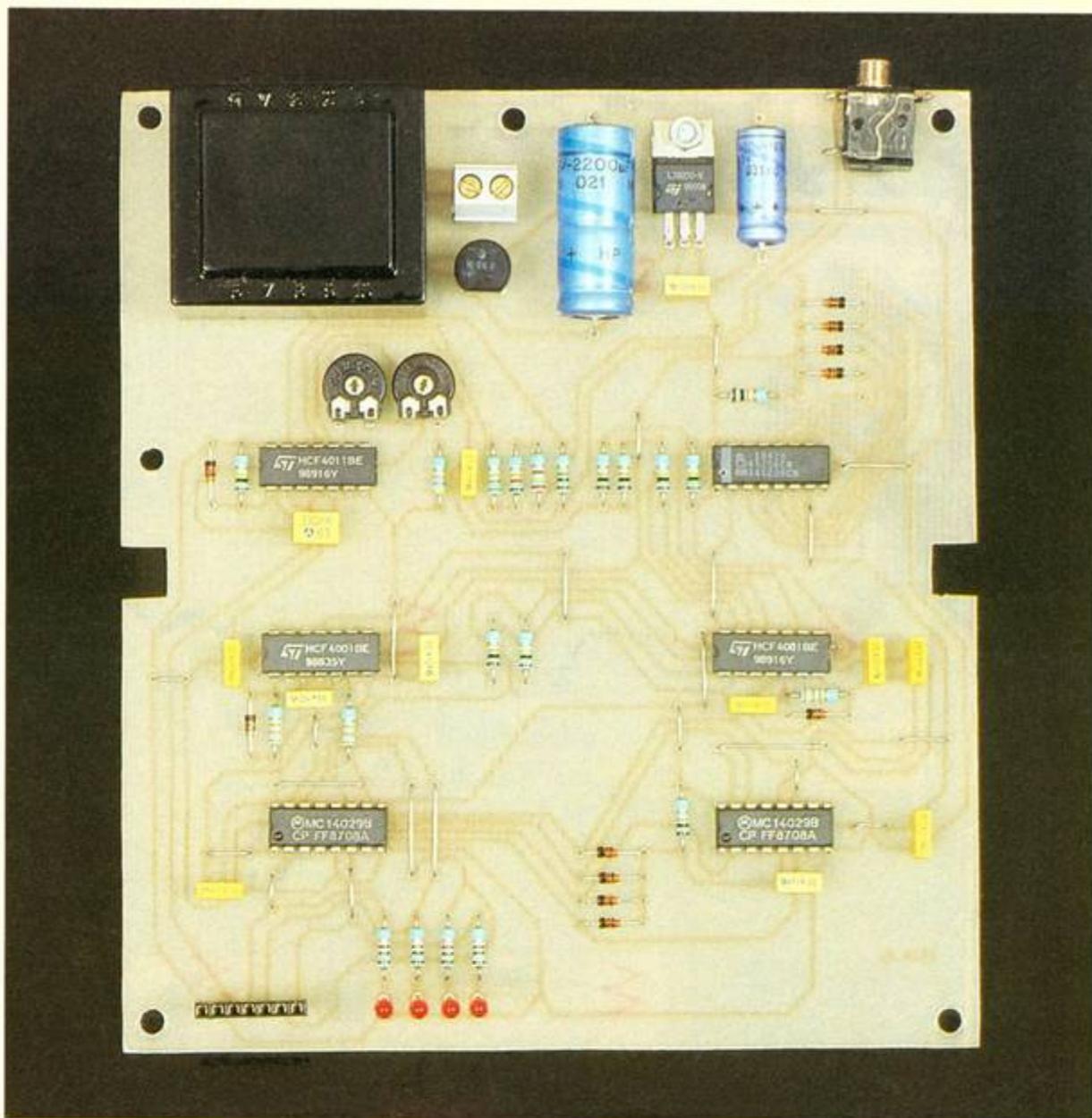


Photo 3. – Ce circuit imprimé reçoit la partie alimentation ainsi que la chaîne de mesure de la température.

La valeur binaire présentée par IC<sub>6</sub> est visualisée en permanence par les LED L<sub>2</sub> à L<sub>5</sub>, ce qui permet de connaître à tout moment la valeur de la température mesurée en se référant toutefois à la correspondance suivante :

0000 t < 10  
 0001 t = 10  
 0010 t = 11  
 .....  
 1101 t = 22  
 1110 t = 23  
 1111 t > 23

#### f) Remise à zéro périodique des compteurs

La fin du signal commandant la mémorisation se matérialise par un front descendant sur la sortie du monostable NOR I et II de IC<sub>3</sub>, que la porte NOR IV transforme en front positif. Ce dernier est

alors pris en compte par le dispositif dérivateur C<sub>12</sub>, R<sub>16</sub> et D<sub>10</sub>. Il en résulte une très brève impulsion positive de l'ordre de 0,1 ms sur la sortie de la porte AND II de IC<sub>2</sub>. Cette impulsion assure la remise à zéro des compteurs IC<sub>4</sub> et IC<sub>5</sub>, qui sont ainsi prêts à affronter le comptage périodique suivant.

## 2° Synthèse vocale (fig. 6 et 7)

### Le circuit intégré SPO 256

Il s'agit d'un circuit relativement complexe mais dont l'utilisation reste malgré tout assez simple. C'est d'ailleurs uniquement sous ce dernier aspect que nous allons l'examiner très succinctement. Nous aurons l'occasion de reparler de lui dans un article de fond

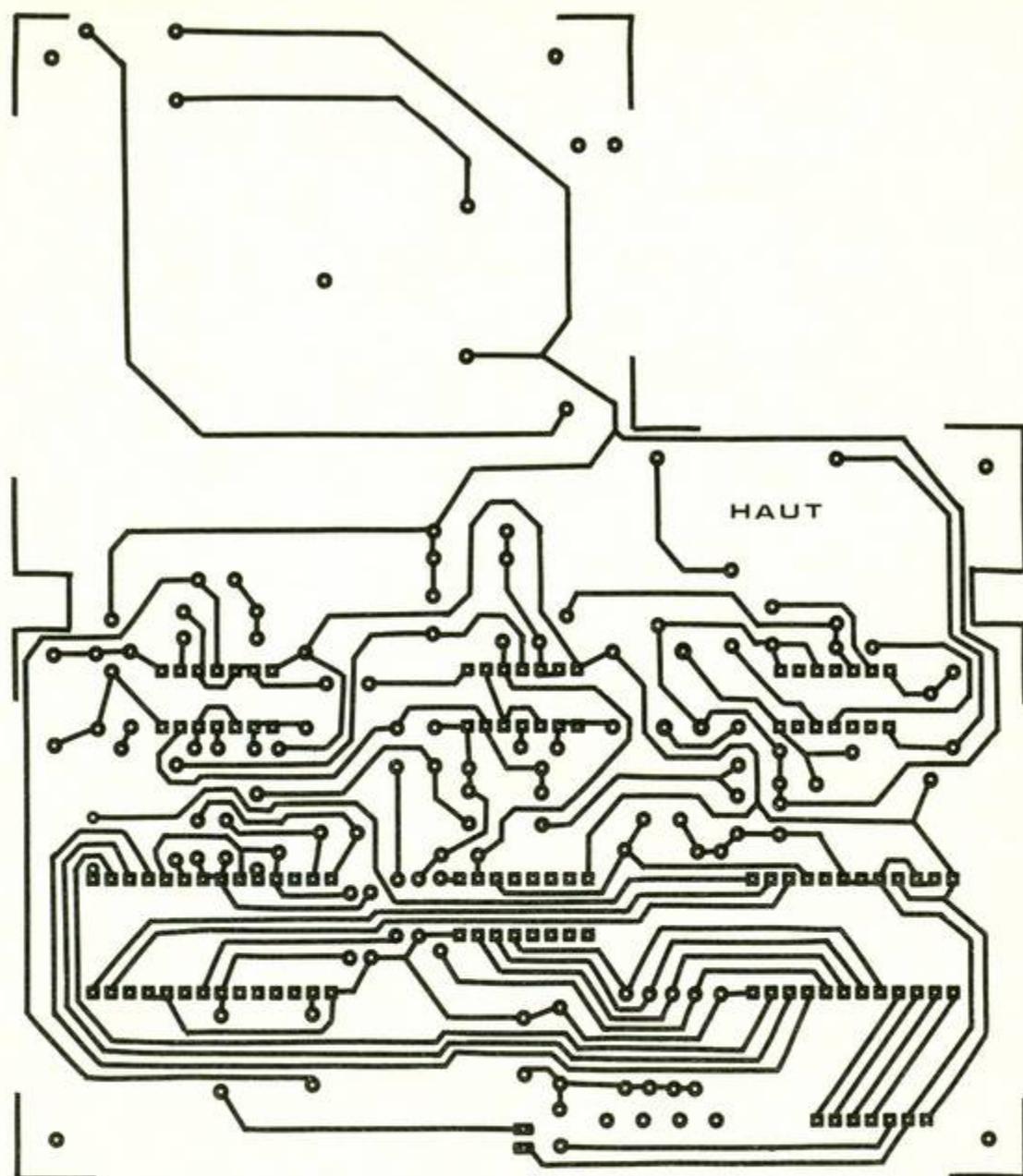
consacré à la synthèse vocale. Sur le plan de l'utilisation on peut distinguer quatre parties essentielles :

- son alimentation et ses composants périphériques de base ;
- l'adressage d'accès au dictionnaire interne des phonèmes ;
- la logique de commande ;
- la restitution des phonèmes.

### Alimentation et composants périphériques

Le potentiel d'alimentation se situe dans une plage allant de 4,6 à 7 V, pour une consommation maxi (sous 7 V) de 90 mA.

Il est équipé d'un oscillateur interne piloté par un quartz externe de 3,2768 MHz de fréquence nominale.



### Adressage

Il comporte huit entrées d'adressage  $A_1$  à  $A_8$ . Dans le cas général, les entrées  $A_7$  et  $A_8$  sont inutilisées. Il reste ainsi la possibilité de présenter  $2^6 = 64$  positions binaires différentes pour l'adressage. Chacune de ces positions correspond à un phonème qui fait partie d'un dictionnaire interne comprenant 59 sons et 5 pauses de diverses durées. A noter que les phonèmes se caractérisent par des durées variables d'un phonème à l'autre. Ces durées vont de 40 ms à 420 ms. La figure 9 reprend le dictionnaire simplifié des phonèmes gérés.

### Logique de commande

L'entrée « ADDRESS LOAD » (ALD) assure le chargement de l'adresse au moment où l'on soumet cette entrée à un front descendant. La sortie « STANDBY » (SBY) présente un état bas après le chargement du phonème. Dès que ce dernier est achevé, la sortie SBY repasse à l'état haut. C'est le signal qui permet de déclencher le chargement du phonème suivant.

### Restitution des phonèmes

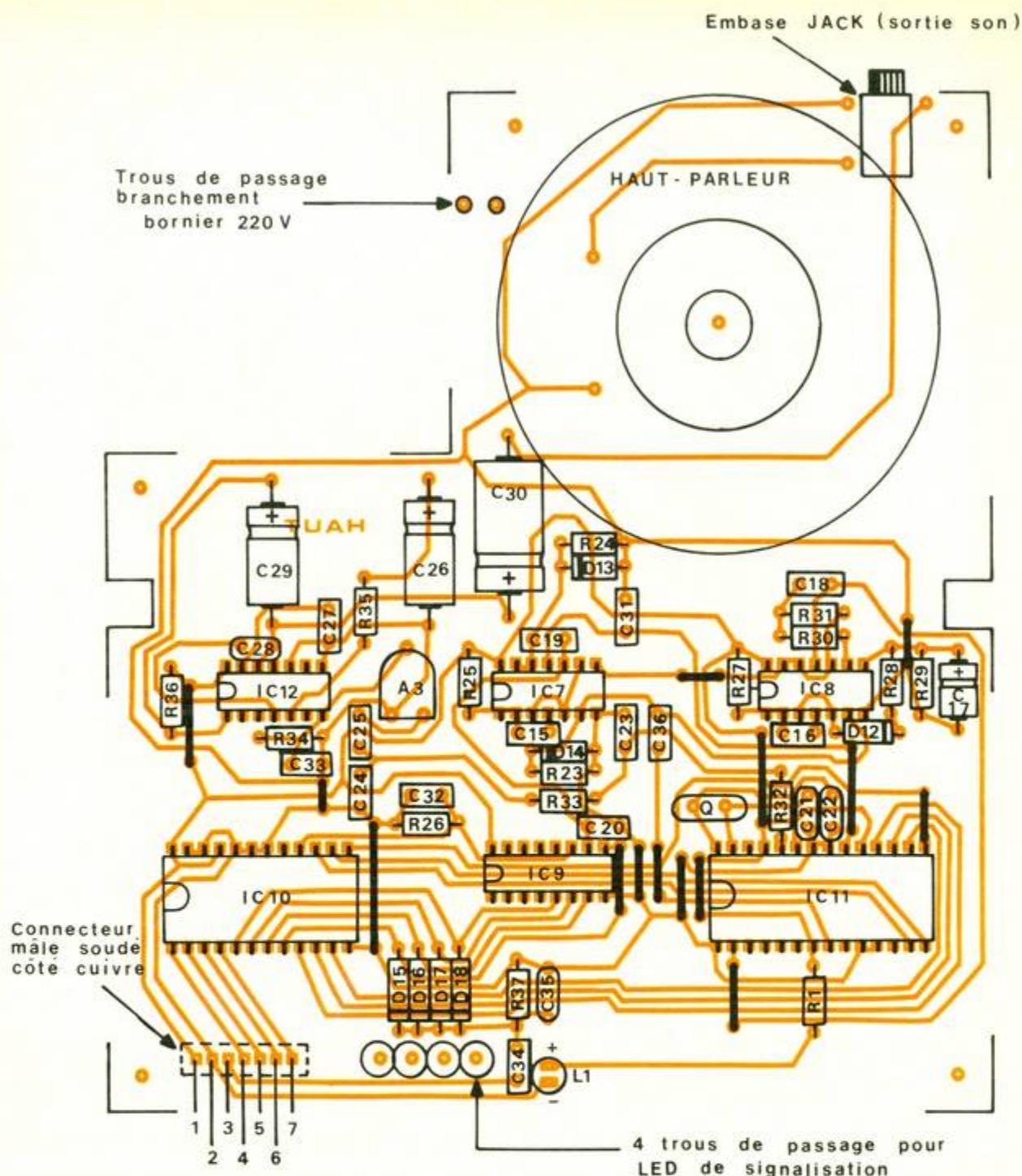
La sortie « OUT » présente pour chaque phonème une loi plus ou moins complexe de variation  $\Delta f$

d'une fréquence de base de l'ordre de 150 kHz.

C'est donc une modulation de fréquence.

Il convient d'intégrer cette variation par un groupement RC approprié pour aboutir à une variation de basse fréquence (0 à 5 kHz) qu'il suffit d'amplifier pour être audible par l'intermédiaire d'un haut-parleur.

Le son ainsi produit est tout à fait distinct, de bonne qualité et très compréhensible quoi que de consonance un peu... robotique, ce qui donne à l'ensemble une touche un peu futuriste.



### b) Chargement des phonèmes successifs

Lorsqu'un phonème en cours de traitement par le SPO 256 atteint son terme, la sortie 8 (SBY) de IC<sub>11</sub> passe à l'état haut. Le front positif qui en découle est pris en compte par le montage dérivateur C<sub>36</sub>, R<sub>23</sub> et D<sub>14</sub>. Il en résulte une brève impulsion de commande de la bascule monostable NOR I et II de IC<sub>7</sub> qui délivre sur sa sortie une impulsion positive de l'ordre de 125  $\mu$ s de durée, étant donné les valeurs de R<sub>25</sub> et de C<sub>15</sub>. Cette impulsion est transformée en impulsion négative par la porte NOR III de IC<sub>7</sub>,

l'entrée 8 de celle-ci étant généralement soumise à un état bas comme nous le verrons au paragraphe suivant. Le front descendant a pour effet de faire avancer d'un pas le compteur binaire IC<sub>9</sub> (un CD 4040). La conséquence de cette nouvelle position du compteur est un nouvel adressage au niveau de l'EPROM, dont les sorties programmées présentent à leur tour l'adressage du phonème suivant sur les entrées A<sub>1</sub> à A<sub>6</sub> du SPO 256. L'impulsion négative de comptage destinée au compteur IC<sub>9</sub> est inversée en impulsion positive par la porte NOR IV de IC<sub>7</sub>. Ainsi, après une

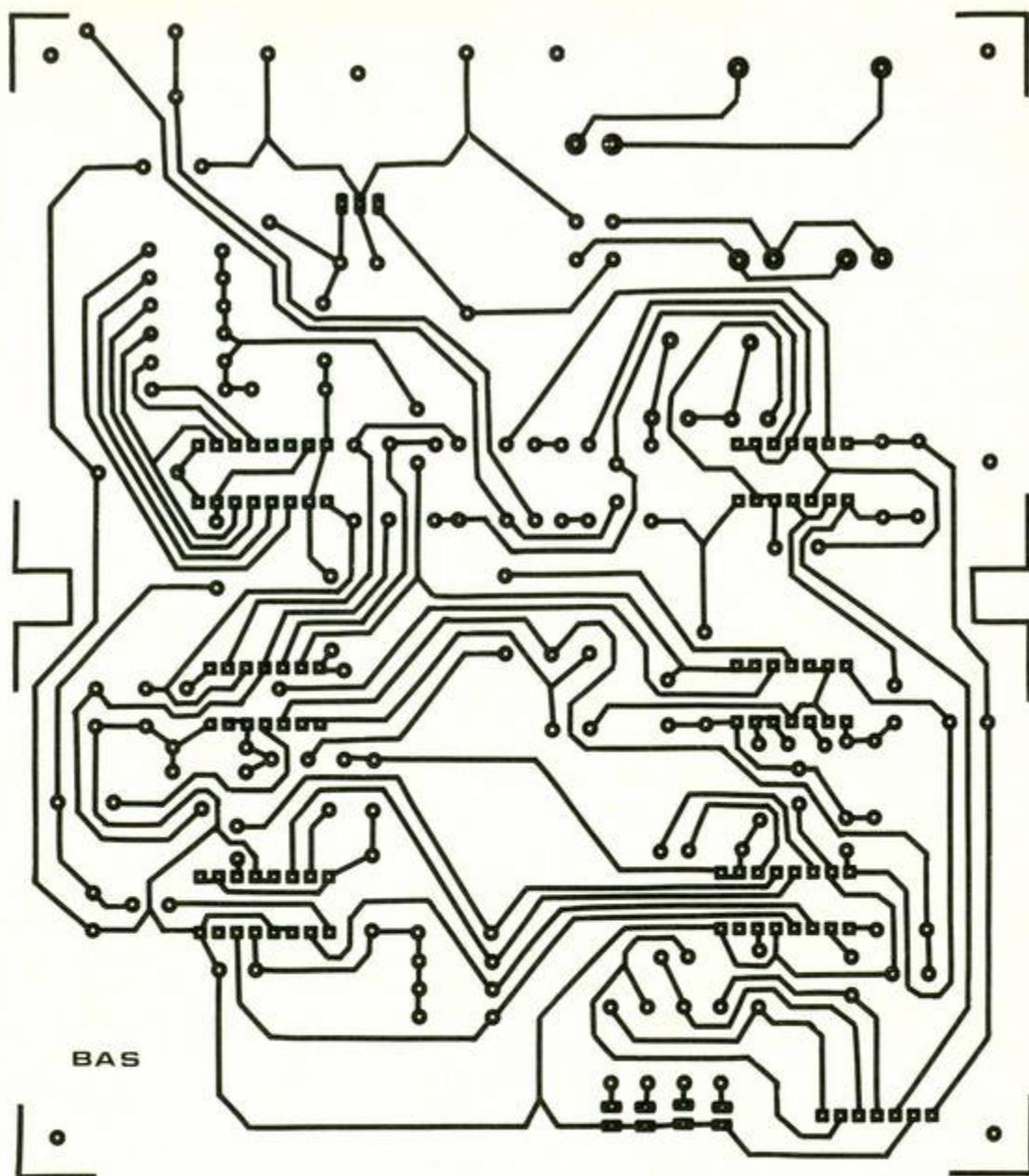
durée de l'ordre de 125  $\mu$ s, depuis la fin d'un phonème de rang « p », on présente un front négatif sur l'entrée ALD du SPO 256 pour le charger de l'adresse du phonème de rang « p + 1 ».

### c) Dispositif de démarrage

Au moment de la mise sous tension du montage, il est nécessaire de réaliser l'initialisation du SPO 256. En effet, suite aux diverses perturbations que produit toujours l'établissement d'une alimentation, différentes situations plus ou moins aléatoires peuvent se produire. Une des

# 10 bis

Tracé du circuit  
imprimé de la  
platine  
inférieure.



plus défavorables étant une sortie SBY du SPO 256 à l'état haut, ce qui signifie que le traitement du phonème précédent est achevé et que l'on attend... Il n'y aura donc plus de front positif délivré par SBY, et l'ensemble se trouve bloqué dès le départ. Un dispositif de démarrage est donc nécessaire. Dans la situation que l'on vient de décrire, la sortie de la bascule monostable fournie par les portes NOR I et II de IC<sub>8</sub> présente un état bas de repos. Il en est donc de même pour l'armature positive de la capacité d'intégration C<sub>17</sub> située en aval de D<sub>12</sub>.

Le multivibrateur constitué des portes NOR III et IV de IC<sub>8</sub> est

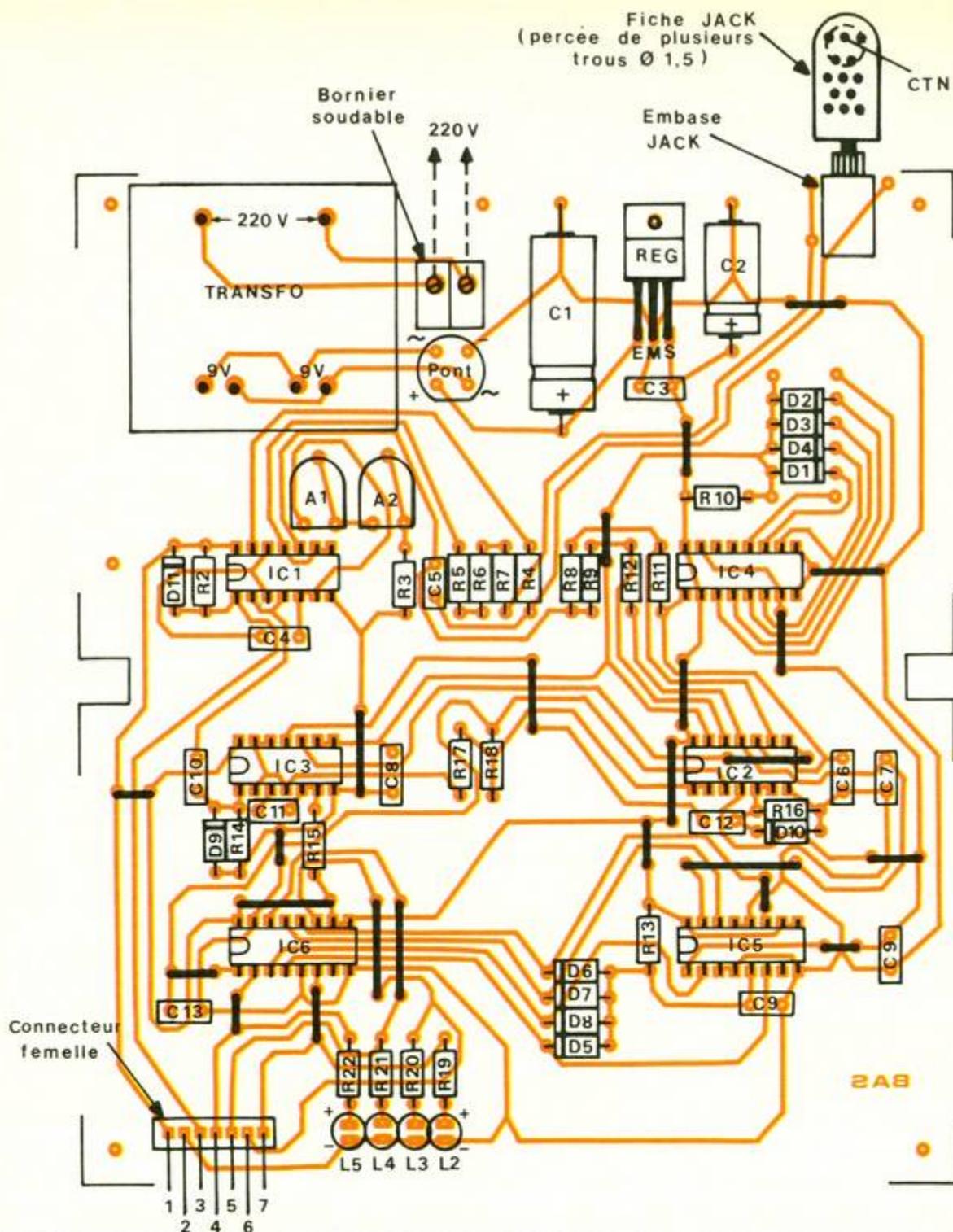
alors actif. Il délivre sur sa sortie 11 des créneaux dont les fronts négatifs assurent la remise à zéro interne du SPO 256 par l'intermédiaire de son entrée RESET. Ces fronts négatifs correspondent à des fronts positifs sur la sortie de la porte NOR III de IC<sub>8</sub>. Il en résulte à nouveau des fronts négatifs sur la sortie de la porte NOR III de IV<sub>7</sub>, qui ont pour conséquence l'avance d'un pas du compteur pilotant l'EPROM, qui, de ce fait, présente un nouvel adressage au SPO 256. Ce nouvel adressage est chargé grâce au fonctionnement normal du dispositif dérivateur C<sub>19</sub>, R<sub>24</sub> et D<sub>13</sub> déjà évoqué au paragraphe précédent. L'ensemble démarre aussitôt. Dès que la sortie

SBY délivre sa succession normale de fronts ascendants caractérisant les fins de traitement de phonèmes, la bascule formée par les portes NOR I et II de IC<sub>8</sub> délivre des impulsions de 6 ms de durée, aussitôt intégrées par la capacité C<sub>17</sub>. L'entrée 8 du multivibrateur NOR III et IV de IC<sub>8</sub> est alors soumise à un état haut de repos. Il en résulte :

- un état haut permanent sur l'entrée RESET du SPO 256, ce qui lui permet de fonctionner normalement,
- un état bas permanent sur l'entrée 8 de la porte NOR III de IC<sub>7</sub>, ce qui permet à cette dernière d'assurer la transmission à IC<sub>9</sub> des impulsions de comptage assurant son avance.

# 11 bis

Implantation des composants de la platine inférieure.



## d) Utilisation de l'EPROM 2716 (fig. 8)

Cette EPROM comporte, rappelons-le, onze adresses,  $A_0$  à  $A_{10}$ . Nous n'en utiliserons que huit. A cet effet, les entrées  $A_8$ ,  $A_9$  et  $A_{10}$  sont reliées définitivement à l'état bas. Les entrées  $A_0$  à  $A_3$  sont reliées aux sorties  $Q_1$  à  $Q_4$  du compteur décimal IC<sub>9</sub>, tandis que les entrées  $A_4$  à  $A_7$  sont respectivement en liaison avec les sorties  $Q_1$  à  $Q_4$  du circuit de mémorisation IC<sub>6</sub> qui présente la valeur de la température.

Ainsi pour une température donnée, par exemple 15 °C, les entrées d'adressage de l'EPROM,  $A_7$  à  $A_4$  sont soumises respectivement aux niveaux logiques 0110. Cette valeur définit le registre correspondant à 15 °C. Les adresses  $A_0$  à  $A_3$ , qui peuvent occuper seize positions différentes, seront donc à programmer de manière à présenter à l'adressage du SPO 256 une succession de phonèmes de façon à lui faire prononcer « FIFTEEN ». La figure 8 illustre les phonèmes sollicités du diction-

naire ainsi que leur adresse hexadécimale.

On notera que la valeur « inférieur à 10 » se prononcera « TEN A » pour ne pas monopoliser un nombre de phonèmes dépassant 16. Il en est de même pour la valeur « supérieure à 23 » qui se prononcera « TWENTY THREE A ».

Les diverses valeurs de température font appel à un nombre de phonèmes très différents. Aussi dès l'apparition d'une adresse de l'EPROM non programmée, nous savons que les huit sorties  $Q_0$  à

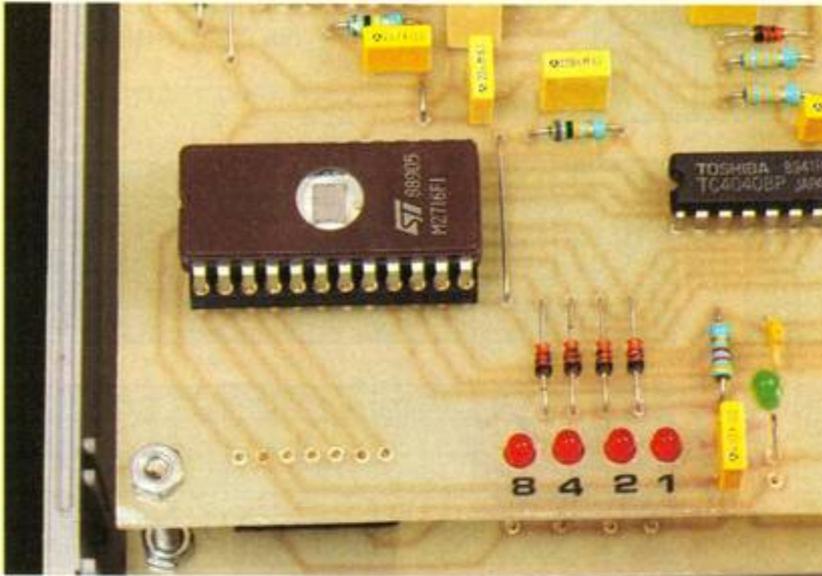


Photo 4. – Vue de l'EPROM 2716 chargée de stocker la programmation du synthétiseur vocal.

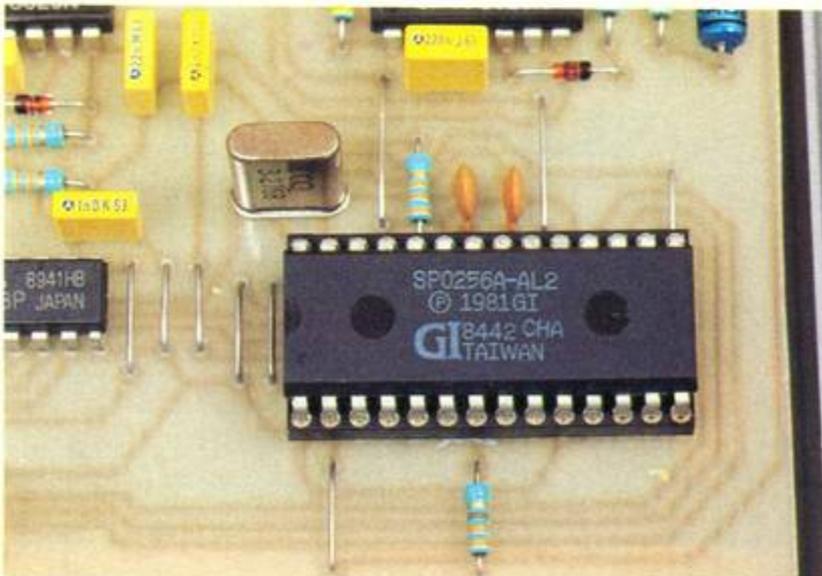
Q<sub>7</sub> correspondantes présentent systématiquement un état haut (notation hexadécimale FF), si bien qu'il suffit de détecter cette situation en prenant en compte la sortie Q<sub>6</sub> par exemple, non utilisée pour l'adressage du SPO 256. Celle-ci présente donc un état bas tant qu'il y a une suite normale de phonèmes. Dès l'apparition du premier « trou » dans la programmation de l'EPROM, cette sortie passe à l'état haut. Etant reliée à l'entrée RESET de IC<sub>9</sub>, ce dernier passe aussitôt à zéro pour redémarrer un nouveau cycle de prononciation de la valeur de la température, sans temps mort.

#### e) Synchronisation

Afin de ne pas aboutir à un changement de la valeur de la tempé-

rature en plein milieu de la prononciation, il est nécessaire de déclencher les mesures de température avant le début d'un cycle de succession de phonèmes. Il s'agit donc de détecter la valeur zéro du compteur d'adressage IC<sub>9</sub>. Pour cette position particulière toutes les sorties Q<sub>1</sub> à Q<sub>4</sub> de IC<sub>9</sub> présentent simultanément un état bas. Aussi le point commun des cathodes réunies des diodes D<sub>15</sub> à D<sub>18</sub> présente-t-il un état bas pour cette position particulière. Ce passage à l'état bas se traduit par un front descendant que le dispositif dérivateur C<sub>34</sub>, R<sub>2</sub> et D<sub>11</sub> prend en compte pour délivrer une impulsion négative de commande de la bascule monostable NAND I et II de IC<sub>1</sub> qui est à la base de la mesure des températures ainsi

Photo 5. – Le SP 0256, cœur du montage.



que nous l'avons vu au début du chapitre.

#### f) Restitution de la synthèse vocale

Le groupement R<sub>32</sub>, R<sub>33</sub>, C<sub>23</sub> et C<sub>24</sub> constitue un dispositif intégrateur de la fréquence modulée délivrée par le SPO 256. Il délivre à la sortie une basse fréquence variable transmise à un ajustable A<sub>3</sub> par l'intermédiaire de C<sub>25</sub>. Le circuit intégré IC<sub>12</sub>, un TBA 820, est un amplificateur de moyenne puissance avec ses différents découplages et contre-réactions.

Le niveau du potentiel d'entrée peut être ajusté grâce au curseur de A<sub>3</sub>, à la valeur appropriée. Nous en reparlerons au paragraphe consacré au réglage. Par l'intermédiaire de C<sub>30</sub>, la sortie de l'amplificateur est reliée à un haut-parleur. Grâce à une embase femelle Jack, il est possible de couper l'alimentation de ce haut-parleur et de dériver le courant de sortie vers une utilisation extérieure, par exemple la ligne téléphonique pour une interrogation du thermomètre à distance.

### III – LA REALISATION PRATIQUE

#### a) Circuits imprimés (fig. 10)

Ils sont au nombre de deux : un premier destiné à la mesure de la température et un second recevant les composants relatifs à la synthèse vocale. Leur réalisation ne pose pas de problème particulier étant donné que la configuration des pistes n'est pas serrée. Les éléments de transfert Mécanorma peuvent être directement appliqués sur la face cuivre bien dégraissée du verre époxy. Après gravure dans un bain de perchlore de fer, les circuits seront abondamment rincés. Par la suite, toutes les pastilles seront percées à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre. Certains seront à agrandir à 1 ou à 1,3 mm suivant le diamètre des connexions des composants auxquels ils sont destinés.

Enfin, il est vivement recommandé d'étamer les pistes afin de leur donner une plus grande résistance mécanique et une meilleure tenue vis-à-vis des agressions chimiques.

Adr.		Prog.	
0	7	0	4
0	7	1	3
0	7	2	3
0	7	3	0
0	7	4	0
0	7	5	2
0	7	6	3
0	7	7	0
0	7	8	0
0	7	9	0
0	7	A	1
0	7	B	0
0	7	C	0
0	7	D	0

Adr.		Prog.	
0	6	0	4
0	6	1	2
0	6	2	0
0	6	3	2
0	6	4	0
0	6	5	0
0	6	6	0
0	6	7	1
0	6	8	0
0	6	9	0
0	6	A	0
0	6	0	4

Adr.		Prog.	
0	5	0	4
0	5	1	2
0	5	2	2
0	5	3	A
0	5	4	0
0	5	5	0
0	5	6	1
0	5	7	0
0	5	8	0
0	5	9	0
0	5	0	4

Adr.		Prog.	
0	4	0	4
0	4	1	D
0	4	2	3
0	4	3	0
0	4	4	0
0	4	5	0
0	4	6	1
0	4	7	0
0	4	8	0
0	4	9	0
0	4	0	4

Adr.		Prog.	
0	3	0	4
0	3	1	0
0	3	2	3
0	3	3	0
0	3	4	0
0	3	5	2
0	3	6	2
0	3	7	0
0	3	8	0
0	3	0	4

Adr.		Prog.	
0	2	0	4
0	2	1	0
0	2	2	2
0	2	3	0
0	2	4	0
0	2	5	2
0	2	6	0
0	2	7	0
0	2	8	0
0	2	9	0
0	2	0	4

Adr.		Prog.	
0	1	0	4
0	1	1	0
0	1	2	0
0	1	3	0
0	1	4	0
0	1	5	0
0	1	6	0

Adr.		Prog.	
0	0	0	4
0	0	1	0
0	0	2	0
0	0	3	0
0	0	4	0
0	0	5	0
0	0	6	0
0	0	7	1
0	0	8	0
0	0	9	0
0	0	0	4

Adr.		Prog.	
0	F	0	4
0	F	1	0
0	F	2	3
0	F	3	0
0	F	4	0
0	F	5	0
0	F	6	0
0	F	7	0
0	F	8	1
0	F	9	0
0	F	A	1
0	F	B	0
0	F	C	1
0	F	D	0
0	F	E	0
0	F	F	1

Adr.		Prog.	
0	E	0	4
0	E	1	0
0	E	2	3
0	E	3	0
0	E	4	0
0	E	5	0
0	E	6	0
0	E	7	0
0	E	8	0
0	E	9	1
0	E	A	0
0	E	B	1
0	E	C	0
0	E	D	1
0	E	E	0
0	E	F	0
0	E	0	4

Adr.		Prog.	
0	D	0	4
0	D	1	0
0	D	2	3
0	D	3	0
0	D	4	0
0	D	5	0
0	D	6	0
0	D	7	0
0	D	8	0
0	D	9	1
0	D	A	0
0	D	B	0
0	D	C	1
0	D	D	0
0	D	E	0
0	D	F	0
0	D	0	4

Adr.		Prog.	
0	C	0	4
0	C	1	0
0	C	2	3
0	C	3	0
0	C	4	0
0	C	5	0
0	C	6	0
0	C	7	0
0	C	8	0
0	C	9	1
0	C	A	0
0	C	B	3
0	C	C	0
0	C	D	0
0	C	E	0
0	C	F	0
0	C	0	4

Adr.		Prog.	
0	B	0	4
0	B	1	0
0	B	2	3
0	B	3	0
0	B	4	0
0	B	5	0
0	B	6	0
0	B	7	0
0	B	8	0
0	B	9	1
0	B	A	0
0	B	B	0
0	B	0	4

Adr.		Prog.	
0	A	0	4
0	A	1	0
0	A	2	0
0	A	3	0
0	A	4	0
0	A	5	0
0	A	6	0
0	A	7	1
0	A	8	0
0	A	9	0
0	A	A	0
0	A	0	4

Adr.		Prog.	
0	9	0	4
0	9	1	1
0	9	2	0
0	9	3	0
0	9	4	0
0	9	5	1
0	9	6	0
0	9	7	0
0	9	8	0
0	9	0	4

Adr.		Prog.	
0	8	0	4
0	8	1	3
0	8	2	3
0	8	3	0
0	8	4	2
0	8	5	0
0	8	6	0
0	8	7	0
0	8	8	0
0	8	9	0
0	8	A	1
0	8	B	0
0	8	C	0
0	8	D	0
0	8	0	4

## b) Implantation des composants (fig. 11)

Après la mise en place des différents straps de liaison, on procédera à l'implantation des diodes, des résistances, des capacités et des ajustables. Il va sans dire qu'il convient de bien vérifier et de respecter l'orientation des différents composants polarisés.

Les circuits intégrés seront implantés en dernier. Indépendamment du respect de leur orientation, il convient de ménager un temps de refroidissement suffisant entre deux soudures consécutives sur des broches d'un même boîtier.

Les embases Jack ont été collées sur les modules et les contacts ont pu être reliés au circuit imprimé par l'intermédiaire de petits straps de liaison.

En cas d'utilisation de modèles différents de ceux mis en œuvre dans la présente maquette, il y a lieu d'apporter les modifications nécessaires au niveau du circuit imprimé.

Le haut-parleur a également été collé sur le module, toujours dans le but d'éviter les fils volants de liaison dont la tenue mécanique au niveau des soudures pose toujours un problème.

Enfin des connecteurs mâle et femelle assurent les liaisons inter-modules.

On remarquera que le module supérieur comporte quatre temps de passage pour les LED L<sub>2</sub> à L<sub>5</sub>

afin de pouvoir observer leur allumage une fois le module supérieur monté. En revanche, il n'est pas nécessaire de faire aboutir ces dernières sur la face supérieure du boîtier où leur observation n'apporterait aucune plus-value.

## c) Programmation de l'EPROM 2716 (fig. 12)

Cette programmation se réalise à l'aide du programmeur simplifié qui a été publié dans le numéro 137 d'*Électronique pratique* ou avec n'importe quel autre programmeur d'EPROM.

Les seize tableaux présentés en figure 12 correspondent aux seize valeurs de température à prononcer par le SPO 256. Ces tableaux émanent directement du tableau de la succession des phonèmes de la figure 8. Peu de remarques sont donc à faire sur cette programmation relativement simple. Il faut cependant la réaliser très soigneusement et sans erreur sinon la prononciation des températures risque d'être incompréhensible...

## d) Montage et mise au point

Les deux modules sont reliés entre eux par l'intermédiaire de vis de 3 mm de diamètre et d'écrous formant entretoises.

La face supérieure du boîtier sera percée de trous en face du haut-parleur pour une bonne restitution du son. Un trou est également à prévoir pour le passage de la LED L<sub>1</sub>.

La face arrière sera percée de trois trous : deux en face des embases femelles Jack et un troisième muni d'un passe-fil pour le passage du cordon d'alimentation secteur.

La CTN est soudée sur les raccordements d'une fiche mâle Jack dont la partie protectrice en matière plastique est à percer de quelques trous de 1,5 ou de 2 mm de diamètre de manière à favoriser la circulation de l'air autour de la CTN.

## Réglage de thermomètre

En référence avec un thermomètre à mercure de bonne qualité, on réglera les ajustables A<sub>1</sub> et A<sub>2</sub> de manière que les LED L<sub>2</sub> à L<sub>5</sub> affichent la température requise. Une bonne valeur de température de référence est une moyenne située entre 10 et 23 °C ; par exemple 15, 16, 17 °C. Rappelons que, pour la valeur 16 par exemple, la valeur binaire correspondante est 0111 dans le sens L<sub>5</sub> → L<sub>2</sub> (0 : LED éteinte, 1 : LED allumée). Le curseur de A<sub>1</sub> permet une approche grossière du réglage alors que A<sub>2</sub> permet d'afficher ce dernier.

## Réglage de la synthèse vocale

Il est très simple puisqu'il consiste à placer le curseur de A<sub>3</sub> dans une position optimale pour laquelle on obtient une restitution du son aussi intelligible que possible. Cette position ne correspond d'ailleurs pas à celle qui permet de produire le son le plus intense, bien au contraire.

De plus, il y a lieu de vérifier que toutes les températures prononcées par le synthétiseur se caractérisent par une bonne intelligibilité. Cette vérification est facile : en effet en tournant le curseur de A<sub>1</sub> très progressivement dans le sens inverse des aiguilles d'une montre, les températures sont annoncées dans le sens décroissant et, inversement, dans le sens croissant si on tourne le curseur de A<sub>1</sub> dans le sens des aiguilles d'une montre.

Voilà donc votre montage entièrement opérationnel ; la parole est maintenant au thermomètre...

Robert KNOERR

Photo 6. - Le capteur de température s'encapsule dans une fiche Jack mono.



## LISTE DES COMPOSANTS

### a) Module « thermomètre »

23 straps (9 horizontaux, 14 verticaux)

R<sub>2</sub> : 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R<sub>3</sub> : 47 kΩ (jaune, violet, orange)

R<sub>4</sub> : 1 MΩ (marron, noir, vert)

R<sub>5</sub> : 51 kΩ (vert, marron, orange)

R<sub>6</sub> : 12 kΩ (marron, rouge, orange)

R<sub>7</sub> : 2,4 kΩ (rouge, jaune, rouge)

R<sub>8</sub> à R<sub>10</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange)

R<sub>11</sub> et R<sub>12</sub> : 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R<sub>13</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange)

R<sub>14</sub> à R<sub>16</sub> : 33 kΩ (orange, orange, orange)

R<sub>17</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange)

R<sub>18</sub> : 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R<sub>19</sub> à R<sub>22</sub> : 1 kΩ (marron, noir, rouge)

A<sub>1</sub> : ajustable de 470 kΩ, implantation horizontale, pas de 5,08

A<sub>2</sub> : ajustable de 22 kΩ, implantation horizontale, pas de 5,08  
CTN de 47 kΩ

D<sub>1</sub> à D<sub>11</sub> : 11 diodes-signal 1N4148, 914

L<sub>2</sub> à L<sub>5</sub> : 4 LED rouge ø 3

Pont redresseur 1,5 A

C<sub>1</sub> : 2 200 µF/16 V électrolytique

C<sub>2</sub> : 220 µF/10 V électrolytique

C<sub>3</sub> : 0,15 µF, milfeuil

C<sub>4</sub> : 0,33 µF, milfeuil

C<sub>5</sub> : 4,7 nF, milfeuil

C<sub>6</sub>, C<sub>7</sub> : 1 nF, milfeuil

C<sub>8</sub>, C<sub>9</sub> : 47 nF, milfeuil

C<sub>10</sub> : 4,7 nF, milfeuil

C<sub>11</sub> : 22 nF, milfeuil

C<sub>12</sub>, C<sub>13</sub>, C<sub>14</sub> : 4,7 nF, milfeuil

REG : régulateur 5 V 7805

IC<sub>1</sub> : CD 4011 (4 portes NAND à 2 entrées)

IC<sub>2</sub> : CD 4081 (4 portes AND à 2 entrées)

IC<sub>3</sub> : CD 4001 (4 portes NOR à 2 entrées)

IC<sub>4</sub> : CD 4520 (double compteur binaire)

IC<sub>5</sub>, IC<sub>6</sub> : CD 4029 (compteur-décompteur BCD/binaire)

Connecteur femelle 7 broches  
Transformateur 220 V, 9 V, 3,2 VA

Bornier soudable (2 broches)

Embase femelle Jack

Fiche Jack

### b) Module « synthèse vocale »

14 straps (1 horizontal/13 verticaux)

R<sub>1</sub> : 330 Ω (orange, orange, marron)

R<sub>23</sub>, R<sub>24</sub> : 33 kΩ (orange, orange, orange)

R<sub>25</sub>, R<sub>26</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange)

R<sub>27</sub> : 470 kΩ (jaune, violet, jaune)

R<sub>28</sub> : 1 kΩ (marron, noir, rouge)

R<sub>29</sub> : 470 kΩ (jaune, violet, jaune)

R<sub>30</sub> : 1 MΩ (marron, noir, vert)

R<sub>31</sub> : 470 kΩ (jaune, violet, jaune)

R<sub>32</sub>, R<sub>33</sub> : 33 kΩ (orange, orange, orange)

R<sub>34</sub> : 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R<sub>35</sub>, R<sub>36</sub> : 47 Ω (jaune, violet, noir)

R<sub>37</sub> : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)

A<sub>3</sub> : ajustable de 22 kΩ, implantation horizontale, pas de 5,08

D<sub>12</sub> à D<sub>18</sub> : 7 diodes-signal 1N4148, 914

L<sub>1</sub> : LED verte ø 3

C<sub>15</sub> : 22 nF, milfeuil

C<sub>16</sub> : 0,22 µF, milfeuil

C<sub>17</sub> : 10 µF/10 V, électrolytique

C<sub>18</sub> : 1 µF, milfeuil

C<sub>19</sub> : 4,7 nF, milfeuil

C<sub>20</sub> : 1 nF, milfeuil

C<sub>21</sub>, C<sub>22</sub> : 22 pF, céramique

C<sub>23</sub>, C<sub>24</sub> : 22 nF, milfeuil

C<sub>25</sub> : 1 µF, milfeuil

C<sub>26</sub> : 100 µF/10 V, électrolytique

C<sub>27</sub> : 0,22 µF, milfeuil

C<sub>28</sub> : 470 pF, céramique

C<sub>29</sub> : 100 µF/10 V, électrolytique

C<sub>30</sub> : 470 µF/10 V, électrolytique

C<sub>31</sub> : 1 nF, milfeuil

C<sub>32</sub> : 0,22 µF, milfeuil

C<sub>33</sub>, C<sub>34</sub> : 4,7 nF, milfeuil

C<sub>35</sub> : 470 pF, céramique

C<sub>36</sub> : 4,7 nF, milfeuil

Q : Quartz 3,2768 MHz

IC<sub>7</sub>, IC<sub>8</sub> : CD 4001 (4 portes NOR à 2 entrées)

IC<sub>9</sub> : CD 4040 (compteur binaire 12 étages)

IC<sub>10</sub> : EPROM 2716

IC<sub>11</sub> : SPO 256 (Archer), synthétiseur vocal

IC<sub>12</sub> : TBA 820, amplificateur

Support pour CI 24 broches (IC10)

Support pour CI 28 broches (IC11)

Connecteur mâle 7 broches

Embase femelle Jack

Haut-parleur 8 Ω/70 mm

### c) Divers

Cordon-secteur

Fiche-secteur

Passe-fil

Coffret Teko série CAB, mod. 223 (154 x 173 x 55)

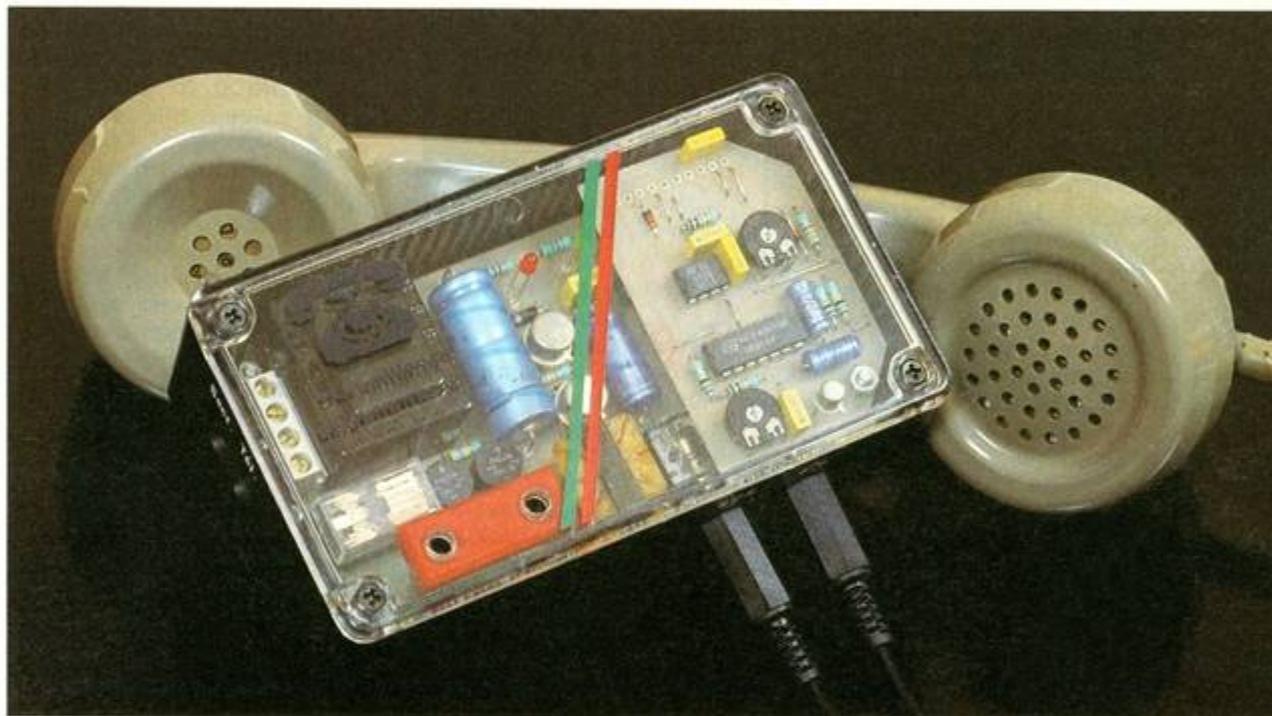
Photo 7. - La face arrière du boîtier accueille les liaisons avec l'extérieur.



# UNE SURVEILLANCE TELEPHONIQUE



Le montage proposé dans cet article vous permettra d'être informé à distance de la fermeture ou de l'ouverture d'un contact électrique. Les applications sont nombreuses dans le domaine de la surveillance d'un système d'alarme, d'une température, du maintien de la fermeture d'une porte ou d'une fenêtre... De plus, l'appareil est capable de transmettre des informations verbales.



## I - LE PRINCIPE (fig. 1)

Le montage est branché sur la ligne téléphonique. En cas d'appel, les signaux correspondant aux sonneries sont traités, et un compteur assure la fermeture d'un relais dès la dixième sonnerie. Il se produit alors la prise de ligne, avec l'émission :

- d'un signal continu si le contact à contrôler est toujours fermé ;

- d'un signal discontinu si ce contact est ouvert.

Parallèlement au décrochage, le boîtier délivre sur une sortie pré-

vue à cet effet une tension de 220 V pour alimenter un appareil annexe quelconque. Le raccrochage se produit environ trente secondes plus tard.

## II - LE FONCTIONNEMENT (fig. 2 et 3)

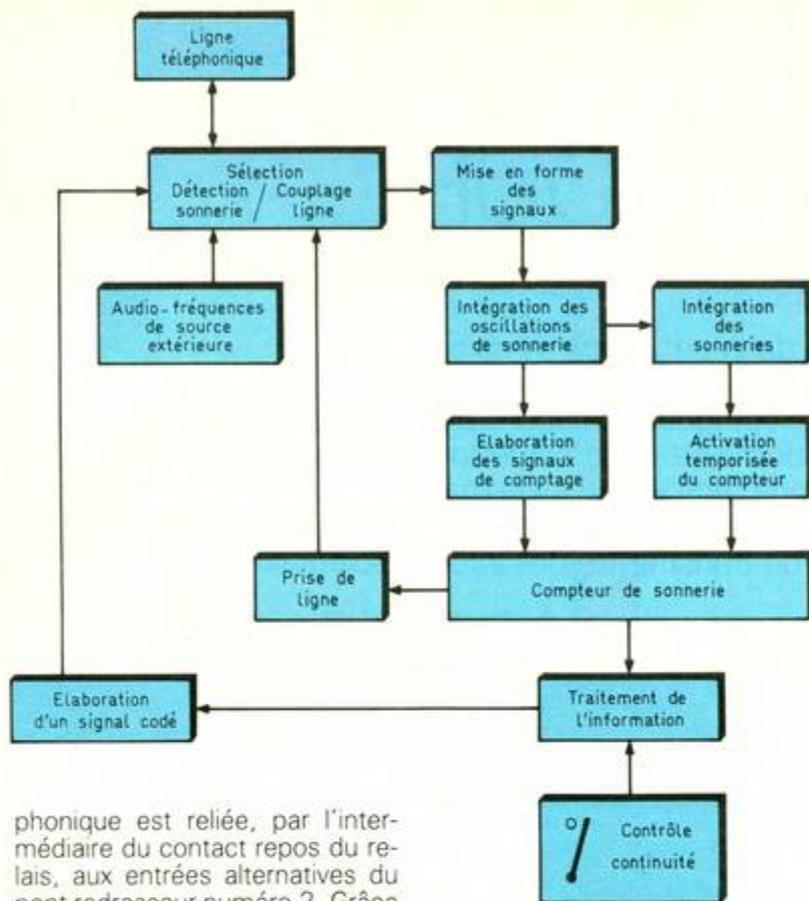
### a) Alimentation

Un transformateur abaisse la tension primaire à une valeur secondaire de 12 V. Après redressement par le pont de diodes numéro 1, la capacité  $C_1$  réalise

un premier filtrage. Le transistor  $T_1$  délivre sur son émetteur un potentiel régulé à une valeur de l'ordre de 9,5 V, étant donné le maintien de sa base à un potentiel fixe de 10 V imposé par la diode Zener  $D_z$ . La capacité  $C_2$  parfait le filtrage, tandis que  $C_3$  assure le découplage de l'alimentation. La LED  $L_1$  matérialise le fonctionnement de cette alimentation.

### b) Détection des sonneries

Le relais de prise de ligne étant en position de repos, la ligne télé-



phonique est reliée, par l'intermédiaire du contact repos du relais, aux entrées alternatives du pont redresseur numéro 2. Grâce à ce pont redresseur, il n'est pas besoin de tenir compte de la polarité de la ligne. Les signaux de sonnerie suivent une loi de variation sinusoïdale dont une fraction du potentiel est disponible au point commun de  $R_3$  et de l'ajustable  $A_1$ . Ils sont acheminés sur la base du transistor  $T_2$  par l'intermédiaire de  $C_4$ .

En l'absence de signaux, on relève ainsi un potentiel de 9,5 V sur le collecteur de  $T_2$ , étant donné le blocage de ce dernier. En revanche, dès la présence de signaux de sonnerie, le collecteur de  $T_2$  présente des créneaux calibrés à une amplitude de 9,5 V. La porte NAND II de  $IC_1$  inverse ses signaux en présentant ainsi des impulsions positives périodiques pendant les phases de sonnerie.

### c) Intégration des sonneries

Ces impulsions positives chargent la capacité  $C_5$  qui ne peut se décharger que par la résistance de plus grande valeur  $R_6$ , grâce à la diode anti-retour  $D_2$ . Il en résulte un potentiel légèrement variable sur les entrées réunies de la porte AND III de  $IC_2$ , mais dont les valeurs minimales restent supérieures à la demi-tension d'alimentation.

La porte délivre alors sur sa sortie un état haut permanent lors de chaque sonnerie.

En début de sonnerie, le front montant issu de cette porte se trouve quelque peu retardé sur les entrées réunies de la porte AND II de  $IC_2$ , à cause de la charge de  $C_6$  à travers  $R_8$ . Cette disposition est volontaire. Elle évite la prise en compte de « bruits » divers de courte durée qui pourraient provenir de la ligne téléphonique.

L'impulsion positive délivrée par la sortie de la porte AND II est prise en compte par le trigger de Schmitt qui forme la porte AND I. Cette dernière délivre alors des créneaux correspondant aux sonneries, caractérisés par des fronts montants et descendants parfaitement verticaux. La porte AND I de  $IC_1$ , avec  $D_3$ ,  $R_{10}$ ,  $R_9$  et  $C_7$ , forme un second montage intégrateur. En effet, la capacité  $C_7$ , de capacité relativement importante, se charge lors des états hauts délivrés par la porte AND II à travers  $D_3$  et  $R_{10}$ . La porte NAND I délivre alors sur sa sortie un état bas permanent. Étant donné la valeur de  $R_9$  et de  $C_7$ , cet état bas subsiste environ une trentaine de secondes après la fin de la dernière sonnerie.

### d) Comptage des sonneries

Le boîtier  $IC_3$  est un compteur décimal CD 4017. Un tel compteur avance au rythme des fronts positifs des créneaux présentés sur son entrée « horloge », à la double condition toutefois que :

- l'entrée de validation « V » soit soumise à un état bas ;
- l'entrée de remise à zéro « RAZ » soit également soumise à un état bas.

La première condition est vérifiée étant donné que l'entrée de validation ne peut être soumise à un état haut que lorsque le compteur occupe la position  $S_9$ .

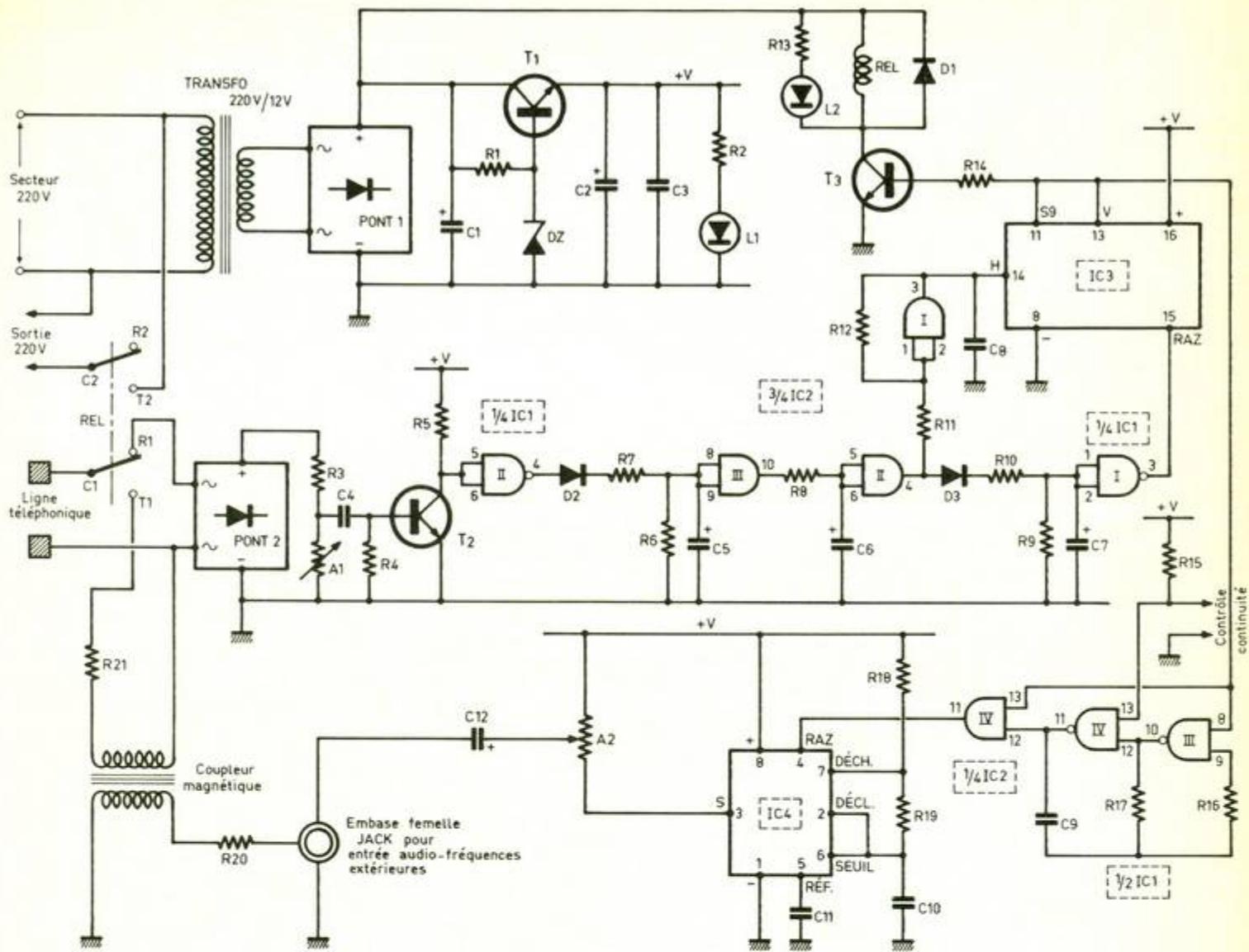
Quant à la seconde condition, elle est réalisée pendant toute la durée des sonneries, et même encore pendant trente secondes après la cessation de ces dernières.

Ainsi le niveau logique 1 se déplace de proche en proche jusqu'à atteindre la sortie  $S_9$ . A ce moment, l'entrée de validation est soumise à un état haut et  $IC_3$  se trouve neutralisé sur cette position. À noter que dix sonneries sont nécessaires pour atteindre cette limite, et non neuf. En effet, la première sonnerie n'est pas prise en compte étant donné que la charge de  $C_7$  a pour conséquence de retarder le passage à l'état bas de l'entrée RAZ, qui se réalise ainsi après le front montant délivré par le trigger AND I de  $IC_2$ .

Cette valeur importante de dix sonneries a été volontairement retenue. En effet, le correspondant qui ignore l'existence de ce montage raccrochera généralement au bout de quelques sonneries si l'abonné appelé ne décroche pas.

### e) Prise de ligne

Dès que  $IC_3$  atteint la position  $S_9$ , le transistor  $T_3$  se sature. Ce dernier comporte dans son circuit collecteur le bobinage du relais qui se ferme. De même, la LED  $L_2$  s'allume, ce qui signale la prise de ligne. Cette prise de ligne se produit étant donné que, suite à la fermeture des contacts  $C_1-T_1$  du relais, la ligne téléphonique se trouve reliée à l'un des enroulements du coupleur magnétique, par l'intermédiaire de  $R_{21}$ . La résistance de cet ensemble est de l'ordre de 250  $\Omega$ . Cette valeur doit être respectée à 10 %

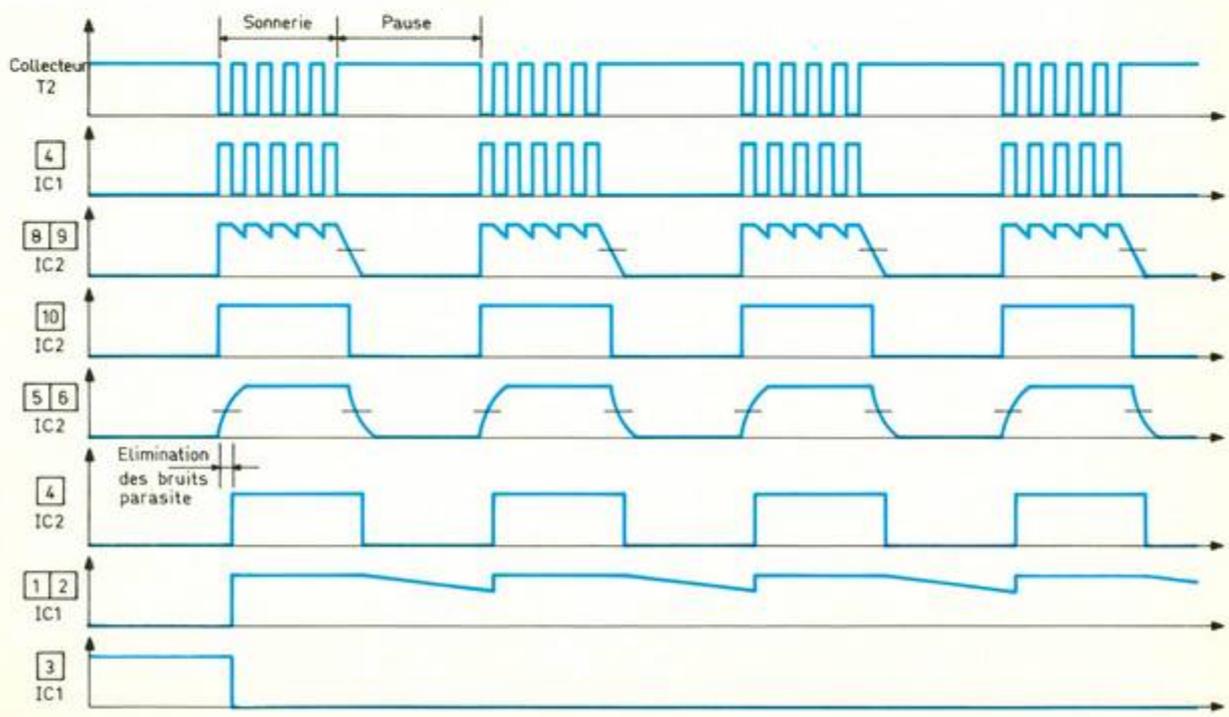


## 2

Schéma de montage : un coupleur magnétique est utilisé pour injecter sur la ligne téléphonique la B.F.

## 3

Oscillogrammes caractéristiques relevés en divers points.



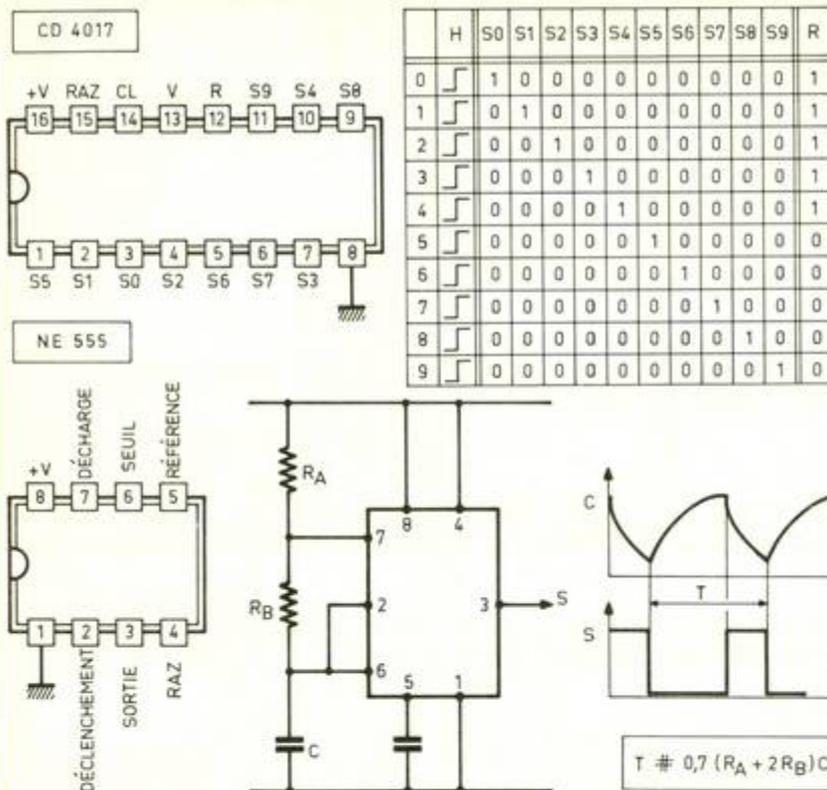
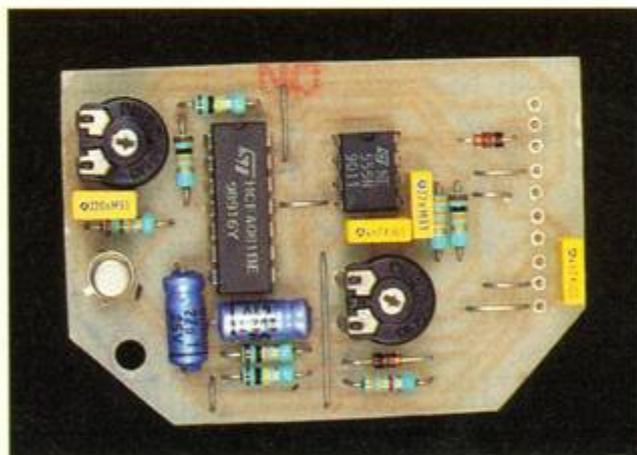


Photo 2. – Les ajustables de réglages se situent sur la platine supérieure afin de faciliter leur accès.



Connecteur mâle  
(implanté côté  
cuivre)

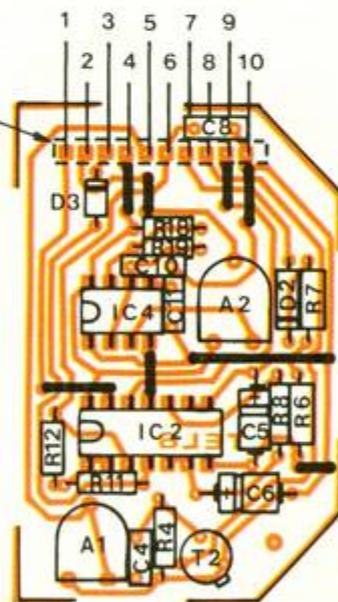
Module supérieur

ment de  $65 \Omega$ , on obtient une valeur de  $245 \Omega$ . Quant à la valeur primaire de  $2 \Omega$ , il suffit d'y ajouter une résistance de quelques ohms pour obtenir une impédance d'une dizaine d'ohms, très voisine de celle d'un haut-parleur.

### f) Cas du circuit de contrôle fermé

Le multivibrateur que forment les portes NAND III et IV se trouve neutralisé. En effet, l'entrée 13 de la porte IV étant soumise à un état bas, la sortie de cette porte présente un état haut, si bien que la sortie de la porte AND IV de IC<sub>2</sub> délivre un état haut directement appliqué à l'entrée RAZ de IC<sub>4</sub>, qui est un NE 555. Celui-ci entre en oscillation continue et délivre des créneaux à une fréquence musicale.

Grâce au curseur de l'ajustable A<sub>2</sub>, il est possible de prélever une fraction plus ou moins importante de l'amplitude de ces créneaux.



Ils sont acheminés sur l'enroulement primaire du coupleur magnétique par l'intermédiaire de C<sub>12</sub> et de R<sub>20</sub>. Un son continu est ainsi audible dans l'écouteur téléphonique.

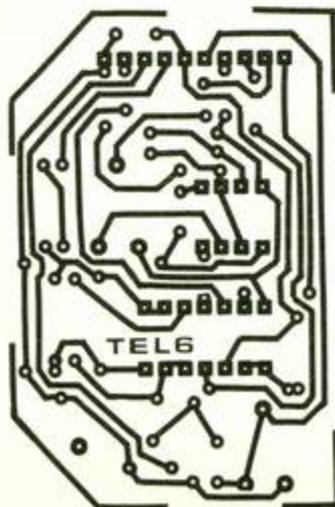
### g) Cas du circuit de contrôle ouvert

Le multivibrateur NAND III et IV est maintenant actif ; il délivre sur sa sortie des créneaux à une fréquence de l'ordre de 2 Hz. Par

près afin d'obtenir un courant nominal de 50 mA dans la ligne.

On notera que la fermeture du relais a également pour conséquence l'apparition sur la sortie « utilisation » du potentiel secteur de 220 V.

Quelques mots encore sur le coupleur magnétique. Les modèles courants se caractérisent par des résistances ohmiques des deux enroulements très différentes. L'enroulement de plus forte valeur est à affecter à la ligne téléphonique. Le modèle utilisé dans la présente maquette se caractérise par les valeurs de  $65 \Omega$  et de  $2 \Omega$ . En insérant une résistance de  $180 \Omega$  avec l'enroule-



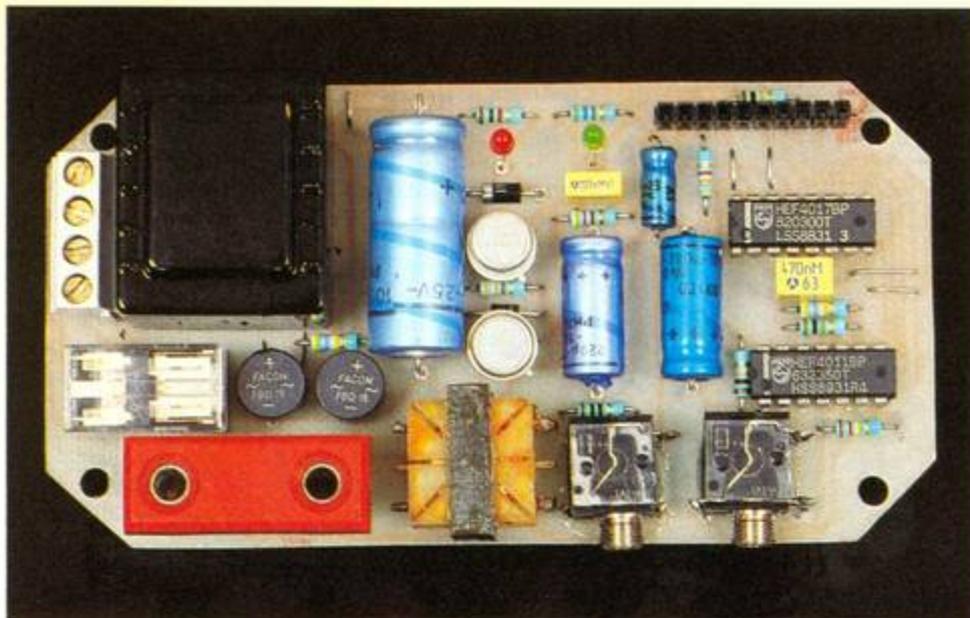


Photo 3. - Le montage utilise un transformateur de couplage pour assurer la liaison ligne téléphonique → module électronique.

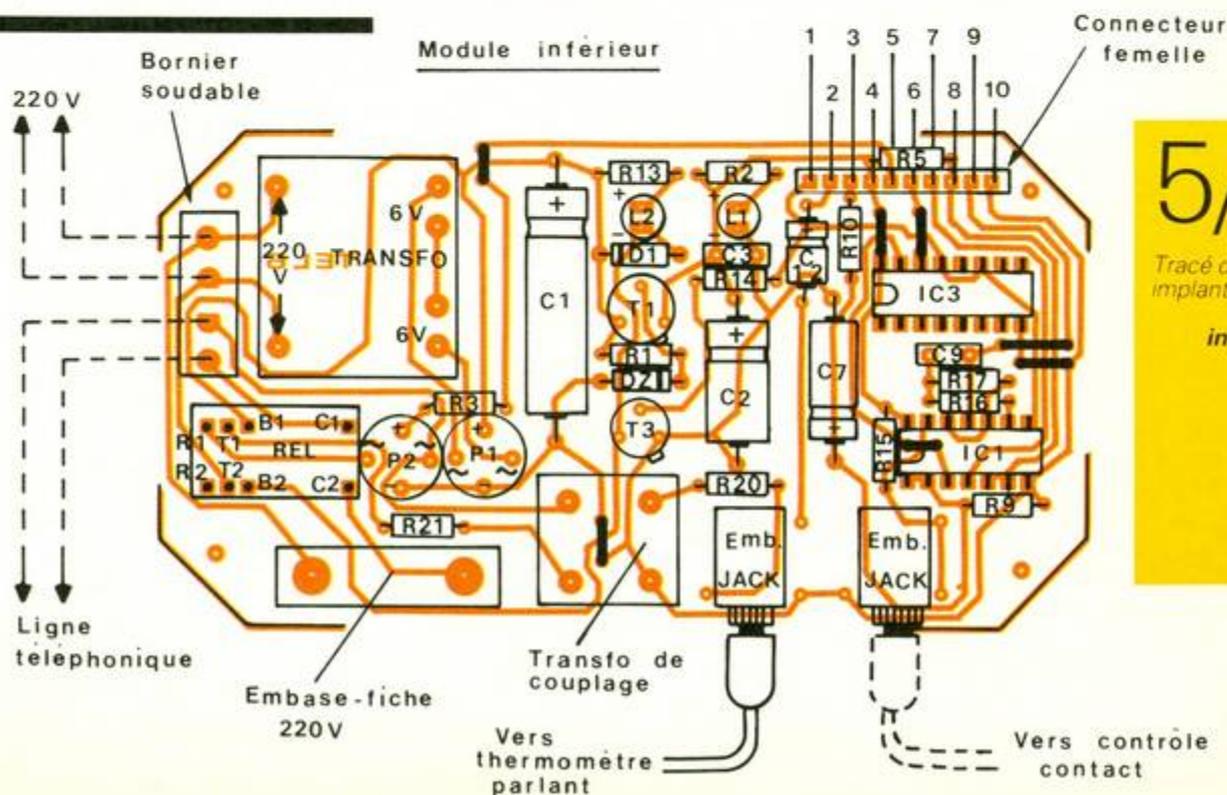
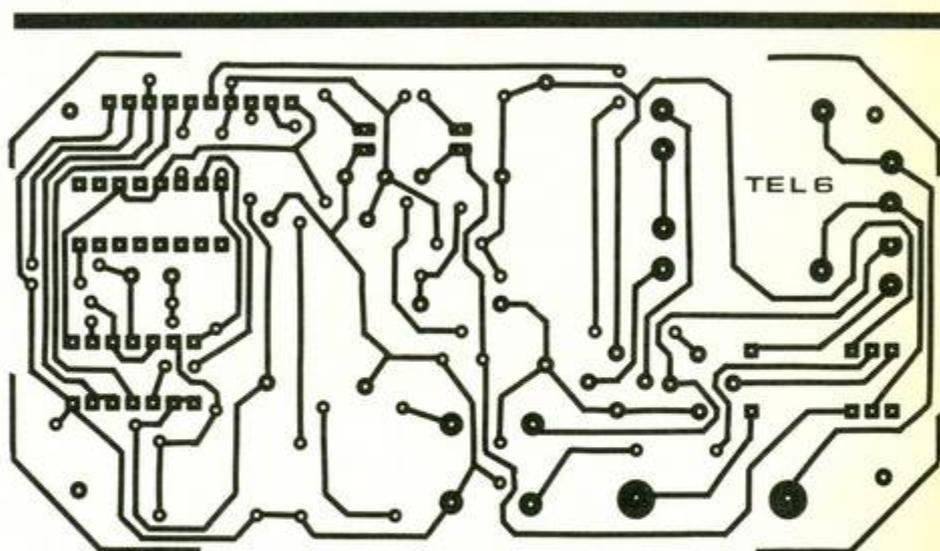
### i) Possibilité de transmission d'autres audio-fréquences

En engageant dans l'embase Jack prévue à cet effet une fiche mâle, la partie correspondant à la sortie du NE 555 se trouve éliminée, ce qui permet à une autre source d'audio-fréquences de prendre la relève. Grâce à la sortie « utilisation 220 V », il est ainsi possible de télécommander la mise en marche du thermomètre parlant que nous avons déjà évoqué précédemment. Ce dernier devient ainsi « interrogeable à distance ».

l'intermédiaire de la porte AND IV, les états hauts de ces créneaux activent périodiquement IC<sub>4</sub> qui entre alors périodiquement en action. Un bip-bip caractéristique résonne alors dans la ligne téléphonique.

### h) Fin de communication

Environ trente secondes après la fermeture du relais de prise de ligne, la capacité C<sub>7</sub> a atteint un niveau de déchargement tel que la sortie de la porte NAND I repasse à l'état haut. Il se produit aussitôt la remise à zéro de IC<sub>3</sub>, et donc l'ouverture du relais. L'ensemble repasse à nouveau en position de veille.



**5/6**  
(suite)  
Tracé du C.I. et  
implantation du  
module  
inférieur.

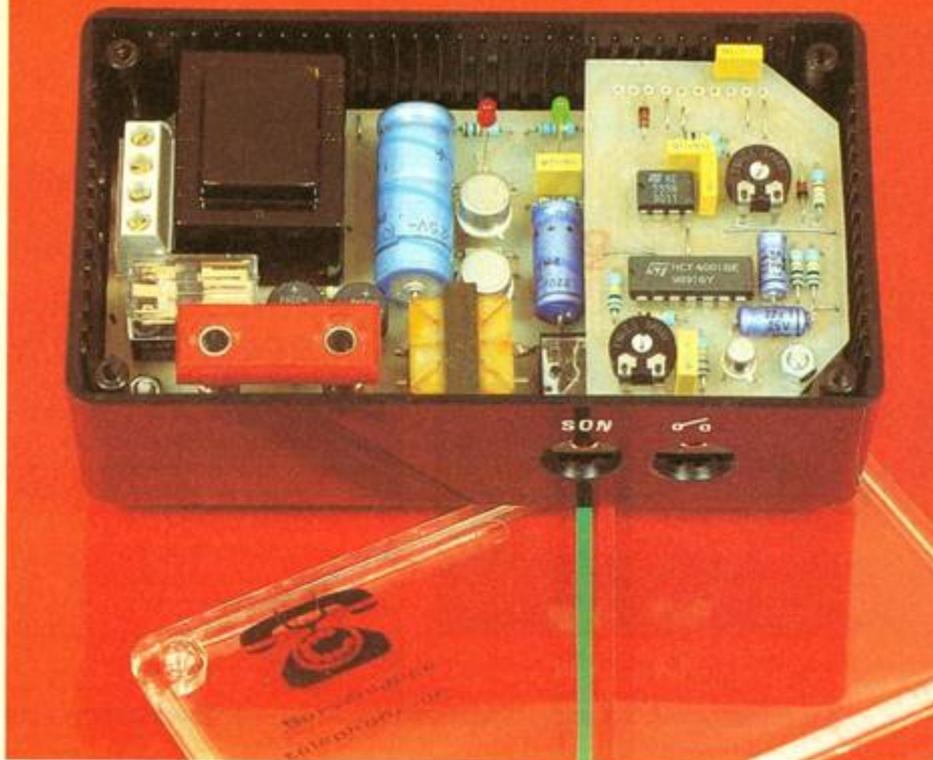


Photo 4. – L'ensemble s'intégrera à merveille dans un coffret Coffre 2 TP.

Enfin, une dernière possibilité de ce montage réside dans l'allumage momentané d'une source lumineuse sur simple appel téléphonique pour constituer un simulateur de présence.

### III – LA REALISATION PRATIQUE

#### a) Circuits imprimés (fig. 5)

Un premier circuit forme le module inférieur, tandis qu'un second, de taille plus modeste, constitue le module supérieur. Ces deux circuits peuvent être facilement reproduits par application directe des éléments de transfert Mécanorma sur la face cuivrée du verre époxy.

Après gravure dans le bain de perchlorure de fer, les circuits seront abondamment rincés, puis toutes les pastilles percées à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre. Suivant le diamètre des connexions, certains trous seront à agrandir par la suite à 1 ou à 1,3 mm. Enfin, on pourra achever la réalisation de ces circuits imprimés par un étamage soigné des pistes.

#### b) Implantation des composants (fig. 6)

Après la mise en place des différents straps de liaison, on procédera à la mise en place des diodes, des résistances, des ajustables, des capacités et des transistors. Il va sans dire qu'il

convient d'apporter un soin tout à fait particulier au respect de l'orientation des composants polarisés.

On implantera ensuite les composants de volume plus importants tels que les relais, les embases Jack, les ponts et le transformateur.

Les circuits intégrés seront mis en place en fin d'opération. Attention à leur orientation. De plus, il est nécessaire de prévoir un temps de refroidissement suffisant entre deux soudures consécutives sur les broches d'un même boîtier.

Les traces laissées par le décapant du fil de soudure peuvent être effacées à l'aide d'un pinceau imbibé d'un peu d'acétone. Les deux modules seront réunis par un ensemble de connecteurs mâle et femelle et d'une vis de 3 mm de diamètre avec des écrous formant entretoises.

#### c) Mise au point et réglages

Un premier réglage consiste à placer le curseur de l'ajustable  $A_1$  dans une position telle que les sonneries se trouvent correctement détectées. Le critère correspondant est l'obtention, pendant les sonneries, d'un potentiel voisin de 9 V sur l'armature positive de  $C_5$ , en tournant plus au moins le curseur de  $A_1$  dans le sens des aiguilles d'une montre. Un bon réglage est réalisé si le critère ci-dessus est obtenu tout en restant dans une plage de

sensibilité minimale, c'est-à-dire en tentant de laisser le curseur le plus à gauche de l'ajustable. Ainsi, en cas de numérotation, le système de détection reste sans effet. Quant à la position du curseur de  $A_2$ , c'est l'expérimentation pratique qui la déterminera. Le signal injecté dans la ligne téléphonique est d'autant plus intense que l'on tourne le curseur de  $A_2$  dans le sens des aiguilles d'une montre.

Dans la maquette présente, un bon résultat a été obtenu en plaçant les curseurs des deux ajustables en position médiane. Signalons également que la temporisation de prise de ligne peut être ajustée en substituant à la résistance  $R_9$  une autre résistance de valeur plus ou moins importante.

Enfin, rappelons que tout branchement d'un tel montage sur une ligne téléphonique PTT doit rester soumis à une demande préalable auprès de cette administration, au même titre qu'un appareil téléphonique. ■

### LISTE DES COMPOSANTS

#### a) Module inférieur

7 straps (3 horizontaux, 4 verticaux)

$R_1$  : 330  $\Omega$  (orange, orange, marron)

$R_2$  : 560  $\Omega$  (vert, bleu, marron)

$R_3$  : 470 k $\Omega$  (jaune, violet, jaune)

$R_5$  : 10 k $\Omega$  (marron, noir, orange)

$R_9$  : 220 k $\Omega$  (rouge, rouge, jaune)

$R_{10}$  : 3,3 k $\Omega$  (orange, orange, rouge)

$R_{13}$  : 1 k $\Omega$  (marron, noir, rouge)

$R_{14}$  : 4,7 k $\Omega$  (jaune, violet, rouge)

$R_{15}$  : 10 k $\Omega$  (marron, noir, orange)

$R_{16}$  : 1 M $\Omega$  (marron, noir, vert)

$R_{17}$  : 470 k $\Omega$  (jaune, violet, jaune)

$R_{20}$  : 10  $\Omega$  (marron, noir, noir)

voir texte

$R_{21}$  : 180  $\Omega$  (marron, gris, marron) voir texte

$D_1$  : diode 1N4004, 4007

$D_2$  : diode Zener 10 V, 1,3 W

$L_1$  : LED verte  $\varnothing$  3

$L_2$  : LED rouge  $\varnothing$  3

$P_1$  et  $P_2$  : 2 ponts de diodes 1,5 A

$C_1$  : 1 000  $\mu$ F/25 V électrolytique

voir texte

$C_2$  : 220  $\mu$ F/10 V électrolytique

$C_3$  : 0,22  $\mu$ F milfeuil



Photo 5. - Le composant rouge est une embase femelle 220 V.

**C<sub>7</sub>** : 220  $\mu$ F/10 V électrolytique  
**C<sub>9</sub>** : 0,47  $\mu$ F milfeuil  
**C<sub>12</sub>** : 10  $\mu$ F/10 V électrolytique  
**T<sub>1</sub>** : transistor NPN 2N1711, 1613  
**T<sub>3</sub>** : transistor NPN 2N1711, 1613  
**IC<sub>1</sub>** : CD 4011 (4 portes NAND à 2 entrées)  
**IC<sub>3</sub>** : CD 4017 (compteur décodeur décimal)  
 Bornier soudable 4 contacts  
 Transformateur 220 V/12 V/1 VA  
 Relais 12 V/ 2 RT type « National »

Embase femelle 220 V  
 Transformateur de couplage (voir texte)  
 Connecteur femelle 10 broches  
 2 embases femelles Jack

#### b) Module supérieur

8 straps (3 horizontaux, 5 verticaux)  
**R<sub>4</sub>** : 22 k $\Omega$  (rouge, rouge, orange)  
**R<sub>6</sub>** : 100 k $\Omega$  (marron, noir, jaune)  
**R<sub>7</sub>** : 3,3 k $\Omega$  (orange, orange, rouge)  
**R<sub>8</sub>** : 10 k $\Omega$  (marron, noir, orange)

**R<sub>11</sub>** : 10 k $\Omega$  (marron, noir, orange)  
**R<sub>12</sub>** : 100 k $\Omega$  (marron, noir, jaune)  
**R<sub>18</sub>** : 10 k $\Omega$  (marron, noir, orange)  
**R<sub>19</sub>** : 33 k $\Omega$  (orange, orange, orange)  
**D<sub>2</sub> et D<sub>3</sub>** : 2 diodes-signal 1N4148, 914  
**A<sub>1</sub>** : ajustable de 47 k $\Omega$ , implantation horizontale, pas de 5,08  
**A<sub>2</sub>** : ajustable de 1 k $\Omega$ , implantation horizontale, pas de 5,08  
**C<sub>4</sub>** : 0,22  $\mu$ F milfeuil  
**C<sub>5</sub>** : 2,2  $\mu$ F/10 V électrolytique  
**C<sub>6</sub>** : 22  $\mu$ F/10 V électrolytique  
**C<sub>8</sub>** : 4,7 nF milfeuil  
**C<sub>10</sub>** : 22 nF milfeuil  
**C<sub>11</sub>** : 4,7 nF milfeuil  
**T<sub>2</sub>** : transistor NPN BC 108C, 109C, 2N2222  
**IC<sub>2</sub>** : CD 4081 (4 portes AND à 2 entrées)  
**IC<sub>4</sub>** : NE 555  
 Connecteur mâle 10 broches

#### c) Divers

3 fiches Jack mâles  
 Fil blindé (1 conducteur + blindage)  
 Coffret Teko série « transparent »  
 Coffre 2 TP (125 x 39 x 70)

## Au sommet de la qualité

### CROVISA transformateurs standards ~ moulés ~ extra plats



DISTRIBUÉ PAR

# AXEL


**COPCA**  
 COMPTON PRODUITS  
 12, rue du Docteur Saubert  
 B.P. 14 - 63880 OLLIERGUES  
 Tél. : 73.95.56.43 - Fax : 73.95.52.65

12, rue du Docteur Saubert  
 B.P. 14 - 63880 OLLIERGUES  
 Tél. : 73.95.56.43 - Fax : 73.95.52.65

# MULTIPLEXEUR POUR TELECOMMANDE MONOCANAL



Si vous souhaitez commander à l'aide d'un simple émetteur monocanal plusieurs récepteurs différents, séparément, les uns après les autres ou dans un ordre quelconque, cette maquette est précisément faite pour vous. Elle ne fait appel qu'à des composants ordinaires et peut s'adapter très facilement à un nombre quelconque de canaux.

## A - PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Parmi les nombreuses spécialités ou technologies modernes, on trouve en bonne place la domotique, qui consiste à améliorer le confort des personnes dans leur habitat. On pense de suite à toutes les applications électriques ou électroniques comme la télécommande des volets, la commande et la régulation du chauffage ou de l'éclairage, la gestion des fonctions de sauvegarde ou d'alarme, en passant par l'ouverture automatique du portail ou l'arrosage des massifs ou pelouses, et ainsi de suite. La télécommande à infrarouge est omniprésente sur tous les téléviseurs et autres matériels HiFi, et chacun reconnaît le confort fabuleux qu'apporte le petit boîtier noir, comportant toutes les commandes que l'on actionne d'un seul geste sur le bon poussoir. Le « zapping » ou changement de chaîne lors de la publicité ou pour retrouver un programme intéressant est chose courante.

Pour les passionnés d'électronique que vous êtes, vous avez sans doute déjà réalisé un dispositif de télécommande parmi les nombreux modèles proposés dans *Electronique Pratique*. Le rayonnement infrarouge est particulièrement simple à mettre en œuvre. Moins nombreux sont ceux qui se frottent à l'utilisation des ondes hautes fréquences, ou alors en adaptant astucieusement un matériel existant du commerce, comme par exemple une paire de talky-walky dans la bande des 27 MHz. L'augmentation du nombre de canaux complique notablement la mise en



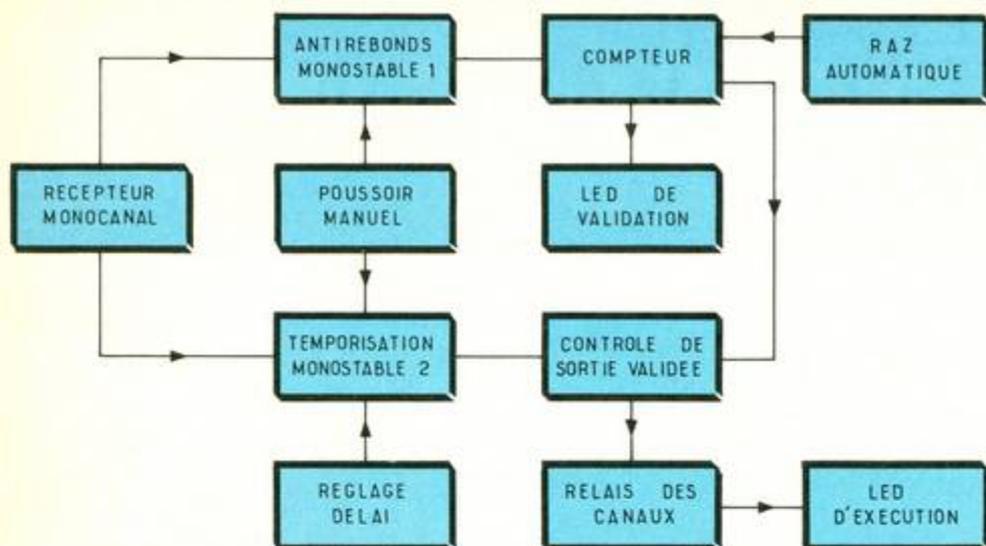
œuvre d'un dispositif quelconque, et bien souvent on regrette de ne pouvoir étendre les possibilités d'une télécommande à un canal.

Voici précisément l'objet du présent article. A l'aide d'un boîtier émetteur à un seul canal que vous possédez sans doute déjà, nous vous proposons de bientôt pouvoir commander plusieurs sorties différentes, soit les unes après les autres, soit l'une d'entre elles parmi les autres, avec contrôle aisé de la mise en marche et de l'arrêt de chaque canal. La facilité d'utilisation et la fiabilité de cette maquette sont suffisantes pour pouvoir commander des applications sérieuses et utiles. Il sera possible de procéder à la fermeture et à l'ouverture des divers volets de votre salon (ou de votre véranda), dans l'ordre qui vous convient, en totalité ou partiellement.

Notre maquette pourra s'adapter très facilement à un nombre quelconque de canaux, mais il faut savoir qu'en augmentant exagérément ceux-ci on complique quelque peu le mode d'emploi de cette télécommande un peu spéciale. En tous les cas, elle constitue une solution économique à un dispositif de télécommande multiple, si vous ne souhaitez pas investir une coquette somme dans une version multicanaux radiocommandée.

## B - ANALYSE DU SCHEMA ELECTRONIQUE

Nous posons comme condition de départ que vous possédiez une télécommande quelconque à un canal et que vous souhaitiez multiplier ses possibilités.



Bien entendu, on pourra à l'aide d'un bouton-poussoir local suppléer l'émetteur, ne serait-ce que si celui-ci est égaré, en panne ou à court de piles. L'alimentation de notre module est confiée au secteur, car il est destiné à être relié à des récepteurs alimentés eux aussi le plus souvent sur le réseau EDF. Après l'incontournable transformateur abaisseur, on

retrouve un pont de Graetz à quatre diodes (sous la forme d'un ensemble moulé). Le gros chimique  $C_1$  assure un premier et vigoureux filtrage. L'utilisation du régulateur intégré 7812 simplifie beaucoup cet étage, car il assure à la fois la régulation, la protection contre les courts-circuits et contre les échauffements excessifs.

La quasi-totalité du schéma se retrouve sur la figure 2.

Le poussoir de commande est bien entendu disposé en parallèle sur le contact à fermeture du relais du récepteur utilisé. La borne 1 d'entrée du premier monostable, construit autour des portes NOR A et B, est forcée à la masse à travers la résistance  $R_1$ . Un ordre bref de commande génère un front montant ou positif, agrémenté de nombreux rebonds indésirables ; peu importe, car la sortie 4 de cette bascule génère à chaque fois un seul créneau positif lui aussi, d'environ 0,2 seconde. La durée exacte dépend à la fois du condensateur  $C_4$  et de l'ajustable  $P_1$ . A travers la résistance  $R_2$ , on attaque l'entrée horloge du fameux compteur décimal CMOS qui porte la référence 4017. Ce circuit dispose de dix sorties, dont l'une seulement pourra prendre un état haut à la fois. A la mise en service, le condensateur  $C_6$  se comporte comme un véritable court-circuit, créant ainsi à travers la diode  $D_1$  un très bref pic positif de remise à zéro. A cet instant, seule la sortie 3 est à l'état haut, ce qui illumine de suite la LED  $L_1$ , que nous avons baptisée LED de

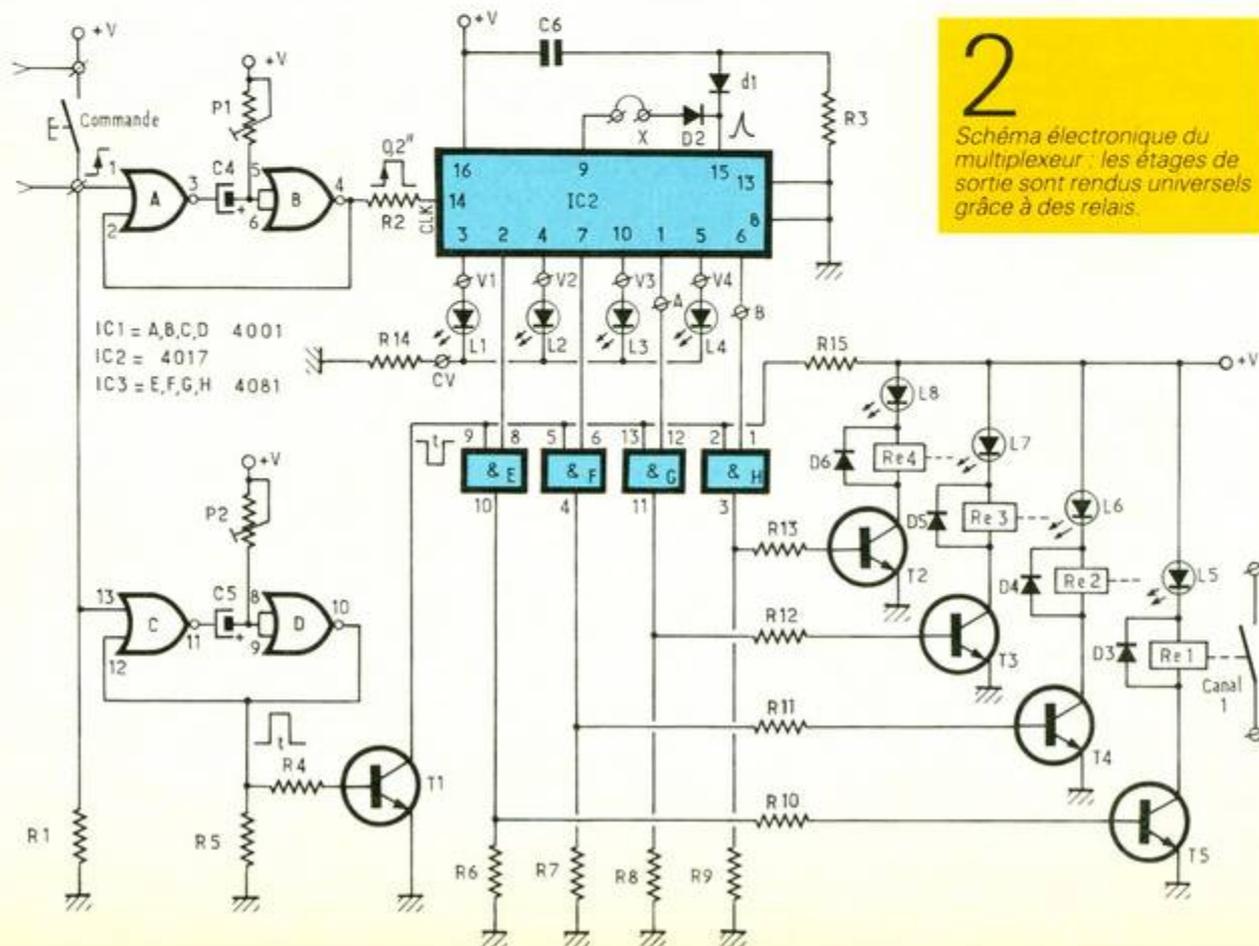
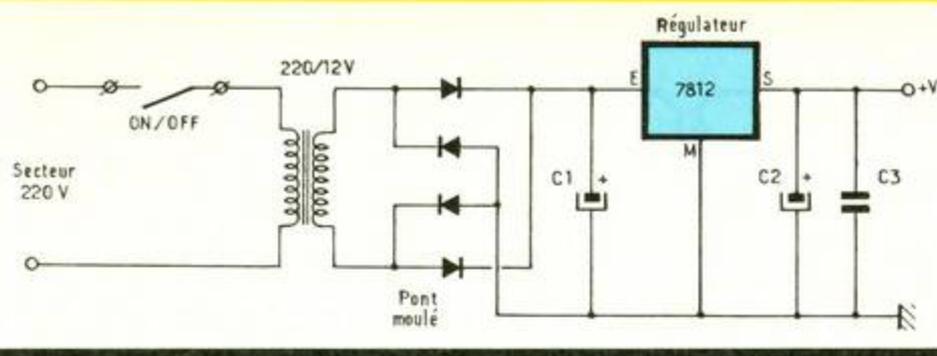


Schéma électronique du multiplexeur : les étages de sortie sont rendus universels grâce à des relais.

### 3 L'alimentation se compose de divers maillons : le transformateur-abaisseur, le filtrage (C<sub>1</sub> et C<sub>2</sub>) et la stabilisation effectuée à l'aide d'un 7812.



validation, tout comme L<sub>2</sub>, L<sub>3</sub> et L<sub>4</sub>. Elle sert simplement à attirer l'attention de l'utilisateur sur le fait que la prochaine impulsion de commande mettra en route la sortie précédemment validée. Nous y reviendrons.

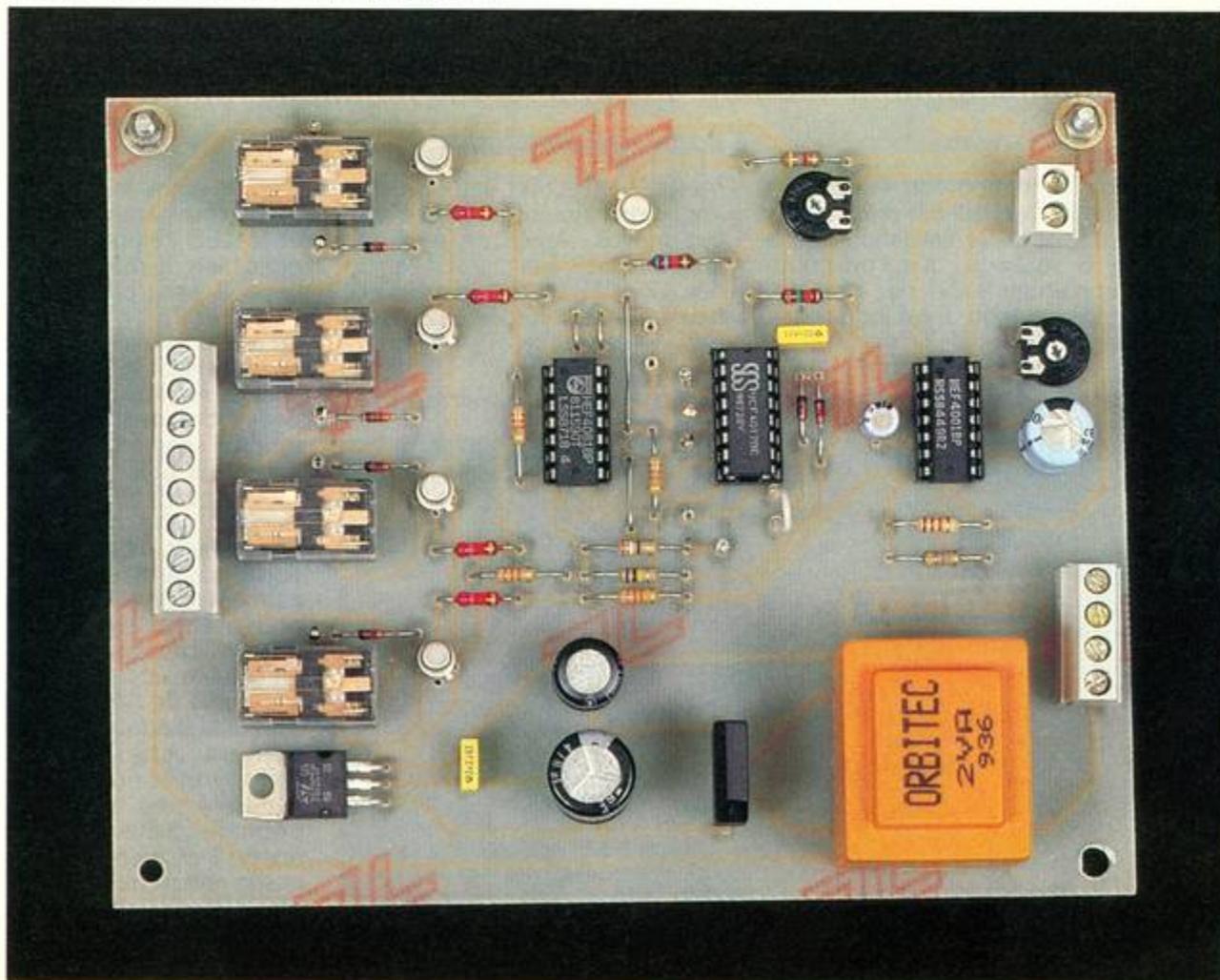
Il ne s'agit pourtant pas d'un simple compteur faisant défiler les différentes sorties les unes après les autres. Et voici pourquoi : vous avez sans doute déjà aperçu la seconde bascule monostable réalisée à partir des portes C et D restant disponibles dans le circuit IC<sub>1</sub>. Elle réagit elle aussi aux

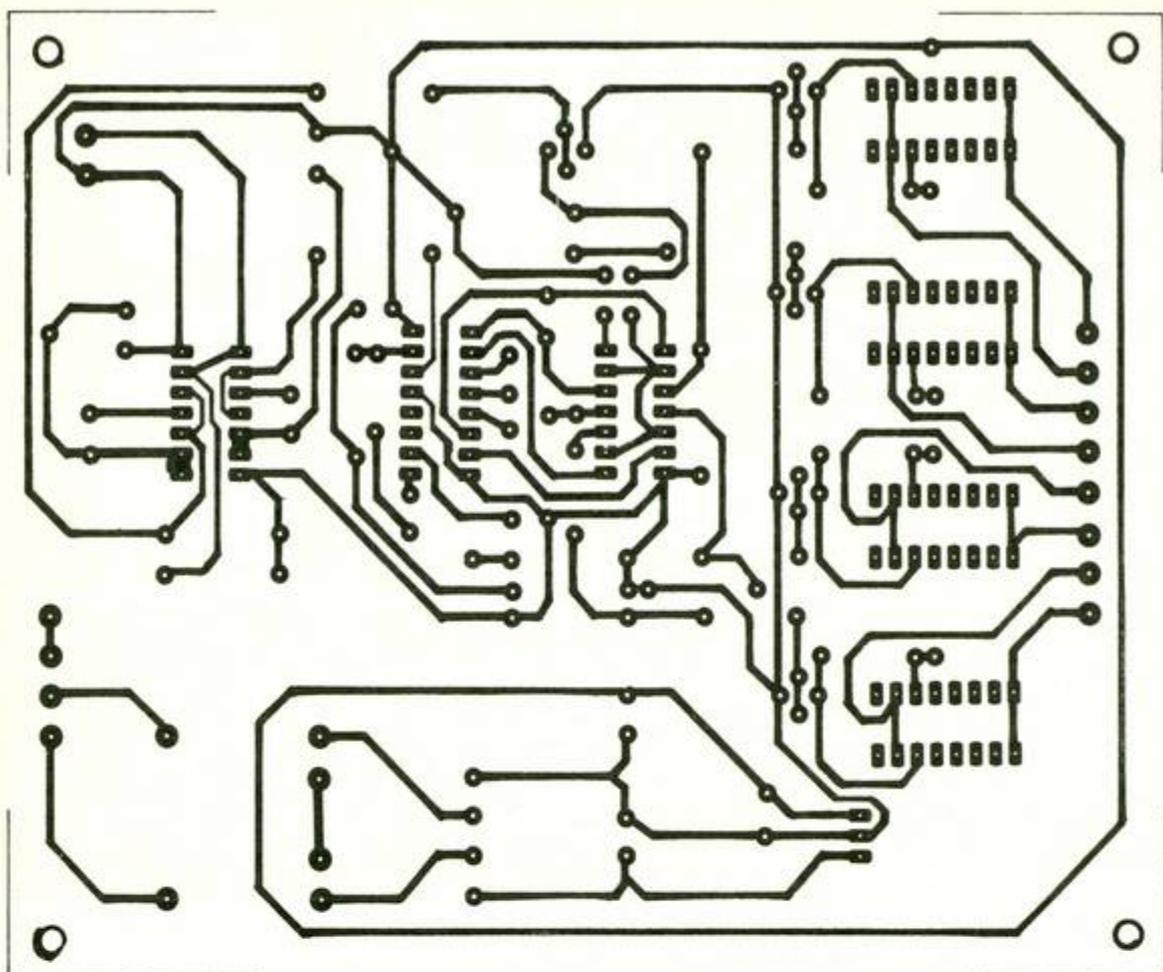
impulsions d'entrée, mais la période du signal de sortie est relativement plus longue et dépendra en fait du nombre de sorties que l'on désire commander. Si l'on souhaite, après la mise sous tension, commander le canal 1, il suffit de donner une seule impulsion pour mettre à l'état haut la sortie 2 du compteur IC<sub>2</sub>, ce qui porte à 1 la borne 8 de la première porte AND E. Rappelons que cette fonction logique élémentaire ne voit sa sortie à 1 que lorsque les deux entrées se trouvent simultanément à 1. La se-

conde bascule monostable produit elle aussi un signal positif de durée t, mais ce signal est inversé à l'aide du transistor T<sub>1</sub> pour être appliqué à son tour sur l'entrée 9 de la même porte AND.

En somme, pendant un temps t, l'état 1 est remplacé par un état 0, ce qui retarde un instant la mise à l'état haut de la sortie 10 de cette fonction AND. Ainsi, l'exécution de l'ordre est différé dans le temps. Ce n'est guère utile si l'on souhaite commander les canaux dans l'ordre croissant ; mais songez un peu à celui qui désire directement le canal 3 sans activer le canal 1. Les diodes de signalisation sont cette fois-ci d'un grand secours. La première impulsion valide la sortie 2 du compteur, mais le canal 1 n'est bien entendu pas activé de suite. L'impulsion suivante met à 1 la sortie 4 du compteur, ce que l'on peut vérifier par l'allumage de la LED 2. Encore une brève impulsion, et la sortie 7 est validée à son tour. La

Photo 2. - Vue de dessus de la platine électronique.





prochaine impulsion illumine enfin la LED 3, qui est précisément le dispositif de validation du canal 3 souhaité, que l'on pourra commander enfin par une dernière impulsion. Il est indispensable que la durée du signal t per-

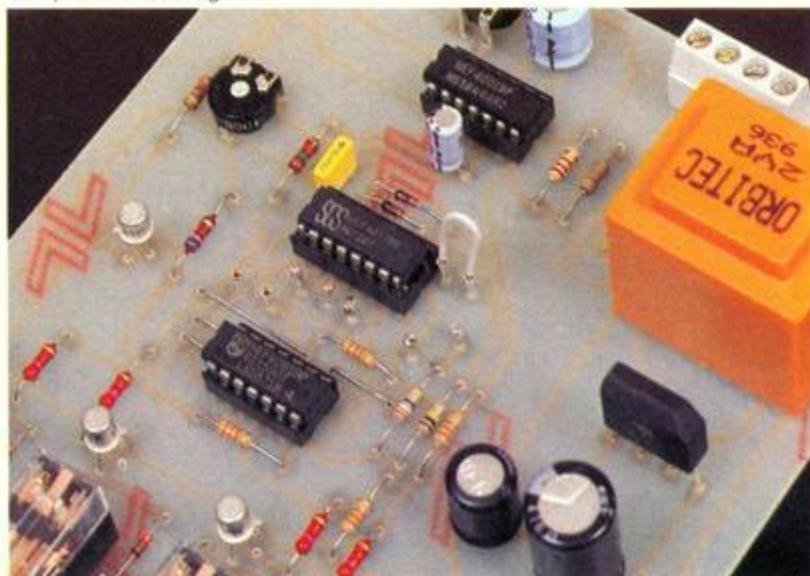
mette d'effectuer les diverses impulsions qui sont malgré tout fort brèves. Après ce délai, on aura un état 1 à la fois sur les bornes 12 et 13 de la porte AND G, habituellement forcée à la masse par la résistance  $R_8$ . A travers

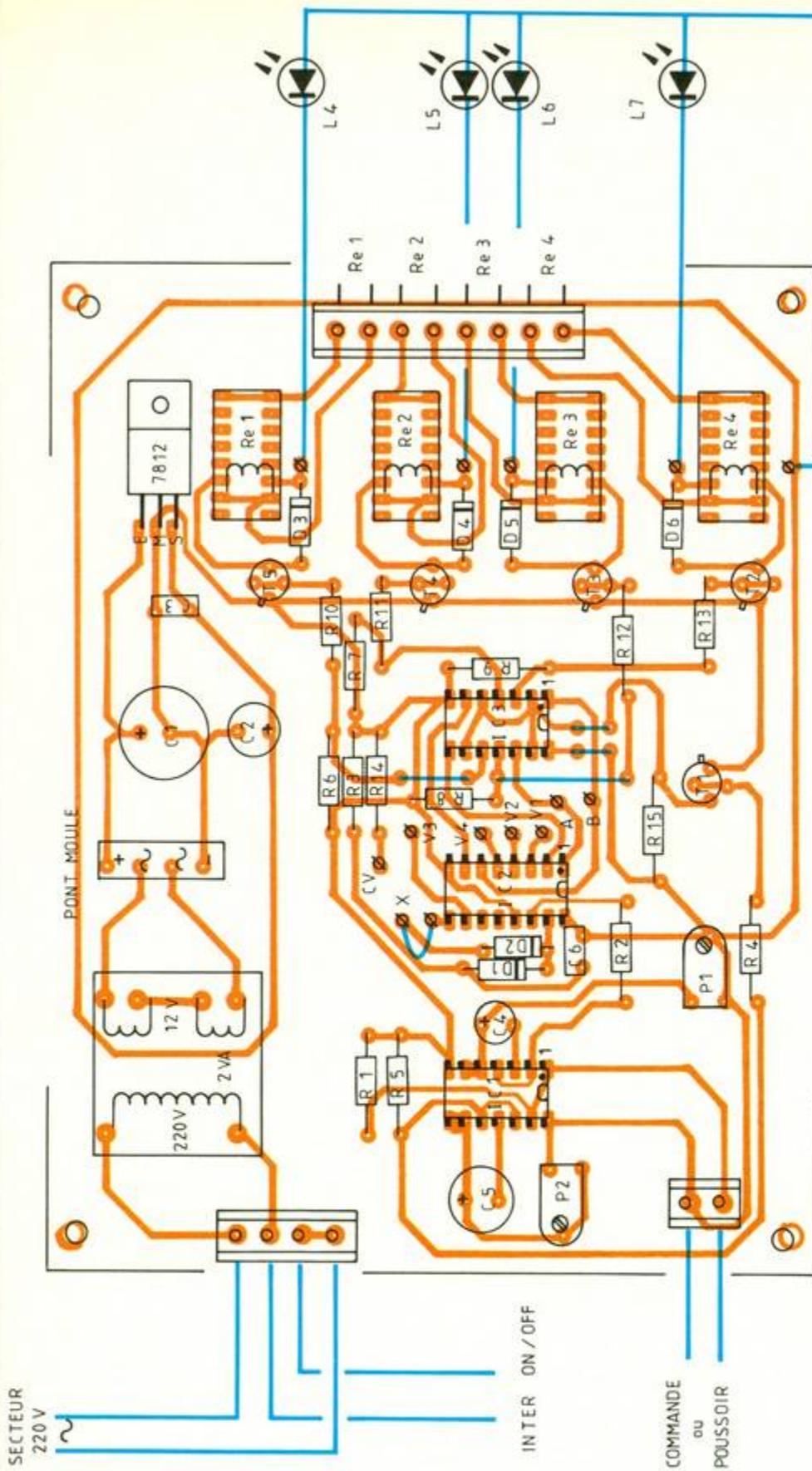
$R_{12}$ , on active le transistor  $T_3$  qui à son tour alimente le relais  $RE_3$  et la LED témoin  $L_7$ . Nous venons bien de mettre en service le canal 3 sans passer par les canaux 1 et 2.

La diode  $D_5$  assure la protection du transistor à la coupure de la charge selfique que constitue la bobine du relais. On peut constater plus simplement que l'extinction de la LED  $L_3$  est suivie par l'allumage immédiat de  $L_7$ .

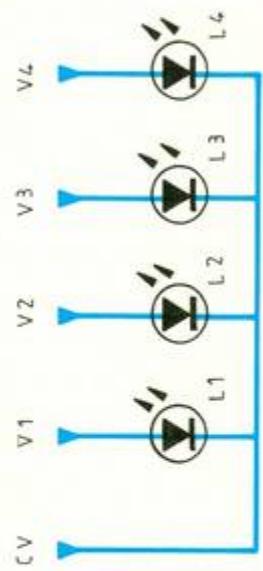
Un petit boîtier pourra regrouper les diverses diodes de signalisation pour faciliter l'utilisation de cette maquette. Sur le schéma, nous avons prévu de commander quatre canaux, ce qui nous amène à relier la neuvième sortie à la borne de RAZ, cette fois-ci à travers la diode antiretour  $D_2$ . On trouvera cette liaison entre la borne 9 et le point X prévu pour la mise à zéro. Il ne semble pas pratique d'étendre cette maquette à plus de cinq canaux, en raison notamment du grand nombre d'impulsions qu'il faudrait fournir pour faire avancer le

Photo 3. – On aperçoit à droite l'alimentation : transformateur, pont redresseur et capacités de filtrage.





compteur à chaque nouvelle commande.  
 Après avoir choisi le nombre de canaux à commander, il faut régler le second monostable pour obtenir un signal suffisamment long permettant de passer sans hâte sur l'activation du dernier canal. Vous aurez noté qu'il suffit de valider le canal suivant pour désactiver le précédent à l'aide d'une simple impulsion supplémentaire.



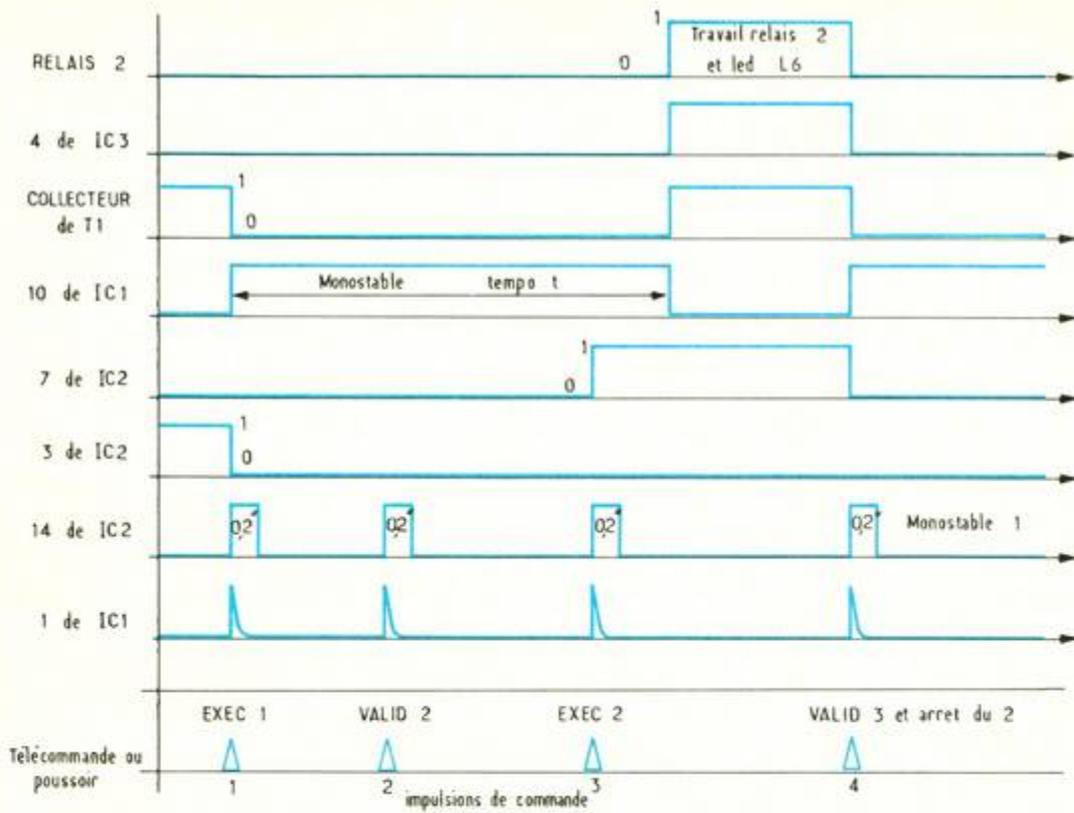
**5** Implantation et câblage de la platine électronique.

**C - REALISATION PRATIQUE**

Nous avons choisi de proposer un circuit destiné à commander quatre canaux sur la plaquette cuivrée, dont vous trouverez le tracé à l'échelle 1 à la figure 4. La méthode photographique semble la plus pratique et surtout la plus fiable si vous avez l'intention de construire plusieurs exemplaires de cette maquette. Cette plaquette porte l'alimentation secteur, toute la logique de commande et l'emplacement pour quatre relais de sortie. Ceux-ci n'auront sans doute pas la puissance nécessaire pour commander directement les éléments de puissance. Après la gravure et un copieux rinçage, il est temps de procéder aux diverses opérations de per-

# 6

Chronogrammes indiquant la commande du canal 2.

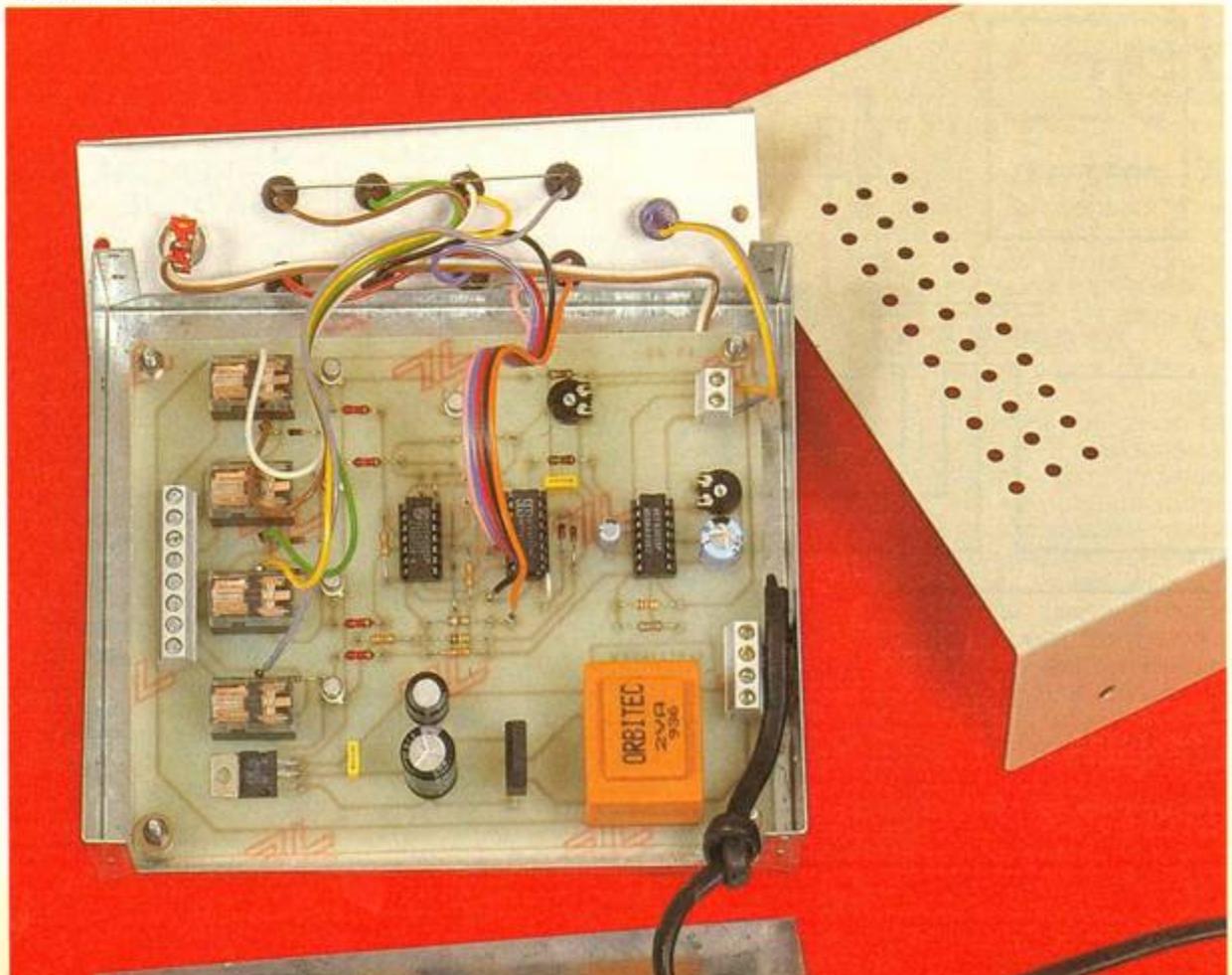


çage à 0,8 mm et 1 mm, un peu plus pour les gros éléments comme les bornes, le transformateur et les ajustables. La mise en place des composants se fera selon les indications détaillées de

la figure 5. Quelques straps évitent d'avoir recours à la technique du double face. Toutes les diodes électroluminescentes de visualisation prennent place sur la face avant du coffret retenu.

Comme à l'habitude, veiller à respecter scrupuleusement la valeur des composants et surtout le sens des composants polarisés (diodes, condensateurs chimiques, transistors). Après un sé-

Photo 4. - Le montage s'insérera parfaitement dans un coffret ESM pour lequel il a été prévu.



rieux contrôle, il est temps de procéder aux essais de la maquette. On teste tout d'abord le fonctionnement de la section alimentation qui doit délivrer une tension proche de 12 V. On doit la retrouver sur les trois supports des circuits intégrés.

A la mise sous tension, la LED L<sub>1</sub> doit être allumée, prouvant ainsi que la RAZ automatique a bien eu lieu. Une impulsion sur le poussoir fait avancer le compteur et éteint cette LED. Selon le réglage de l'ajustable P<sub>2</sub>, on doit constater l'allumage retardé de la LED L<sub>5</sub> et bien entendu la mise en route du relais 1 au même instant. Le seul véritable réglage se fera sur P<sub>2</sub> pour déterminer le temps nécessaire à la commande extrême, ici correspondant au quatrième relais.

Il ne sera pas nécessaire de s'entraîner longtemps pour maîtriser parfaitement toutes les possibilités de cette maquette quelque peu originale et spectaculaire dans ses effets.

Guy ISABEL  
sur une proposition  
de Georges BOUYER

## LISTE DES COMPOSANTS (version à 4 canaux)

### Résistances (1/4 W)

R<sub>1</sub> : 47 kΩ (jaune, violet, orange)  
R<sub>2</sub> : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)  
R<sub>3</sub> : 100 kΩ (marron, noir, jaune)  
R<sub>4</sub> : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)  
R<sub>5</sub> : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)  
R<sub>6</sub>, R<sub>7</sub>, R<sub>8</sub>, R<sub>9</sub> : 33 kΩ (orange, orange, orange)  
R<sub>10</sub>, R<sub>11</sub>, R<sub>12</sub>, R<sub>13</sub> : 2,7 kΩ (rouge, violet, rouge)  
R<sub>14</sub> : 390 Ω (orange, blanc, marron)  
R<sub>15</sub> : 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge)  
P<sub>1</sub> : ajustable horizontal 100 kΩ  
P<sub>2</sub> : ajustable horizontal 470 kΩ

### Condensateurs

C<sub>1</sub> : chimique vertical 470 μF/25 V  
C<sub>2</sub> : chimique vertical 100 μF/25 V  
C<sub>3</sub> : plastique 2,2 nF  
C<sub>4</sub> : chimique vertical 4,7 μF/25 V

C<sub>5</sub> : chimique vertical 100 μF/25 V  
C<sub>6</sub> : plastique 100 nF

### Semi-conducteurs

IC<sub>1</sub> : (portes NOR) 4001  
IC<sub>2</sub> : (compteur décimal) 4017  
IC<sub>3</sub> : (portes AND) 4081  
T<sub>1</sub> à T<sub>5</sub> : 2N2222 ou équivalent  
D<sub>1</sub> à D<sub>6</sub> : 1N4148, diodes commutation

Pont moulé  
7812 régulateur intégré  
12 V positif  
L<sub>1</sub> à L<sub>4</sub> : diodes LED ø 5 mm jaunes (validation)  
L<sub>5</sub> à L<sub>8</sub> : diodes LED ø 5 mm rouges (exécution)

### Divers

Boîtier ESM métal EB 16/05  
Transfo moulé à picot 220/12 V 1,5 à 2 VA  
Bornes vissé soudé  
2 supports C.I. 14 broches  
1 support C.I. 16 broches  
4 relais DIL 16 bobine 6 V  
Inter miniaturé  
Cordon secteur, fil souple  
Picots à souder

**NOUVEAU**

**DM 95**  
un numérique  
à échelle  
analogique  
et fonctions  
multiples

Autres modèles :

DM 93\* (modèle de base) 879 TTC

DM 97\* (modèle DM 95  
+ fréquencemètre) 1505 TTC

\* ces deux appareils sont également livrés avec leur gaine anti-choc.



4000 points de mesure,  
bargraph rapide.  
Sélection auto/manuelle,  
testeurs de transistors,  
extinction automatique.  
Fonction mémoire.  
Capacimètre 8 gammes.

**DM 95**

1095 TTC  
+ gaine anti-choc 173 TTC  
~~1268 TTC~~

**1095<sup>TTC</sup>**

L'arrière de cette gaine en caoutchouc est munie d'une béquille, d'un trou pour fixation verticale, d'un crochet de suspension et de 2 logements pour les sondes.

**EN CADEAU :**  
UNE GAINE ANTI-  
CHOC D'UNE  
VALEUR DE 173 TTC

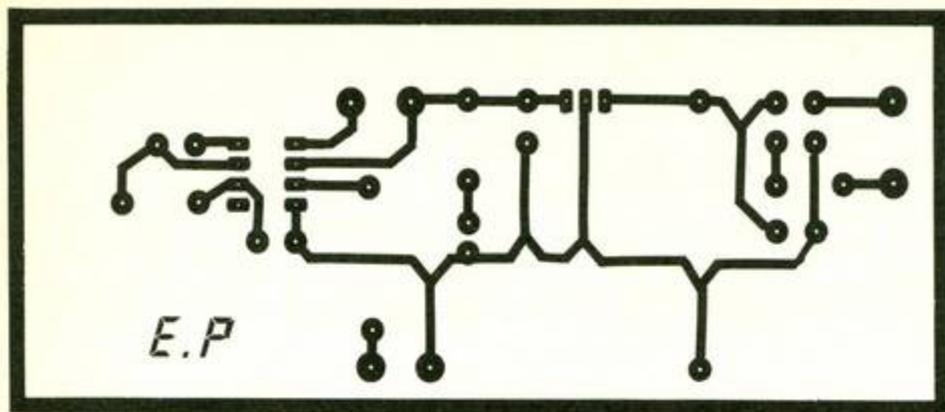


**Beckman Industrial**

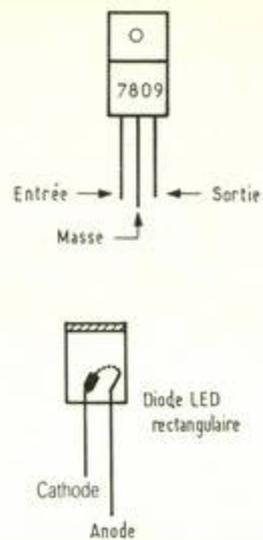
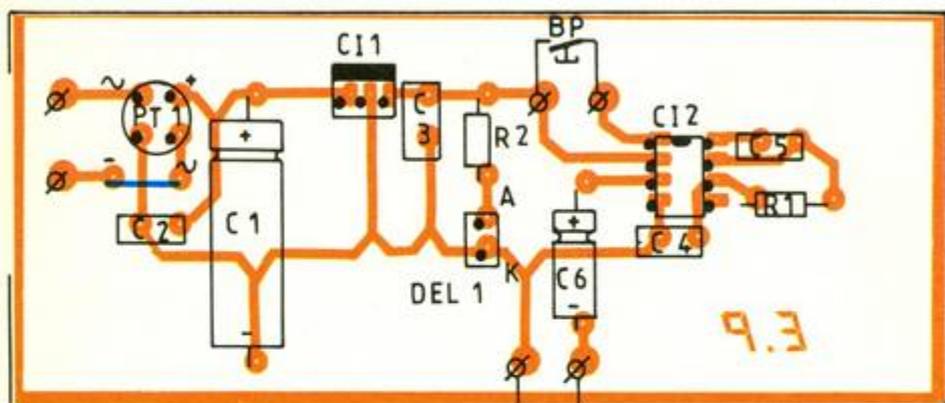
Affiliée à Emerson Electric Co.

DISPONIBLE CHEZ VOTRE REVENDEUR





ENTREE BLOC SECTEUR ALIMENTATION



**2-3** Le circuit imprimé, l'implantation comportant un strap et les brochages des principaux composants.

### c) L'implantation des composants

Elle est représentée en figure 3. Elle ne pose aucun problème. On veillera toutefois à bien orienter PT1, CI1, CI2, DEL1, C1 et C6 qui sont polarisés. Il ne suffira plus que de relier le poussoir, le haut-parleur et le bloc alimentation à la platine. L'ensemble pourra se loger dans un petit boîtier qui protégera ainsi l'électronique des agressions extérieures. ■

- PT1, un pont de diodes redresseur moulé, fournit, au montage, les polarités correctes de la tension d'alimentation, quel que soit le sens de branchement des entrées ;
  - C1, une capacité de 470  $\mu$ F, diminue l'ondulation potentielle, en réalisant un léger filtrage. Suivant la qualité du bloc d'alimentation, la valeur C1 pourra être portée à 1 000  $\mu$ F, voire 2 200  $\mu$ F ;
  - C2, C3, quant à eux, réalisent un découplage aux fréquences élevées ;
  - CI1, pour finir, constitue un régulateur 7809 qui stabilise la tension à 9 V.
- La présence du secteur sera signalée par une diode électroluminescente polarisée par R2.

### REALISATION PRATIQUE

**a) Le circuit imprimé (fig. 2)**  
On commencera au préalable par ajuster le support aux dimensions correctes, puis on le dégraissera à l'alcool afin d'enlever traces de doigts et autres. En cas d'oxydation, on aura recours à une

gomme à encre, voire à un tampon abrasif. Après rinçage à l'eau claire puis séchage, on appréhendera la plaque uniquement par ses bords pour ne pas à nouveau la tacher. Celle-ci sera de préférence en verre époxy, matière plus solide que la Bakélite, qui possède cependant pour avantage d'être moins onéreuse. On reproduira ensuite le tracé du circuit imprimé à l'aide de pastilles et de bandelettes type Mécanorma, qui seront déposées sur le cuivre propre. On passera, à cet instant, à l'étape de la gravure, consistant à plonger le CI dans un bain de perchlorure de fer tiède. Celui-ci attaquera les zones cuivrées non protégées par les transferts, de manière à laisser apparaître, en finale, uniquement le tracé des pistes.

**b) Le perçage**  
Après nettoyage à l'eau puis séchage, on procédera au perçage avec des diamètres de forets allant de 0,8 mm à 1 mm pour les composants et 1,2 mm pour les cosses poignards.

### LISTE DU MATERIEL

- R1 : 10 k $\Omega$  (marron, noir, orange) 5 %
- R2 : 470  $\Omega$  (jaune, violet, marron) 5 %
- C1 : 470  $\mu$ F minimum/25 V/axial
- C2 : 220 nF/milfeuille
- C3 : 100 nF/milfeuille
- C4 : 10 nF/milfeuille
- C5 : 4,7 nF/milfeuille
- C6 : 100  $\mu$ F/25 V/axial
- CI1 : 7809/régulateur de tension +9 V
- CI2 : SAB600/synthétiseur 3 gongs
- PT1 : pont redresseur moulé
- DEL1 : diode électroluminescente rectangulaire verte
- Un support 8 broches pour circuit intégré
- Un haut-parleur 8  $\Omega$ /0,25 W
- Un bouton-poussoir
- Epoxy, cosses, soudure, etc.

# COMMANDE SONORE UNIVERSELLE

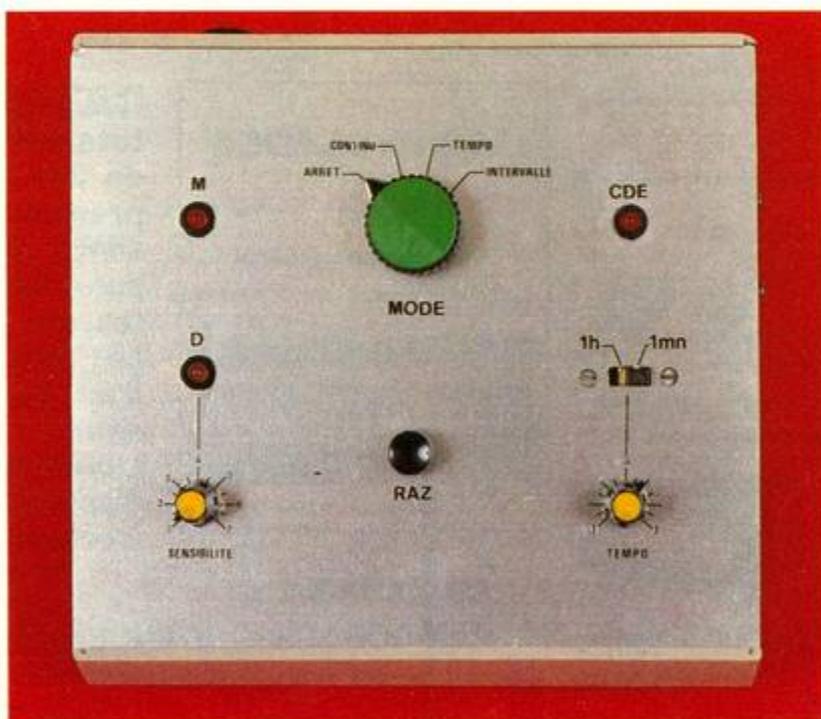


Cette réalisation vous permettra de commander par le son et dans plusieurs modes trois sorties différentes. Une sortie « collecteur ouvert », une sur contact de relais et une sur triac pour charge directe sur le secteur permettent d'aborder tous les cas de figure. Les trois modes sont : le mode « continu » où après détection, seule une action manuelle sur le bouton de RAZ arrête la commande ; le mode « tempo » où la commande dure un temps que vous déterminerez (jusqu'à 1 heure) ; enfin le mode « intervalle » où, à chaque détection, il y a changement d'état, exemple : au premier bruit une lampe s'allume, au deuxième elle s'éteint, au troisième elle se rallume, etc.

## FUNCTIONNEMENT

La figure 1 donne le schéma de principe : En lieu et place d'un micro, on utilise un... haut-parleur ! Il faut en effet savoir que le principe sur lequel fonctionnent les haut-parleurs est réversible : une variation de tension sur la bobine fait bouger la membrane, mais comme pour un micro ordinaire, lorsque la membrane bouge (à cause des variations de pression dues au bruit) une tension est induite dans la bobine. Cette tension que l'on recueille aux bornes de la bobine est très faible (quelques millivolts). Il faut donc avant tout l'amplifier.

Pour cela, on utilise trois étages montés sur le même schéma de base. La figure 2 en donne le fonctionnement. On voit que l'amplification est égale au rapport des deux résistances. Le signe « - » signifie que la tension de sortie est en opposition de phase avec la tension d'entrée. Le premier étage constitué par  $R_2/R_3/C1_{1A}$  a un gain de 10, le deuxième, constitué par  $R_4/R_5/C1_{1B}$  a un gain de 15 et le troisième constitué par  $R_6/R_7/C1_{2A}$  a un gain voisin de 21. Le gain total représente le produit des trois, soit  $\approx 3\ 200$ . Avec 1 mV en entrée on recueille 3,2 V en sortie ! Les condensateurs  $C_{14}/C_{15}$  font chuter le gain aux fréquences audio importan-



tes.  $C_{10}/C_{11}/C_{12}/C_{13}$  découplent les lignes d'alimentation le plus près possible des circuits intégrés. Pour ceux qui auraient encore du remords,  $J_1$  permet l'utilisation d'un micro ou le déport à distance du haut-parleur.

L'étage constitué autour de  $C1_{2B}$  va détecter tout signal amené sur l'entrée + qui sera supérieur au niveau appliqué sur l'entrée - par le potentiomètre de sensibilité. Entre la sortie de  $C1_{2A}$  et l'entrée + de  $C1_{2B}$  se trouvent

$C_9/D_1/D_2/C_{14}$  qui sont montés en doubleur de tension. La figure 3 donnent le fonctionnement d'un tel montage : prenons le cas d'une tension de 3,2 V sur l'entrée du doubleur, pendant l'alternance négative  $V_e = -3,2$  V. C se charge à travers  $D_1$ , qui est polarisée en sens passant.  $D_1$  supposée parfaite fait que  $U_C = 3,2$  V,  $V = V_e + V_C = -3,2 + 3,2 = 0$  V ; lors de l'alternance positive  $V_e$  arrive à +3,2 V,  $U_C$  a gardé +3,2 V à ses



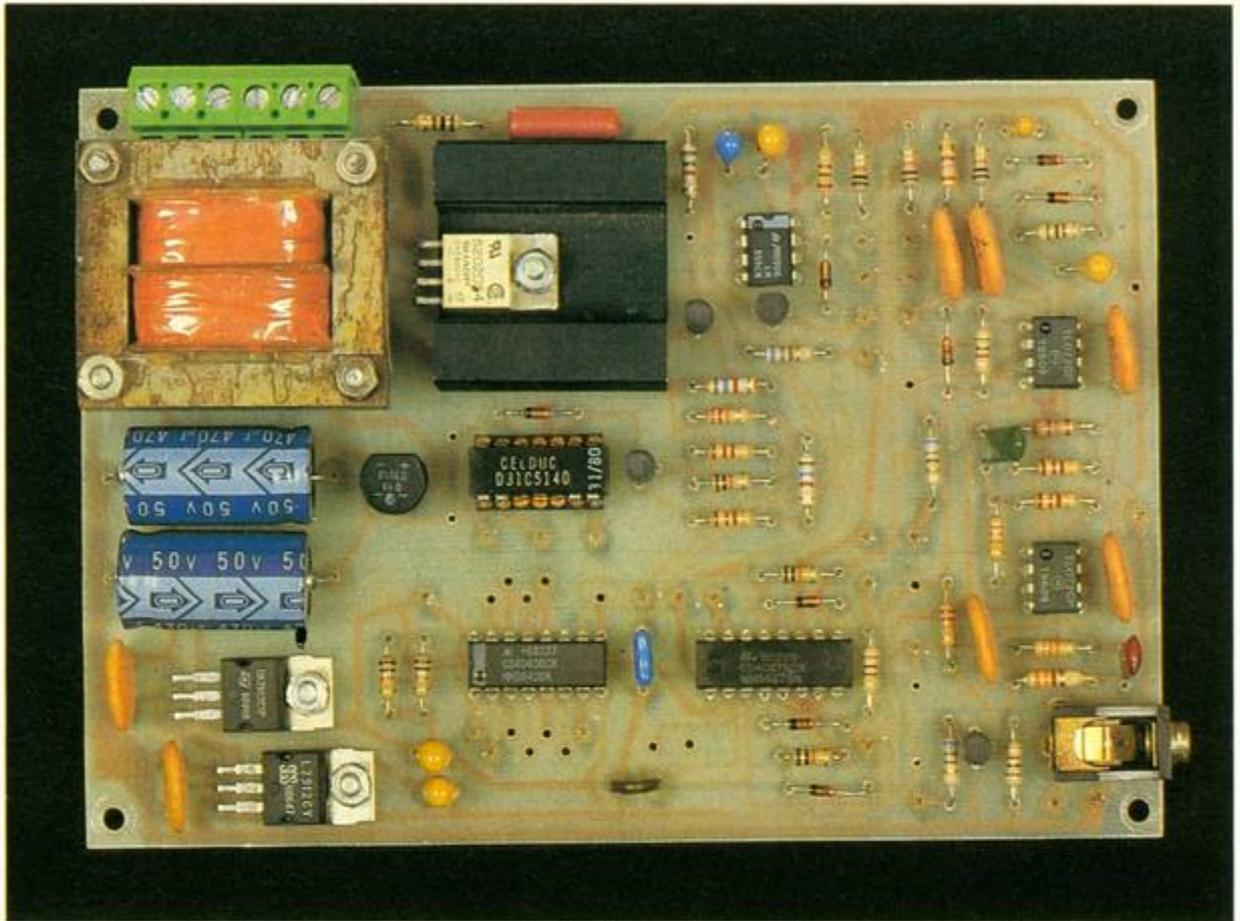
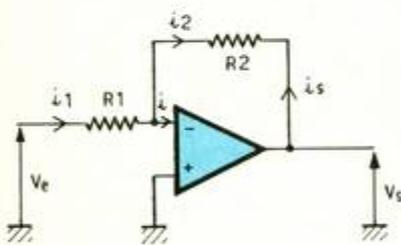


Photo 2. – La platine électronique au grand complet intègre le transformateur de tension et les interfaces de sortie.

2

Schéma d'un amplificateur inverseur à A.O.P.



$$i = 0 \Rightarrow i_1 = i_2$$

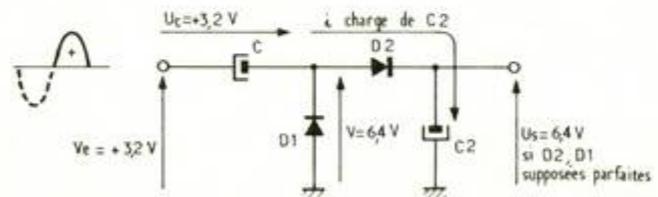
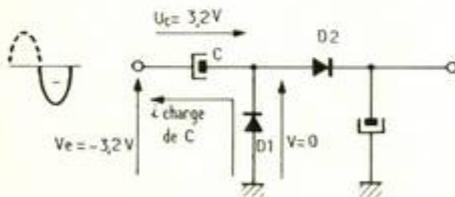
$$v^- = v^+ \Rightarrow i_1 = \frac{V_e}{R_1}$$

$$i_2 = -i_s = i_1 \Rightarrow i_s = -\frac{V_e}{R_1}$$

$$V_s = R_2 \cdot i_s = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_e$$

3

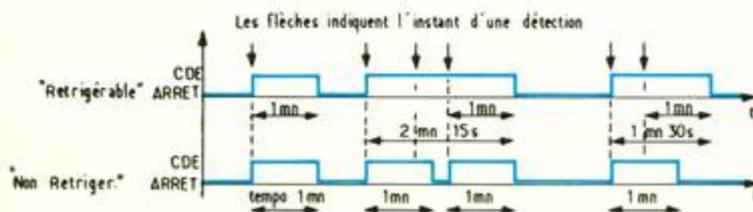
Fonctionnement d'un doubleur de tension.



bornes, donc  $V = 6,4 \text{ V}$ .  $D_1$  est bloquée puisque polarisée en inverse. En revanche  $D_2$  est maintenant débloquée et charge  $C_2$  à la tension de  $6,4 \text{ V}$ . Si on tient compte des chutes d'environ  $0,6 \text{ V}$  en pratique dans les diodes, on obtient en sortie  $\approx +5,2 \text{ V}$ . Par ce système, on a donc en même temps que redressé le signal contribué à élever encore son niveau.  $R_9$  sert à

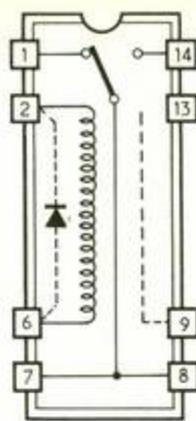
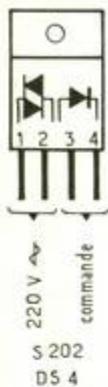
4

Principes des monostables utilisés.



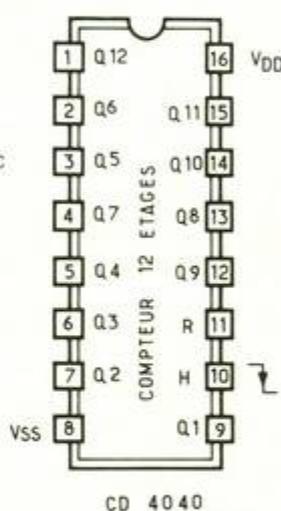
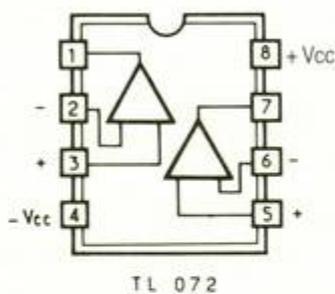
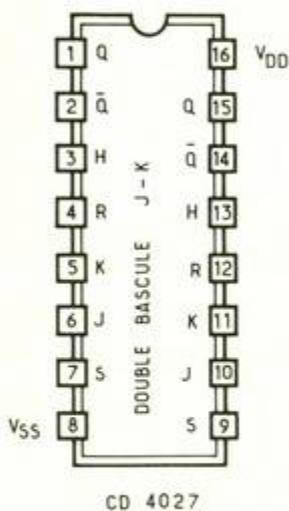
décharger  $C_{14}$ , qui, sans elle, garderait toujours sa tension maximale (l'entrée de  $C_{12B}$  a une trop haute impédance).  $R_{10}$  et  $R_{11}$  servent à définir le mini et le maxi de sensibilité,  $C_{15}$  filtrant la tension de référence.  $R_{12}/D_3$  empêchent la tension en S de devenir négative, en l'absence de bruit. Ce serait dangereux pour tous les circuits que ce potentiel commande.  $T_1$  permet l'éclair-

VUE DE FACE



Bobine 12 V 500  $\Omega$   
fonctionne de 8 à 18 V  
contact 28 V 250 mA

Relais  
D31 C 5140



ment de la LED (D) à chaque détection.

La partie logique se compose de  $Cl_3/Cl_4/Cl_5$ .

En mode continu, lorsqu'il y a détection, la ligne 5 passe au niveau 1 (+ 12 V). Cette transition fait commuter  $Cl_{3A}$ . La sortie Q de cette bascule JK passe au niveau présent sur son entrée J, soit au niveau 1. Par Cmt-C, cette tension de sortie est envoyée sur les trois amplis de commutation à transistors. Une fois la sortie Q passée à 1, l'entrée J ne variant pas, la sortie Q restera à 1, et ce, indéfiniment. Afin de stopper la commande il faut appuyer sur le bouton-poussoir RAZ, qui, via  $R_{17}-D_5$ , enverra un niveau haut sur l'entrée reset de la bascule JK, remettant alors la sortie Q à 0.

En mode temporisation, le déclenchement est le même qu'en

mode continu. On peut également arrêter le processus grâce à la RAZ, mais à l'aide de Cmt-B on autorise également un arrêt automatique.

Pour cela on utilise  $Cl_4/Cl_5$ . Dès que la sortie Q de  $Cl_{3A}$  passe à 1 elle autorise  $Cl_5$  à délivrer des crêteaux sur l'entrée horloge du compteur binaire  $Cl_4$ .  $Cl_5$  est commandé sur sa broche 4 et la durée des crêteaux est fonction du potentiomètre  $P_2$  (temps).  $Cl_4$  compte alors le nombre d'impulsions ; on s'arrange pour que sa sortie  $Q_6$  bascule à 1 mn ; ainsi  $Q_{12}$  basculera pour 64 mn ( $\approx 1$  h) et le temps minimal, sur  $Q_1$ , sera de  $\approx 1,87$  s.

Supposons que Inv1 soit en position 1 mn ; au bout de ce temps,  $Q_6$  de  $Cl_4$  passe à 1, ce niveau est appliqué via  $D_4$  sur l'entrée reset de la JK ( $Cl_{3B}$ ) qui voit donc sa sortie passer à 0. Il y a arrêt de

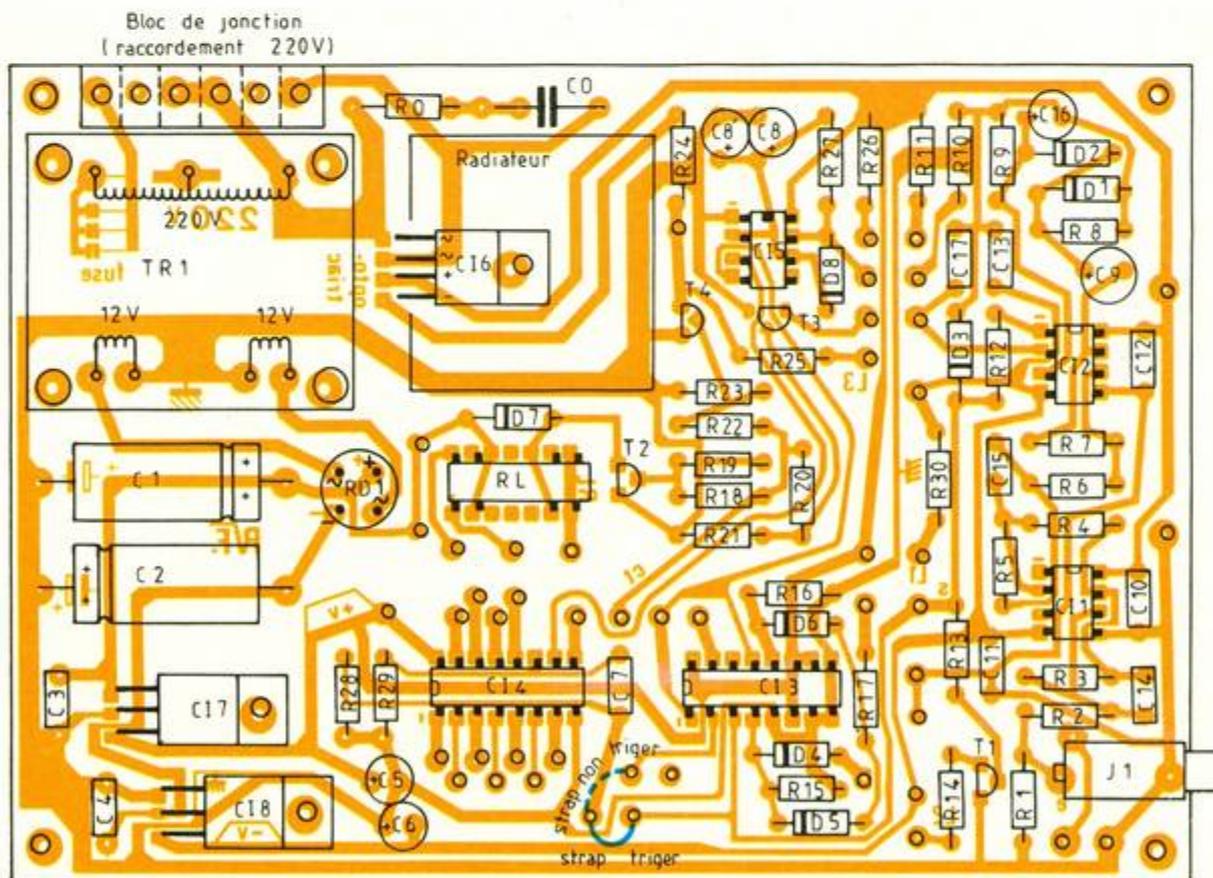
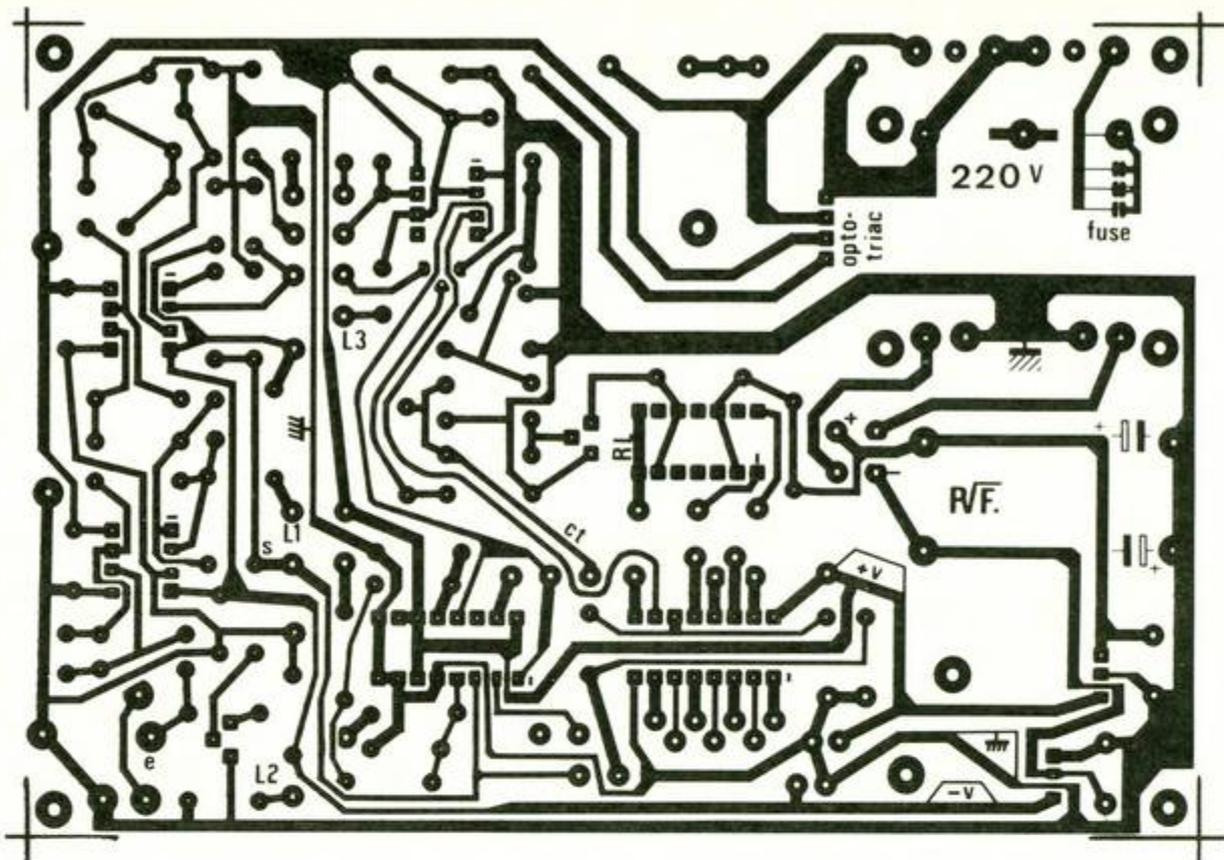
la commande. La cellule  $R_{28}/C_7/R_{29}$  fait attaquer par des fronts l'entrée reset du compteur  $Cl_4$ . Suivant que ces fronts proviennent des transitions sur la ligne 5 ou des transitions de la sortie Q de  $Cl_{3A}$ , on a ou non un effet de retrigering de la tempo, si l'on est relié à la ligne 5, un niveau haut enverra à chaque détection un front montant sur l'entrée R de  $Cl_4$ , remettant le circuit de comptage à 0.

Donc pour s'arrêter automatiquement il faudra attendre qu'il n'y ait eu aucune détection pendant toute une temporisation sélectionnée. Si l'on est relié à la sortie Q de  $Cl_{3A}$ , à la fin de la commande précédente, le front montant a mis à 0 le compteur  $Cl_4$  lors de la détection, il y aura alors en Q un front descendant, sans action sur  $Cl_4$ . Il faudra attendre l'arrêt de la tempo pour voir un nouveau front haut capable d'une RAZ. La figure 4 indique le diagramme des temps de ces fonctions « retrigérables ».

En mode intervalle Cmt-B envoie sur le reset de  $Cl_{3A}$  la sortie  $Q_2$  de  $Cl_4$  ; celle-ci passe à 1 environ 4 secondes après une détection remettant la sortie Q de  $Cl_{3A}$  à 0. Cette sortie Q attaque aussi l'entrée H de la JK  $Cl_{3B}$  dont les entrées J et K sont à 1. Une JK câblée ainsi voit ses sorties Q et  $\bar{Q}$  changer à chaque front actif sur son entrée horloge. Donc à chaque bruit (séparé par au moins 4 secondes du précédent) la sortie Q de  $Cl_{3B}$  va basculer.

L'auteur a pris la sortie  $Q_2$  de  $Cl_4$ . En prenant  $Q_1$  il faudrait que les bruits soient séparés seulement par  $\approx 1,9$  s ; en prenant  $Q_8$  il faudrait 4 mn de séparation, etc. La sortie  $Q_2$  représente un bon compromis. Par Cmt-C, la sortie Q de  $Cl_{3B}$  attaque les amplis de sortie.  $R_{15}/R_{16}$  mettent à la masse les entrées reset des deux bascules JK (les circuits MOS ne doivent pas garder d'entrée « en l'air »).

Les amplis de sortie formés par  $T_2, T_3, T_4$  réalisent la plupart des adaptations de commande.  $T_2$  actionne le relais RL possédant un contact à ouverture et à fermeture,  $D_7$ , quant à elle, protège  $T_2$  des surtensions inverses dues au circuit selfique que représente la bobine du relais. Le transistor  $T_3$  offre une sortie collecteur ouvert capable de piloter 50 mA. Celle-ci sera utile pour déclencher un appareil photo car il faut



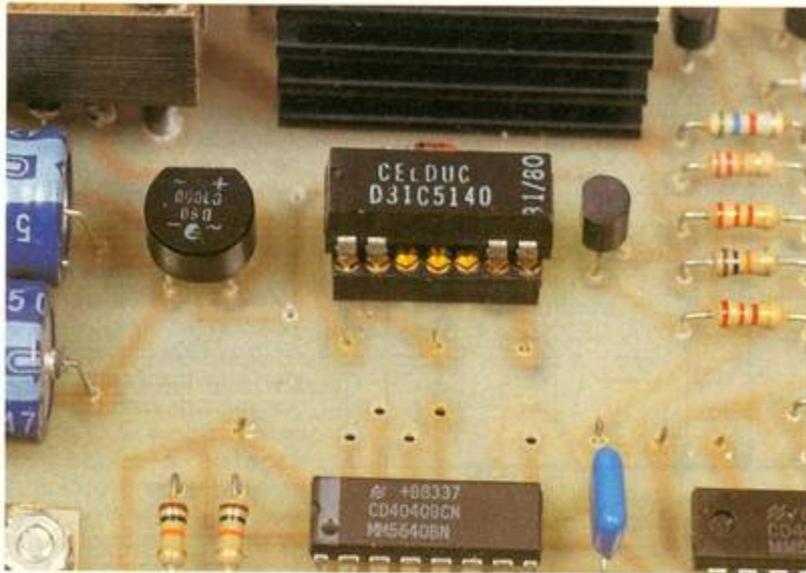


Photo 3. – Le relais Celduc miniature s'insérera sur un support de circuit intégré.

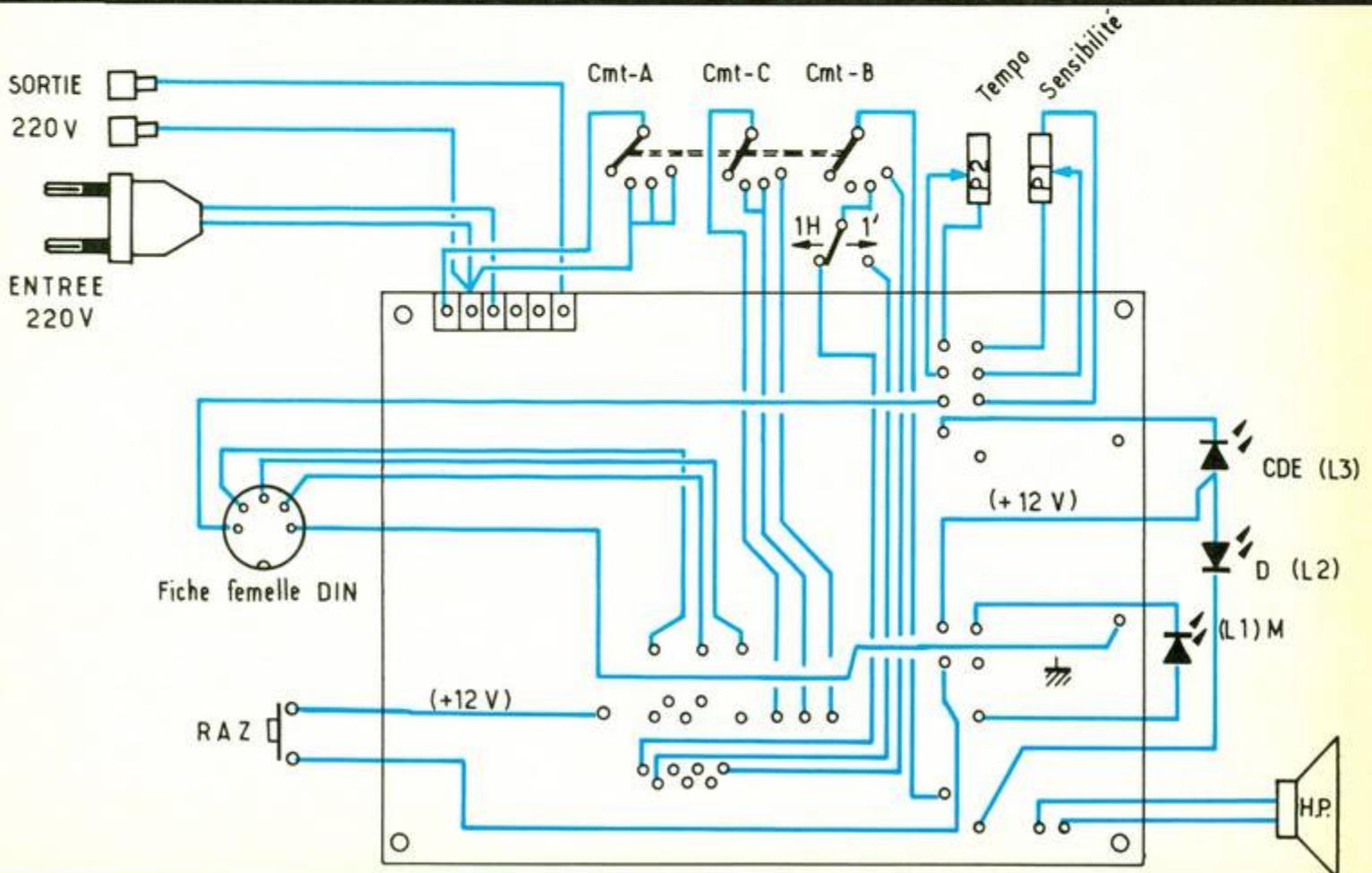
un temps de réponse très faible. T<sub>4</sub> pilote un optotriac, capable de mettre en marche n'importe quel appareil sur le secteur. Par l'intermédiaire du fusible de 2,5 A on limite la puissance à 500 W, mais le triac supporte 5 A, on se

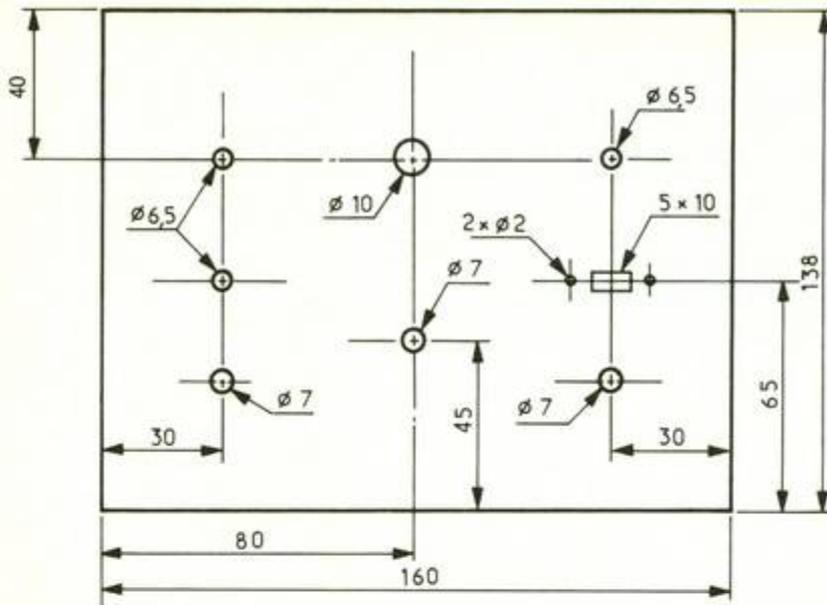
donne donc une bonne marge de sécurité. Via R<sub>25</sub>, T<sub>4</sub> permet aussi l'allumage de la LED CDE, qui s'éclairera sur chaque commande. L'alimentation +/- 12 V est formée à partir de TR<sub>1</sub>, un transfor-

mateur de 2 x 12 V. Après redressement et filtrage par C<sub>1</sub>/C<sub>2</sub>/RD<sub>1</sub> la tension positive est issue d'un régulateur 7812 et la tension négative d'un 7912. Ces tensions régulées sont encore filtrées par C<sub>5</sub>/C<sub>6</sub>. La diode LED M indique la mise sous tension, elle se connecte sur la tension négative qui débite le moins de courant (elle ne sert qu'à la polarisation négative des amplis opérationnels CI<sub>1</sub>/CI<sub>2</sub>). On prendra les précautions nécessaires sur les endroits où passe le secteur 220 V. Les manipulations engendrant un risque d'électrocution, ne travailler que lorsque le montage est débranché.

## REALISATION PRATIQUE

Le circuit imprimé (fig. 6) ne pose pas de difficulté, on vérifiera qu'il n'y ait ni microcoupure de piste ni court-circuit (surtout avec endroits où les pistes passent entre les broches de circuit intégré). Le relais RL sera placé sur un support de circuit intégré pour faciliter éventuellement son rempla-





cement. Attention ! suivant ses versions, celui-ci intègre parfois la diode de protection aux bornes de la bobine. Le pouvoir de coupure du contact est de 0,25 A/28 V, la tension d'alimentation peut varier de 9 à 18 V. Vous remarquerez que son alimentation se prend avant la stabilisation (pour limiter la puissance dissipée dans le 7812). Les régulateurs se montent à plat sur le circuit imprimé, sans radiateur. Le triac, en revanche, sera fixé sur dissipateur. Le fusible protégeant le montage est imprimé avec trois rechanges, en cas de coupure. Il faudra mettre une goutte de soudure sur une des trois pastilles fendues pour rétablir la continuité électrique.

Toutes les lignes 220 V se raccordent sur un bornier. La sortie 220 V se fait sur deux embases « banane » femelles. Les autres sortent (contact Relais et collecteur ouvert) sur une embase femelle DIN tandis que le haut-parleur se colle sur la face arrière. Dès la mise sous tension le montage doit fonctionner de suite pour favoriser l'amplification des fréquences basses en augmentant C<sub>14</sub>-C<sub>15</sub>. On ajustera la tempo en plaçant un condensateur C<sub>8</sub>' en parallèle sur C<sub>8</sub>. L'auteur quant à lui a placé C<sub>8</sub>' = 2,2 μF en // sur C<sub>8</sub> = 22 μF ; ainsi, il a obtenu 59 s en position 1 mn et 63 mn en position 1 heure, ce qui donne en position 1 mn une précision de 1,7 %

et en position 1 heure, 5 %, ce qui reste bon. Avec les valeurs de R<sub>26</sub>/P<sub>2</sub>/R<sub>27</sub>, on obtient une plage de variation du temps de 1 à 0,12 de la valeur choisie. Ici en position 1 mn, il y a variation de 7,5 s à 59 s et en position 1 heure de 7,5 mn à 63 mn. Pour avoir exactement 1 mn, il faudrait en sortie de CI<sub>5</sub> un signal rectangulaire de période 1,875 s avec P<sub>2</sub> en position maximale de résistance, on aurait alors 64 mn en position 1 heure.

Pour le choix (avec ou sans retrigger), on placera le strap pour la fonction désirée comme indiqué sur la figure 7. Pendant l'ajustage de la tempo, il vaudrait mieux être en position non retrigger, pour avoir toujours le temps désiré et non pas un temps rallongé aléatoirement selon les bruits dans la pièce.

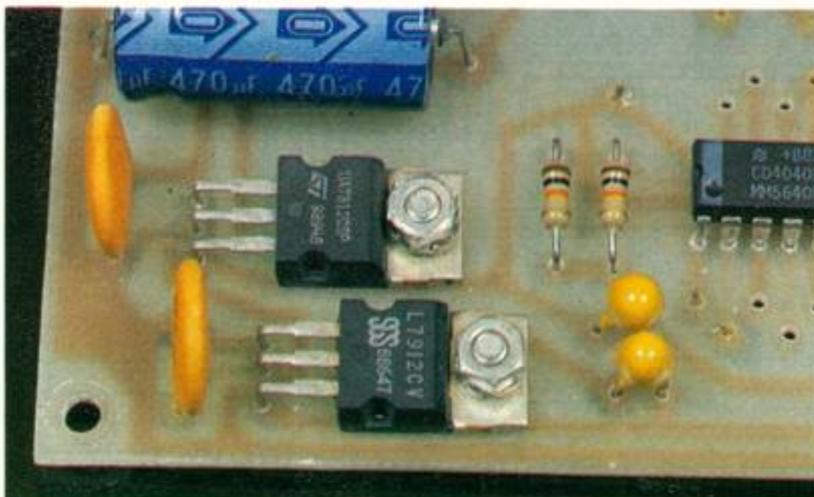
Toutes les sorties de CI<sub>4</sub> sont disponibles, ainsi vous pouvez selon vos besoins choisir des temps autres que 1 mn ou 1 heure, mais ces deux valeurs sont « passe-partout ». Attention lors des essais avec arrêt par RAZ : une action sur ce bouton-poussoir engendre des bruits dans le boîtier. Selon le niveau de sensibilité, on peut donc relancer la commande immédiatement après l'avoir éteinte ! Agir donc doucement sur le bouton, ou utilisez un capteur déporté par l'entrée J<sub>1</sub>. On placera quatre petits pieds en caoutchouc pour éviter la transmission des vibrations ambiantes au haut-parleur pour le boîtier.

Le relais RL ne commute pas de forte puissance (28 V-0,25 A). N'essayez pas alors de commander des circuits sur le secteur, ce serait destructif ! Utiliser pour cela la sortie par triac. Sur le circuit imprimé, les broches 1 des CI sont repérées ainsi que les lignes + 12/- 12/masse. Certains trous ne sont pas utilisés et correspondent à d'éventuelles versions du montage. On notera la simplicité de la commande 220 V grâce à l'utilisation d'un « optotriac ».

Voilà donc, pour conclure, un montage aux multiples possibilités (alarme, photo, automatisation), qui est également intéressant pour un apprentissage du traitement du signal.

F. RIVIERE

Photo 4. – Gros plan des régulateurs de tension de l'alimentation symétrique.



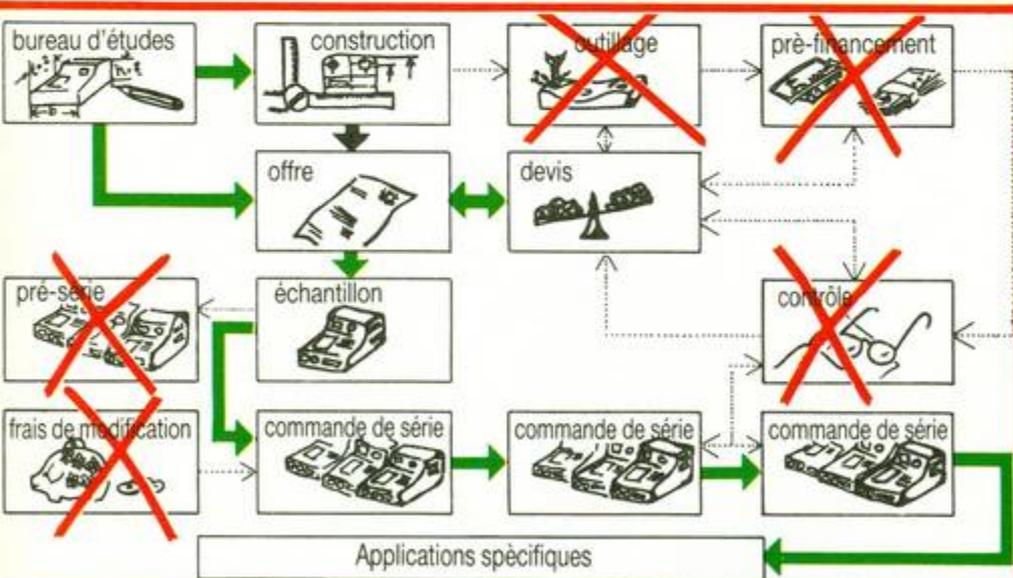
(Liste des composants page suivante).

## NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

*R*<sub>0</sub> : 100 Ω (marron, noir, marron)  
*R*<sub>1</sub> : 1 kΩ (marron, noir, rouge)  
*R*<sub>2</sub> : 3,3 kΩ (orange, orange, rouge)  
*R*<sub>3</sub> : 33 kΩ (orange, orange, orange)  
*R*<sub>4</sub> : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)  
*R*<sub>5</sub> : 33 kΩ (orange, orange, orange)  
*R*<sub>6</sub> : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)  
*R*<sub>7</sub> : 47 kΩ (jaune, violet, orange)  
*R*<sub>8</sub> : 1 kΩ (marron, noir, rouge)  
*R*<sub>9</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange)  
*R*<sub>10</sub> : 270 Ω (rouge, violet, marron)  
*R*<sub>11</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange)  
*R*<sub>12</sub> : 1 kΩ (marron, noir, rouge)  
*R*<sub>13</sub> : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)  
*R*<sub>14</sub> : 680 Ω (bleu, gris, marron)  
*R*<sub>15</sub>, *R*<sub>16</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange)  
*R*<sub>17</sub> : 1 kΩ (marron, noir, rouge)  
*R*<sub>18</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange)  
*R*<sub>19</sub> : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)  
*R*<sub>20</sub> : 5,6 kΩ (vert, bleu, rouge)  
*R*<sub>21</sub> : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)

*R*<sub>22</sub> : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)  
*R*<sub>23</sub> : 5,6 kΩ (vert, bleu, rouge)  
*R*<sub>24</sub> : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)  
*R*<sub>25</sub> : 680 Ω (bleu, gris, marron)  
*R*<sub>26</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange)  
*R*<sub>27</sub> : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)  
*R*<sub>28</sub>, *R*<sub>29</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange)  
*R*<sub>30</sub> : 680 Ω (bleu, gris, marron)  
*C*<sub>0</sub> : 0,1 μF, 630 V  
*C*<sub>1</sub>, *C*<sub>2</sub> : 470 μF, 40 V  
*C*<sub>3</sub>, *C*<sub>4</sub> : 0,1 μF  
*C*<sub>5</sub>, *C*<sub>6</sub> : 10 μF, 25 V tantale  
*C*<sub>7</sub> : 22 nF  
*C*<sub>8</sub> : 22 μF, 25 V tantale  
*C*<sub>8</sub> : 2,2 μF, 25 V tantale  
*C*<sub>9</sub> : 10 μF, 25 V tantale  
*C*<sub>10</sub>, *C*<sub>11</sub>, *C*<sub>12</sub>, *C*<sub>13</sub> : 0,1 μF  
*C*<sub>14</sub> : 1,5 nF  
*C*<sub>15</sub> : 2,2 nF  
*C*<sub>16</sub> : 1 μF, 25 V tantale  
*C*<sub>17</sub> : 0,1 μF  
*P*<sub>1</sub> : potentiomètre 10 kΩ  
*P*<sub>2</sub> : potentiomètre 100 kΩ  
*HP* : haut-parleur 8 Ω/0,2 W miniature  
*D*<sub>1</sub> à *D*<sub>8</sub> : 1N4148  
*T*<sub>1</sub> à *T*<sub>4</sub> : BC547B ou équivalent  
*RD*<sub>1</sub> : pont redresseur 80 V/1 A  
*L*<sub>1</sub>, *L*<sub>3</sub> : LED rouge ø 5  
*L*<sub>2</sub> : LED orange ø 5

*C*<sub>1</sub>, *C*<sub>2</sub> : TL072  
*C*<sub>3</sub> : CD4027  
*C*<sub>4</sub> : CD4040  
*C*<sub>5</sub> : 555  
*C*<sub>6</sub> : S202 DS4 (relais statique = optotriac)  
*C*<sub>7</sub> : 7812  
*C*<sub>8</sub> : 7912  
*TR*<sub>1</sub> : transformateur 2 × 12 V/6 V.A.  
*Inv*<sub>1</sub> : inverseur à glissière  
*F* : fusible 2,5 A + porte-fusible  
*J*<sub>1</sub> : Jack femelle avec contact ø 3,5  
 1 radiateur pour boîtier TO220  
 1 embase DIN 5 broches à 180° femelle  
 1 boîtier (La Tôlerie Plastique) pupitre  
 3 clips plastique pour diodes LED  
 4 pieds caoutchouc  
*Cmt* : commutateur 3 circuits 4 positions  
*BP*<sub>1</sub> : bouton-poussoir contact travail  
*R*<sub>2</sub> : relais miniature Celduc 12 V type D31C51  
 1 bloc de jonction 6 plots pour circuit imprimé  
 2 embases banane femelles ø 4  
 1 cordon secteur + fiche 220 V  
*L* × *P* × *H* × *h* = 16 × 13,7 × 7 × 3 cm  
 1 support circuit intégré 14 broches



## COFFRETS PLASTIQUES

Pour vos coffrets plastiques, nous vous proposons une technologie souple, à vos mesures, sans frais d'outillage, personnalisée, sérigraphiée, de l'unité à la série, conception de prototype à partir de 72 heures. Usage numérique.

### LA TOLERIE PLASTIQUE

Z.I. Route d'Etretat 76930 OCTEVILLE

Tél. 35 44 92 92 - Fax 35.44.95.99



# LA TECHNOLOGIE AU COLLEGE (XVI)



Après l'étude théorique des conducteurs et des isolants, nous découvrons ce mois-ci des éléments que l'on ne peut réellement classer ni parmi les conducteurs ni parmi les isolants : il s'agit des semi-conducteurs.

## LES SEMI-CONDUCTEURS

Afin de faciliter la compréhension de ce qui va suivre, nous vous conseillons de vous reporter au précédent numéro d'*Electronique pratique* dans lequel nous avons commencé à aborder la physique des corps.

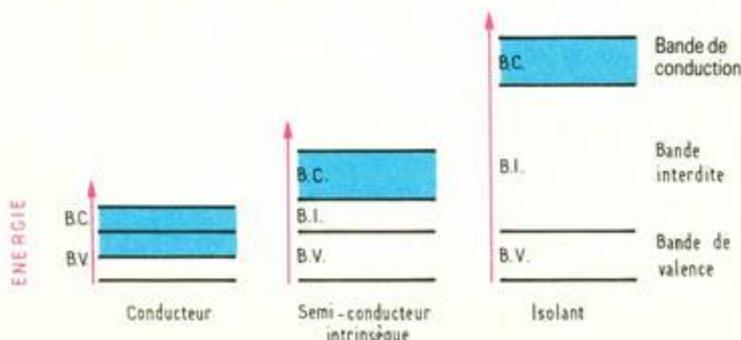
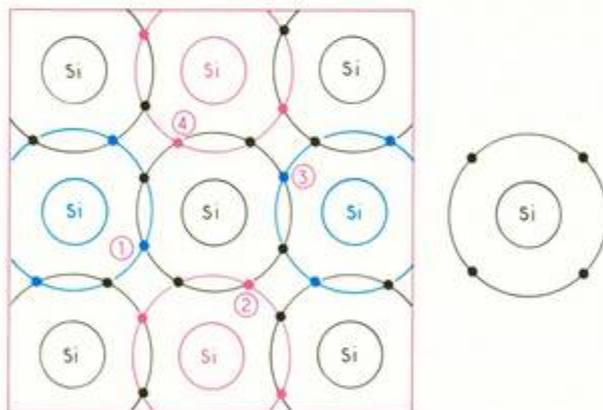
### Caractéristiques

1° Le germanium et le silicium sont des semi-conducteurs, leurs atomes possèdent 4 électrons

de valence, condition tout à fait indispensable, nous allons nous en rendre compte. Pour former un cristal de germanium ou de silicium, chaque atome met ses 4 électrons de valence en commun avec les électrons de 4 autres atomes périphériques. Tous ces atomes se retrouvent alors imbriqués les uns dans les autres dans une structure apparemment immuable et sans conductibilité possible, puisqu'il ne reste plus aucun électron libre (fig. 1). Toutefois, la bande interdite des semi-conducteurs n'est pas très

large, comme le montre la figure 2. Une énergie moyenne, obtenue par élévation de température, provoquera l'agitation thermique nécessaire à la libération de quelques électrons en augmentant, du même coup, la conductibilité du semi-conducteur. Nous ne pourrions pas vérifier directement cette caractéristique importante faute de pouvoir se procurer des cristaux de germanium ou de silicium purs que l'on appelle des semi-conducteurs intrinsèques.

2° Pour accentuer la conductibilité de tels corps, les cristaux de germanium et de silicium purs peuvent être dopés. Le dopage consiste à incorporer dans un cristal pur de silicium ou de germanium des atomes dissemblables de valence 3 ou 5. Le résultat obtenu porte le nom de semi-conducteur extrinsèque.



a) Dopage avec des atomes ayant 5 électrons de valence (atomes d'antimoine, de phosphore, d'arsenic).

Ces atomes incorporés mettent en commun avec les atomes environnants de silicium (ou de germanium) quatre de leurs électrons de valence, exactement comme dans les liaisons d'un cristal pur. Mais il reste un électron !

Ce cinquième électron d'antimoine (de phosphore ou d'arsenic), excédentaire, se trouve donc obligatoirement exclu de la structure et il devient... libre (sans que l'on ait eu besoin de créer, comme pour un semi-conducteur intrinsèque, une agitation thermique (voir fig. 3).

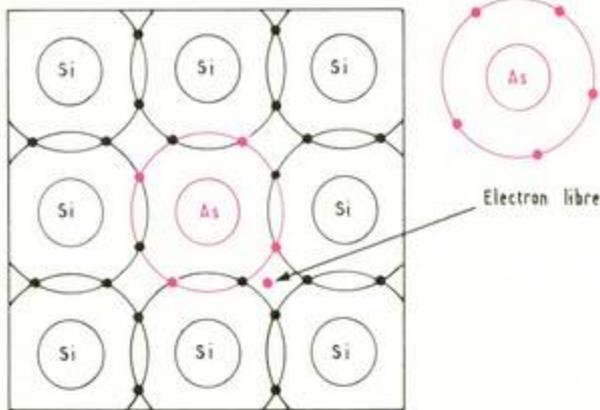
Ce semi-conducteur extrinsèque possède donc un surplus d'électrons libres, voilà pourquoi l'on dit qu'il est de type N (négatif).

1 L'atome de silicium met ses 4 électrons de Valence en commun avec 4 électrons de 4 atomes périphériques pour former un cristal de silicium.

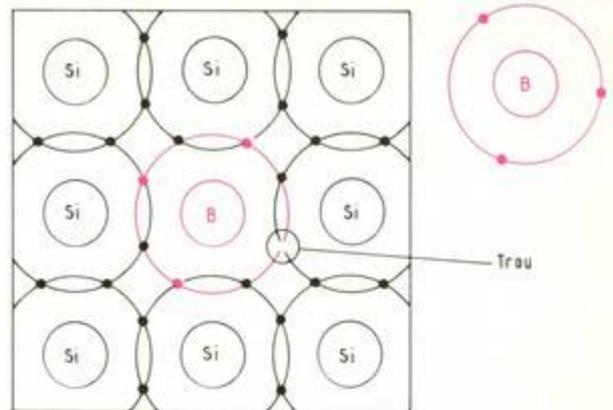
Les semi-conducteurs possèdent une bande interdite de largeur moyenne.

2

**3** L'atome d'arsenic s'intègre parfaitement dans le cristal de silicium, mais le 5<sup>e</sup> électron reste libre.



**4** L'atome de bore s'intègre lui aussi parfaitement dans le cristal de silicium, mais il manque un électron.



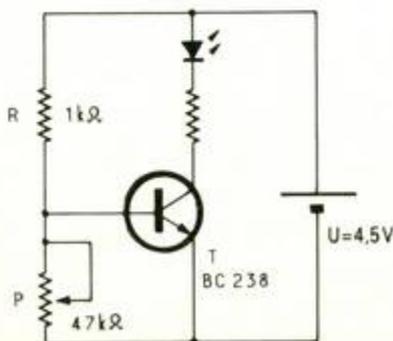
b) Dopage avec des atomes ayant 3 électrons de valence (bore, gallium, indium). Le dopage se réalise exactement comme précédemment, mais maintenant, on obtient un semi-conducteur extrinsèque possédant, lui, un surplus de trous (fig. 4). Le résultat est un semi-conducteur de type P (positif puisque déficitaire en électrons).

**Remarque**

Tous les semi-conducteurs présentent une largeur de bande interdite moyenne. Ils peuvent donc libérer des électrons à la suite d'une agitation thermique (sous l'effet de la chaleur par exemple). Nous ne pouvons pas contrôler cette caractéristique avec les semi-conducteurs purs (intrinsèques), nous pouvons, en revanche, la vérifier avec des semi-conducteurs extrinsèques (dopés) en utilisant les plaques transistors précédemment décrites.

**EXPERIMENTATION N° 1**

Réalisez le montage de la figure 5. Tournez avec précision l'axe du potentiomètre, le réglage est terminé dès que la DEL s'éteint.



**5** Une élévation de la température accentue la conductibilité du transistor.

Chauffez alors, modérément, la base du transistor avec la panne d'un fer à souder.

**Que se passe-t-il ?**

La DEL s'allume légèrement !

**Explication**

L'agitation thermique, provoquée par l'élévation de température, a libéré de nombreux électrons, accentuant, du même coup, la conductibilité du semi-conducteur et permettant ainsi une très légère augmentation du courant de base et du courant de collecteur.

**Rappel**

Cet effet est inverse en ce qui concerne les métaux, qui voient, eux, leurs résistivité augmenter avec la température.

**LA JONCTION PN**

(fig. 6A)

**Réalisation d'une jonction PN**

Juxtaposons deux semi-conducteurs de type N et de type P. Que se passe-t-il ?

- Étant donné leurs structures différentes, une certaine influence va s'exercer entre les deux zones. Les électrons libres de la zone N vont chercher, bien entendu, à rejoindre la zone P pour combler les trous laissés vacants par les atomes de bore.

- Bon nombre d'électrons, sollicités par la zone « positive », vont donc passer du côté P, mais tous ne pourront pas se recombinaer avec les atomes de bore, un grand nombre se trouvant trop éloignés de la jonction. Ces charges électriques resteront excédentaires.

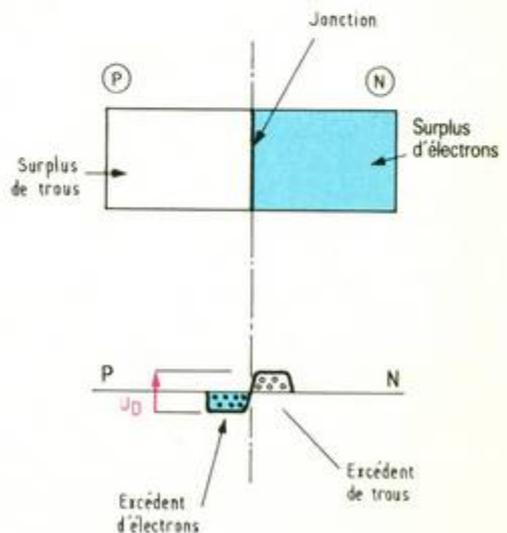
On trouve donc, du côté P, de nombreux électrons libres.

Inversement, il existe une majorité de trous du côté N (fig. 6b).

- Ce surplus de charges électriques négatives et positives non recombinaées de part et d'autre de la jonction crée, à ce niveau, une différence de potentiel interne  $U_d$ .

**Important**

Cette différence de potentiel n'apparaît évidemment que lors de la juxtaposition des deux semi-conducteurs de type N et de type P, c'est-à-dire au moment de la fabrication de la jonction PN. La tension interne  $U_d$  s'oppose maintenant au libre passage des charges d'un côté et de l'autre de la jonction.



**6 a/b** Les électrons libres de la zone N sont attirés par la zone P / Tous les électrons ayant franchi la jonction ne peuvent se recombinaer.

On sait que deux charges identiques se repoussent. Par conséquent, les électrons libres de la zone N ne peuvent effectivement pas « s'aventurer » vers la zone P, à cause de la concentration d'électrons située au voisinage de la jonction, côté P.

Cette interdiction de passage (due à  $U_d$ ) constitue ce que l'on appelle une barrière de potentiel. Avant de vérifier toutes ces caractéristiques avec des jonctions PN, il est tout d'abord nécessaire de bien assimiler cette notion de barrière de potentiel.

## EXPERIMENTATION N° 2

Nous utilisons, à nouveau, notre potentiomètre étalonné (E.P. n° 135), une plaque DEL, une pile de 4,5 V et une pile ronde de 1,5 V (type R6).

- Branchez la DEL, correctement polarisée, à la sortie de votre potentiomètre et faites varier la tension  $U_s$ . La DEL commence à s'illuminer très faiblement aux environs de 1,5 V.

### 1<sup>re</sup> partie

1° Placez la DEL aux bornes de la pile de 1,5 V. Celle-ci s'illumine donc très légèrement (fig. 7a).

2° Ajoutez ensuite en série avec la tension de la pile de 1,5 V la tension de sortie réglable du potentiomètre, comme le présente la figure 7b.

### Constatation

Il suffit maintenant de tourner à peine le bouton du potentiomètre.

### Analyse

Les deux tensions  $U$  et  $U_s$  s'ajoutent. 1,5 V pour la pile et moins de 1 V en sortie du potentiomètre suffisent, bien entendu, à illuminer convenablement la DEL.

### 2<sup>e</sup> partie

1° Placez à nouveau la plaque DEL (munie de sa résistance de protection) aux bornes de la pile de 1,5 V mais cette fois-ci dans le sens bloquant, c'est-à-dire en inversant la pile. La DEL, évidemment, ne s'illumine pas.

2° Ajoutez, comme précédemment, la tension variable  $U_s$  (voir fig. 8).

### Analyse

Il paraît difficile d'illuminer la DEL étant donné le branchement de la pile de 1,5 V. Celle-ci, raccordée dans le sens opposé, constitue une barrière de potentiel (c'est exactement ce qui se passe dans le cas de la jonction PN).

Pour réduire cette barrière de potentiel, il suffit d'augmenter progressivement la tension  $U_s$  (en opposition par rapport à  $U$ ). La barrière de potentiel est franchie lorsque  $U_s$  dépasse juste la valeur de  $U$ .

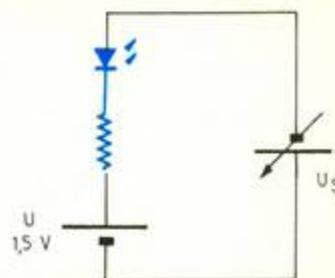
Il ne reste plus alors qu'à augmenter encore la tension  $U_s$  de 1,5 V environ pour obtenir l'illumination de la DEL.  $U_s$  vaut alors 3 V (1,5 V pour franchir la barrière de potentiel + 1,5 V pour obtenir l'illumination de la DEL).

### Variante

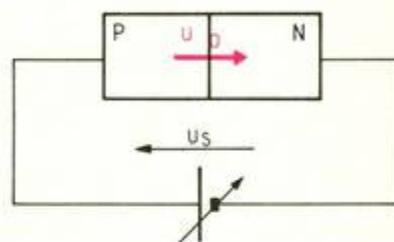
La même manipulation peut se réaliser avec trois piles de 1,5 V. La DEL étant connectée à l'inverse sur la première pile, vous ajoutez la deuxième pile en opposition afin d'annuler la barrière de potentiel et la troisième pile en série avec la deuxième assure alors l'illumination de la DEL.

## EXPERIMENTATION N° 3 (fig. 9)

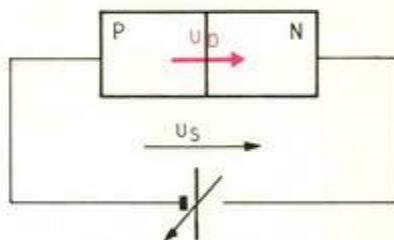
La tension  $U_s$  se trouve à présent inversée dans ce montage. La



**9** Les deux tensions  $U$  et  $U_s$  sont en série.



**10** La diode est branchée dans le sens passant.



**11** La diode est branchée dans le sens bloquant.

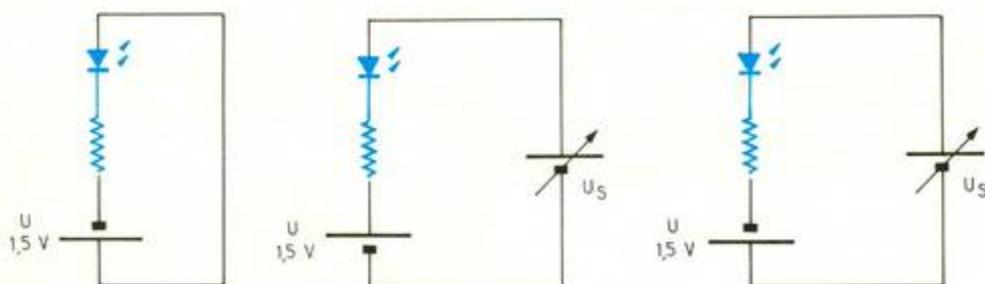
DEL ne pourra jamais s'illuminer car la barrière de potentiel devient plus importante. C'est l'évidence même ; lorsque  $U_s$  augmente, la tension inverse augmente également.

## Application avec une jonction PN

Comparaison avec les expérimentations 1 et 2 :

### 1<sup>er</sup> cas

Relions le « + » du générateur à la zone « P » (fig. 10). En augmentant progressivement la tension  $U_s$  (en opposition par rapport à  $U_d$ ), nous pouvons annuler, comme avec l'expérience n° 1, la barrière de potentiel  $U_d$ . Pour une valeur de  $U_s$  su-



**7 a/b**

Une faible tension  $U_s$  suffit pour illuminer fortement la DEL.

**8**

La barrière de potentiel  $U$  de 1,5 V peut être franchie en augmentant la tension  $U_s$ .

périeure à  $U_d$ , non seulement la barrière de potentiel est franchie mais les électrons peuvent alors se « précipiter » de la zone N vers la zone P pour rejoindre ensuite le « + » du générateur. Un courant électrique traverse alors la jonction. Pour ce branchement, la diode se trouve bien sûr dans le sens passant.

### 2<sup>e</sup> cas

Relions, cette fois, le « + » du générateur à la zone « N » (fig. 11). Comme pour l'expérimentation n° 3, la tension  $U_s$  (ayant le même sens que la tension  $U_d$ ) tend à renforcer la barrière de potentiel qui interdit aux électrons le franchissement de la jonction. Il ne se crée donc aucun courant électrique. Dans ce deuxième branchement, la diode se trouve dans le sens bloquant.

### A retenir

Pour qu'une diode branchée dans le sens passant puisse conduire, il faut que la tension à ses bornes soit au moins égale à la tension  $U_d$  (barrière de potentiel). On dit également de la tension  $U_d$  qu'il s'agit d'un seuil de conduction.

## EXPERIMENTATION N° 4

### But de la manipulation

Il s'agit de déterminer expérimentalement la valeur de la tension de seuil  $U_d$  en plaçant différentes diodes directement sous tension, et ce, dans le sens passant uniquement.

### Quelles diodes choisir ?

Procurez-vous des diodes DEL de plusieurs couleurs, des diodes au silicium (genre 1N4148, 1N4001...) et des diodes au germanium (série AA., série OA...). Vous pouvez également tester les jonctions base-émetteur de différents transistors.

### Attention, les diodes ne sont pas protégées !

Pour cette première série de manipulations, assurez-vous de leur bon positionnement dans le sens passant (surtout pour les DEL).

Jonctions PN	Tension de seuil
DEL rouge	$1,5 \text{ V} < U_d < 1,8 \text{ V}$
DEL jaune	$2 \text{ V} < U_d < 2,5 \text{ V}$
DEL verte	$2 \text{ V} < U_d < 2,8 \text{ V}$
diode et jonction BE germanium	$U_d = 0,3 \text{ V}$
diode et jonction BE silicium	$U_d = 0,7 \text{ V}$

# 12

Les tensions de seuil diffèrent suivant les semi-conducteurs.

## Relevé des caractéristiques

● Augmentez très modérément la tension aux bornes de la diode testée. Notez cette tension dès qu'un courant significatif apparaît. Vous aurez alors déterminé  $U_d$ .

– Comment s'assurer de l'apparition du courant direct traversant la diode ?

Avec les DEL, il suffit de guetter leur illumination, mais avec les autres diodes et les jonctions BE des transistors, il vous faut insérer un milliampèremètre dans le circuit.

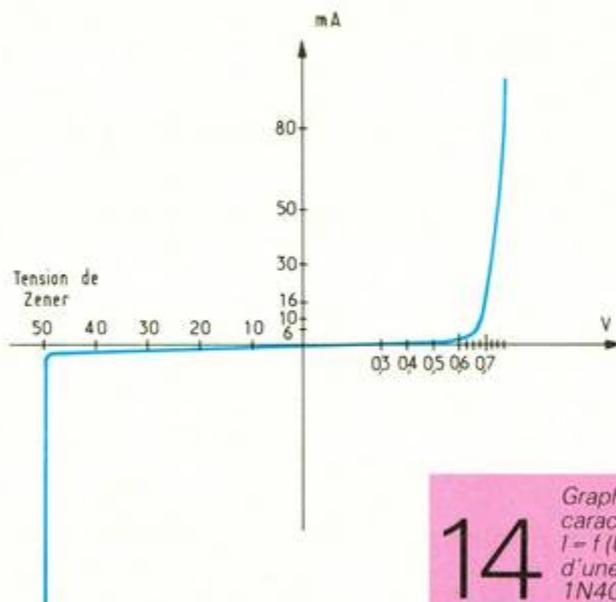
## Résultats

Vous constatez que, suivant les diodes utilisées, les tensions de seuil varient. Le tableau de la figure 12 récapitule ces caractéristiques.

Tension	Courant
0,3 V	0
0,4 V	0,4 mA
0,5 V	0,8 mA
0,6 V	2,2 mA
0,62 V	4 mA
0,65 V	6 mA
0,67 V	10 mA
0,7 V	16 mA
0,72 V	30 mA
0,75 V	50 mA
0,77 V	80 mA
- 1 V	0
- 2 V	0
- 3 V	0
- 4 V	0

# 13

Relevé des courants en fonction des tensions aux bornes de la diode 1N4001.



# 14

Graphe caractéristique  $I = f(U)$  d'une diode 1N4001.

## EXPERIMENTATION N° 5

Après avoir branché toutes nos diodes dans le sens passant uniquement, nous allons tester cette fois, dans le sens bloquant également, les caractéristiques d'une seule d'entre elles : la diode 1N4001 (ou 1N4002 à 1N4007).

Branchez la diode en insérant à nouveau un milliampèremètre dans le circuit afin de relever les différentes valeurs des courants en fonction de la tension appliquée.

**Attention !** Si vous utilisez le potentiomètre étalonné, n'oubliez pas que les tensions de référence que nous avons inscrites (voir EP n° 136) ne restent vraies que pour un courant de sortie très faible. Autrement dit, ne relevez pas ces tensions lorsque la diode devient passante car le courant direct augmente rapidement de valeur, utilisez un voltmètre.

	Tension Inverse max.	Courant Direct max. (I <sub>F</sub> : forward)
DEL	5 V	30 mA
1N4148	75 V	250 mA
1N4001	50 V	1 A
0A 85	90 V	50 mA
Jonction BE-BC 238	5 V	20 mA

# 15

Courant maximal direct et tension maximale inverse de divers semi-conducteurs.

### Résultat

Vous devez trouver des valeurs d'intensités et de tensions proches de celles du tableau de la figure 13. Il est intéressant de représenter graphiquement les caractéristiques de la diode en notant les valeurs des tensions en abscisses et des intensités en ordonnées (voir graphe de figure 14).

### A noter

- Les échelles indiquées sur l'axe des abscisses diffèrent car les tensions directes et indirectes appliquées aux bornes de la diode n'ont pas les mêmes va-

leurs. Ainsi, avec la diode 1N4001 et votre pile de 4,5 V, vous n'avez, heureusement, pas pu déterminer sa tension de claquage. Cette tension que l'on appelle également tension de Zener correspond au seuil de conduction de la diode en inverse. Si aucune résistance ne protège la diode, celle-ci, parcourue par un très fort courant, se trouve alors immédiatement détruite.

- Cette tension Zener s'avère particulièrement intéressante pour certaines diodes spécialement fabriquées pour leur utilisation en inverse. Il s'agit, bien sûr,

des diodes Zener qui conservent donc une tension fixe à leurs bornes même lorsque le courant inverse qui les traverse varie plus ou moins. Ces diodes Zener s'utilisent évidemment dans les montages stabilisateurs de tension.

- Les semi-conducteurs se caractérisent, comme pour les résistances, par une puissance dissipée maximale. Afin de toujours rester en deçà de la valeur limite, il vaut toujours connaître le courant direct maximal (I<sub>F</sub>).

Francis Bernard  
Enseignant au lycée  
Pierre-Mendès-France à Tunis

# PRONIC 90

4ème Salon International des Equipements et Produits pour l'Electronique  
12-16 novembre - Parc des Expositions Paris-Nord



## OSCILLOSCOPES

**metrix** 2 x 20 MHz  
DOUBLE TRACE

Technologie CMS. Sensibilité 1 mV en direct. Bande passante supérieure à 20 MHz. Choix exceptionnel de modes de déclenchement. Testeur de composants. Balayage avec retard variable (OX 725). Base de temps : 18 positions.

Livrés avec 2 sondes

OX 722 franco de port ..... **3900 TTC**

OX 725 franco de port ..... **4380 TTC**

En vente chez :

**REUILLY composants**  
79, bd Diderot - 75012 PARIS  
Télex : 643 608 - Tél. : 43 72 70 17

**ACER composants**  
42, rue de Chabrol - 75010 PARIS  
Télex : 643 608 - Tél. : 47 70 28 31

### BON DE COMMANDE RAPIDE

Veuillez me faire parvenir

- documentation complète  
 le matériel suivant :

.....

.....

.....

Nom : .....

Prénom : .....

Société : .....

Adresse : .....

.....

.....

Ci-joint règlement : chèque  CCP

# LE DM 95 DE BECKMAN



Ce multimètre numérique fait partie d'une nouvelle gamme d'appareils introduite récemment sur le marché de l'instrumentation. S'agissant d'un 4 000 points, il intègre également un bargraphe analogique permettant d'exprimer l'évolution d'une grandeur mesurée.

## PRESENTATION

Beckman livre son appareil sous la forme d'un boîtier gris équipé latéralement de nervures. Celles-ci facilitent la prise en main, évitant à l'appareil de glisser. Une paire de pointes de touche de fabrication soignée l'accompagne.

Visuellement, les inscriptions en façade, de couleur rouge et blanc, se détachent particulièrement du fond plus sombre, aidant ainsi au repérage des diverses commandes.

La face supérieure ne comporte que peu d'éléments : un rotacteur central à 10 positions – incluant l'arrêt –, trois poussoirs, quatre bornes d'entrée profondément ancrées, deux fentes dans lesquelles viendront s'insérer les condensateurs dont on voudra mesurer la capacité et bien sûr la fenêtre laissant apparaître l'afficheur à cristaux liquides de grandes dimensions.

Le dessous du boîtier supporte une béquille de maintien, assurant l'inclinaison nécessaire pour travailler sur un plan. Quatre vis à tête cruciforme empêchent l'accès direct à l'électronique interne : ici, pas de trappe à soulever pour retirer la pile ou changer le fusible, on respecte la norme ! Ainsi, l'accès ne devient possible qu'avec l'aide d'un outil.

Poussons plus loin la curiosité en retirant ledit couvercle : apparaissent alors deux circuits imprimés double face supportant, entre autres, divers circuits intégrés en

version CMS, miniaturisation oblige ! De l'ensemble se dégage une impression de qualité.

## L'AFFICHAGE

A la mise sous tension s'opère la phase d'autotest. Ainsi, pendant un court instant apparaissent, sur l'afficheur LCD, l'ensemble des symboles disponibles.

On retrouve alors :

- l'affichage 7 segments indiquant la valeur numérique de la mesure, pouvant être exprimée entre - 3 999 et + 3999. La vitesse d'échantillonnage atteint ici 2 mesures/seconde, apportant une bonne stabilité ;
- l'affichage « bargraphe analogique », reproduisant les tendances de variation du signal mesuré, sur 40 segments. L'échantillonnage plus rapide atteint dans ce cas 20 mesures/seconde ;
- les indicateurs de polarité, de surcharge, de mauvais état de la pile ;
- les unités de mesure ainsi que les calibres ;
- le type de calibrage, auto ou manuel ;
- la mémorisation de la mesure (data hold) ;
- la mémorisation de la crête (peak hold) ;
- le couplage, AC ou DC ;
- les indicateurs d'état logique TTL.

Outre les fonctions voltmètre, ampèremètre et ohmmètre que l'on peut découvrir au travers des tableaux ci-joints, le DM 95 dispose d'une gamme de 8 calibres en fonction capacimètre. Il peut ainsi mesurer jusqu'à 40 mF



(40 000  $\mu$ F). La résolution de base atteint 1 pF tandis que la précision vaut 5 % de la lecture  $\pm 5$  dgt pour les calibres extrêmes et 2 % de la lecture  $\pm 4$  dgt pour les autres calibres.

On rencontre également sur le rotacteur une fonction test-logique dénommée TTL. Elle permet d'afficher à l'écran le niveau logique d'un signal appliqué à l'appa-

## TENSIONS CONTINUES ET ALTERNATIVES

	DM 95
Calibres	400 mV, 4, 40, 400, 1 000 V DC/750 V AC
Précision en DC	0,5 % L ± 1 dgt
Précision en AC	1,5 % L ± 4 dgt de 45 Hz à 400 Hz
Impédance d'entrée	10 MΩ
Protections	calibre 400 mV : 500 V DC/350 V AC autres calibres : 1 200 V DC/850 V AC
Résolution	100 μV

## RESISTANCES

	DM 95
Calibres	400 Ω, 4, 40, 400 kΩ, 4, 40 MΩ
Précision Calibre 400 Ω Calibre 4 MΩ Calibre 40 MΩ Autres calibres	1,5 % L ± 2 dgt 1 % L ± 1 dgt 3 % L ± 5 dgt 1 % L ± 1 dgt
Protection	500 V DC/AC RMS pour tous les calibres
Tension de test	3,3 V sur le calibre 400 Ω 1,25 V sur les autres calibres

## INTENSITES CONTINUES ET ALTERNATIVES

	DM 95
Calibres	400, 4 000 μA, 40, 400 mA, 10 A
Précision en DC	calibre 10 A : 2 % L ± 3 dgt autres calibres : 1,5 % L ± 2 dgt
Précision en AC	calibre 10 A : 2,5 % L ± 4 dgt autres calibres : 2 % L ± 3 dgt
Chute de tension aux bornes	calibres 10 A : 0,2 V calibres 400 μA/40 mA : 0,3 V max. calibres 4 000 μA/400 mA : 2,7 V max.
Protection	fusible 630 mA/250 V (calibre 10 A non protégé)
Résolution	10 nA

## COMPARATIF DM 95/DM 97

	DM 95	DM 97
Capacimètre	•	•
Testeur logique T.T.L.	•	
Fréquencemètre		•
MIN./MAX.		•
Data Hold/Peak Hold	•	•



reil, à l'aide des symboles ▲ (niveau haut) et ▼ (niveau bas). On rappellera au passage la norme TTL :

niveau 1 :  $2,3 \text{ V} \pm 0,2 \text{ V}$   
niveau 0 :  $0,8 \text{ V} \pm 0,2 \text{ V}$

La position mV du rotacteur, quant à elle, donne accès directement au calibre 400 mV, continu ou alternatif. On peut ainsi connecter une foule d'adaptateurs de mesure fournissant sur

leur sortie une tension proportionnelle à la grandeur qu'ils mesurent. Le multimètre ne sert plus alors que de tremplin final pour la lecture.

### LES DM 93 ET 97

Le DM 95 fait partie intégrante d'une série de trois multimètres. Le premier constitue une version de base simplifiée et ne comporte que les gammes de mesure des tensions, courants et résistances/test de continuité.

Le second, le DM 97, dispose d'un fréquencemètre permettant d'effectuer des relevés jusqu'à 400 kHz, et ce, à l'aide de quatre calibres, ainsi qu'une fonction min./max.

Outre ces fonctions supplémentaires, la précision de base est bien meilleure. On atteint ainsi  $0,3 \% \pm 1 \text{ dgt}$  en voltmètre continu.

### CONCLUSION

Le DM 95 présente indéniablement l'aspect d'un appareil complet et agréable d'utilisation, notamment grâce à son nombre restreint de commandes.

De même, l'affichage clair et détaillé lève toute ambiguïté possible sur la mesure en cours, constituant l'un, des points forts de l'appareil.

Ce dernier est actuellement livré, accompagné d'une gaine de protection comportant une béquille, un crochet de suspension, un trou pour fixation verticale et des logements pour les pointes de touche.

Cet accessoire en caoutchouc renforce la solidité mécanique du multimètre, ce qui ne s'avère pas négligeable lorsque l'on travaille sur le terrain !

Indiquons pour finir que l'ensemble DM 95 + gaine est commercialisé aux environs de 1 100 F TTC et disponible dans le réseau de vente Beckman.

## LES ENCYCLOPÉDIES PRATIQUES DE L'ÉLECTRONIQUE ET DU MICRO-ORDINATEUR.

**COMPRENDRE** Pratiques, ces deux encyclopédies vous font entrer de plain pied dans le domaine passionnant de l'Électronique : des volumes reliés, des chapitres clairs et détaillés abondamment illustrés de figures et de schémas. Une œuvre considérable mais accessible à tous, que vous pourrez consulter à tout moment.

**FAIRE** Equipées, ces encyclopédies vous sont livrées avec un abondant matériel, en coffrets, pour une application pratique immédiate. Vous réalisez ainsi une centaine d'expériences passionnantes pour passer ensuite sans difficulté, grâce à des directives très claires et précises, aux réalisations définitives telles que votre Centrale d'alarme ou votre Micro-ordinateur, en vous constituant, de plus, un véritable laboratoire.

**SAVOIR** Conçues par des ingénieurs, des professeurs et des techniciens hautement qualifiés, ces encyclopédies rendent accessibles à tous les secrets de ces techniques de pointe, grâce à une méthode simple originale mais efficace : FAIRE POUR SAVOIR.

2 encyclopédies qui doivent absolument figurer dans votre bibliothèque !

- Le Livre Pratique de l'Électronique : 13 volumes, 13 coffrets de matériel.
- Le Livre Pratique de l'Électronique Digitale et du Micro-ordinateur : 16 volumes, 16 coffrets de matériel.



**eurotechnique**  
FAIRE POUR SAVOIR  
rue Fernand-Holweck, 21100 Dijon

**Renvoyez vite ce bon**

### BON POUR UNE DOCUMENTATION GRATUITE

à compléter et à retourner aujourd'hui  
à EUROTECHNIQUE  
rue Fernand Holweck - 21000 DIJON

Je désire recevoir gratuitement et sans engagement de ma part votre documentation sur :

- LE LIVRE PRATIQUE DE L'ÉLECTRONIQUE 01277  
 LE LIVRE PRATIQUE DE L'ÉLECTRONIQUE DIGITALE ET DU MICRO-ORDINATEUR

Nom \_\_\_\_\_ Prénom \_\_\_\_\_

Adresse \_\_\_\_\_

Code Postal [ ] [ ] [ ] [ ] [ ] Ville \_\_\_\_\_

# ECLAIRAGE AUTOMATIQUE



Ce module assure automatiquement l'éclairage d'une lampe de jardin quand le soleil est couché. Comme il s'agit d'une détection lumineuse, il est possible d'y connecter tout autre dispositif, à condition de respecter la limitation en courant (6 A noninductif). Ce montage pourra allumer la lampe de chevet dans la chambre d'enfant dès la nuit tombée, commander la fermeture automatique des volets, éclairer votre entrée de garage...

## SCHEMA STRUCTUREL

Il est très simple, mais comme vous le remarquez aussitôt sur la figure 1, il n'utilise pas de transformateur, et f, la fréquence d'emploi. Connaissant le courant que devra fournir l'alimentation, ainsi que la chute de tension nécessaire, la loi d'Ohm et une résolution algébrique simple permettent de déterminer l'ordre de grandeur de la capacité C du condensateur. C'est un calcul sommaire qu'il faut adapter par l'expérimentation. La puissance dissipée est réactive, contrairement à un résistor de puissance, bien que le condensateur joue le même rôle d'atténuation.

Le condensateur C<sub>1</sub> chute donc une grande partie de la tension alternative du secteur. Le résistor

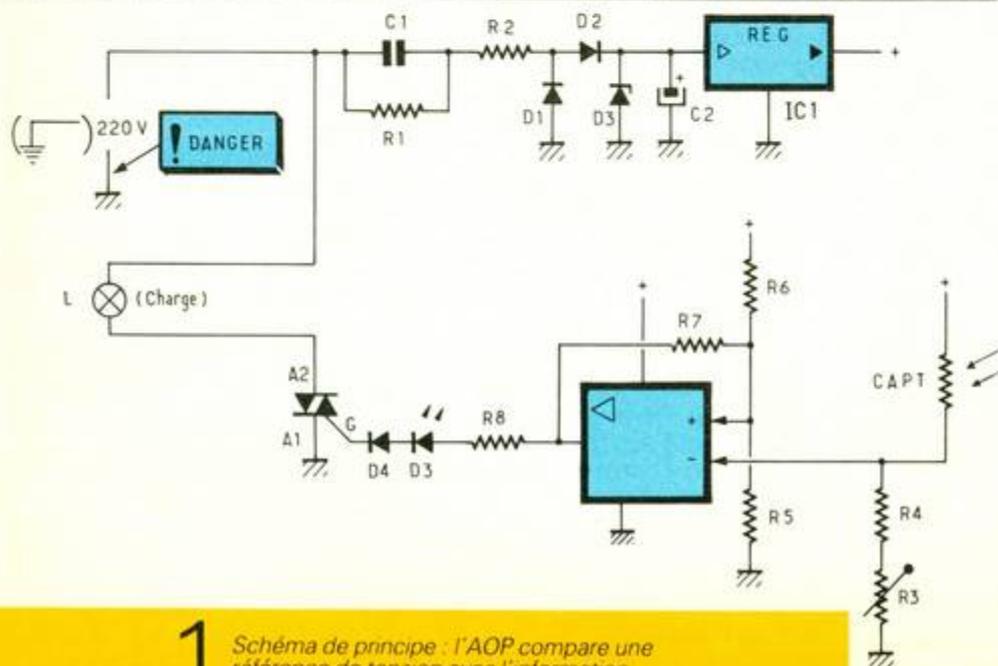
pourrait convenir, mais la puissance dissipée serait importante. On sait que l'impédance d'un condensateur vaut  $0,16/(C \cdot f)$  avec C, la capacité du condensateur. Connaissant le courant que devra fournir l'alimentation, ainsi que la chute de tension nécessaire, la loi d'Ohm et une résolution algébrique simple permettent de déterminer l'ordre de grandeur de la capacité C du condensateur. C'est un calcul sommaire qu'il faut adapter par l'expérimentation. La puissance dissipée est réactive, contrairement à un résistor de puissance, bien que le condensateur joue le même rôle d'atténuation.

Le condensateur C<sub>1</sub> chute donc une grande partie de la tension alternative du secteur. Le résistor

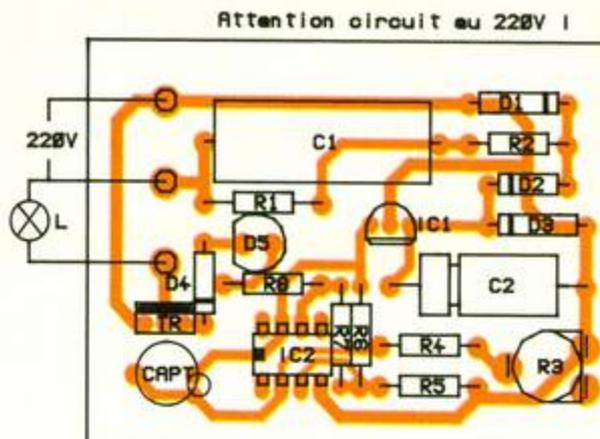
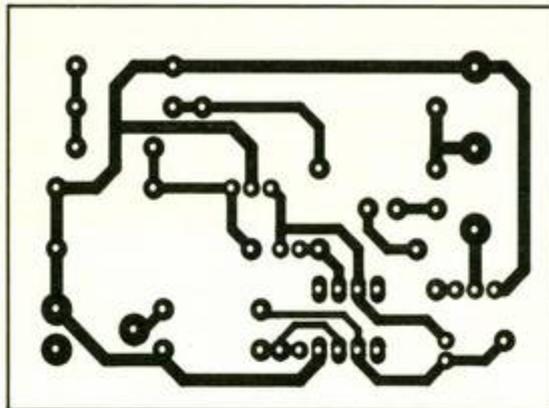


R<sub>1</sub> permet la décharge de C<sub>1</sub> en l'absence de tension secteur, ainsi que pour d'éventuelles interventions sur le montage. Le résistor R<sub>2</sub> limite le courant impulsionnel à la mise sous tension, ainsi que le courant en utilisation normale pour compenser les variations secteur. Les diodes D<sub>1</sub> et D<sub>2</sub> assurent un redressement monoalternance et la diode Zener D<sub>3</sub> limite la tension aux bornes de C<sub>2</sub> à 20 V. On obtient donc une tension filtrée, presque continue et proche de 20 V aux bornes de C<sub>2</sub>. Comme cette tension varie avec le courant consommé par le montage, on utilise un régulateur intégré IC<sub>1</sub> pour la réguler et la fixer à une valeur stable de 12 V dans les limites de courant.

La partie détection et commande du triac utilise un montage de base des amplificateurs linéaires (ampli-op). IC<sub>2</sub> est un vulgaire 741 qui est monté en comparateur à hystérésis ('trigger'). Le pont diviseur R<sub>5</sub>R<sub>6</sub> fixe la tension de seuil (6 V) et R<sub>7</sub> définit l'hystérésis (3 V) autour de ce seuil. Voici pourquoi il est nécessaire que la tension d'alimentation soit régulée. Avec les valeurs des composants choisis, les deux seuils obtenus sont proches de 4,5 V et 7,5 V. Il est nécessaire de disposer d'un hystérésis, car sinon de très faibles variations lumineuses suffisent à faire basculer le comparateur, et le fonctionnement serait intermittent. La



1 Schéma de principe : l'AOP compare une référence de tension avec l'information provenant de la photorésistance.



détection lumineuse utilise une cellule photorésistive (LDR). Cette cellule, CAPT, voit sa résistance décroître alors que l'intensité lumineuse augmente : de  $20\text{ M}\Omega$  dans l'obscurité, elle chute à une valeur inférieure à  $100\text{ k}\Omega$  pour un éclairage de  $10\text{ lux}$ . On monte ce capteur dans un pont résistif avec  $R_4$  et  $R_3$ . Ainsi le potentiel sur l'entrée (-) du comparateur varie en fonction de l'intensité lumineuse (dans l'obscurité  $V_e$  (-) est proche de  $0\text{ V}$  et en pleine lumière  $V_e$  (-) est proche de  $12\text{ V}$ ). L'ajustable  $R_3$  permet le réglage du niveau de détection lumineuse pour fixer le potentiel autour des seuils de détection de  $IC_2$ .

La sortie de  $IC_2$  commande directement la gâchette du triac. La diode  $D_4$  évite la conduction par courants de fuite inverse et protège la DEL  $D_3$ . Le résistor  $R_8$  limite le courant dans la DEL et dans la gâchette du triac. Pour une commande correcte, le triac sera choisi à faible courant de gâchette. A noter que plus le triac est puissant, plus son courant de gâchette sera élevé, alors inutile de choisir un modèle supérieur à  $6\text{ A}$ . Le triac choisi est un TIC225D (Texas Instr.) de  $6\text{ A}/400\text{ V}$  qui se contente d'un courant de gâchette de  $5\text{ mA}$  ! Si la sortie d' $IC_2$  est à l'état haut (environ  $10\text{ V}$ ), la DEL  $D_3$  s'allume et le triac est passant ; si la sortie d' $IC_2$  est à l'état bas ( $0\text{ V}$ ), il n'y a pas de courant de gâchette et la DEL et le triac sont inhibés. Comme la commande du triac s'effectue entre  $A_1$  et  $G$ , la masse du détecteur doit être au potentiel du secteur, ce qui ne justifie pas une alimentation isolée qui nécessiterait de plus un opto-coupleur (ou opto-triac) et

disproportionnerait le coût du montage.

Notes : (1) si vous voulez utiliser le montage en fonctionnement inverse, c'est-à-dire en commandant le triac en présence d'une intensité lumineuse (pour commander un store électrique par exemple), il suffit d'inverser les éléments CAPT et  $R_3$   $R_4$ .

(2) Ne remplacez pas  $IC_2$  par un amplificateur linéaire style TLO81 car sa structure interdit une détection et commande correcte.

## REALISATION

La figure 2 représente le tracé du circuit imprimé sur une plaque de  $70 \times 53\text{ mm}$ . Il est possible de faire bien plus petit, mais ce format autorise la réalisation par la méthode de votre choix (photoreproduction sur époxy sensibilisé, feutre, bandes et pastilles...). De plus, comme il y a présence du  $220\text{ V}$  sur le circuit, une règle de sécurité impose une distance minimale de  $1\text{ cm}$  entre les connexions  $220\text{ V}$  et le boîtier et vis de fixation, alors n'hésitez pas à l'agrandir. Pour diminuer le temps de gravure le perchlore est porté à  $40\text{ }^\circ\text{C}$ . Une fois le circuit réalisé et bien rincé, il peut être protégé par étamage ou par un vernis de protection.

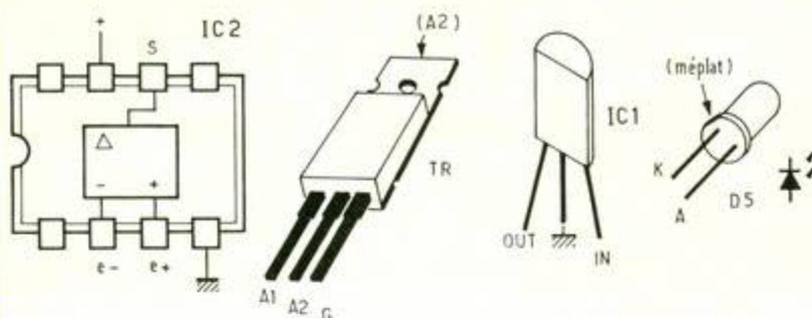
La figure 3 présente l'implantation des composants, complétée par le brochage des composants en figure 4. Vous pouvez implanter directement tous les composants en prenant garde à la polarité de  $C_2$ , et au sens d'implantation de  $IC_1$ ,  $IC_2$ , TR et  $D_5$ . Le circuit  $IC_2$  est monté sur support pour autoriser son changement. Il y a deux implantations possibles du capteur CAPT, qui peut d'ailleurs être déporté du montage. Le triac peut être muni d'un

radiateur (équerre d'aluminium) si la puissance commandée est supérieure à une ampoule de  $100\text{ W}$ , mais il faut se rappeler que, souvent, sa patte métallique est au potentiel de la borne  $A_2$  !

Attention : pour les essais et le montage final, il faut se rappeler que le montage est au potentiel du secteur, donc prudence ! Le mieux est d'utiliser un transformateur  $220\text{ V}/220\text{ V}$  d'isolation pour faire les essais. Pour le réglage de  $R_3$ , on utilise un tournevis isolé, malgré son « axe » plastique. Le condensateur  $C_1$  est un modèle de tension de service minimale de  $400\text{ V}$ .

Une valeur de  $1\text{ }\mu\text{F}$  à  $2,2\text{ }\mu\text{F}$  convient, mais au-dessus de  $1\text{ }\mu\text{F}$  il devient vite volumineux et difficile à trouver.

Sauf erreur de câblage imprimé ou d'implantation des composants, le montage fonctionne aussitôt. La lampe est déportée pour éviter son influence sur la cellule photoélectrique. Placez  $R_3$  en position médiane et éclairez la cellule ; la lampe est éteinte. Recouvrez le montage d'une boîte en carton, la cellule est dans l'obscurité et l'ampoule s'allume. Si l'ampoule est trop près de la cellule, un clignotement rapide peut se produire car il y a contre-réaction, ce qui impose une isolation lumineuse de la cellule par rapport à l'ampoule lors du montage mécanique. Le montage mécanique le plus simple est un boîtier qui s'enfiche dans la prise  $220\text{ V}$  sur lequel on a monté une prise  $220\text{ V}$ . Si vous intégrez le montage dans le pied d'une lampe, il faudra empêcher l'éclairage de la lampe de rayonner sur la cellule (tube de carton noir, ...). L'auteur a monté le dispositif



dans une boîte de dérivation en plastique (en rétrécissant légèrement le circuit - 68 x 53 mm -) par collage au pistolet à colle.

Le boîtier est fixé au mur de la maison, près d'une source 220 V et la lampe est déportée puisque se situant dans le jardin.

Ayant pris connaissance de ces quelques impératifs, il devrait vous être aisé de réaliser le montage mécanique selon votre utilisation.

L'ajustage de  $R_3$  s'effectue pour décider le seuil d'allumage de la lampe selon l'intensité lumineuse souhaitée. Selon le type de cellule ou le seuil lumineux désiré, vous pouvez être amenés à augmenter les valeurs de  $R_3$  et  $R_4$ . Procédez par essais successifs, mais n'oubliez pas de débrancher

le montage et d'attendre la décharge de  $C_1$  pour intervenir sur le circuit.

Avec un condensateur radial pour  $C_2$  et les résistors montés verticalement, on pourrait « tasser » l'ensemble du montage sur une plaque de 35 x 40 mm et intégrer le dispositif dans le cache d'un spot, le pied d'une lampe ou dans une prise murale. En associant le dispositif à un programmeur horaire, vous pouvez décider l'allumage de vos lampes uniquement à la tombée de la nuit. Si la charge commandée par le triac est inductive (moteur, ...), il faut protéger ce dernier contre les surtensions avec un réseau de protection, utiliser un triac avec protection intégrée.

P. WALLERICH

## COMPOSANTS

### Résistances

- $R_1$  : 470 k $\Omega$  1/4 W (jaune, violet, jaune)
  - $R_2$  : 100  $\Omega$  1/2 W (marron, noir, marron)
  - $R_3$  : 470 k $\Omega$  ajustable
  - $R_4$  : 15 k $\Omega$  1/4 W (marron, vert, orange)
  - $R_5, R_6$  : 100 k $\Omega$  1/4 W (marron, noir, jaune)
  - $R_7$  : 150 k $\Omega$  1/4 W (marron, vert, jaune)
  - $R_8$  : 330  $\Omega$  1/4 W (orange, orange, marron)
- CAPT : photorésistance

### Condensateurs

- $C_1$  : 1  $\mu$ F/400 V plastique
- $C_2$  : 100  $\mu$ F 25 V électrolytique

### Semi-conducteurs

- IC<sub>1</sub> : 78L12, 7812
- IC<sub>2</sub> : 741
- D<sub>1, D<sub>2</sub></sub> : 1N4004
- D<sub>5</sub> : DEL rouge  $\varnothing$  5 mm
- D<sub>4</sub> : 1N4007
- D<sub>3</sub> : Zener 20 V 1/4 W
- TR : TIC225D... ou triac 6 A, 400 V

# LES NEWS DE MONACOR®

## Extrait de la nouvelle gamme



### DMT-2010

- 2 000 pts - 3 1/2 digits
- V. DC = 1 000 V
- V. AC = 500 V
- A. DC = 20 A
- $\Omega$  = 2 Mohms
- Test diodes
- Test de piles = 1,5 V/9 V
- Précision de base = 0,5 %

260 F TTC \*



### DMT-2015

- 2 000 pts - 3 1/2 digits
- V. DC = 1 000 V
- V. AC = 750 V
- A. AC/DC = 20 A
- $\Omega$  = 200 Mohms
- Test diodes
- Test piles = 1,5 V/9 V
- Test transistors
- Test de continuité
- Précision de base = 0,5 %



### DMT-2030

- 4 000 pts - 3 3/4 digits
- Capacimètre = 4 nF - 40  $\mu$ F
- Fréquence automatique = 4 kHz - 4 MHz
- V. DC = 1 000 V
- V. AC = 750 V
- A. AC/DC = 20 A
- $\Omega$  = 400 Mohms
- Test transistors • Test diodes
- Test TTL logique • HOLD
- Précision de base = 0,5 %



### DMT-2035

- 2 000 pts - 3 1/2 digits
- Capacimètre = 2 nF - 20  $\mu$ F
- Fréquence avec Trigger = 2 kHz - 20 MHz
- V. DC = 1 000 V • V. AC = 750 V
- A. AC/C = 20 A
- $\Omega$  = 200 Mohms
- Test transistors • Test diodes
- Test TTL logique • Test LED
- Test de continuité
- Précision de base = 0,5 %

720 F TTC \*



### DMT-2040

- Modèle POCKET  
AUTOMATIQUE AVEC BARGRAPH
- 4 000 pts - 3 3/4 digits
  - V. DC = 4 500 V
  - V. AC = 450 V
  - $\Omega$  = 30 Mohms
  - HOLD
  - Test diodes
  - Test de continuité
  - Précision de base = 1,3 %
  - Dimensions = 120 x 80 x 15 mm

359 F TTC \*



### DMT-2045

- AUTOMATIQUE AVEC BARGRAPH
- 4 000 pts - 3 3/4 digits
  - V. DC = 1 000 V
  - V. AC = 700 V
  - A. AC/DC = 10 A
  - $\Omega$  = 30 Mohms
  - DATA HOLD
  - Test de continuité
  - Précision de base = 1 %



### DMT-2050

- AUTOMATIQUE AVEC BARGRAPH  
40 SEGMENTS
- 4 000 pts - 3 3/4 digits
  - V. DC = 1 000 V
  - V. AC = 750 V
  - A. AC/DC = 10 A
  - $\Omega$  = 40 Ohms
  - DATA HOLD
  - Test de continuité
  - Précision de base = 0,7 %



### ULTRA DIGITAL

### DMT-2055

- AUTOMATIQUE AVEC BARGRAPH  
40 SEGMENTS
- 4 000 pts - 3 3/4 digits
  - V. DC = 1 000 V
  - V. AC = 750 V
  - A. AC/C = 10 A
  - $\Omega$  = 40 Mohms
  - Test diodes
  - DATA HOLD
  - Fréquence = 10-65 kHz
  - précision de base = 0,5 %

1 290 F TTC \*



### DMT-2070

- TESTEUR DE COMPOSANTS
- 2 000 pts - 3 1/2 digits - LCD 19 mm
  - Capacimètre = 200 pF - 20 nF
  - $\Omega$  = 20 Mohms
  - Test de diodes
  - Test de LED
  - Test de transistors
  - Test de thyristors
  - Test de piles = 1,5 V/1,55 V/9 V
  - Précision de base = 0,5 %
  - Étanche aux projections et anti-choc

778 F TTC \*



### DMT-2075

- 2 000 pts - 3 1/2 digits - LCD 19 mm
- Capacimètre = 2 nF - 20  $\mu$ F
- Fréquence = 2-200 kHz
- V. DC = 1 000 V
- V. AC = 750 V
- A. AC/DC = 20 A
- $\Omega$  = 20 Mohms
- Test de transistors
- Test de diodes • Test de continuité
- Précision de base = 0,5 %
- Étanche aux projections et anti-choc

690 F TTC \*

Prix publics indicatifs \*

### BON DE COMMANDE

Veillez me faire parvenir votre catalogue couleur sur la nouvelle gamme de mesure MONACOR.

Norm : ..... Prénom : ..... Sté : .....

Adresse : .....

Ci-joint 11,50 F en timbres, pour frais d'expédition EP 10/90

# AOP-3 : REGLAGE D'OFFSET ET MONTAGES INVERSEURS



## REGLAGE D'OFFSET « INTEGRE » (fig. 3.1)

Si l'amplificateur linéaire (741, LF356, TL081...) dispose de bornes de réglage de zéro (« offset »), il suffit d'y connecter un potentiomètre pour assurer le réglage (câblage et valeur de  $P_o$  et de  $U$  définis selon le circuit conformément à la documentation constructeur).

Le schéma équivalent simplifié permet de quantifier l'erreur introduite par l'offset sur le montage inverseur. Ainsi,  $V_D$  n'est plus nul et vaut  $V_{off}$ , tension d'offset de l'AOP, dont le maximum est défini en valeur absolue, dans ses caractéristiques (ex. : - 7,5 mV à + 7,5 mV pour le 741). Pour le montage inverseur, on obtient donc :

$$V_s = - \left( \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot V_e + V_{off} \cdot \left( 1 + \left( \frac{R_2}{R_1} \right) \right)$$

On remarque l'influence de l'offset sur la sortie  $V_s$ , liée au rapport  $R_2/R_1$ , non négligeable si  $V_e$  est faible ou si l'amplification  $R_2/R_1$  est élevée. Dans ce dernier cas, l'AOP peut être en saturation, même avec  $V_e = 0$  V.

Exemple : le 741 a un offset maximal de  $\pm 7,5$  mV et on choisit un montage inverseur d'amplification 100 ( $R_2/R_1 = 100$ ). Il y aura une tension continue superposée, due à l'offset, de valeur maximale  $\pm V_{off} \cdot 100$ , soit  $\pm 0,75$  V environ. Si l'amplification vaut 2 000 et  $V = 15$  V (alimentation), la sortie sera proche de la saturation (offset maximal). En agissant sur  $P_o$ , on modifie la polarisation interne de l'AOP qui permet de compenser directement  $V_{off}$  et de retrouver  $V_s/V_e = R_2/R_1$ . On utilise de préférence un ajustable multitour pour  $P_o$  afin d'affiner le réglage. Le résistor  $R$ , qui permet une compensation des courants d'offset, sera alors câblé, bien que facultatif.

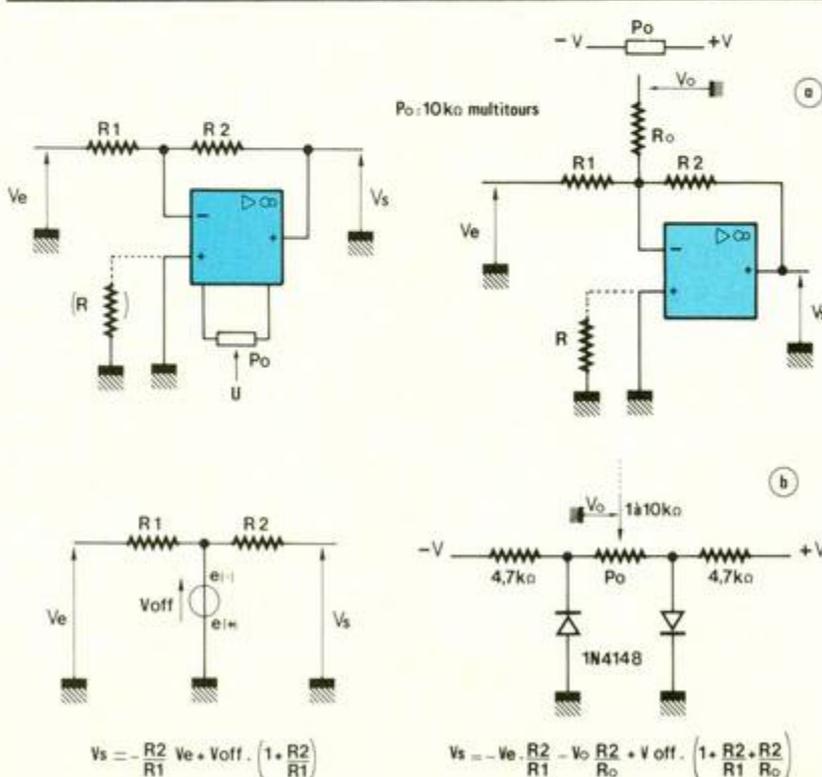
## REGLAGE D'OFFSET « EXTERNE » (fig. 3.2)

Cependant il y a beaucoup d'AOP qui ne disposent pas de compensation d'offset, afin d'intégrer plusieurs AOP dans un même boîtier. On doit alors recourir à un réglage « externe », en superposant au signal  $V_e$  une tension continue qui permet d'annuler le décalage de tension en sortie.

L'amplification  $V_s/V_e$  du montage proposé en figure 3.2 devient  $- V_e \cdot \frac{R_2}{R_1} - V_D \frac{R_2}{R_0} + V_{off} (1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_0})$ . Pour obtenir  $V_s = - V_e \cdot \frac{R_2}{R_1}$ , on agit sur  $V_D$  et  $R_0$  pour satisfaire l'équation  $- V_D \cdot \frac{R_2}{R_0} + V_{off} (1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_0}) = 0$ . On obtient une relation sur  $V_D$ , soit  $V_D = V_{off} (R_0/R_2 + R_0/R_1 + 1)$  ou sur  $R_0$ , soit  $R_0 = ((V_D + V_{off})/V_{off}) \cdot (R_1/R_2)$ . L'ordre de grandeur de  $V_D$  est défini par le montage, soit  $\pm V$  en (a) et  $\pm 0,6$  V environ en (b). Il suffit donc de déterminer  $R_0$  d'après l'équation.

Exemple : alimentation symétrique  $V = 15$  V, montage (a) avec 741 (offset  $\pm 7,5$  mV) et  $R_1 = 1$  k $\Omega$  et  $R_2 = 200$  k $\Omega$ . Il faut choisir  $R_0 = 2$  M $\Omega$ . On choisit une résistance de valeur juste inférieure pour garantir le réglage, soit 1,8 M $\Omega$ . Pour le montage (b),  $R_0 = 68$  k $\Omega$  convient.

Remarque : la valeur de  $P_o$  devra être inférieure à  $R_0$  pour être négligée dans le calcul de  $R_0$ . Le montage (b) avec un ajustable monotour permet un réglage aussi fin que le montage (a) avec un ajustable multitour.

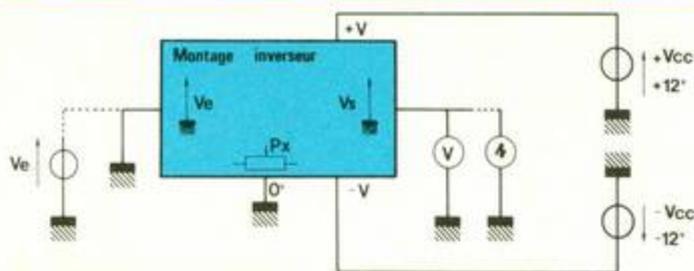


1 Réglage d'offset « intégré »

2 Réglage de l'offset d'un A.O.P. par procédé extérieur.

## MANIPULATION (fig. 3.3)

La figure présente le montage comme un bloc, associé aux éléments nécessaires à la manipulation. Il faut d'abord câbler le montage inverseur conformément aux figures 3.1 ou 3.2, selon l'amplification  $A$  désirée et le type d'AOP choisi (qui définit  $U$  et  $P_o$  en fig. 3.1).

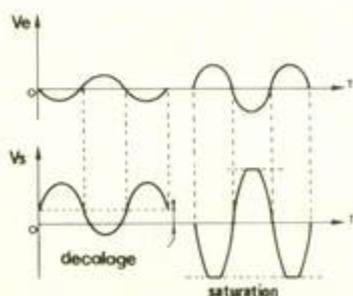
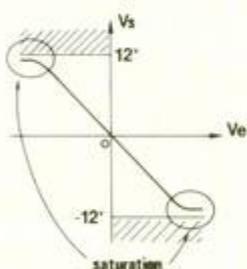
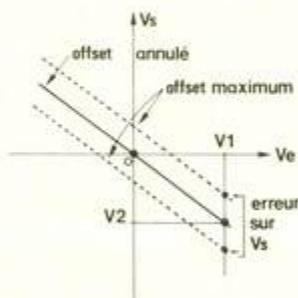


L'entrée est court-circuitée ( $V_e = 0\text{ V}$ ), la sortie connectée à un voltmètre et le montage alimenté en  $\pm 12\text{ V}$ . Décâblez la connexion centrale de  $P_o$  et constatez que la tension de sortie est non nulle. Si  $R_2$  est ajustable, vous verrez cette amplitude augmenter avec la valeur de  $R_2$ . Recâblez  $P_o$ . La tension affichée par le voltmètre varie autour de  $0\text{ V}$  et il vous est possible d'ajuster  $V_s$  à  $0\text{ V}$ , en agissant sur  $P_o$ .

Si vous appliquez une tension continue  $V_e$ , vous retrouvez en sortie une amplification linéaire, soit  $V_s = -A \cdot V_e$ . Si  $R_2$  varie,

l'amplification varie, mais le réglage du zéro très peu. Pour vous convaincre de l'influence de l'offset, fixez  $V_e$  à une valeur différente de  $0\text{ V}$ , soit  $V_1$ , et constatez qu'en déconnectant  $P_o$  la tension de sortie  $V_2 = -A \cdot V_1$  est modifiée et comporte une erreur dont vous pouvez quantifier l'amplitude.

Si  $V_e$  est une tension variable (signal sinusoïdal, BF...), l'offset rajoute une composante continue en sortie qui s'annule également par  $P_o$ . Vous pouvez le vérifier en remplaçant le voltmètre par l'oscilloscope et en utilisant un générateur BF pour  $V_e$ . L'amplitude de  $V_e$  sera choisie pour éviter la saturation (fig. 3.4d) et la fréquence sera par exemple  $1\text{ kHz}$ . Le réglage d'offset est nécessaire quand l'amplification nécessite une certaine précision ou quand les signaux d'entrée sont faibles. Si le signal  $V_e$  est un signal variable (BF), on peut se passer de réglage d'offset en observant certaines précautions, lors de la conception du montage. Si l'AOP fonctionne en saturation, le réglage est inutile, mais on s'intéressera à ce fonctionnement en commutation bien plus tard.



## RESULTATS DE MESURE (fig. 3.4)

La figure (a) traduit sous forme de graphe la relation entre  $V_s$  et  $V_e$  qui a été relevée. La droite en gras correspond au réglage d'offset fait, les droites en pointillé indiquent les limites d'offset. Pour la tension continue  $V_1$  en entrée, on obtient la valeur  $V_2 = -A \cdot V_1$  (réglage d'offset correct), mais il peut y avoir l'erreur indiquée sur la figure. Ce graphe peut être relevé point par point, donc par mesures successives avec voltmètre, et tracé par extrapolation, mais on peut le visualiser directement sur l'oscilloscope en mode XY (voies X en  $V_e$ , voie Y en  $V_s$ )

en connectant en  $V_e$  un générateur BF (signal triangulaire,  $F < 1\text{ kHz}$ ).

La figure (b) rappelle que l'amplification est aussi limitée par la saturation de l'étage de sortie de l'AOP. La relation  $V_2 = -A \cdot V_1$  n'est alors plus valable. Il faut définir l'amplitude de  $V_e$  ou l'amplification pour éviter de fonctionner dans ces deux zones non linéaires. La tension maximale disponible à la limite de la saturation est déduite des caractéristiques de l'AOP, de l'alimentation  $V$  et de la charge  $R_L$  en sortie. Ainsi un TLO81 aura une chute maximale de  $3\text{ V}$  dans une charge en sortie de plus de  $10\text{ k}\Omega$  ( $V_{\text{sat max}} = 3\text{ V @ } R_L > 10\text{ k}\Omega$ ), dont si  $V = 12\text{ V}$ , la tension de sortie maximale sera d'environ  $\pm 9\text{ V}$ .

Les figures (c) et (d) précisent les mêmes constatations mais avec des signaux variables (sinusoïdaux). En (c), sans réglage d'offset, il y a une composante continue superposée (aisément supprimable par une liaison capacitive). En (d), l'allure du signal en saturation : le chronogramme de  $V_s$  est écrêté. Un tel signal est à éviter si l'amplificateur fonctionne en linéaire, car la distorsion est importante.

## CARACTERISTIQUES DES CIRCUITS

(fig. 3.5)

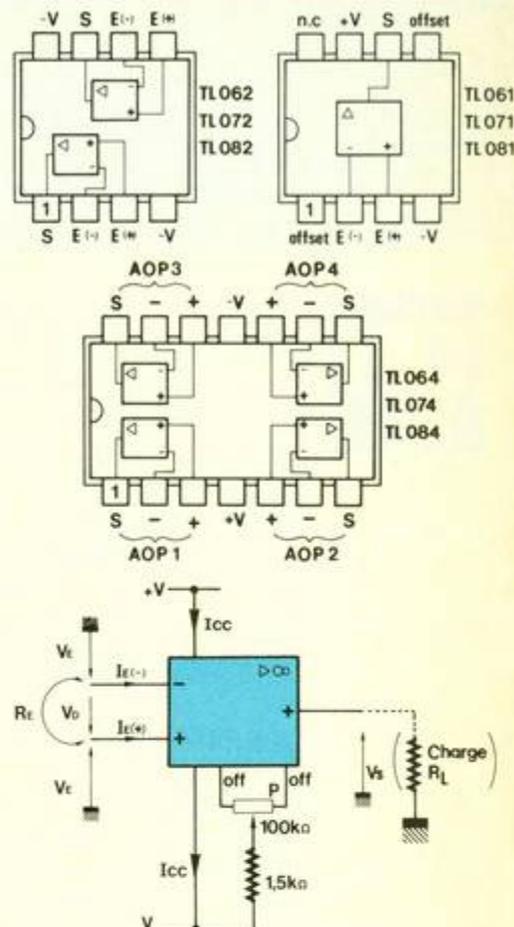
Voici la fiche technique des paramètres les plus importants des circuits : l'alimentation (symétrique) maximale  $V$ , les tensions maximales applicables aux entrées et entre ces entrées ( $V_e$ ,  $V_D$ ), les courants de polarisation  $I_E$ , la bande passante  $F_m$ , l'amplification  $V_s/V_D$  garantie (donc sa valeur minimale !), les courants d'alimentation  $I_{cc}$  (en  $+V$  et  $-V$ )... La série TLO8x est la version standard ; elle a été améliorée en diminuant la consommation (série TLO6x) ou le bruit et la distorsion (série TLO7x). Ils sont tous protégés contre les courts-circuits de durée illimitée en sortie.

Le suffixe 1,2 ou 4 des références précise le nombre d'AOP dans le même boîtier, d'où les trois types de brochages. Seul les circuits TLOx1 permettent le réglage du zéro « intégré » (broches 1 et 5 ; la figure indique le câblage et la valeur de  $P_o$ ). Consultez la « data sheet » pour plus de détails (Texas Instruments).

	(Low power) Faible puissance	(Low noise) Faible bruit	Standard	
	TL061,2,4	TL071,2,4	TL081,2,4	
V <sub>MAX</sub>	18 V			
V <sub>D MAX</sub>	± 30 V			
V <sub>E MAX</sub>	± 15 V			
Offset max.	< 9 mV	< 8 mV	< 9 mV	
I <sub>E</sub>	< 20 nA	< 7 nA	< 20 nA	(< 200 pA @ 25 °C)
R <sub>E</sub>	10 <sup>12</sup> Ω typ.			
Bande passante	1 MHz typ.	3 MHz typ.		
Slew rate	> 1,5 V/μs	> 8 V/μs	(13 V/μs typ.)	
I <sub>CC</sub>	< 250 μA	< 2,5 mA	< 2,8 mA	(par AOP)
V <sub>SAT</sub>	5 V @ R <sub>L</sub> ≥ 10 kΩ	3 V @ R <sub>L</sub> > 10 kΩ	5 V @ R <sub>L</sub> > 2 kΩ	
A <sub>min</sub>	4 000	25 000	(200 000 typ.)	

Les circuits les plus couramment utilisés, parmi ceux proposés, sont les TLO82 et TLO74, aussi n'hésitez pas à refaire toutes les manipulations avec ces circuits.

Nota : les circuits de la série TLOxx ne fonctionnent plus correctement quand la tension d'alimentation trop faible (alimentation symétrique minimale V = 3 V).  
P. WALLERICH



## 4 "GRANDS CLASSIQUES" DU CATALOGUE MATELCO

Une gamme de 4 Générateurs de fonction BF  
Avec affichage digital de la fréquence  
conçus et fabriqués en France (Aix-en-Provence) par MATELCO



Générateur BF Réf 6255 - Prix T.T.C. 1650 F



Générateur BF TBF Réf 6256 - Prix T.T.C. 1950 F

2 générateurs avec amplificateur  
incorporé (Fonction amplificateur  
indépendante)  
Réf. 6255 et 6256



Polysource Réf 7050 - Prix T.T.C. 1950 F



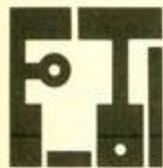
Multi générateur Réf 6259 - Prix T.T.C. 1950 F

2 appareils multifonctions  
Générateur + source de tension fixe  
+ source de tension variable  
Réf. 7050 et 6259

4 appareils extraits de notre catalogue  
général : Pour recevoir ce catalogue  
voir bon de commande à découper dans ce  
numéro "d'Electronique Pratique"  
d'octobre page 27

**matelco**  
42, rue Georges Claude  
Z.I. d'Aix en Provence - B.P. 94  
13762 LES MILLES Cédex

# LOGIC-10



Les neuf précédents volets ont permis de cerner la logique combinatoire, à travers ses fonctions de bases et les méthodes d'analyse et de conception. Nous démarrons ce dixième volet avec l'étude des fonctions logiques séquentielles (bascules, compteurs, séquenceur,...), avec le verrou RS. Comme vous le constaterez, la logique séquentielle se ramène souvent à une étude combinatoire, après l'acceptation de certains principes et fonctions de base. Comme pour les volets précédents, l'analyse sera progressive et agrémentée de manipulations.

## DÉFINITION

La logique combinatoire associe à une combinaison d'entrée un état de sortie unique, et ce pour toutes les combinaisons d'entrées. C'est la correspondance entre l'état des entrées et celui de la sortie qui détermine la fonction logique. Ainsi  $S = f(E_1, E_2, \dots)$ .

La logique séquentielle ne répond plus à cette définition, car l'état de la sortie n'est plus caractérisé uniquement par les variables d'entrées, mais aussi par un séquençement, lié à la structure utilisée. L'étude se ramène à une combinaison entre fonctions de base séquentielles et fonctions combinatoires.

## LE VERRU RS

La structure simple de la figure 1, qui n'associe que deux portes OU-NON, peut laisser à penser qu'on se trouve encore face à une fonction combinatoire, mais l'analyse va vite confirmer la présence de la logique séquentielle. Pour mieux assimiler le phénomène, il est intéressant d'effectuer la manipulation, tout en lisant ces lignes, puis de reprendre la manipulation pendant les différentes phases de l'analyse théorique de vérification des résultats. Vous utilisez le module LO\_1 (alimenté sous la même tension que le circuit) pour déterminer les combinaisons d'entrées et visualiser les états des

sorties. Le circuit utilisé est un 4001 (ou 74HC02 ; les entrées des portes libres sont polarisées car c'est un circuit MOS). Le tableau fournit les combinaisons d'entrées, à fixer impérativement dans l'ordre donné, ainsi que les états des sorties que vous devez relever.

## LA MANIPULATION

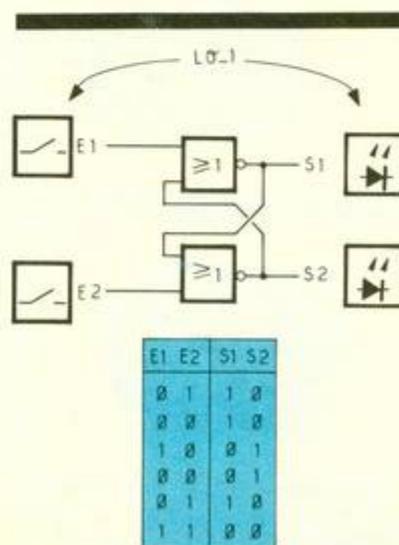
La séquence à effectuer dans l'ordre sur les entrées  $E_1, E_2$  est  $\phi 1, \phi \phi, 1 \phi, \phi \phi$ , et  $\phi 1$ . On remarque qu'une seule des entrées est modifiée à chaque étape. C'est une condition nécessaire en logique séquentielle, car comme dans la réalité, il est impossible de changer deux variables en même temps (il y a toujours un

laps de temps, même infime, qui sépare leur action).

À la mise sous tension, l'état des sorties est quelconque dans certaines des combinaisons des entrées, alors mettez sous tension après avoir positionné  $E_1, E_2$  sur la première combinaison ( $\phi 1$ ).

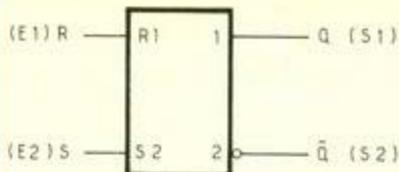
Pour  $E_1, E_2 = \phi 1$ , les sorties sont à  $S_1, S_2 = 1 \phi$ . On change  $E_2$  d'état ; pour  $E_1, E_2 = \phi \phi$ , les sorties sont à  $S_1, S_2 = 1 \phi$  ; on n'observe donc pas de changement. On change  $E_1$  d'état ; pour  $E_1, E_2 = 1 \phi$ , les sorties sont à  $S_1, S_2 = \phi 1$  ; il y a changement d'état, et on parle de basculement. On rechange l'état de  $E_1$  pour revenir à la combinaison précédente,  $E_1, E_2 = \phi \phi$  ; surprise, les sorties ne retrouvent pas l'état précédent  $S_1, S_2 = 1 \phi$ , mais restent dans leur état actuel, soit  $\phi 1$  ! Pour la même combinaison d'entrée  $E_1, E_2 = \phi \phi$ , il y a deux états de sortie différents, cas caractéristique de la logique séquentielle. On remet la combinaison  $E_1, E_2 = \phi 1$ , et on retrouve la combinaison des sorties  $S_1, S_2 = 1 \phi$ . Il ne reste qu'une combinaison à essayer, en changeant  $E_1$ , soit  $E_1, E_2 = 1 1$  ; les sorties sont à  $S_1, S_2 = \phi \phi$  (de même si on passe de  $E_1, E_2 = 1 \phi$  à  $1 1$ ).

On aurait pu effectuer l'essai de cette fonction par la suite de combinaisons d'entrées  $\phi 1, \phi \phi, 1 \phi, 1 1$ , en étant tenté d'en déduire l'équation de sortie, mais la combinaison double n'aurait pas été remarquée. En séquentielle, il y a donc un séquençement à ob-



# 2

Synthèse



R	S	Q	Q̄	
0	1	1	0	Set Reset ! Latch
1	0	0	1	
1	1	0	0	
0	0	q	q̄	

sur  $S_1$  en implique un sur  $S_2$ , et puisque  $S_2$  intervient dans  $S_1$ , elle modifie  $S_1$ ... heureusement le système est stable, sinon on aurait créé un oscillateur. L'analyse reprend la chronologie des signaux utilisée pendant la mise en œuvre :

Avec  $E_1 = \phi$  et  $E_2 = 1$ , on obtient  $S_1 = 1$  et  $S_2 = \phi$ . Vérifions-le : si  $E_1 = \phi$ ,  $S_1$  sera égal à  $/(E_1 + S_2) = /S_2$ , il convient donc de connaître l'état de  $S_2$ . Or  $S_2 = /(E_2 + S_1) = /1 = \phi$  car  $E_2 = 1$ , et impose l'état de sortie ; heureusement, sinon on n'aurait pu obtenir  $S_1$ . Donc  $S_2 = \phi$  et finalement  $S_1 = /(\phi + \phi) = /\phi = 1$ .

Avec  $E_1 = \phi$  et  $E_2 = \phi$ , on obtient  $S_1 = 1$  et  $S_2 = \phi$ . Vérifions-le : on a changé l'état de  $E_2$ , donc voyons son action : comme  $S_2 = /(E_2 + 1)$  car  $S_1 = 1$ , si  $E_2$  passe de 1 à  $\phi$ , il n'y a pas d'effet sur  $S_2$  ni sur  $S_1$ , puisque ni  $E_1$  ni  $S_2$  ne sont modifiés.

Avec  $E_1 = 1$  et  $E_2 = \phi$ , on obtient le basculement des sorties à  $S_1 = \phi$  et  $S_2 = 1$ . On a changé l'état de  $E_1$ , donc voyons son action : comme  $S_1 = /(E_1 + \phi)$  car  $S_2 = \phi$ , si  $E_1$  passe de  $\phi$  à 1, la sortie  $S_1$  change d'état, soit  $S_1 = /(1 + \phi) = \phi$ . Comme  $S_1$  change d'état, voyons ce qu'il advient de  $S_2$  :  $S_2 = /(E_2 + S_1) = /(\phi + \phi) = 1$ , donc un changement d'état... mais comme  $S_2$  change, il faut revoir l'état de  $S_1$  :  $S_1 = /(1 + S_2)$  car  $E_1 = 1$ , et le changement d'état de  $S_2$  reste sans effet ; on a donc bien la combinaison de sortie  $S_1, S_2 = \phi 1$ .

On repasse à la combinaison  $E_1 = \phi$  et  $E_2 = \phi$ , pour laquelle on conserve  $S_1 = 1$  et  $S_2 = \phi$ . Vérifions-le : on a changé l'état de  $E_1$ , donc : comme  $S_1 = /(E_1 + 1)$  car  $S_2 = 1$ , si  $E_1$  passe de 1 à  $\phi$ , il n'y a pas d'effet sur  $S_1$  ni sur  $S_2$ , puisque ni  $E_2$  ni  $S_1$  ne sont modifiés. Le phénomène est identique à la seconde étape de notre analyse.

En reprenant la combinaison  $E_1, E_2 = \phi 1$ , on rebascule à la combinaison des sorties  $S_1, S_2 = 1\phi$ . Le basculement se justifie comme dans la troisième étape de l'analyse.  $E_2$  passe de  $\phi$  à 1, ce qui modifie  $S_2$  à l'état  $\phi$ ,  $S_2$  qui modifie à son tour  $S_1 = 1$ , sans effet sur  $S_2$ .

Il ne reste plus que la combinaison  $E_1, E_2 = 11$  ; on remarque que seule  $S_1$  change d'état puisque passant à  $\phi$ . Si  $E_1$  passe de  $\phi$  à 1,  $S_1 = /(\phi + E_1) = \phi$  car  $E_2 = \phi$  ;

malgré le changement d'état de  $S_1$ ,  $S_2$  ne change pas car  $E_2 = 1$  et  $S_2 = /(1 + S_1) = \phi$  quelle que soit  $S_1$ .

## CONCLUSION

De l'analyse, on remarque que si une entrée est à l'état 1, elle agit sur la sortie correspondante, et l'autre sortie prend l'état complémentaire ; sauf si les entrées sont toutes deux à 1, auquel cas les deux sorties sont à un état identique  $\phi$  ; si les deux entrées sont à l'état  $\phi$ , les sorties restent dans leur état précédant cette combinaison d'entrée.

Si on considère une entrée comme active quand elle est à l'état 1, l'entrée  $E_1$  impose la combinaison  $S_1, S_2 = 1\phi$ , l'entrée  $E_2$  impose la combinaison  $S_1, S_2 = \phi 1$  ; quand les deux entrées sont inactives, on mémorise la combinaison précédente des sorties ; quand les entrées sont actives toutes les deux, on obtient le cas particulier  $S_1, S_2 = \phi\phi$ .

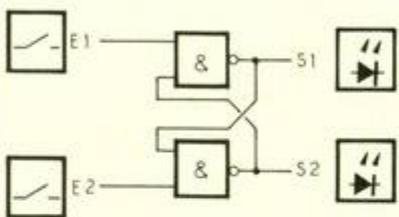
Avec l'habitude des fonctions de base, vous saurez rapidement déterminer le cheminement de l'analyse. Vous venez de mettre le premier pas dans la séquentielle, et vous constaterez à la fin de ce volet que ce n'était pas si difficile. Effectuons maintenant la synthèse de notre première expérimentation.

## SYNTHESE

Hormis un cas particulier, on considère les deux sorties complémentaires, soit donc  $Q$  pour  $S_1$  et  $\bar{Q}$  pour  $S_2$ . Quand on agit sur  $E_2$  (active à l'état 1), on met à l'état 1 la sortie  $Q$ , c'est donc la mise à un de  $Q$ , « Set » en anglais, d'où l'appellation de cette entrée : S. Quand on agit sur  $E_1$ , on met à l'état  $\phi$  la sortie  $Q$ , c'est donc la mise à zéro, « Reset » en anglais, d'où l'appellation de cette entrée : R. Le nom de la fonction est « verrou RS » car elle a la faculté de mémoriser son état de sortie quand les entrées sont inactives. A noter l'appellation fautive de « bascule RS » car le terme bascule est réservé à un changement d'état sur front, ce qui n'est pas le cas ici (on y reviendra dans le prochain volet). La table de vérité et le symbole de la fonction se trouvent en figure 2.

# 3

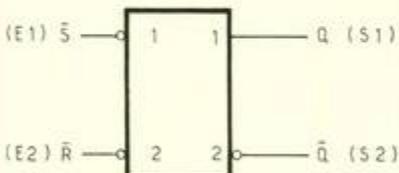
Verrou RS



E1	E2	S1	S2
0	1	1	0
1	1	1	0
1	0	0	1
1	1	0	1
1	0	1	0
0	0	1	1

# 4

Symbole et table de vérité

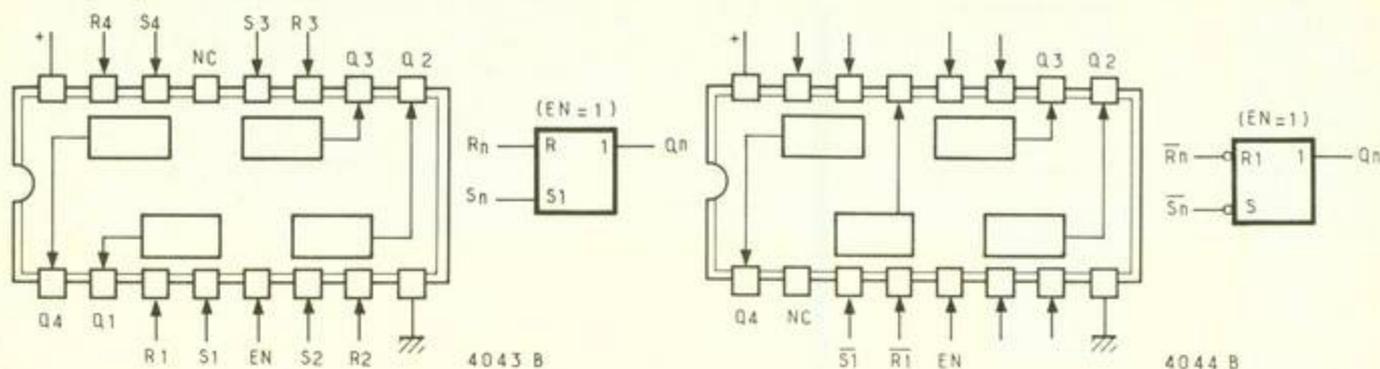


S	R̄	Q	Q̄	
0	1	1	0	Set Reset ! Latch
1	0	0	1	
0	0	1	1	
1	1	q	q̄	

server, ce dont on pouvait se passer en combinatoire, et il arrive d'évaluer toutes les situations possibles.

## L'INTERPRETATION

Si on cherche à écrire l'équation des sorties, on remarque que c'est un « circuit qui se mord la queue » puisque les équations font intervenir des termes d'entrée, mais aussi de sortie, ce qui n'était pas le cas en combinatoire. Les équations sont  $S_1 = /(E_1 + S_2)$  et  $S_2 = /(E_2 + S_1)$ , et on s'attend qu'un changement



## TABLE DE VERITE

Elle reprend l'analyse du rôle des entrées R et S sur les sorties Q et /Q. Si  $RS = \phi 1$ , S est actif, donc mise à un, « Set », la sortie  $Q = 1$  et  $/Q = \phi$ , son complément. Si  $RS = 1\phi$ , R est actif, donc mise à zéro, « Reset », la sortie  $Q = \phi$  et  $/Q = 1$ , son complément. Si  $RS = \phi\phi$ , ni R ni S ne sont actifs, on a donc mémorisation (en anglais « Latch ») de l'état précédant cette combinaison, et la sortie /Q reste le complément de Q ; la mémorisation a sa propre notation : on utilise la lettre minuscule de la sortie considérée pour indiquer l'état de cette sortie avant la combinaison de mémorisation, ainsi « q » désigne l'état de Q avant mémorisation (valeur aux étapes 1 et 3 de l'analyse dans la manipulation) et « /q » l'état précédant /Q. Si  $RS = 11$ , R et S sont actifs en même temps, on obtient le cas particulier où les sorties ne sont plus complémentaires, mais toutes les deux à l'état  $\phi$  ; c'est bien un cas particulier dont on essaie généralement de s'affranchir dans la pratique, et qu'on passe sous silence parfois dans la documentation (il arrivait même de parler de combinaison interdite, alors qu'il convient de connaître son effet pour en tenir compte le cas échéant).

## SYMBOLE

Comme tout symbole logique normalisé, la fonction est représentée dans un cadre en traits gras. On y inscrit à l'intérieur les caractères désignant la fonction. Ainsi pour le verrou RS, on indiquera les lettres R et S. Les entrées sont à gauche, les sorties à droite, différenciées par le rond de complémentation. L'entrée de remise à zéro est désignée R

dans le symbole, et celle de mise à un par S, définissant ainsi la fonction logique de cet opérateur séquentiel.

Les chiffres en indice sont facultatifs ; ils servent à indiquer le cas particulier quand R et S sont actifs en même temps ; il suffit de chercher la correspondance pour obtenir l'état des sorties : Q est associé à 1, donc à R<sub>1</sub>, donc « Reset » de Q, donc  $Q = \phi$  ; /Q est associé à 2, mais après le rond de complémentation, donc /Q est le complément de l'action par 2, soit le complément du « Set » (S<sub>2</sub>) ; donc, pour les deux entrées actives, on a  $Q = /Q = \phi$ . Le symbole est donc complet et permet de se dispenser de table de vérité.

## LE VERROU /R/S

Pourquoi ne pas essayer la structure de la figure 1 avec d'autres types de portes logiques ? C'est l'idée qui vient aussitôt à l'esprit, et permet de créer une autre fonction bistable. On remplace les portes OU-NON par des portes ET-NON (4011 ou 74HCOO,  $V_{cc} = 5V$ ). Pour la manipulation, vous prenez la même démarche que précédemment, mais avec le nouveau tableau de la figure 2, qui présente aussi le schéma et l'appellation des entrées ; ainsi la succession des combinaisons des entrées  $E_1, E_2$  sera  $\phi 1, 11, 1\phi, 11, 1\phi, \phi\phi$  ; si vous connaissez bien vos fonctions de base et si l'analyse précédente est assimilée, vous comprenez facilement ce choix. La succession des états de sorties correspondants est indiquée dans le même tableau, et c'est ce que vous devez relever en pratique. Comme pour le verrou RS, on remarque des états de sorties différents pour  $E_1, E_2 = 11$  et le cas particulier pour  $\phi\phi$ .

## VERIFICATION

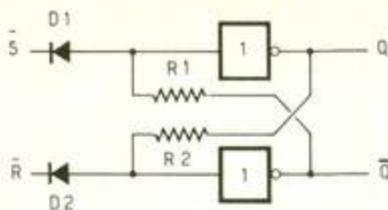
L'analyse sera différente de celle adoptée précédemment, puisqu'elle tiendra compte des observations faites et permettra d'arriver au résultat plus vite, donc d'effectuer une progression dans la maîtrise de la logique séquentielle. Un bon exercice intermédiaire sera de refaire l'analyse théorique de vérification, comme précédemment, de comparer avec la nouvelle méthode que vous aurez également appliquée, et de revenir sur le premier montage pour l'appliquer également. Comme on emploie des portes ET-NON, il suffit qu'une des entrées soit à  $\phi$  pour que la sortie soit à l'état 1. Ainsi S<sub>1</sub> est à l'état 1 si  $E_1 = \phi$ , indépendamment de S<sub>2</sub>, et S<sub>2</sub> prend l'état de E<sub>2</sub> complémenté, soit  $S_2 = \phi / (1 * E_2) = \phi / (1 * 1) = \phi$ , complément de S<sub>1</sub>. De même pour S<sub>2</sub>, à l'état 1 si  $E_2 = \phi$  et S<sub>1</sub> est le complément de S<sub>2</sub>. Si E<sub>1</sub> et E<sub>2</sub> sont tous deux à  $\phi$ , les deux sorties sont à l'état 1 et ne sont plus complémentaires. Pour  $E_1 = E_2 = 1$ , on obtient  $S_1 = /S_2$  et  $S_2 = /S_1$ , donc deux combinaisons possibles, qui satisfont cette relation :  $S_1, S_2 = \phi 1$  ou  $1\phi$ , preuve de séquentielle ; pour se convaincre de la mémorisation, il suffit de voir que le passage de E<sub>1</sub> (ou E<sub>2</sub>) de l'état  $\phi$  à l'état 1, avec E<sub>2</sub> = 1 (ou E<sub>1</sub>), ne change pas l'état des sorties, ce qui est normal par la relation car  $S_n = \phi / (E_n * \phi)$ .

## SYNTHESE

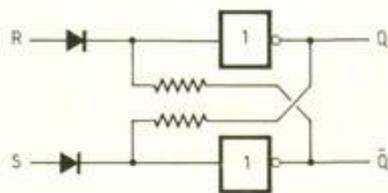
La figure 4 présente le symbole de cette nouvelle fonction, ainsi que sa table de vérité. Comme pour le verrou RS, on désigne les sorties par Q et /Q, les considérant complémentaires. On connaît l'état actif des entrées, qui est  $\phi$ , d'où la présence des

# 6

Versions réalisées à l'aide de portes NON (inverseuses)

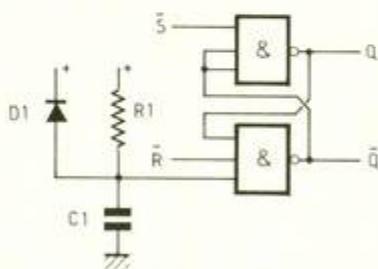
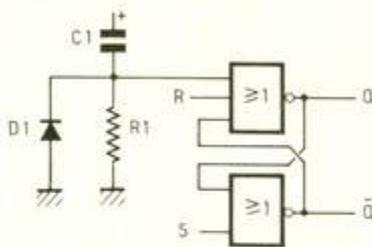


D = 1N4148 R = 10kΩ



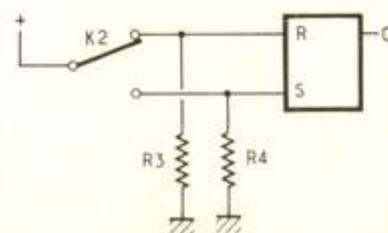
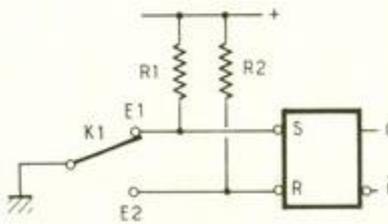
# 7

Initialisation à la mise sous tension.



# 8

Anti-rebond.



ronds de complémentation aux entrées. Il ne reste plus qu'à déterminer leur rôle pour leur affectation. Ainsi si  $E_1 = \phi$ , la sortie Q ( $S_1$ ) est à l'état 1, donc « Set », donc entrée S. Il en découle que  $E_2$  se nommera « S ». L'appellation R et S est valable dans le symbole, en revanche, à l'extérieur elle est quelconque ; on a choisi /R et /S pour rappeler l'état actif, mais on aurait aussi bien pu les appeler « /Clear » et « /Set » (c'est ce choix que fait chaque constructeur, ambiguïté dissipée par la normalisation des symboles). Les indices rappellent la combinaison particulière ;  $S_1$  s'applique à Q, donc « Set » de Q, donc  $Q = 1$  et  $R_2$  au complément de /Q, donc « Reset » du complément de /Q, donc  $/Q = 1$ . La table de vérité reprend ces quatre cas, avec l'appellation minuscule pour la mémorisation. Comme c'est une fonction verrou de type RS, mais aux entrées actives à l'état  $\phi$ , on l'appelle « VERROU /R/S » pour le différencier du premier type de verrou.

## VERSIONS INTEGREES

Vous pouvez réaliser des verrous RS ou /R/S avec des portes ET-NON ou OU-NON que vous associez, mais ces structures existent également intégrées, ce qui vous permet de réduire le cas échéant le nombre de circuits de votre application ; avec un circuit à 14 broches, type 4001 ou 4011, vous ne pourrez câbler que deux verrous RS, alors qu'un boîtier 16 broches en intègre quatre !

Les circuits 4043 et 4044 intègrent quatre verrous du même type, respectivement RS et /R/S (attention, brochages non compatibles). L'entrée EN est à l'état 1 pour un fonctionnement normal (sorties en logique 3 états contrôlée par EN ; mode Hi-Z si  $EN = \phi$ ). Les verrous disposent de deux entrées, mais d'une sortie unique. Le chiffre en indice dans le symbole indique la priorité en cas de dualité : ainsi pour le 4043, c'est l'entrée S (Set, actif à 1) qui est prioritaire ( $Q = 1$ ), et pour 4044, c'est /R (Reset, actif à  $\phi$ ) prioritaire. La table de vérité est inutile car les symboles permettent de s'en affranchir. La mémorisation s'effectue pour les deux entrées inactives ( $RS = \phi\phi$  pour le 4043, /R/S = 11 pour le 4044).

## VERSIONS A PORTES NON

On n'essayera pas la structure de la figure 1, avec des OU-EXCLUSIFS (qui n'est pas un verrou) mais avec des portes NON. On réalise en fait, à l'aide de résistors et de diodes, des fonctions ET ou OU « économiques » qui conservent l'équivalence fonctionnelle avec les figure 1 et 3. La figure 6 présente les deux schémas ; les diodes seront des diodes type 1N4148, les résistors pourront avoir une valeur jusqu'à 500 kΩ si la vitesse n'est pas prépondérante. L'appellation des entrées désigne l'équivalence.

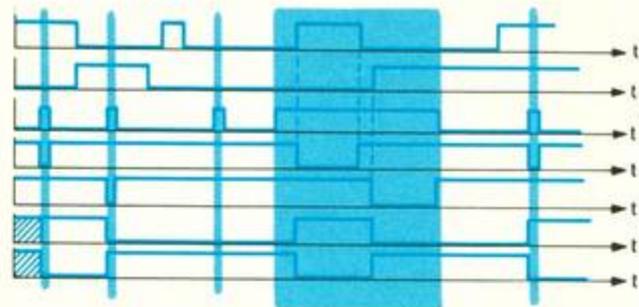
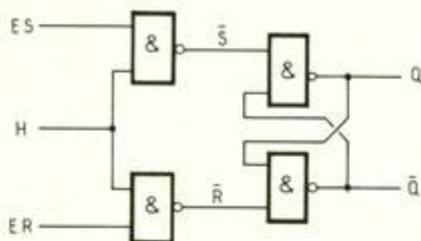
A cette étape, vous devez être capables de reprendre l'analyse du fonctionnement de manière théorique, de savoir choisir les états corrects pour les entrées selon les types de verrous, de procéder à une manipulation ordonnée permettant de vérifier le fonctionnement de ces fonctions. Aussi, il est conseillé de reprendre l'étude proposée avec ces deux équivalences.

## INITIALISATION

Il y a un phénomène que l'on a ignoré jusqu'à maintenant : que se passe-t-il à la mise sous tension, si le verrou est en position mémoire ? Essayez plusieurs fois, en veillant à chaque fois à la chute de la tension d'alimentation proche de 0 V, et vous constaterez que l'état de la sortie est aléatoire. Il convient d'en tenir compte le cas échéant pour éviter le mauvais fonctionnement de structures séquentielles plus complexes. Le circuit d'initialisation permet de fixer un état déterminé à la mise sous tension.

## LE MONTAGE

C'est un circuit  $R_1C_1D_1$  qui se charge d'assurer l'initialisation en fournissant une impulsion à la mise sous tension. Dans le schéma supérieur ( $C_1$  au +), on a une impulsion d'état 1, tandis que dans l'autre cas ( $C_1$  au 0 V) l'impulsion est d'état  $\phi$ . L'explication est simple. A la mise hors tension,  $C_1$  est déchargé par  $D_1$ . A la mise sous tension, il se charge au travers de  $R_1$ . Comme une porte MOS bascule à  $V_{cc}/2$ , la durée de l'impulsion est d'environ  $(0,7 R_1 C_1)$ .



Si on applique le circuit d'initialisation à une des entrées d'un verrou de type RS, on définit son état à la mise sous tension. Seulement, l'entrée utilisée n'est plus disponible pour utiliser le verrou. L'astuce est d'utiliser une seconde entrée, obtenue avec une porte à trois entrées. Il est intéressant de vérifier le fonctionnement par la pratique d'un tel verrou à plus de deux entrées. La **figure 7** présente les deux solutions pour initialiser les deux types de verrous. On utilise deux portes à trois entrées, mais une seule est vraiment nécessaire. Notre choix assure l'initialisation à zéro des verrous, mais l'initialisation à un est possible en utilisant l'autre porte.

Constatez le fonctionnement pratique en utilisant le module LO-1 – précédemment publié – de la même manière qu'aux **figures 1 et 3**, avec l'initialisation automatique en plus (si vous désirez une initialisation manuelle, câblez un poussoir en parallèle sur  $C_1$ ). Pour les valeurs des composants, on peut choisir  $R_1 = 150\text{ k}\Omega$ ,  $C_1 = 10\text{ nF}$ ,  $D_1 = 1N4148$ , ce qui donne une impulsion d'environ 1 ms. Vous pourrez être amenés à l'augmenter selon le temps d'établissement (à la mise sous tension) des signaux de commande du verrou.

## ANTI-REBONDS

C'est l'application la plus connue des verrous de type RS. Si on analyse le signal logique fourni par un interrupteur, il apparaît des parasites dus aux rebonds (ressort du levier). Un circuit logique interprète ce signal comme des impulsions parasites, de brève durée, cause d'aléas para-

sites. Il convient de les supprimer dans certains cas, et c'est le rôle du circuit antirebonds.

Les résistors polarisent les entrées du verrou pour l'état mémoire. L'inverseur est relié à ces entrées et polarise l'une d'entre elles à la masse, état  $\phi$ , qui définit alors l'état de sortie. L'intérêt du montage est de supprimer les rebonds qui apparaissent lors du changement de position de l'inverseur. Quand le contact s'établit sur l'autre entrée, la sortie change d'état, mais chaque rebond met le verrou en mémorisation, ce qui n'influe pas sur la sortie. Les résistors auront une valeur comprise entre  $10\text{ k}\Omega$  et  $1\text{ M}\Omega$ . On note que l'amplitude des rebonds est liée à la qualité de l'inverseur (c'est impressionnant sur les « poussoirs »).

## VERROU RSH

Cette fonction, presque obsolète, permet la transition avec le volet suivant de notre série et constitue une bonne application de synthèse. La **figure 9** fournit le schéma de la structure qui n'utilise qu'un unique circuit 4011. Deux portes ET-NON forment le verrou  $/R/S$ , les deux autres jouent un rôle de sélection. Le signal H (souvent appelé « horloge » ou « clock ») commande ces deux portes et agit donc directement sur les signaux  $/S = /(ES \cdot H)$  et  $/R = /(ER \cdot H)$ . Il en découle que si  $H = \phi$ , quels que soient ES et ER, les signaux  $/R$  et  $/S$  sont à l'état 1 et le verrou est en état mémoire. En revanche si  $H = 1$ , les signaux  $/S$  et  $/R$  sont les compléments de ES et ER ; il suffit d'inverser la table de vérité du verrou  $/R/S$  pour connaître leur action : ES, mise à un active à 1 ; ER, mise à zéro, active à 1 ;

mémoire pour  $ES = ER = \phi$  et cas particulier pour  $ES = ER = 1$ .

## CHRONOGRAPHERS

Les chronographes de la **figure 9** complètent l'analyse théorique du verrou RSH. Familiarisez-vous avec ce mode de représentation, car il est souvent nécessaire en logique séquentielle, pour compléter l'analyse du bloc logique ou en élaborer sa conception. Soient les signaux ES, ER, H définis par les graphes, il convient de trouver ceux des sorties Q et  $/Q$ . Il y a plusieurs méthodes pour aboutir au résultat, aussi en choisissons-nous une qui semble le meilleur compromis entre rapidité, rigueur et raisonnement.

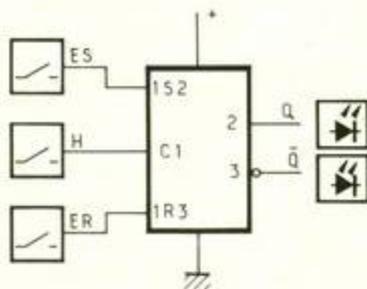
On connaît la fonction, sinon une analyse succincte de la structure, ou de la table de vérité, permet de trouver la démarche en fonction des entrées. Ici, c'est H qui joue le rôle prépondérant ; quand  $H = \phi$ , on mémorise ; le changement d'état ne se produit donc que si  $H = 1$ , d'où les zones délimitées par des traits fins et grisés (pour lesquelles  $/S = /ES$  et  $/R = /ER$ ). Comme les graphes évoluent dans le temps de la gauche vers la droite, il faut respecter le même ordre dans la chronologie d'analyse. Si des signaux de sortie ne sont pas définis au début (souvent assimilé à la mise sous tension) des graphes, l'état est indéterminé (X) et on repère les deux états, reliés par des hachures.

Au départ,  $/S = /R = 1$ , le verrou est en mémorisation, l'état des sorties est inconnu (hachures :  $Q = X$ ,  $/Q = X$  mais  $/Q$  reste le complément de Q), et ce jusqu'à ce que H passe à l'état 1 (et que ES et ER soient différents de  $\phi$ ). A la première impulsion d'horloge

H (état 1),  $ES = 1$ ,  $ER = \phi$ , donc « Set »,  $Q = 1$ ,  $/Q = \phi$ , combinaison des sorties mémorisée jusqu'à la seconde impulsion de H. Pour cette impulsion, « Reset » ( $ES = \phi$ ,  $ER = 1$ ), et  $Q = \phi$ ,  $/Q = 1$ . La troisième impulsion de H n'a pas d'effet car la combinaison de ES ER est la mémorisation. Pendant la quatrième impulsion de H (plus longue), les signaux ES et ER changent d'état. Les sorties changent en correspondance de ES et ER, toute la durée de l'impulsion de H, mais quand H repasse à  $\phi$ , les états de Q et /Q sont mémorisés. On effectue pendant cette impulsion quatre phases : mémorisation, mise à 1, mémorisation, mise à  $\phi$ . La cinquième impulsion de H effectuée à nouveau une mise à 1 de Q ( $ES = 1$ ,  $ER = \phi$ ). Remarque : si on fournit une impulsion de H quand  $ES = ER = 1$ , les sorties prendront le même état, soit  $Q = /Q = 1$  pour la durée de l'impulsion, en revanche des états complémentaires aléatoires (X) seront mémorisés.

## LE SYMBOLE

Il est au centre de la figure 10. Les lettres R, S et les indices 2 et 3 agissent comme précédemment. En revanche,  $C_1$  désigne l'entrée de contrôle qui va agir sur celles qui ont 1 en préfixe ; comme l'entrée  $C_1$  n'a pas de rond de complémentation, elle est active à l'état 1, pour lequel les entrées  $1S_2$  et  $1R_3$  agissent normalement (Set :  $ES = 1$ ,  $ER = \phi$ , Reset :  $ES = \phi$ ,  $ER = 1$ , mémoire :  $ES = ER = \phi$  et cas particulier  $ES = ER = 1 \rightarrow Q = /Q = 1$ ) ; quand  $C_1 = \phi$ , donc  $H = \phi$ , les entrées  $1S_2$  et  $1R_3$  n'agissent pas et le verrou reste en mémorisation.



## MANIPULATION

Pour synthèse, il suffit d'effectuer la manipulation, reprenant les

combinaisons de ES, ER et H des chronographes, en utilisant le schéma de montage de la figure 10. Deux inverseurs définissent ES et ER, alors qu'un poussoir est utilisé pour H (un antibond est inutile). Deux DEL assurent la visualisation des sorties Q et /Q, mais deux DEL supplémentaires permettront de connaître les états des signaux intermédiaires /S et /R.

La mise en œuvre d'une RSH peut s'effectuer de deux manières :

1° On définit ES et ER, et on fournit une impulsion sur H, pendant laquelle les signaux ES et ER ne changent pas (on évite la combinaison  $ES = ER = 1$ ) ;

2° On agit sur H, et pendant son état 1, on modifie l'état de ES et ER.

Pour vérifier ces deux cas de figure, il suffit de reprendre les combinaisons définies chronologiquement par le chronographe en figure 9 ; l'avantage sera de rendre plus aisé la compréhension de chronographes.

## CONCLUSION

Pour aller plus loin, vous modifiez la structure de la figure 9 en remplaçant les portes ET-NON par des portes OU-NON, et vous recommencez l'analyse et la manipulation. Et puis, encore, vous pouvez vérifier par la pratique l'ajout d'une fonction d'initialisation sur le verrou RSH...

## A SUIVRE

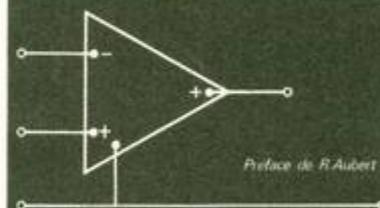
Le prochain volet présentera et comparera le verrou D et la bascule D, ainsi que les circuits intégrés usuels assurant ces fonctions. Mais d'ici là, maîtrisez bien ce premier volet de la logique séquentielle. Au début, on se contentera d'analyser des structures de base, mais très vite, il faudra effectuer la conception de systèmes séquentiels, ce qui nécessitera une parfaite maîtrise des fonctions et méthodes d'analyse. Alors n'hésitez pas de revenir en arrière, vérifier un point de détail, et n'oubliez pas que la pratique est le meilleur moyen d'ancrer un résultat ou une méthode...

P. WALLERICH

# L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL ET SES APPLICATIONS

J.-C. MARCHAIS

## L'amplificateur opérationnel et ses applications



MASSON

Les amplificateurs opérationnels prennent une part de plus en plus large dans la conception et la réalisation de nombreux ensembles électroniques.

En dehors des applications les plus courantes et bien connues – amplificateurs à gain stabilisé, intégrateurs, dérivateurs, sommateurs, etc. – l'auteur a systématiquement étudié des applications beaucoup moins connues, telles que les oscillateurs, modulateurs, gyrateurs, convertisseurs d'impédance, générateurs de fonctions, etc.

Il termine par une étude des filtres actifs, qui dans le contexte actuel de la miniaturisation prennent toute leur importance en évitant l'utilisation d'éléments volumineux, particulièrement en basse fréquence.

Pour toutes ces applications l'auteur donne de nombreux schémas qu'il a tous essayés, en signalant pour chacun leurs avantages et leurs inconvénients, permettant ainsi au lecteur de faire le choix judicieux pour ses applications propres.

Diffusion : Editions Masson  
120, boulevard Saint-Germain  
75014 Paris

# AOP-2 : OFFSET & MONTAGE INVERSEUR



## MESURE DE L'AMPLIFICATION

(fig. 2.1)

Vous visualiserez la fonction de transfert de l'AOP, soit  $V_s = f(V_D)$  définie dans le premier volet. Le générateur de signal est calé sur 100 Hz (ou moins, pour garantir A maximum) en triangulaire. L'amplitude est de  $V_o = 100$  mV crête, ce que visualise l'oscilloscope en voie X, mais l'AOP ne reçoit qu'une amplitude dix fois plus faible ( $V_e = V_o/10$ ). L'oscilloscope visualise la tension de sortie  $V_s$  sur la voie Y, et trace donc directement sur l'écran la fonction de transfert  $V_s = f(V_e) = f(V_D) = A \times V_D$ , au coefficient 10 près.

La première observation est la présence de deux droites horizontales qui définissent les tensions de saturation  $V_{o1}$  et  $-V_{o2}$ . La figure définit  $V_{CC} = 12$  V (alimentation double symétrique), tension usuelle, mais il est intéressant de voir l'effet d'autres tensions d'alimentation (même avec  $V_{o1} \neq V_{o2}$ ). Faites donc varier  $V_{CC}$  et constatez.

La seconde observation est une pente raide, proche du centre de l'oscilloscope qui visualise la zone dans laquelle l'amplification est linéaire. La pente est très

raide car l'amplification est maximale (plus de 50 000). En fait, on visualise deux droites dues à un hystérésis de l'AOP en boucle ouverte, qui varie en fonction de la fréquence. Cela rend la quantification de A réel, soit  $\Delta V_s/\Delta V_e$ , assez approximative.

La troisième observation est le léger décalage (du centre de l'hystérésis) horizontal, par rapport au centre de l'oscilloscope ( $V_e = 0$  V). Ce décalage correspond à la tension d'offset intrinsèque. Si vous mesurez ce décalage, oscilloscope en  $V_o$ , n'oubliez pas qu'en réalité il est dix fois plus faible à cause de l'atténuateur  $R_A/R_B$ . La figure présente une valeur positive, mais vous pourrez relever une valeur quelconque comprise entre  $-7,5$  mV et  $+7,5$  mV (741).

On utilise un atténuateur car le signal d'entrée doit être très faible (10 mV), ce qui permet de limiter les parasites. Faites un câblage d'essai court et propre. Si vous ne disposez pas d'un générateur de signal triangulaire, un signal sinusoïdal convient ; utilisez alors la sortie d'un simple transformateur, atténuée à 100 mV crête. Si votre générateur permet la variation de fréquence, remarquez que, plus la fréquence augmente, plus la pente s'incline, preuve

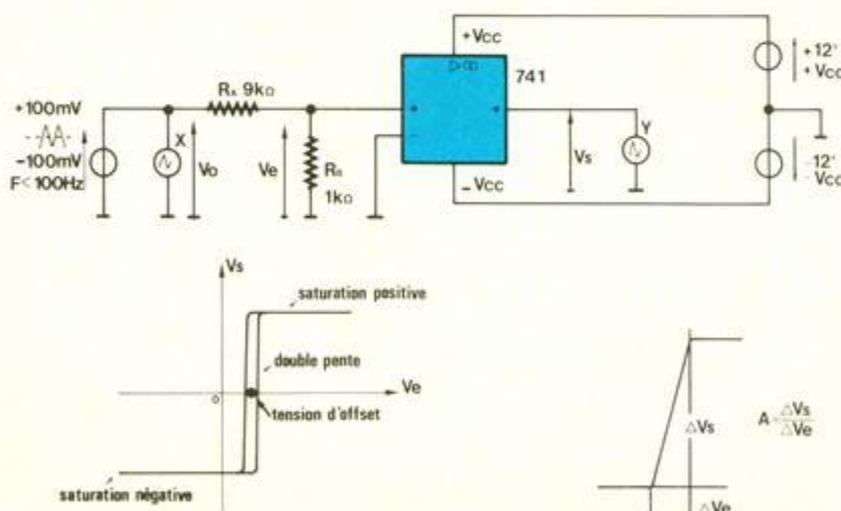
que le gain en boucle ouverte de l'AOP diminue avec la fréquence ; vous observerez aussi une augmentation de l'hystérésis, l'inverse se produisant vers des basses fréquences. Les tensions d'alimentation sont représentées pour la dernière fois, pour éviter de surcharger les prochains schémas. Leur valeur sera 12 V (symétrique), à moins de contre-indication.

## TENSION D'OFFSET

(fig. 2.2)

La figure image par un modèle équivalent le défaut introduit par l'offset intrinsèque de l'AOP, soit un Ampli parfait avec un générateur de tension  $V_{off}$  en série sur une des entrées. L'entrée concernée a peu d'importance car il suffira de changer le signe de  $V_{off}$ , alors conservons le modèle proposé. La figure présente les fonctions de transfert, parfaite en (a) pour l'AOP interne, avec la tension d'offset  $V_{off}$  pour l'AOP réel (b).

On remarque que si  $V_{DR} = 0$  V, ce n'est pas le cas de  $V_D (= V_{off})$ , ce qui se traduit par une tension de sortie non nulle. La valeur de cette tension dépend de l'amplification, mais surtout de la valeur de la tension d'offset  $V_{off}$ . On obtient en sortie  $V_s = V_{off} \times A$  si  $V_{DR} = 0$  V. La tension  $V_{off}$  peut être positive ou négative, mais définie par le constructeur (ex. 741 :  $\pm 7,5$  mV max.). Il est nécessaire de pouvoir régler cet offset pour annuler  $V_s$  et on abordera le réglage dans le prochain volet. On évitera de faire travailler l'AOP en boucle ouverte (amplification maximale) car le réglage du zéro sera alors critique, et l'hystérésis intrinsèque n'arrange rien !



## MONTAGE INVERSEUR

(fig. 2.3)

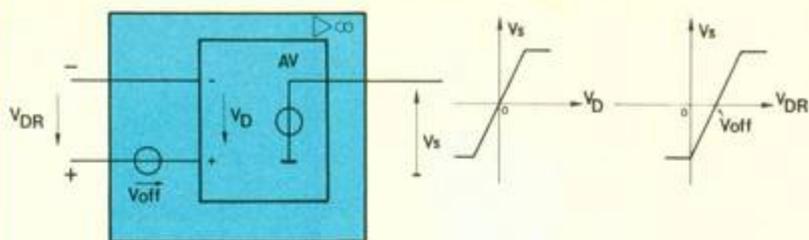
C'est un des premiers montages de base de l'AOP. On a constaté précédemment que l'amplification est très élevée, mais difficilement exploitable. Le plus simple

1

Visualisation de la fonction de transfert de l'amplificateur opérationnel, à l'aide d'un oscilloscope bi-courbe et d'un générateur de signaux triangulaires.

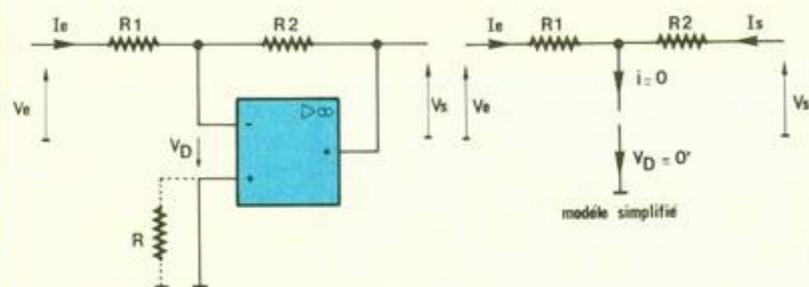
2

A.O.P. parfait, comportant un générateur de tension  $V_{off}$  introduisant un offset.



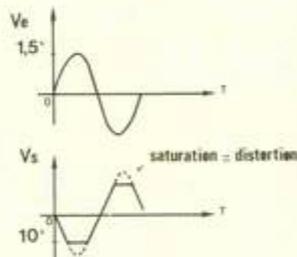
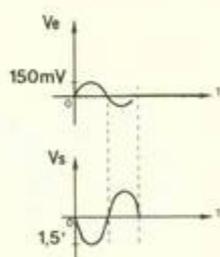
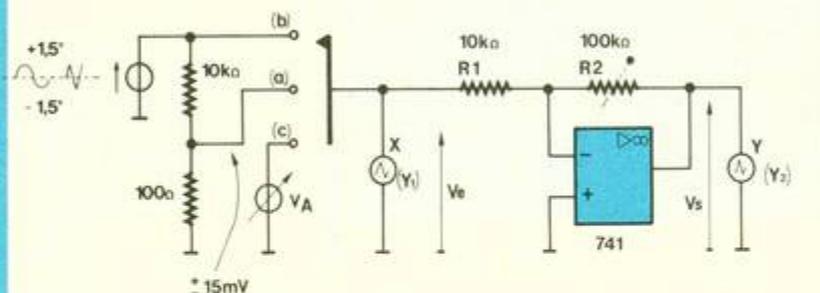
3

Amplificateur inverseur, le signal est appliqué via  $R_1$  sur l'entrée e- de l'A.O.P.



4

Description des manipulations à réaliser.



moyen de limiter l'amplification est ce montage inverseur. « Inverseur » car il y a changement de signe entre l'entrée et la sortie. Pour calculer l'amplification du montage, soit  $V_s/V_e$ , on exprime  $V_D$  en fonction de  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $V_e$  et  $V_s$ , soit  $V_D = -(R_1 \cdot V_s + R_2 \cdot V_e)/(R_1 + R_2)$ . Sachant que  $V_D$  est également égal à  $V_s/A$ , on peut donc trouver une relation  $V_s = f(V_e)$ , soit  $V_s = -V_e \cdot (R_2/R_1) \cdot (1/(1 + [R_1 + R_2]/A \cdot R_1))$  qui est la relation exacte. Si on considère  $A$  très grand, la relation se simplifie donc par  $V_s = -V_e \cdot R_2/R_1$ . Le rapport des résistances définit donc l'amplification du montage,

affectée du changement de signe. Sachant que  $A$  est élevé,  $V_D$  est alors très faible et proche de 0. Si on le considère nul, ainsi que les courants d'entrée de l'AOP ( $i = 0$ ), on utilise alors le modèle simplifié pour calculer l'amplification. On a alors  $V_e = R_1 \cdot I_e$ ,  $V_s = R_2 \cdot I_s$  et enfin  $I_s = -I_e$ , et très rapidement  $V_s = -V_e \cdot R_2/R_1$ . **Remarques :** si  $R_2 = R_1$ ,  $V_s = -V_e$ , on inverse donc simplement le signe de la tension d'entrée. La résistance  $R$ , de valeur  $R = R_1/R_2$ , est une compensation de courant de décalage de l'AOP ; vous n'aurez pas toujours

besoin de l'utiliser, mais sans rentrer dans le détail de sa justification, il est préférable de la câbler. La résistance d'entrée du montage vaut  $R_e = V_e/I_e$ , soit  $R_e = R_1 \cdot (1 + R_2/[R_1 \cdot (A + 1)])$ , environ  $R_1$  car  $A$  est très grand.

## MANIPULATION

(fig. 2.4)

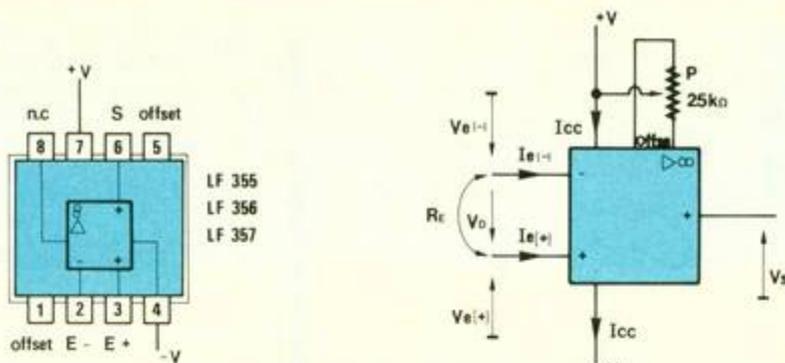
On utilise un générateur de signal sinusoïdal ou triangulaire, réglé sur 1 kHz. L'oscilloscope est utilisé dans deux modes : en double voie  $Y_1, Y_2$  pour comparer les signaux  $V_e$  et  $V_s$ , signal sinusoïdal ou triangulaire ; en mode  $X - Y$  pour visualiser la fonction de transfert  $V_s/V_e$  du montage (signal de préférence triangulaire pour une visualisation uniforme). Commutateur en (a), vous visualiserez une amplification de  $-10$  entre  $V_s$  et  $V_e$ , avec un signal de sortie d'amplitude crête de 1,50 V ; en mode  $X - Y$ , vous voyez une pente qui vérifie l'amplification de 10. Commutateur en (b), le signal d'entrée est plus élevé, on s'attend à un signal de 15 V crête en sortie, mais l'alimentation limite l'excursion de sortie à  $V_{o1}$  et  $V_{o2}$ , et on remarque le « rabotage » (écrêtage) du signal de sortie (mode  $Y_1, Y_2$ ) ou la saturation sur la fonction de transfert (mode  $X - Y$ ). On est en saturation, le signal de sortie n'est plus fidèle à celui d'entrée. L'amplification n'est donc valable que dans la zone linéaire de l'AOP, c'est-à-dire sur la pente, entre  $-U_2$  et  $U_1$  de la figure 1.3, visible en  $XY$ . Si vous diminuez l'amplitude du signal  $V_e$ , vous observerez ainsi la valeur maximale admissible avant saturation (distorsion du signal de sortie). Commutateur en (c), on applique une tension continue variable, et on observe une valeur négative dix fois plus élevée en sortie. Faites varier cette tension  $V_A$ , et constatez encore l'influence de la saturation. Pour aller plus loin, inversez  $V_A$ , et refaites la manipulation (c). De même, remplacez  $R_2$  par une autre valeur (10 kΩ minimum), et refaites les manipulations.

## LES LF355, LF356 ET LF357 (fig. 2.5)

Les différences entre ces trois circuits sont minimes. Le LF355 a un courant d'alimentation plus

# 5

Brochages des LF 355, LF 356, LF 357 / Réglage de l'offset à l'aide de P / Relevés des caractéristiques les plus défavorables des références présentées.



	LF 355	LF 356	LF 357
$V_{MAX}$		18 V	
$V_{D MAX}$		$\pm 30$ V	
$V_{E MAX}$		$\pm 16$ V	
Offset max		$< 10$ mV	*
$I_E$		$< 8$ nA	*
$R_E$		$10^{12} \Omega$ typ.	
Bande passante	(2,5 MHz typ.)	4 MHz (5 MHz typ.)	15 MHz (20 MHz typ.)
Slew rate	$> 3$ V/ $\mu$ S	$> 7,5$ V/ $\mu$ S	$> 30$ V/ $\mu$ S *
$I_{CC}$	$< 4$ mA	$< 10$ mA	$< 10$ mA
$V_{SAT}$	$3V @ R_L \geq 10k\Omega$	$5V @ R_L \geq 2k\Omega$	
$A_{MIN}$	15 000 (25 000 à 25 °C)		*

\* Caractéristiques meilleures si version A1B1...

faible et le LF357, une bande passante plus élevée que le LF356, modèle standard. Comme pour tous les circuits présentés, la figure définit les caractéristiques, le brochage, le câblage de P (réglage « d'offset »). Les manipulations utilisaient le 741, mais maintenant que vous avez découvert les caractéristiques des LF355, 356, 357, vous allez pouvoir refaire ces manipulations avec un de ces circuits (le LF355 est peu utilisé !) et comparer les caractéristiques avec celles définies pour chaque circuit. Vos relevés doivent être meilleurs puisque les tableaux indiquent les cas les plus défavorables !

Corrigé de l'exercice : la fréquence maximale  $F_m$  à 0 dB est égale à  $F_o \cdot 10^{(G_{Fo}/20)}$ , avec  $G_{Fo}$  = gain en dB à la fréquence  $F_o$  ; donc  $F_m = 10$  MHz. La fréquence maximale  $F_b$  pour laquelle le gain reste maximal vaut  $F_o \cdot 10^{(G_{Fo} - G_m)/20}$  avec  $G_m$  = gain maximal en dB, soit  $F_b = 100$  Hz. Remarque : si  $G_m = 100$  dB,  $A = 100\ 000$  à 100 Hz, mais chute à  $A = 1\ 000$  à 10 kHz !

P. WALLERICH

**SONO**  
Light-Show Orchestres Discothèques

**POUR CEUX QUI N'ONT PLUS DE PERMIS**

Sillonner la France, visiter les discothèques, en étudiant la sonorisation, apprécier le « light-show » et interroger le « DJ ». Ce n'est pas seulement notre métier, c'est notre plaisir.

**SONO** le mensuel à consommer avec excès.

**SONO**  
Light-Show Orchestres Discothèques

**POUR CEUX A QUI ON NE LA FAIT PLUS**

Des bancs d'essais, des reportages, des interviews vous en trouvez au sommaire de nombreuses revues. Mais des bancs d'essai effectués par des musiciens ou des professionnels de son et de la musique, des articles traitant des nouvelles technologies, des impartiteurs et des utilisateurs parlant des produits qu'ils vendent ou qu'ils emploient, c'est dans...

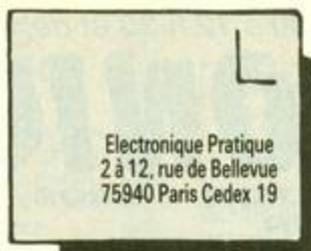
**SONO** ce n'est pas Noël, mais c'est mensuel.

**EN VENTE  
CHAQUE MOIS  
CHEZ VOTRE  
MARCHAND DE  
JOURNAUX**

**POUR CEUX QUI NE SUPPORTENT PAS L'AVION**

135 000. C'est le nombre de kilomètres qu'accomplissent, chaque année, les journalistes de SONO pour rendre compte et informer. Qui dit mieux, qui fait mieux ?...

**SONO** le mensuel Supersank



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.



M. Dumas  
(56)

Je viens de réaliser le récepteur FM de poche à présélection du numéro 133. Celui-ci fonctionne correctement. Cependant, je suis quelque peu ennuyé car les réglages proposés ne permettent pas réellement une réception précise des stations.

Il est effectif que la maquette d'origine de l'auteur comporte de simples ajustables pour le réglage des stations. Leur course reste alors trop restreinte pour obtenir un affinage. C'est pourquoi il est spécifié dans le texte d'utiliser des multitours de 22 tours, soit verticaux, soit horizontaux, les deux modèles existant. Dans tous les cas, le tracé du circuit imprimé sera à modifier. ■



M. Pernet  
(04)

Avant de réaliser le détecteur de métaux à PLL du numéro 139 d'Electronique Pratique, je souhaiterais que vous puissiez m'indiquer les valeurs de  $C_{18}$ ,  $C_{19}$  et  $R_{44}$ , où brancher le potentiomètre

$P_8$  ainsi que le composant venant se connecter au-dessus de  $R_{32}$ .

Les valeurs de  $C_{18}$  et  $C_{19}$  peuvent être retrouvées à l'aide de la photo 3 : il s'agit de 470 nF pour les deux condensateurs.  $R_{44}$  vaut 12 k $\Omega$ .

$P_8$  quant à lui se connecte entre les deux cosses situées près de  $C_{19}$ . Les deux fils électriques assurant la liaison se brancheront entre le point milieu et l'une des extrémités du composant. Au dessus de  $R_{32}$  sera positionné pour finir un simple strap. ■



M. Paillet  
(75)

Je souhaiterais savoir où me procurer le capteur sensitif TTP1 utilisé dans l'Ethylo-mètre de septembre 1990 (n° 140).

Celui-ci est disponible, entre autres, chez TSM, à Franconville (95). ■



M. Devauchelle  
(62)

Je viens de réaliser la centrale d'alarme pour pavillon SK21 du numéro 132 de décembre 1989. Il me manque la puissance du transformateur et la valeur du fusible pour achever l'assemblage du kit.

Un transformateur d'une dizaine de VA conviendra parfaitement. Suivant le modèle, le tracé du circuit imprimé sera peut-être à modifier.

Le fusible en verre, 5 x 20 mm, possédera une valeur nominale comprise entre 50 et 100 mA. Il devra être du type retardé (temporisé) puisque se situant en série avec l'enroulement primaire.

Nous vous rappelons pour finir le rectificatif précédemment publié : lors de l'implantation de  $d_1$  et  $d_2$ , il sera nécessaire d'inverser le sens d'insertion, publié aux figures 1 et 3. ■



M. Saillard  
(28)

Après avoir réalisé l'anémomètre publié dans le numéro 134 d'Electronique pratique, je n'arrive pas à le faire fonctionner. Cependant, après contrôle, je récupère correctement des impulsions aux bornes de  $T_1$ , bien que l'allumage des LED reste incohérent.

Votre capteur de vent, situé à l'entrée, semble fonctionner correctement.

Nous vous conseillons, de prime abord, de remplacer  $IC_1$ , le 4001, par un composant neuf. En effet, il est possible que celui-ci soit hors service, les CMOS pouvant être détruits facilement lors de manipulations avec les doigts.

Si le fonctionnement correct n'est pas obtenu, nous vous conseillons de suivre la démarche suivante, pour tenter le dépannage.

La fourche opto n'étant pas obstruée, on relève, entre le collecteur de  $T_1$  et la masse, 12 V. On récupère alors, sur la sortie 3 de la première porte, 0V.

En obstruant cette fois le capteur, le collecteur de  $T_1$  présente un potentiel proche de 0 V. La porte NOR montée en inverseur fournit ainsi une tension de 12 V entre 3 et masse. On retrouve, si  $d_1$  est bien polarisée, 12 - 0,6 V aux bornes de  $R_4$ .

Le monostable qui suit se déclenche sur chaque front montant des impulsions appliquées en 5. La durée des créneaux en sortie atteint quelques millisecondes, qu'on peut être détectables facilement à l'aide d'un voltmètre à aiguille. Remplacez alors temporairement le condensateur  $C_3$  de 10 nF par un 680 nF pour rendre la visualisation plus facile.

On vérifiera ensuite avec attention le sens de  $d_2$  et de  $C_5$  dans le circuit intégrateur.

La partie « affichage analogique » reste simple à tester : On retirera auparavant, et ce, hors tension,  $IC_1$  de son support. A l'aide d'un simple fil électrique, la borne 10 sera reliée au + 12 V. En jouant alors sur  $P_1$ , le barreau de LED s'illuminera plus ou moins. ■

HEURES D'OUVERTURE : le lundi de 13h 30 à 19h, du mardi au samedi de 9h 30 à 19h SANS INTERRUPTION

RUE TRAVERSIÈRE  
PARIS 12°  
TÉL. : 43.07.87.74 +  
MÉTRO : GARE DE LYON



9102. Double base de temps. 2 x 20 MHz ..... **5190 F**  
9104. Double base de temps. 2 x 40 MHz ..... **6750 F**

## COMPOSANTS - MESURES - LAMPES - SUPPORTS CI TULIPES - CONTACTS DORES A DES PRIX TERAL

9020 Double trace 2 x 20 MHz. Ligne à retard. Testeur de composants. Chercheur de trace. Livré avec 2 sondes combinées ..... **3990 F**

9106 2 x 60 MHz ..... **9190 F**  
9204 2 x 40 MHz ..... **7750 F**  
9202 2 x 20 MHz ..... **6195 F**

### OSCILLOSCOPES

**HAMEG**



**NOUVEAU**  
HM 203/7 Double trace 2 x 20 MHz 2 mV à 20 V, add' soust. déclench. AC-DC-HF-BF. Testeur de composants. Livrés avec 2 sondes combinées ..... **3900 F**  
HM 100/5 3 x 100 MHz avec 2 sondes ..... **8780 F**

**NOUVEAU**  
HM 205-3 Double trace 2 x 20 MHz. Testeur de composants. Mémoire numérique 2 x 1 K. Chercheur de trace. Livrés avec 2 sondes combinées ..... **6980 F**  
HM 604. 2 x 60 MHz avec expansion Y X 5. Post. accéléré 14 KV avec 2 sondes combinées ..... **6760 F**  
HM 800-1. Appareil de base avec alimentation permettant l'emploi de 2 modules ..... **1550 F**  
HM 8021-3. Fréquencecètre 10 Hz à 1 MHz Digital ..... **2360 F**  
HM 8032. Générateur sinusoïdal 20 Hz à 20 MHz. Affichage de la fréquence ..... **1940 F**  
HM 8028 Analyseur de spectre ..... **5440 F**

### MONACOR

LES "NEWS" MULTIMETRES DIGITAUX  
DMT 2010. 2000 PTS. 3<sup>1/2</sup> Digits. Test. diodes. ..... **260 F**  
DMT 2035. 2000 PTS. 3<sup>1/2</sup> Digits. Capacitécètre. Fréquencecètre. Test. diodes. Test. Transistor. Test. TTL ..... **720 F**  
DMT 2040. Modèle "Pocket" 4000 PTS. Hold. Test. diodes ..... **359 F**  
DMT 2055. Automatique. Bargraph. 4000 PTS. 3<sup>1/2</sup> Digits. Data. Hold. Test. diodes. Fréquencecètre ..... **1200 F**  
DMT 2070. Testeur de composants. Capacitécètre. Test. diodes ..... **778 F**  
DMT 2075. 2000 PTS. 3<sup>1/2</sup> Digits. Capacitécètre. Fréquencecètre. Test. transistors. Test. diodes. Test. continuité. Anti-chocs ..... **690 F**

### DMT-2035

- 2 000 pts = 3 1/2 digits
- Capacitécètre = 2 nF - 20 µF
- Fréquencecètre avec Trigger = 2 kHz - 20 MHz
- V. DC = 1 000 V • V.AC = 750 V
- A.A.C. = 20 A
- Ω = 200 Mohms
- Test transistors • Test diodes
- Test TTL logique • Test LED
- Test de continuité
- Précision de base = 0.5 %

**720 F TTC**

VM 1000. Millivoltmètre mesure de 300 y à 100 V en plages Imp. d'entrée 10 M ohms. 40 PF. Fréquence sortie 1 V efficace/500 ohms.  
LCR 3500. Pont de mesure digital. Affichage LCD. Mesure résistance, capacité, inductance et facteur de dissipation.  
L-DM-815. Grép. dip. Mètre ..... **770 F**  
R-D 1000. Décade de résistance ..... **555 F**  
CM 300. Capacitécètre ..... **576 F**

Documentation sur demande.

Accessoires mesure. Pince de test. Adaptateur. Cordons. Pointe de touche.

### MULTIMETRES

**Beckman**

DM 10 - Modèle de poche ..... **359 F**  
DM 15 B - AD/DC - 10 A - Bip ..... **479 F**  
DM 20 L - Gain trans. Bip ..... **539 F**  
DM 23 - Précision 0,5 % HFE ..... **619 F**  
DM 25 L - Test trans. et Capa ..... **719 F**  
DM 71 ..... **419 F**  
DM 73 - Gamme Auto-Mini ..... **559 F**  
DM 78 - Multi de poche. Avec étui ..... **249 F**  
CM 20 - Capacitécètre ..... **829 F**  
EDM 122 - Multimètre digital. Très grand display. 11 fonctions. Test de continuité sonore. Fréquencecètre. Test. capacité. Test diode ..... **649 F**

### NOUVEAUTÉS

DM 27 XL. Multimètre numérique grand afficheur. 17 mm avec étui souple VC 202. ..... **PROMO 799 F TTC**  
DM 95. 4000 PTS. Bargraph rapide. Sélection auto-manuelle avec sa gaine anti-choc ..... **1095 F TTC**

### METRIX

### MULTIMETRES



- MX 112 A avec boîtier de transport ..... **680 F**
- MX 512 ..... **980 F**
- MX 562. 2000 points 3 1/2 digits. Précision 0,2 %. 6 fonctions. 25 calibres ..... **1600 F**
- MX 563 ..... **2900 F**
- MX 573. Multimètre digital analogique ..... **2950 F**
- MX 453. 20 000 Ω/V CC. VC : 3 à 750 V.I.C. : 30 mA à 15 A IA : 30 mA à 15 A. Ω : 0 à 15 kΩ ..... **940 F**
- MX 202 C. T. DC 50 mV à 1000 V.T. AC 15 à 1000 V. Int. DC 25 µA à 5 A. AC 50 mA à 5 A. Résist. 10 Ω à 12 MΩ. Décibel 0 à 55 dB. 40 000 Ω/V ..... **1240 F**
- MX 462 G. 20 000 Ω/V CC/AC. 1.5 VC : 1.5 à 1000 V. VA : 3 à 1000 V. IC : 100 µA à 5 A. IA : 1 mA à 5 A. 5 Ω à 10 MΩA ..... **1040 F**
- MX 50 ..... **1480 F**
- MX 51. Affichage 5 000 points. Précision 0,1 %. Mémoire 5 mesures. Buffer interne ..... **1830 F**
- MX 52 ..... **2590 F**

### OSCILLOSCOPE

METRIX OX 722 Base de temps variable 2 x 20 MHz ..... **3900 F**

### METRIX OX 725

2 x 20 MHz. Retard au déclenchement. Recherche de trace. Vitesse variable. ..... **4380 F**

### FREQUENCEMETRES

**Beckman**

UC 10. 5 Hz à 100 MHz. Compleur. Intervalles. Périodes. 8 afficheurs ..... **3195 F**

### CENTRAD

346 - 1 Hz 600 MHz ..... **1880 F**  
MC 713 - Mesureur de champ ..... **3499 F**

### GENERATEURS DE FONCTIONS

FG2. 7 gammes. Sinus carrés triangles. Entrée VCF-OFFSET Beckman ..... **2090 F**  
FG3 AE. 0,2 Hz à 2 MHz ..... **2700 F**  
AG 1000. Générateur BF. 10 Hz à 1 MHz 5 calibres. Facile dist. imp. 600 Ω Monacor ..... **1360 F**  
SG 1000. Générateur HF. 100 kHz à 150 MHz 5 calibres. Précis. 1,5 %. Sortie 100 mV Monacor ..... **1325 F**  
368. Générateur de fonction. 1 Hz à 200 kHz. Signaux carrés sinus triangle Centrad ..... **1420 F**  
869. Générateur de fonctions de 0,01 Hz à 11 MHz Centrad ..... **3490 F**

### ELC ALIMENTATIONS

AL 745 AX de 1 V à 15 V - 3 A ..... **700 F**  
AL 821. 24 V - 5 A ..... **750 F**  
AL 812. de 1 V à 30 V - 2 A ..... **790 F**  
AL 781 N. de 0 V à 30 V - 5 A ..... **1840 F**  
AL 891. 5 V - 5 A ..... **360 F**  
AL 892. 12,5 V - 3 A ..... **300 F**  
AL 893. 12,5 V - 5 A ..... **360 F**

### LABOTEC

Toujours à votre service pour réaliser vos circuits imprimés.

### PLAQUES EPOXY.

Présensibilisées STEP circuits. La référence du CI. 1 FACE 2 FACES  
75 x 100 ..... **11 F** **12,50 F**  
100 x 100 ..... **19 F** **24 F**  
150 x 200 ..... **39 F** **45 F**  
200 x 300 ..... **79 F** **89 F**

### PLAQUES BAKELITE

Cartes étude à bandes ou pastilles étamées.  
50 x 100 ..... **7,90 F**  
100 x 100 ..... **15 F**  
100 x 150 ..... **24 F**  
100 x 200 ..... **29 F**

### PERCEUSES MAXICRAFT

Perceuse 42 W avec 9 outils ..... **99 F**  
Perceuse 42 W avec 15 outils ..... **176 F**  
Perceuse 50 W ..... **190 F**  
Alimentation pour perceuse ..... **135 F**  
Support perceuse ..... **85 F**  
Fer à souder gaz et Mini chalumeau ..... **198 F**

### COMPOSANTS

#### EXTRAIT TARIF

BU 208 A ..... **16 F** MJ 15024 ..... **45 F**  
BU 326 A ..... **14 F** 2N 3055 100 V ..... **7 F**  
BU 508 A ..... **16 F** 2N 3442 ..... **17 F**  
BUT 11 A F ..... **16 F** 2N 3773 ..... **29 F**  
BUS 11 ..... **28 F** BUZ 11 ..... **19 F**  
MJ 15023 ..... **45 F**

Série BC - BD et BF disponible. Tarif sur demande.

### RELAIS TYPE EUROPÉEN

6 V - 2 RT ..... **43 F** 12 V - 2 RT ..... **33 F**  
Support relais 2 RT ..... **7,80 F**

### DEPARTEMENT UNIQUE EN TRANSFORMATEUR

#### FABRICATION FRANÇAISE

5 VA, 1 second ..... **36,00** 5 VA, 2 second ..... **39,00**  
12 VA, 1 second ..... **46,00** 12 VA, 2 second ..... **49,00**  
25 VA, 1 second ..... **66,50** 25 VA, 2 second ..... **69,00**  
40 VA, 1 second ..... **89,00** 40 VA, 2 second ..... **93,00**  
60 VA, 1 second ..... **96,00** 60 VA, 2 second ..... **103,00**

### ALIMENTATION HIRSCHMANN

500 MA réglable de 3 V à 12 V ..... **39 F**  
1 A réglable de 3 V à 12 V Régulée, filtrée, stabilisée ..... **125 F**

### ANTENNES

#### EXTERIEURES U.H.F. - V.H.F.

AMPLI ANTENNE EXTERIEUR, INTERIEUR

#### ANTENNE INTERIEURE AMPLIFIÉE

Forme satellite. 30 dB ..... **380 F**

### Modules, adaptation video

UNI - 1 A. Module d'adaptation SECAM sur un magnétoscope VHS-PAL. Le module ..... **350 F**  
Pour autre adaptation, nous consulter.

### KITS ELECTRONIQUE

#### M.T.C. ELECTRONIQUE COLLEGE

EXP 03. Thermomètre affichage digital ..... **210 F**  
EXP 04. Thermostat affichage digital ..... **258 F**  
EXP 11. Ampli-stéréo 2 x 40 W ..... **310 F**  
EXP 25. Table mixage. 4 entrées ST ..... **260 F**  
EXP 28. Prise courant T<sup>+</sup> infra-rouge ..... **110 F**  
EXP 28. Télécommande infra-rouge ..... **50 F**  
LABO 01. Voltmètre continu aff. digital ..... **205 F**  
LABO 08. Multimètre digital ..... **260 F**  
LABO 11. Générateur de fonctions ..... **246 F**

#### OFFICE DU KIT

PL 59. Truqueur de voix ..... **100 F**  
PL 61. Capacitécètre ..... **220 F**  
PL 82. Fréquencecètre ..... **450 F**  
PL 11. Gradateur. Lumière ..... **40 F**  
PL 09. Modulateur. 3 voies ..... **120 F**  
PL 35. Emetteur FM. 3 W ..... **140 F**  
PL 75. Variateur vitesse. 220 V. 1000 W ..... **100 F**

#### TSM

TSM 89. Booster stéréo 2 x 40 W ..... **165 F**  
TSM 123. Bruiteur électronique ..... **250 F**  
TSM 90. Micro-espion ..... **50 F**  
TSM 122. Préampli antenne ..... **85 F**  
TSM 45. Booster 70 W ..... **200 F**  
TSM 46. Booster 100 W ..... **280 F**

**OLP** LA QUALITE PRO

ELECTRONICS

MODULES PREAMPLI

HY 7. Mixageur 3 entrées. 1 voie ..... **197 F**  
HY 8. Mixageur 3 entrées. 2 voies ..... **197 F**  
HY 8. Préampli 2 voies. connecteur RCA ..... **210 F**  
HY 73. Préampli 2 voies. auto. ..... **359 F**

MODULES AMPLI

HY 80. 30 W ..... **245 F** HY 125. 100 W ..... **405 F**  
HY 248. 120 W ..... **538 F**

### COFFRETS

ESM ..... **116 F** P 1 ..... **15 F** P 3 ..... **35 F**  
EC 26-10-FA ..... **161 F** P 2 ..... **22 F** P 4 ..... **52 F**  
ET 32-11 ..... **207 F** AUS 12 ..... **83 F**  
ER 48-09 ..... **355 F** AUS 22 ..... **89 F**  
CAB 222 ..... **88 F**

TOUS LES MODELES DISPONIBLES DOC ET TARIF SUR DEMANDE

### CONNECTIQUE

DIN 3 B Mâle ..... **2,70 F**  
DIN 5 B Mâle ..... **2,90 F**  
DIN 6 B Mâle ..... **3,50 F**  
DIN 7 B Mâle ..... **4,80 F**  
DIN 8 B Mâle ..... **5,50 F**

### TYPE XLR NEUTRIX

3 B Mâle ..... **18,80 F**  
3 B Femelle ..... **22,50 F**  
4 B Mâle ..... **29,00 F**  
4 B Femelle ..... **37,80 F**

Jack 6.35 Mâle ..... **2,90 F**  
Jack 6.35 Stéréo ..... **4,50 F**  
Jack 6.35 Mâle métal ..... **6,50 F**  
Jack 6.35 Mâle stéréo métal ..... **8,50 F**

### CANON A SOUDER

9 Br mâle ..... **3,95 F** 25 Br mâle ..... **6,10 F**  
9 Br fem. .... **4,20 F** 25 Br fem. .... **7,10 F**  
Capot 9 B ..... **3,50 F** Capot 25 B ..... **4,50 F**  
15 Br mâle ..... **5,30 F** 37 Br mâle ..... **22 F**  
15 Br fem. .... **6,00 F** 37 Br fem. .... **24 F**  
Capot 15 B ..... **4,00 F** Capot ..... **16 F**

### Fers JBC

15 W LD ..... **148 F** Thermorég. 45 W ..... **570 F**  
30 W LD ..... **135 F** Station thermorég. de .....  
40 W LD ..... **135 F** 100° C à 1000° C .....  
65 W LD ..... **150 F** Display ..... **1580 F**



EXP 28. Prise de courant télé. à I.R. ..... **110 F**  
EXP 31. Station de courant nuit et jour ..... **91 F**  
EXP 35. Interrupteur/variateur de lumière ..... **85 F**  
EXP 39. Ampli 20 W 12 V ..... **95 F**